



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI - CONSTANTINE

FACULTÉ DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° Série : 68/D3C/2023
N° d'ordre : 02/Elech/2023

THÈSE

*Pour l'obtention du diplôme de Doctorat troisième Cycle LMD
En Électrotechnique*

Option: ÉLECTROTECHNIQUE

Présentée Par

Nourelhouda BOUABID

Master en Électrotechnique

THÈME

**Contrôle et continuité de fonctionnement du
moteur asynchrone à l'aide de la carte DSPACE
1104.**

Soutenue le : 29 \ 11 \ 2023

devant le jury :

Président	NEMMOUR Ahmed Lokmane	Prof.	U. F. M. Constantine 1
Rapporteur	KHEZZAR Abdelmalek	Prof.	U. F. M. Constantine 1
Examineurs	BENIDIR Mohamed	Prof.	U. F. M. Constantine 1
	BOUZEKRI Hacene	Prof.	U. 20 Août 1955 Skikda
	KRIM Fateh	Prof.	U. Ferhat Abbas Setif 1

Remerciement

*Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au Laboratoire d'Electrotechnique de l'Université des Frères Mentouri Constantine 1 (LEC), Equipe de la Recherche en Electrotechnique '4' , sous la direction du professeur **Abdelmalek KHEZZAR**.*

*Je tiens en premier à louer **Allah** qui nous a donné volonté, force, patience, courage et santé pour réaliser ce travail.*

*Je désire exprimer ma profonde reconnaissance à mon encadrant, Monsieur le Professeur **Abdelmalek KHEZZAR**, pour l'excellent suivi et les conseils pertinents apportés durant la réalisation de ce thèse ainsi que pour la grande confiance qu'il accordée.*

*Je voudrais exprimer ma profonde le co-directeur de thèse, Monsieur **Yacine MAOUCHE**, ma conférence à l'Université Mentouri Constantine 1, pour son suivi continuel et les conseils qu'il ma donnés tout au long de ce travail.*

*Je tiens à remercier le Dr. **Mohamed-Amine.MOUSSA** pour son aide, ses encouragements, et ses précieuses conseils.*

Je tiens aussi à remercier les membres du jury, pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger ce travail.

J'exprime aussi mes plus grandes reconnaissances à tous les enseignants du département de Électrotechnique.

je remercie vivement les membres du laboratoire d'Électrotechnique (LEC) spécia-

lement tous mes collègues qui ont contribué, à l'accomplissement de ce travail : Seif-elislam CHELLI, Oussama ABDESSAMAD, Mohammed BELHADJ-MOSTEFA, Fares DEBABI.

Sur un plan plus personnel, je tiens à remercier profondément mon très cher personne dans ma vis, pour son aide, ses encouragement.

Enfin je remercie tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à l'aboutissement et à l'amélioration de ce travail.

Dédicace

*Ce modeste travail est dédié à plus chers au monde mes **Parents** en Témoignage de leur grand soutien, durant mes études, jusqu'à l'élaboration de ce travail.*

*À **mes sœurs** à qui j'accorde une distinction particulière.*

*À mon, **très cher personne** dans ma vie, pour son soutien et encouragement.*

À toute ma famille.

Table des matières

Avant propos	iii
Dédicace	v
Table des matières	vi
Liste des tableaux	viii
Liste des figures	ix
Introduction générale	1
1 État de l'art du diagnostic de la machine à induction	5
1.1 Introduction	5
1.2 Constitution de la machine à induction	5
1.3 Les différents types des défauts de la machine	7
1.4 Intérêt de diagnostic	18
1.5 Conclusion	21
2 Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte des différents défauts.	23
2.1 Introduction	23
2.2 Modélisation de la machine asynchrone avec modèle multi-enroulements.	24
2.3 Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte du défaut de cassure de barres.	27
2.4 Conclusion	34
3 Commande Vectorielle et Impact de la Commande Vectorielle Indirecte 'IR-FOC' sur les Indices de Diagnostic	37
3.1 Introduction	37
3.2 Principe de la commande vectorielle	38
3.3 Choix de l'orientation de flux	38
3.4 Types de la commande vectorielle	39
3.5 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park	43
3.6 Résultats de simulation et expérimentaux	47
3.7 Impact de la commande vectorielle indirect sur les paramètres électriques	49
3.8 Méthode de la transformation de Fourier discrète.	59
3.9 La transformation de Fourier discrète sur le courant i_{sd}	63
3.10 Résultats de simulation et validation expérimentale du courant statorique direct mesuré	64
3.11 Impact de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres mécanique prise en compte la présence du défaut	69

3.12	La transformation de Fourier discrète sur la vitesse ω_m :	70
3.13	Résulta de simulation et validation expérimentale du vitesse mesuré	70
3.14	Conclusion	72
4	Nouvelle technique de diagnostic et de compensation pour différents défauts de la machine asynchrone	73
4.1	Introduction	73
4.2	Restauration de l'amplitude des indices de diagnostic de défaut sans affecter la commande vectorielle indirecte	74
4.3	Méthode de compensation par signature de défaut et l'erreur du couple électromagnétique	78
4.4	Conclusion	81
	Conclusion	83
	Bibliographie	85
	Résumé	95
	Abstract	97

Liste des tableaux

31	Spécification du moteur asynchrone simulé	65
32	Spécification du courant direct statorique	65
33	Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre	67
34	Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut excentricité	67
35	Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre	70
36	Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut Excentricité mixte	71
41	Pourcentage pour reconstituer l'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut de cassure de barre	75
42	Pourcentage pour reconstituer l'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut excentricité	75
43	Pourcentage pour la reconstruction d'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre	76
44	Pourcentage pour revenir l'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut excentricité	77

Liste des figures

11	Constitution de la machine à induction[1].	6
12	Le stator de la machine asynchrone[1].	6
13	rotor à cage d'écureuil [1].	7
14	Causes externes et internes de défauts de la machine à induction.[2].	8
15	rotor a cage.	8
16	Répartition des défauts selon [3].	8
17	Les nouvelles fréquences qui apparaissent au niveau du rotor, stator ainsi qu'au de la niveau du vitesse lord d'une rupture d'une barre	10
18	Les nouvelles pulsations qui génèrent dans le couple.	11
19	Les nouvelles pulsations qui générées dans le couple.	11
110	Les nouvelles pulsations qui générées dans les courants statorique.	12
111	Les nouvelles pulsations qui générées dans les courants rotorique.	12
112	Les nouvelles pulsations qui apparaissent dans le couple électromagnétique.. . . .	13
113	Représentation d'un roulement a billes [4].	13
114	Vue des roulements sains et défectueux (billes écorchées) [1].	14
115	Représentation des types de défauts d'excentricité - (a) Rotor centré, (b) Excentricité statique, (c) Excentricité dynamique [5].	15
116	Représentation de l'excentricité statique [2].	15
117	Les nouvelles fréquences et les conditions d'existence qui apparaissent à cause de l'excentricité statique.	15
118	Représentation de l'excentricité dynamique [2].	16
119	Mesures vibratoires sur la machine asynchrone[2].	19
120	Spectre de la tension de la tension du neutre[6].	20
121	Vecteur de Park de courant statorique pour 100% de charge avec une alimentation non sinusoidale [6].	20
122	Spectre fréquentiel du module du vecteur de Park des courants statoriques pour 100% de charge [6].	21
21	Circuit équivalent du rotor.	24
22	Rupture D'une barre rotorique.	28
23	Spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une barre cassée sous le fonctionnement de 50 % de la charge nominale.[7]	29
24	Spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour des résultats Expérimentaux ayant une une barre cassée sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.[8]	30
25	Représentation du défaut l'excentricité statique[9].	30
26	Représentation du défaut l'excentricité dynamique[10][11].	32
31	la structure d'une commande par flux orienté (FOC)[12].	39
32	Schéma général de la commande vectorielle par orientation du flux direct [13].	40

33	Structure de a commande vectorielle avec orientation de flux rotorique de la machine asynchrone[14].	41
34	Structure de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone[15].	42
35	la commande vectorielle par orientation du flux indirecte(IRFOC)de la machine asynchrone.	42
36	Les résultats de la simulation des signatures du moteur sain en fonction du temps.	47
37	Les résultats de simulation des signatures du moteur défectueux.	48
38	Banc d'essai.	49
39	Les résultats expérimentaux des signatures du moteur sain en fonction du temps.	49
310	Les résultats expérimentaux des signatures du moteur défectueux (Défaut cassure de barre) en fonction du temps.	50
311	Les résultats de simulation des signatures du moteur effectues (Défaut Excentricité) en fonction du temps.	50
312	Schéma-bloc de la boucle fermée de contrôle du courant statorique direct sans défaut.	52
313	Présentation du schéma-bloc de la boucle fermée du contrôle du courant statorique direct avec la prise en compte la perturbation.	56
314	Le Schéma-bloc de l'extraction de signature de défaut à partir du courant statorique direct mesuré.	59
315	TFD d'un signal sinusoïdal.	60
316	La fonction $f(t)$ qui représente le peigne de Dirac tel que $A * t = 1$	61
317	Représentation d'un recouvrement spectral.	62
318	La transformation de Fourier discrète de la signature de défaut.	64
319	Simulation : Représentation du courant direct statorique mesuré dans le cas de la cassure.	66
320	Représentation de courant direct statorique mesuré à différentes fréquences. (a) état sain, (b), (c) et (d) ayant une cassure de barre.	66
321	Effet de la commande sur l'amplitude i_{sd} de signature du défaut dans le cas cassure de barre en pourcentage.	67
322	Expérimentation : Représentation de courant direct statorique mesurée à différentes fréquences obtenues par l'Eq. ???. (a) état sain, (b), (c) and (d) ayant une excentricité mixte.	68
323	Effet de la commande sur l'amplitude i_{sd} de signature du défaut dans le cas Excentricité mixte en pourcentage.	68
324	Schéma-bloc de la boucle fermée de contrôle de la vitesse prise en compte le défaut.	69
325	Bloc de diagnostic de transformée de Fourier Discret(DFT).	70
326	Effet de la commande sur l'amplitude ω_m de signature du défaut dans le cas cassure de barre en pourcentage.	71
327	Effet de la commande sur l'amplitude ω_m de signature du défaut dans le cas d'excentricité mixte en pourcentage.	72
41	Le schéma bloc pour reconstituer l'amplitude réelle	74
42	Pourcentage pour reconstituer l'amplitude réelle de la signature du défaut ω_m dans le cas du défaut de cassure de barre.	75
43	Pourcentage de la reconstruction de la vitesse de l'amplitude réelle de la signature du défaut ω_m dans le cas du défaut Excentricité mixte.	76

44	Pourcentage pour revenir l'amplitude réelle du i_{sd} de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre.	77
45	Pourcentage pour revenir l'amplitude réelle du i_{sd} de la signature du défaut dans le cas d'excentricité.	77
46	Bloc de compensation.	78
47	Les signatures de la vitesse du moteur d'un état sain	80
48	Les signatures défectueuses dans le cas du cassure de barre.	81
49	Les signatures compensées	82

Introduction générale

Les machines électriques jouent un rôle essentiel dans de nombreuses applications industrielles en raison de leurs avantages en termes d'adaptabilité et de performances. Parmi ces machines, la machine asynchrone (MAS) occupe une place prépondérante en raison de sa conception robuste, de sa simplicité et de ses coûts de fabrication abordables.

La machine asynchrone a longtemps été utilisée principalement dans des applications nécessitant une vitesse constante, en raison de la difficulté à contrôler le couplage électromagnétique entre les grandeurs du stator et celles du rotor.

Cependant, malgré sa réputation de robustesse, la machine asynchrone peut présenter différents types de défauts, qu'ils soient d'ordre électrique ou mécanique. Ces défauts affectent les composants électriques et mécaniques de la machine, entraînant des perturbations dans son comportement et ses performances.

Ces défaillances peuvent entraîner des arrêts non planifiés, des pertes de production, des réparations coûteuses et représenter des risques pour la sécurité des personnes, des équipements et de l'environnement. Il est donc essentiel de mettre en place des systèmes de surveillance appropriés pour détecter rapidement ces défaillances.

Plusieurs procédures de diagnostic sont disponibles, permettant d'analyser les différentes grandeurs de la machine et d'effectuer une analyse spectrale des signaux de la machine asynchrone.

La modélisation de la machine électrique, en utilisant des équations mathématiques, facilite la compréhension de son comportement en état normal et défectueux, ce qui permet de réaliser un bon diagnostic.

La commande vectorielle est une technique largement utilisée pour le contrôle des machines asynchrones. Elle permet à une machine asynchrone d'acquérir des caractéristiques similaires à celles d'une machine à courant continu (MCC), avec un contrôle indépendant du flux et du couple. Cela facilite également le diagnostic de la machine.

Cependant, en présence de défauts, les contrôleurs de la commande vectorielle cherchent

à maintenir les variables contrôlées à leurs valeurs de référence, ce qui peut affecter la détection des défauts en manquant d'informations importante liée au diagnostic.

La commande vectorielle ne permet pas un découplage naturel entre le couple et le flux dans la machine asynchrone, car le courant statorique génère à la fois le flux et le couple.

La commande vectorielle à flux orienté présente l'avantage de contrôler indépendamment le flux et le couple, ce qui signifie que les changements de couple se produiront à flux constant et vice versa. Ce découplage entre le flux et le couple est un avantage important pour le diagnostic des défauts [16][17].

L'orientation du flux peut être choisie selon différentes directions, telles que l'orientation du flux statorique, de l'entrefer ou rotorique.

Cependant, le contrôle du commutateur de courant dans la commande vectorielle peut être complexe, ce qui conduit souvent à son remplacement par un onduleur de tension avec une boucle de régulation du courant [17].

Dans ce travail, nous nous concentrons sur l'effet de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres du diagnostic. Deux méthodes seront présentées pour compenser les variations introduites par les défauts afin d'obtenir des performances similaires à celles d'une machine saine.

Cette étude sera présentée en quatre chapitres, comprenant une introduction, une conclusion générale et une bibliographie.

Le premier chapitre présente la structure de la machine asynchrone, les origines des défauts dans les moteurs à cage, ainsi que les différents défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone. Les différentes méthodes de diagnostic sont également abordées.

Le deuxième chapitre aborde la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des différents défauts. Nous discutons également la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone, de ses principes et de ses types (DFOC, IRFOC). Nous présentons la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park pour effectuer la transformation du système triphasé vers le système biphasé.

Le troisième chapitre examine l'effet de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres du diagnostic. Une étude analytique basée sur l'impact de la commande sur les amplitudes des grandeurs électriques (comme le courant direct statorique) et mécaniques (comme la vitesse) sera réalisée à l'aide de la transformée de Fourier discrète (DFT). Une validation expérimentale sera présentée, en particulier pour les défauts de cassure de barre et d'excentricité mixte.

Le quatrième chapitre présente une nouvelle méthode d'extraction de l'amplitude réelle des indices de diagnostic de défaut sans affecter la commande vectorielle indirecte. Ensuite, la compensation de l'effet de ces défauts sera abordée afin d'assurer la continuité du fonc-

tionnement de la machine.

En conclusion générale, nous mettrons en évidence les principales contributions de ce travail.

État de l'art du diagnostic de la machine à induction

1.1 Introduction

La machine asynchrone occupe une place privilégiée dans les applications industrielles en raison de sa conception robuste, de sa fiabilité et de son faible coût de fabrication [18–20].

Cependant, la machine asynchrone est sujette à différents types de défauts dans le stator et le rotor, tels que les défauts de barres cassées, les défauts d'excentricité du rotor, les défauts d'enroulement du stator, etc. [21]. Il est donc essentiel de présenter ces différents défauts et les méthodes de diagnostic correspondantes.

Dans ce chapitre, nous commencerons par rappeler la constitution de la machine asynchrone et les origines des défauts dans les moteurs à cage. Nous examinerons ensuite en détail les différents types de défauts pouvant affecter la machine, en mettant l'accent sur leur impact et leur importance du point de vue du diagnostic. Nous aborderons des défauts tels que les barres cassées, l'excentricité du rotor, les enroulements défectueux, etc.

Le diagnostic des défauts revêt une grande importance car il permet de détecter et de localiser les problèmes de la machine à un stade précoce, évitant ainsi des pannes graves et coûteuses. Nous présenterons donc les différentes méthodes de diagnostic disponibles pour la machine asynchrone. Cela peut inclure des techniques telles que l'analyse de la réponse en fréquence, l'analyse des signatures électriques, l'analyse vibratoire, l'utilisation de capteurs spécifiques, etc. Nous soulignerons les avantages et les limites de chaque méthode.

En conclusion de ce chapitre, nous ferons une synthèse des différents types de défauts de la machine asynchrone, de leur impact sur les performances et du rôle crucial du diagnostic pour assurer le bon fonctionnement de la machine dans les applications industrielles.

1.2 Constitution de la machine à induction

La machine à induction utilise le principe de l'induction électromagnétique pour générer le mouvement. Le stator, en tant que partie fixe de la machine, est responsable de la création

du champ magnétique tournant[22]. Il est composé de disques en tôles magnétiques empilés pour former le noyau du stator. Ces tôles magnétiques réduisent les pertes d'énergie par courants de Foucault et l'hystérésis magnétique[6]. Les enroulements de phase, fixés sur le stator, sont traversés par un courant alternatif qui crée le champ magnétique tournant.

Le rotor, quant à lui, est la partie rotative de la machine. Il est également composé de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine. La particularité du rotor de la machine à induction est la présence d'une cage, également appelée "cage d'écureuil" en raison de sa forme. Cette cage est formée par des barres conductrices en court-circuit reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux conducteurs. Lorsque le courant alternatif du stator crée le champ magnétique tournant, il induit des courants dans la cage du rotor. Ces courants créent à leur tour un champ magnétique qui interagit avec le champ magnétique du stator, générant ainsi le mouvement du rotor.

Les figures 11 à 13 illustrent de manière schématique la structure spécifique de la machine à induction, fournissant des détails sur sa configuration et son fonctionnement. Ces schémas permettent de mieux comprendre les différentes parties de la machine, telles que le stator et le rotor, ainsi que la disposition des enroulements et des tôles magnétiques. Ces informations visuelles aident à visualiser la structure interne de la machine et à mieux appréhender son fonctionnement global[1][6].

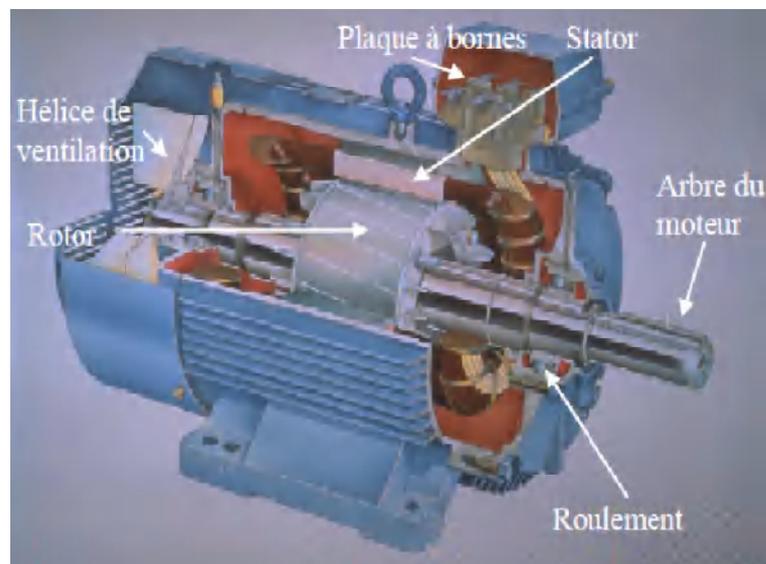


Figure 11. Constitution de la machine à induction[1].

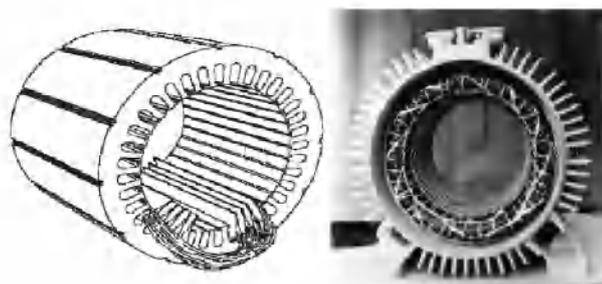


Figure 12. Le stator de la machine asynchrone[1].

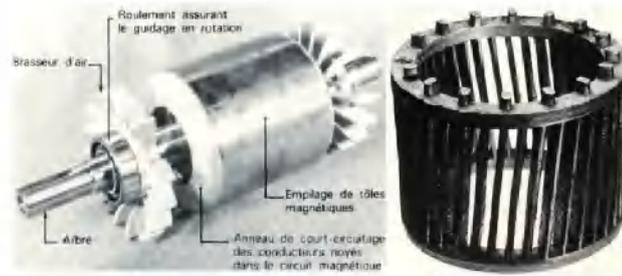


Figure 13. rotor à cage d'écurueil [1].

1.3 Les différents types des défauts de la machine

En général, les machines asynchrones sont soumises à différentes contraintes qui peuvent entraîner de nombreux défauts. Ces défauts peuvent se produire à la fois dans la partie fixe de la machine (le stator), ce qu'on appelle les défauts statoriques, ainsi que dans la partie mobile (le rotor), ce qu'on appelle les défauts rotoriques [23].

Dans la littérature, il existe des études statistiques sur les défauts pouvant survenir dans une machine électrique. La classification se fait selon des critères précis, mais ceux-ci varient d'un auteur à l'autre :

Selon [24], une étude statistique portant sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) a donné les résultats suivants : 51% des défauts étaient des enroulements statoriques, 22% étaient des défauts au rotor, 9% étaient liés à la tôlerie du stator, 8% étaient des problèmes de roulements, et 10% étaient classés dans la catégorie "autres".

Selon [25], la répartition des défauts est la suivante : 50% des défauts sont statoriques, 20% sont des défauts rotoriques, 20% sont des défauts mécaniques et 10% sont classés dans la catégorie "autres".

Dans l'étude comparative réalisée par [3], plus de 50% des défauts affectent les roulements, environ 16% sont localisés au stator, 5% apparaissent au niveau du rotor et 2,5% sont des problèmes liés à l'axe et aux accouplements, comme illustré dans la figure 1.6.

Selon [26], les défauts statoriques représentent environ 40% des problèmes, les défauts rotoriques sont responsables d'environ 20% des pannes, les pannes mécaniques représentent également près de 20%, et les autres types de défauts environ 10%.

Les statistiques présentées par [27] indiquent que les défauts de roulement représentent de 40 à 50% des cas, les défauts statoriques sont responsables de 30 à 40% des problèmes, et enfin, nous avons de 5 à 10% de défauts rotoriques [2].

1.3.1 Défaillance d'ordre électrique

Dans cette catégorie, nous pouvons identifier deux types de défaillances : les défaillances qui surviennent dans les circuits électriques statoriques et les défaillances qui surviennent

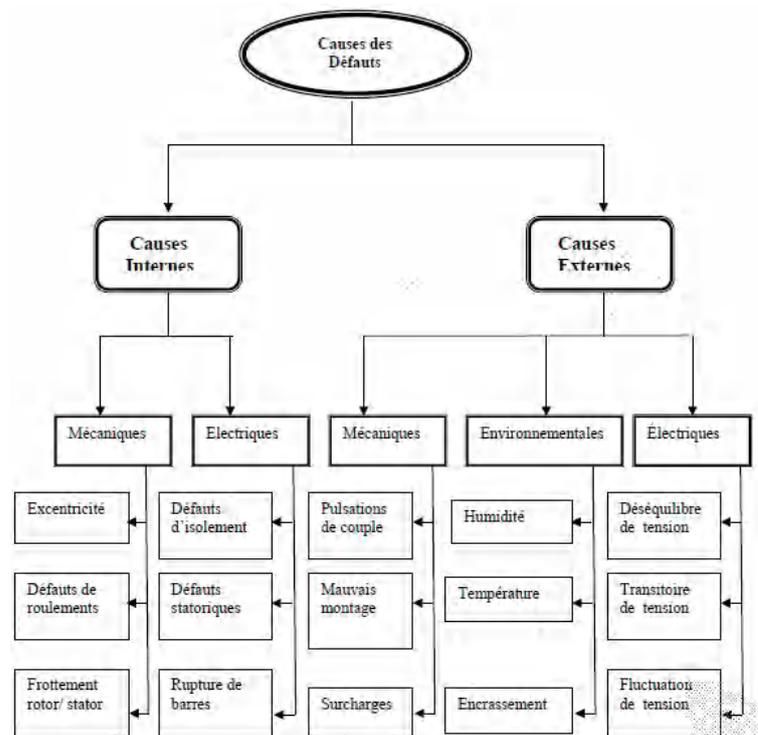


Figure 14. Causes externes et internes de défauts de la machine à induction.[2].

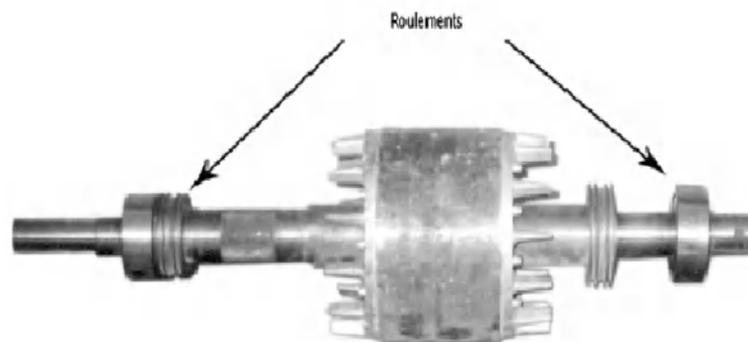


Figure 15. rotor a cage.

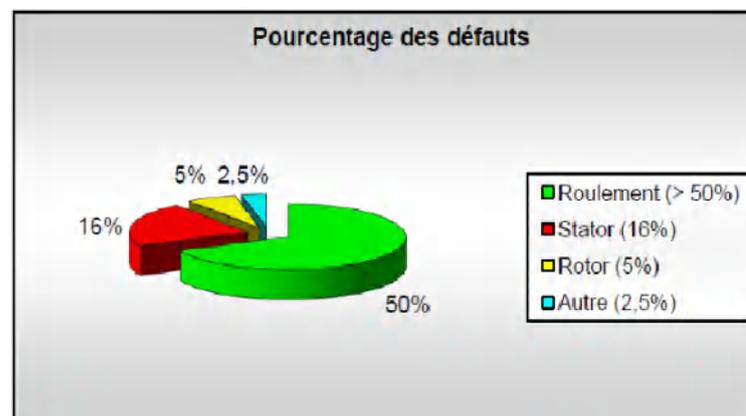


Figure 16. Répartition des défauts selon [3].

dans les circuits électriques mécaniques [6].

1.3.1.1 Défaillance des circuits électriques statorique

Les problèmes de défaillance des circuits électriques statoriques, tels que les défauts d'isolation, peuvent entraîner plusieurs conséquences, notamment des courts-circuits entre les spires à l'intérieur des encoches statoriques, des courts-circuits entre une phase et le neutre ou entre deux phases statoriques, ainsi que des ouvertures de phase. Ces conséquences peuvent avoir un impact important sur le fonctionnement du moteur [6] [4].

Un court-circuit entre les spires à l'intérieur des encoches statoriques crée un nouveau bobinage monophasé au stator qui génère un champ magnétique additionnel à une fréquence de synchronisme (f_s). Cela induit des vibrations et des oscillations de couple, ainsi que des harmoniques de fréquences multiples (kf_s) dans les courants absorbés par la machine.

Un court-circuit entre une phase et le neutre, ou entre deux phases statoriques, crée un chemin de faible résistance pour le courant électrique, contournant la charge normale. Cela peut provoquer une surcharge de la phase touchée, une diminution de la tension disponible pour les autres phases, et des perturbations dans les courants statoriques.

L'ouverture de phase, quant à elle, se produit lorsque l'une des phases du système électrique ou du moteur est interrompue. Cela entraîne un déséquilibre au niveau du stator, avec une dissymétrie dans les tensions d'alimentation. Cela peut causer des déséquilibres dans les courants statoriques, une perte de puissance et un mauvais fonctionnement du moteur électrique.

Dans l'ensemble, il est crucial de détecter et de corriger les défauts d'isolation dans les circuits électriques statoriques afin de prévenir les courts-circuits, les déséquilibres, les perturbations et les problèmes de fonctionnement. Cela permet de maintenir les performances optimales et la fiabilité du système électrique ou du moteur.

1.3.1.2 Défaillance des circuits électriques rotoriques :

La cage du rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil est composée de barres et d'anneaux de court-circuit en cuivre. En cas de rupture d'une barre ou d'un segment d'anneau de court-circuit, un défaut électrique rotorique se produit [6].

Plusieurs facteurs peuvent induire ce type de défauts, notamment :

- l'augmentation de la température due à une surcharge de la machine,
- les efforts magnétiques engendrés par les forces électromagnétiques,
- les contraintes résiduelles liées aux problèmes de fabrication.,
- les contraintes environnementales causées par la contamination,
- les contraintes environnementales causées par la contamination,
- l'abrasion du matériau du rotor liée à des produits chimiques ou à l'humidité,
- les conditions hostiles dans lesquelles la machine fonctionne.

Une défaillance au niveau de la cage rotorique se produit généralement à la jonction entre une barre et un anneau de court-circuit. Étant donné que les barres rotoriques et les anneaux de court-circuit ne peuvent pas être fabriqués d'un seul tenant (sauf pour les machines de faible puissance), des soudures sont réalisées aux extrémités de chaque barre pour les relier aux deux anneaux de court-circuit. La fragilité de ces soudures par rapport aux barres et aux anneaux fabriqués d'un seul tenant entraîne une fragilité de la cage d'écurueil spécifiquement à ces endroits [2].

- **Défaut des cassure de barres**

Cet organigramme présente les nouvelles fréquences qui apparaissent au niveau du rotor, stator ainsi qu'au niveau de la vitesse lors d'une rupture d'une barre.

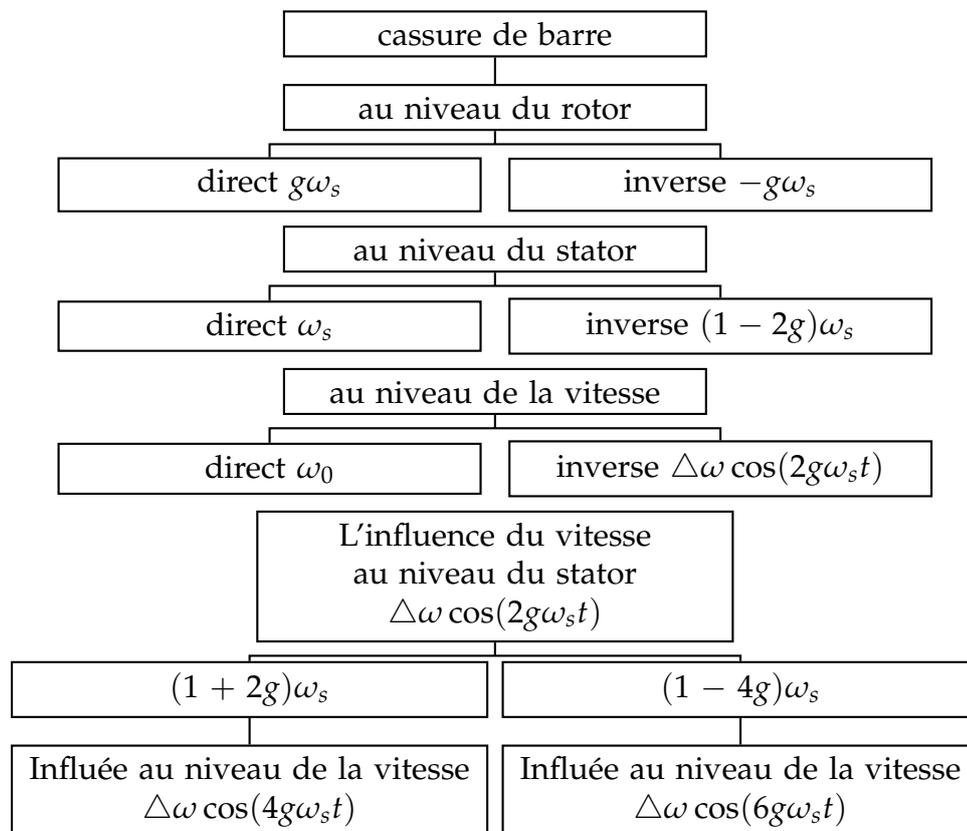


Figure 17. Les nouvelles fréquences qui apparaissent au niveau du rotor, stator ainsi qu'au de la niveau du vitesse lord d'une rupture d'une barre

D'après les pulsations qui apparaissent dans les courants statorique et rotorique, les nouvelles pulsations qui générées dans les couples sont définies dans l'organigramme suivant :

- **Défaut du déséquilibre d'alimentation**

Le défaut du déséquilibre d'alimentation est un défaut électrique qui génère une dissymétrie au niveau du stator ce qui implique un système déséquilibré.

Cet organigramme explique les nouvelles fréquences qui apparaissent au niveau du sta-

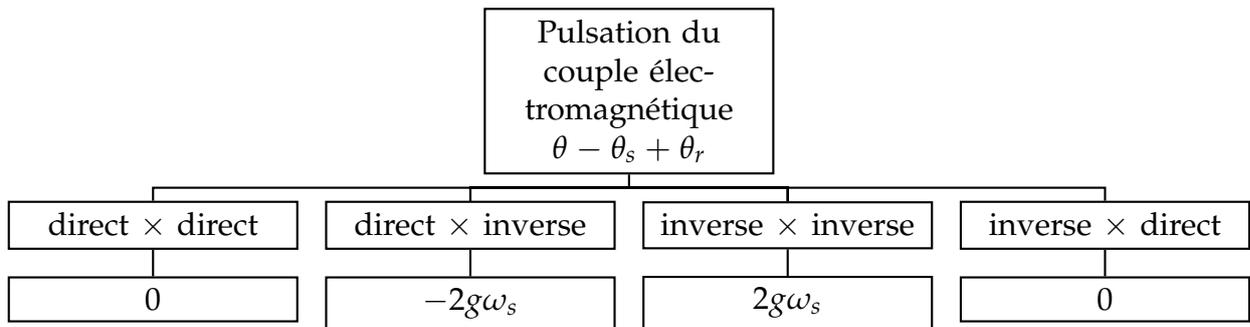


Figure 18. Les nouvelles pulsations qui génèrent dans le couple.

tor ainsi au niveau du rotor qu'un déséquilibre d'alimentation.

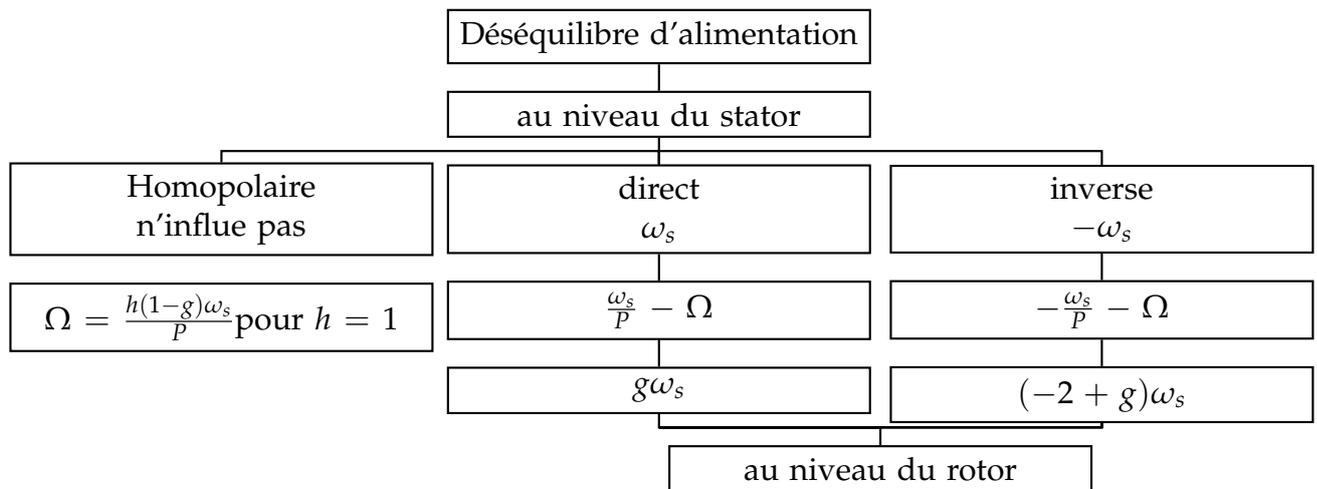


Figure 19. Les nouvelles pulsations qui générées dans le couple.

S'il y a un déséquilibre d'alimentation donc il y a une apparition des nouvelles harmoniques au niveau du couple électromagnétique que l'on discutera dans la partie suivante.

1.3.1.3 Le couple électromagnétique

Dans des conditions idéales, le couple électromagnétique d'une machine électrique est constitué uniquement de la composante directe, qui est alignée avec l'axe du champ magnétique. Cependant, en cas de déséquilibre dans l'alimentation électrique, il peut y avoir l'apparition de deux composantes dans le couple électromagnétique : une composante directe et une composante inverse.

La composante directe du couple électromagnétique est générée par l'interaction entre le champ magnétique tournant produit par le stator et le courant du rotor. Elle est responsable du fonctionnement normal de la machine et de la production de couple utile.

En revanche, la composante inverse du couple électromagnétique est causée par des déséquilibres dans l'alimentation électrique, tels que des déséquilibres de tension ou de courant entre les phases. Ces déséquilibres créent des champs magnétiques supplémentaires dans la machine, qui interfèrent avec le champ magnétique principal et génèrent une composante

de couple inverse. Cette composante peut entraîner des vibrations, des oscillations et des perturbations dans le fonctionnement de la machine.

De nombreuses études et recherches ont été menées sur la détection des défauts de déséquilibre d'alimentation en utilisant des indices basés sur le couple électromagnétique. Les références que nous avons mentionnées, à savoir [28] et [29], traitent de ce sujet spécifique et proposent des approches et des techniques pour détecter et diagnostiquer les défauts de déséquilibre d'alimentation en analysant le comportement du couple électromagnétique.

Ces travaux de recherche mettent en évidence l'importance du couple électromagnétique comme un indicateur potentiellement précieux pour la détection précoce des déséquilibres d'alimentation et la surveillance de l'état de la machine électrique. De la même stratégie nous avons suivi dans le cas de la cassure de la barre pour trouver les pulsations qui apparaissent dans le couple électromagnétique. En distinguant trois étapes. La première étape est de définir les composantes qui apparaissent dans les courants statoriques et dans leurs pulsations.

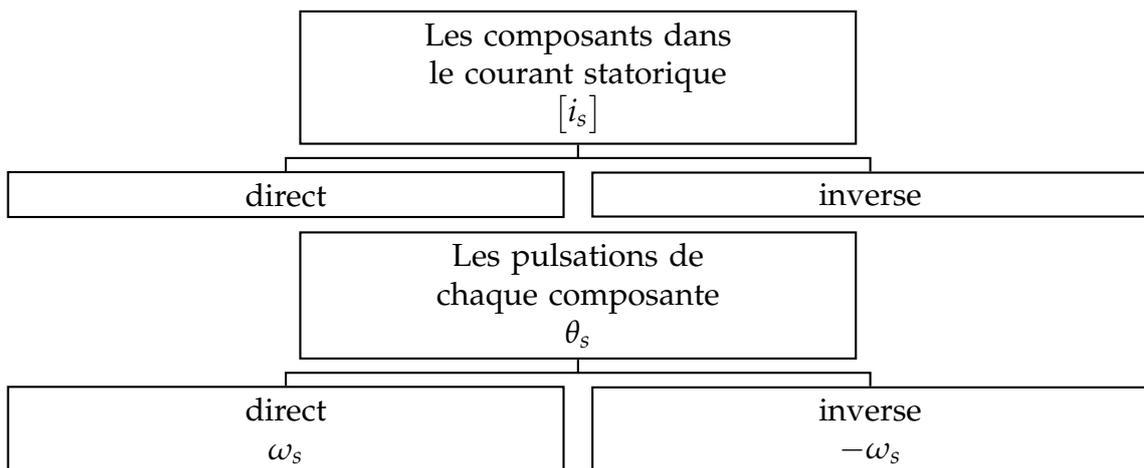


Figure 110. Les nouvelles pulsations qui générées dans les courants statorique.

La même chose pour les courants rotoriques :

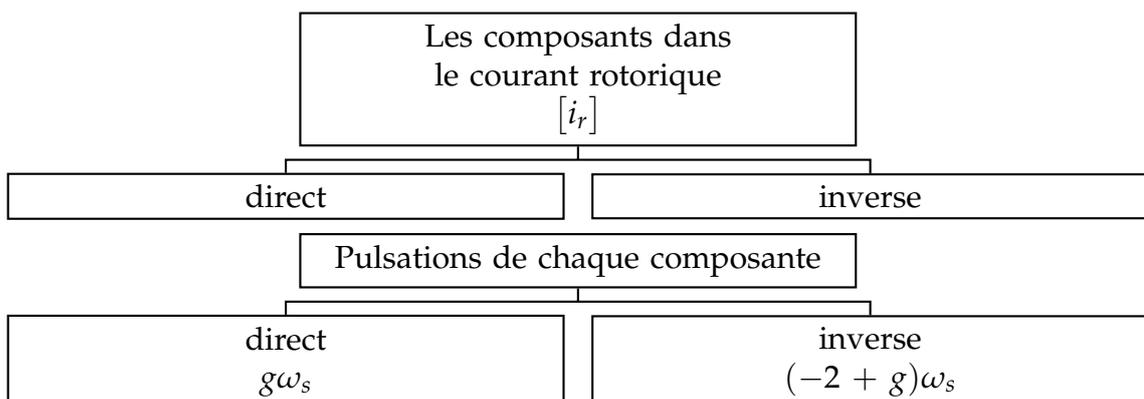


Figure 111. Les nouvelles pulsations qui générées dans les courants rotorique.

La troisième étape présente les nouvelles pulsations qui apparaissent dans le couple électromagnétique. L'organigramme ci-dessous définit ces pulsations :

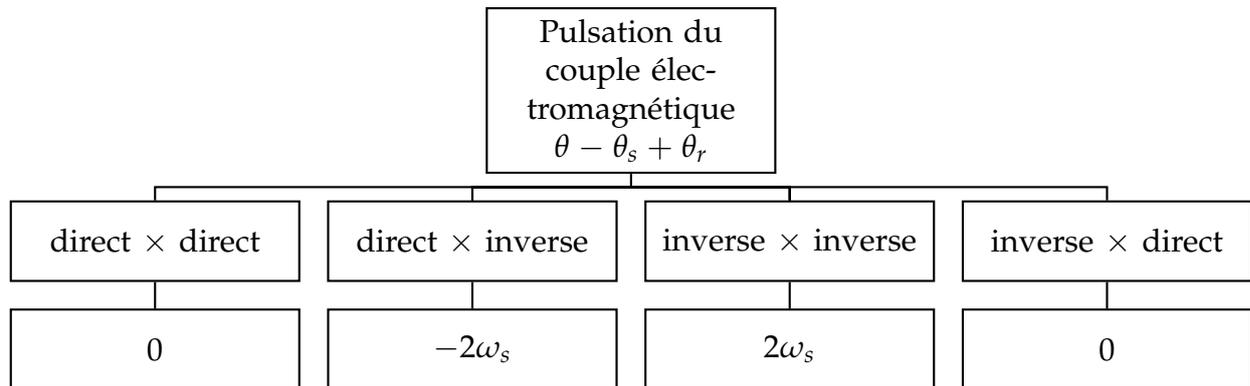


Figure 112. Les nouvelles pulsations qui apparaissent dans le couple électromagnétique.

1.3.2 Défaillance d'ordre mécanique

Dans cette catégorie nous pouvons citer :

1.3.2.1 Défaut de roulement

Les roulements sont des éléments essentiels dans les systèmes en rotation, permettant une liaison mobile entre deux éléments. Ils se composent généralement de deux bagues : une bague intérieure et une bague extérieure. Entre ces deux bagues, se trouvent des billes ou des rouleaux qui facilitent la rotation. Ces éléments réduisent les frottements et permettent de supporter les charges, assurant ainsi un fonctionnement fluide du mécanisme. La Figure 1.7 illustre la disposition typique des éléments d'un roulement.

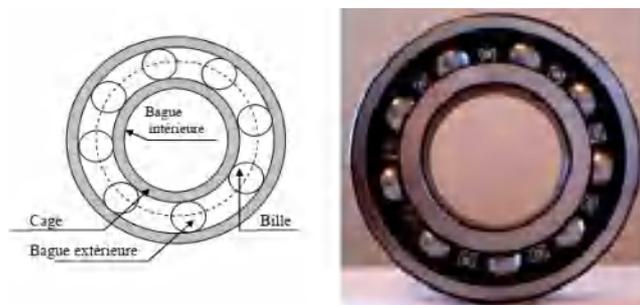


Figure 113. Représentation d'un roulement à billes [4].

Cependant, les roulements sont les composants les plus sensibles aux défauts et à l'usure dans les machines électriques, en particulier dans les machines de forte puissance. Les défaillances des roulements sont souvent causées par l'usure des billes ou des surfaces de roulement, et peuvent résulter de divers facteurs tels que le vieillissement, la température élevée, la perte de lubrification, la contamination de l'huile, un mauvais montage ou la présence de courants d'arbres.

Les conséquences directes de ces défaillances sur les roulements comprennent des trous dans les gorges de roulement, des ondulations sur les surfaces de roulement, l'usure des billes, la corrosion due à l'eau, des problèmes de graissage causés par la température, ainsi que le décollement ou l'effritement de surface causé par une surcharge. La présence d'un roulement défectueux peut entraîner le blocage du moteur [30] [31] [6].

Il est donc crucial de surveiller et de maintenir les roulements en bon état de fonctionnement afin d'éviter les défaillances et d'assurer un fonctionnement optimal de la machine.



Figure 114. Vue des roulements sains et défectueux (billes écorchées) [1].

1.3.2.2 Défauts d'excentricité

L'excentricité d'une machine est définie comme une asymétrie dans l'entrefer entre le stator et le rotor, accompagnée d'une répartition non-homogène des courants dans le rotor et d'un déséquilibre des courants statoriques. Cette condition entraîne un déséquilibre des efforts exercés sur les barres du rotor, ce qui se traduit par un couple global non-constant.

Les causes de ces défauts peuvent être les suivantes :

- Une flexion de l'arbre, qui peut être due à des contraintes mécaniques ou à des défauts de conception,
- Un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, pouvant résulter d'une installation incorrecte ou de problèmes de montage,
- L'usure du roulement, qui peut entraîner un décalage entre le stator et le rotor,
- Un déplacement du noyau statorique, qui peut être causé par des forces magnétiques ou mécaniques anormales.

Il existe trois types d'excentricité :

- **L'excentricité statique** Elle se produit lorsque le rotor est déplacé de manière constante par rapport au stator, créant un entrefer inégal. Cela peut résulter d'une déformation permanente de l'arbre ou de conditions d'existence qui apparaissent à cause de l'excentricité statique sont résumées par :

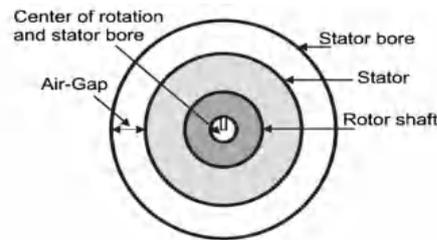


Fig. 1. Healthy motor.

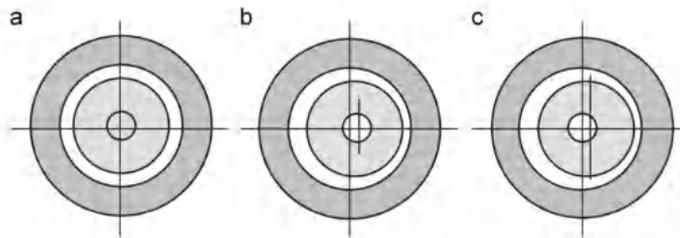


Figure 115. Représentation des types de défauts d'excentricité - (a) Rotor centré, (b) Excentricité statique, (c) Excentricité dynamique [5].

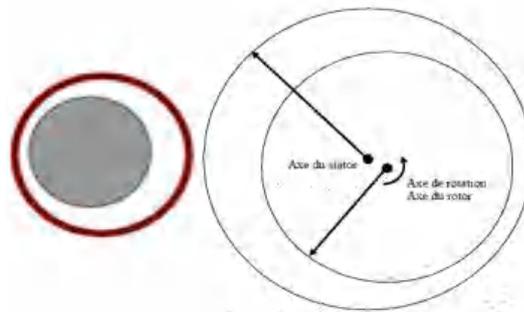


Figure 116. Représentation de l'excentricité statique [2].

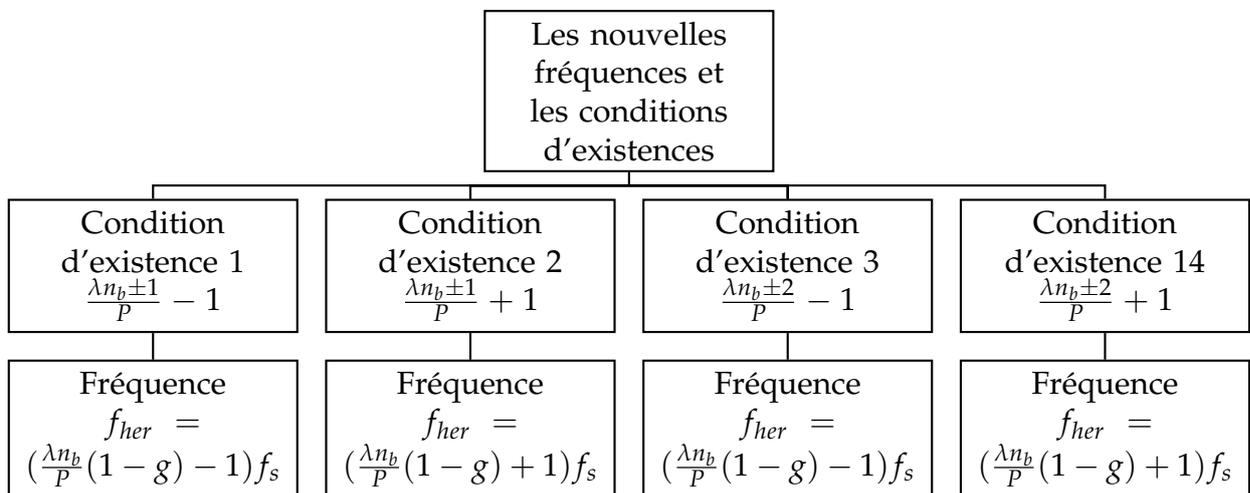


Figure 117. Les nouvelles fréquences et les conditions d'existence qui apparaissent à cause de l'excentricité statique.

• **L'excentricité dynamique**

Elle se produit lorsque le rotor subit des oscillations périodiques par rapport au stator, entraînant des variations cycliques de l'entrefer. Cela peut être causé par des vibrations mécaniques ou des déséquilibres dans les forces magnétiques [2].

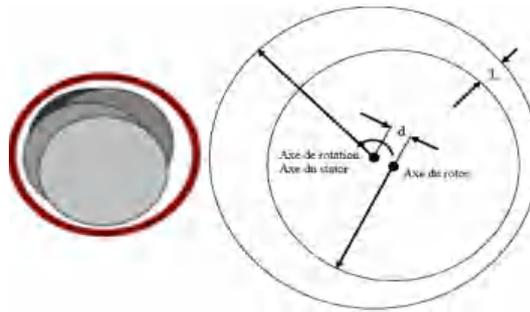
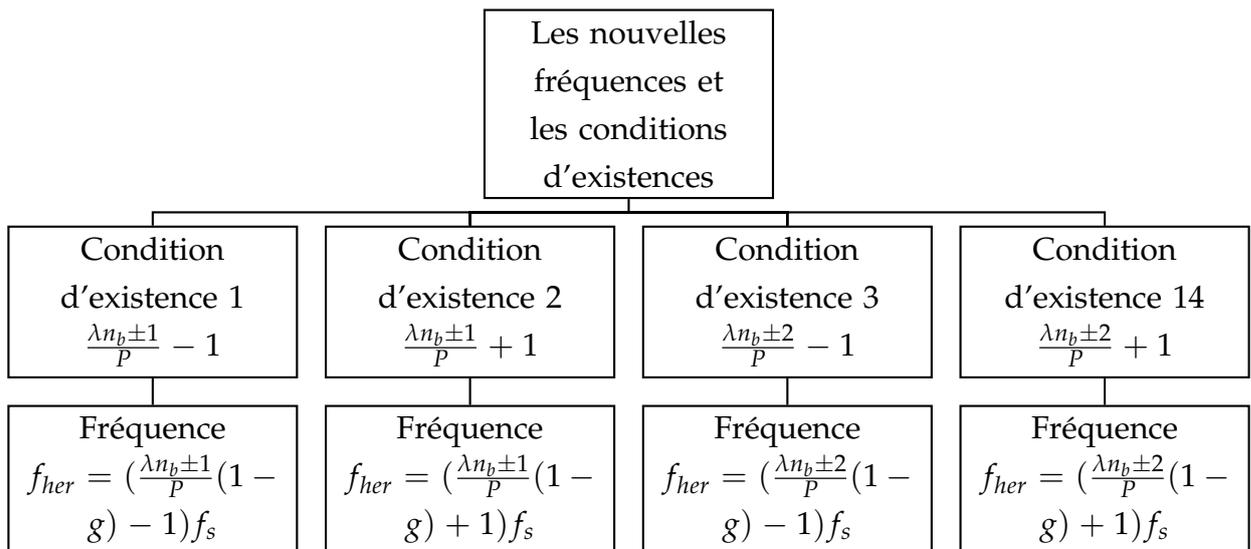


Figure 118. Représentation de l'excentricité dynamique [2].

• L'excentricité mixte

C'est une combinaison des deux types précédents, excentricité statique et dynamique. Il est important de détecter et de corriger les problèmes d'excentricité dans les machines, car cela peut entraîner des effets indésirables tels que des vibrations, des pertes d'efficacité et une usure prématurée des composants [32].

Les nouvelles fréquences et les conditions d'existences qui apparaissent à cause de l'excentricité dynamique sont résumées comme suit :



1.3.2.3 Défaillances du flasque

La défaillance du flasque, qui se traduit par un mauvais positionnement des flasques de la machine, peut entraîner, un désalignement des roulements à billes. Ce désalignement crée une excentricité au niveau de l'arbre de la machine, ce qui peut perturber son fonctionnement.

Pour détecter ce type de défaut, différentes techniques peuvent être utilisées, telles que l'analyse vibratoire et l'analyse harmonique des courants absorbés par la machine[6].

L'analyse vibratoire consiste à mesurer et à analyser les vibrations émises par la machine. En présence d'un désalignement des roulements dû à une défaillance du flasque, des fréquences caractéristiques correspondant à l'excentricité peuvent être identifiées dans le spectre des

vibrations. Cette méthode permet de surveiller l'état de la machine et de détecter les anomalies liées au désalignement des roulements.

L'analyse harmonique des courants absorbés par la machine consiste à examiner les composantes harmoniques présentes dans le courant électrique. En cas de désalignement des roulements, des harmoniques supplémentaires peuvent apparaître dans le spectre des courants. En mesurant ces harmoniques, il est possible de diagnostiquer la défaillance du flasque et de prendre les mesures de maintenance nécessaires.

En utilisant ces techniques d'analyse, il est donc possible de détecter et de surveiller le désalignement des roulements causé par une défaillance du flasque. Cela permet de prévenir d'éventuels dommages plus importants et de maintenir le bon fonctionnement de la machine.

1.3.2.4 Défaillances de l'arbre

L'utilisation d'un matériau inapproprié dans la fabrication de l'arbre de la machine peut entraîner l'apparition d'une fissure. Cette fissure peut progresser et éventuellement conduire à une fracture complète de l'arbre, entraînant ainsi l'arrêt définitif de la machine asynchrone. De plus, les milieux corrosifs peuvent également affaiblir la résistance de l'arbre de la machine, aggravant ainsi le risque de fissures et de défaillance.

Pour détecter ce type de défaut, plusieurs méthodes peuvent être utilisées. L'analyse vibratoire permet de mesurer et d'analyser les vibrations émises par la machine. En présence d'une fissure ou d'une fracture de l'arbre, des caractéristiques vibratoires anormales peuvent être détectées, telles que des fréquences spécifiques correspondant à la défaillance. Cette méthode est largement utilisée pour la surveillance de l'état de la machine et l'identification des problèmes au niveau de l'arbre[6].

L'analyse par ultrasons est une technique non-destructive qui permet de détecter les défauts internes, tels que les fissures, en utilisant des ondes ultrasonores. Elle peut être utilisée pour inspecter l'arbre de la machine et localiser les éventuelles fissures présentes.

L'analyse fréquentielle des courants absorbés par la machine consiste à examiner les composantes fréquentielles présentes dans le courant électrique. En cas de présence de fissures ou de fractures sur l'arbre, des caractéristiques fréquentielles anormales peuvent être observées. Cette méthode permet de diagnostiquer les défauts au niveau de l'arbre en analysant les signaux électriques.

Enfin, une simple inspection visuelle de l'arbre de la machine peut également révéler des signes de fissures ou de fractures évidents, tels que des traces visibles de dégradation ou de cassure.

En utilisant ces différentes méthodes d'analyse, il est possible de détecter les fissures et les fractures sur l'arbre de la machine, permettant ainsi de prendre les mesures de maintenance

nécessaires pour éviter une défaillance irréversible et assurer le bon fonctionnement de la machine asynchrone.

1.4 Intérêt de diagnostic

Ces défauts peuvent survenir à un moment donné, soit tôt soit tard, en raison de la détérioration progressive de la machine. Il est essentiel de détecter ces défauts à un stade précoce afin de prévenir des conséquences graves, voire l'arrêt complet du fonctionnement du moteur.

La détection précoce de ces défauts est cruciale pour assurer la fiabilité et la durabilité du moteur. Elle permet de mettre en place des mesures de maintenance appropriées, telles que la réparation ou le remplacement des composants défectueux, afin d'éviter des dommages supplémentaires et une défaillance complète du moteur. Les techniques de surveillance et d'analyse, telles que l'analyse vibratoire, l'analyse des courants électriques, les inspections visuelles et les systèmes de surveillance en ligne, sont utilisées pour détecter ces défauts et prendre les mesures nécessaires pour assurer le bon fonctionnement continu du moteur.

1.4.1 Analyse par courant statorique :

Les courants statoriques représentent une source d'information importante pour le diagnostic de la machine, ils donnent les signatures de la majorité des défauts électriques et magnétiques. Les courants statoriques sont aussi faciles à mesurer ce qui implique que cette méthode est très utilisée pour la détection des défauts (court-circuit entre spires de l'enroulement statorique). Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiels ou par la vérification de certains des composants déjà existants [33].

Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoches rotoriques et nombre de paires de pôles).
- La modification de l'amplitude des raies spectrales, présentes dans le spectre du courant [34][35] [36] [37].

1.4.2 Analyse de la vibration des machines :

L'analyse vibratoire des machines asynchrones se réalise à partir des accéléromètres placés sur les paliers verticalement ou bien dans les directions axiales et radiales. Les vibrations des moteurs donnent des renseignements importants sur les défauts mécaniques des machines où les composantes fréquentielles qui caractérisent ces défauts dépendent de la fréquence de la fréquence de rotation du rotor [38].

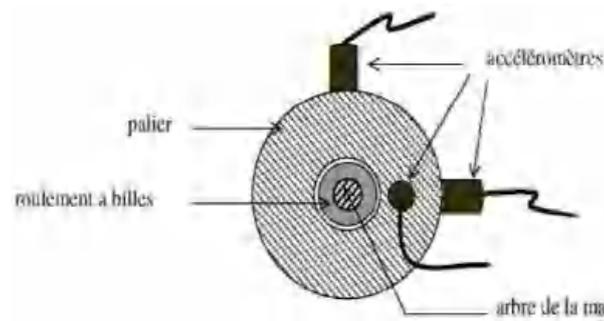


Figure 119. Mesures vibratoires sur la machine asynchrone[2].

1.4.3 Analyse du flux :

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion est donc affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou électromagnétique au rotor ou au stator. Le flux d'entrefer et par-là même l'induction magnétique dans cet entrefer, le flux embrassé dans les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leur sensibilité à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés.

Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor [39].

1.4.4 Analyse du couple électromagnétique :

Cette analyse permet la détection de défauts lors de la mise en service ou en fonctionnement de la machine. Cette méthode peut détecter des barres de rotor cassées et des courts-circuits au stator. La forme du couple électromagnétique peut être utilisée pour distinguer des déséquilibres engendrés par des barres de rotor cassées ou des enroulements stator défectueux. Le couple électromagnétique peut être soit mesuré, soit estimé par le biais d'observateur d'état par exemple[40].

1.4.5 Analyse fréquentielle de la tension du neutre :

En 1998, Cash a utilisé la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone pour détecter des court-circuit entre spires dans le bobinage statorique. Une Analyse similaire a été effectuée par nos soins dans le but de détecter un défaut rotorique dans les machines asynchrone. L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquences $f_{bt}^{\pm} = [3(1 - g) \pm g]f_s$ [6].

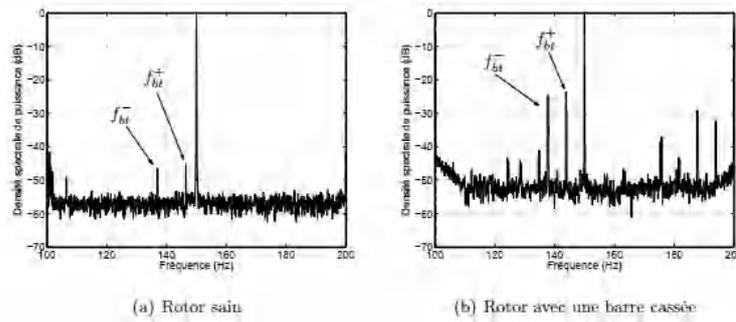


Figure 120. Spectre de la tension de la tension du neutre[6].

1.4.6 Analyse par vecteur de Park :

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le fonctionnement des moteurs asynchrones triphasés. On peut calculer les courants de Park i_{sd} et i_{sq} par les deux relations suivantes :

$$i_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}}i_{sa}(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_{sb}(t) - \sqrt{\frac{1}{6}}i_{sc}(t) \quad (1.1)$$

$$i_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}}i_{sb}(t) - \sqrt{\frac{1}{2}}i_{sc}(t) \quad (1.2)$$

Lorsque la machine fonctionne à son couple nominale, cette méthode donne des résultats satisfaisants. En présence d'une barre cassée, le courant absorbé par le moteur asynchrone contient des composantes latérales de part et d'autre de sa composante fondamentale dont les fréquences sont données par la relation $(1 \pm 2kg)f_s$. Ces composantes aussi présentes dans les courants de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$.

Dans ces conditions il est très simple de montrer que le spectre de module des courants de Park $\sqrt{i_d(t)^2 + i_q(t)^2}$ contient une composante continue générée par la composante fondamentale du courant statorique plus les composantes de fréquence $2kgf_s$.

Dans ce cas, le spectre des courants de Park, en éliminant préalablement la composante continue, ne contiendra que les composantes spécifiques au défaut de la machine.

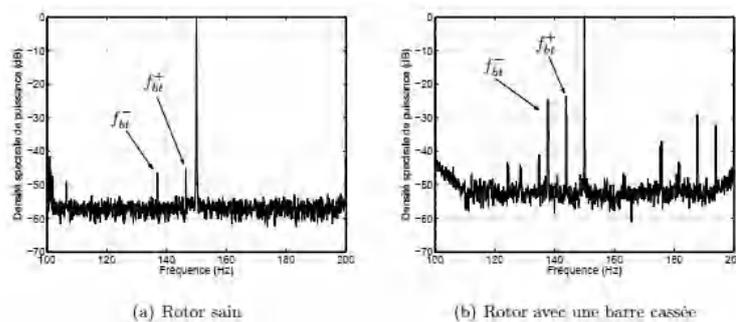


Figure 121. Vecteur de Park de courant statorique pour 100% de charge avec une alimentation non sinusoïdale [6].

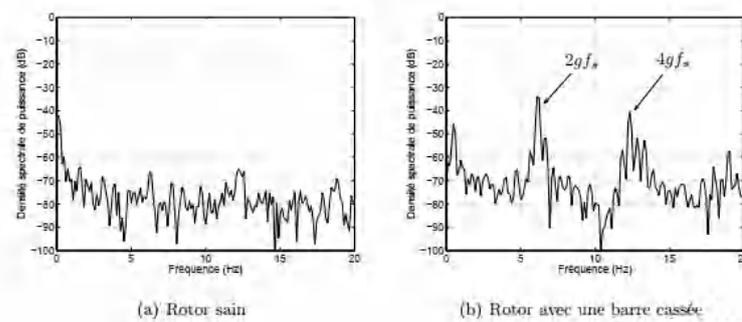


Figure 122. Spectre fréquentiel du module du vecteur de Park des courants statoriques pour 100% de charge [6].

1.5 Conclusion

Ce chapitre nous a fourni une compréhension approfondie de la structure de base de la machine asynchrone et des différents défauts auxquels elle peut être confrontée. Nous avons examiné les causes potentielles de ces défauts, qui sont souvent liées à la dégradation progressive de la machine.

Nous avons souligné l'importance cruciale du diagnostic des défauts pour assurer le bon fonctionnement de la machine. La modélisation de la machine asynchrone en prenant en compte ces défauts est essentielle pour interpréter correctement les indices de diagnostic et prendre les mesures appropriées.

Le prochain chapitre se concentrera sur l'étude, la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone afin d'explorer les stratégies de commande avancées qui permettent de maintenir les performances optimales de la machine en présence de défauts.

Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte des différents défauts.

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la structure de base des machines asynchrones et les différents types de défauts auxquels elles peuvent être confrontées. Nous avons souligné l'importance du diagnostic des défauts pour assurer un fonctionnement fiable de la machine.

La commande vectorielle, introduite depuis 1972, a révolutionné le domaine des machines asynchrones en permettant d'obtenir des performances comparables à celles des machines à courant continu. Grâce à cette technique, il est possible de contrôler indépendamment le flux et le couple de la machine, offrant ainsi une flexibilité et une précision accrues dans son fonctionnement. [41–44].

Pour garantir un fonctionnement optimal de la machine asynchrone, il est essentiel de prendre en compte les défauts potentiels qui peuvent se produire. C'est pourquoi nous aborderons la modélisation multi-enroulements, qui permettent de représenter les différents type de défauts tels que les courts-circuits, les ruptures de bobines, les problèmes de roulements, etc. Cette modélisation nous permettra d'analyser les indices de diagnostic et d'identifier les défauts éventuels dans la machine.[45][46].

Dans ce chapitre, nous allons nous concentrer sur la modélisation et son rôle dans le diagnostic des machines asynchrones défectueuses. Il est structuré de la manière suivante : dans la première partie, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, et dans la deuxième partie, nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des différents défauts.

2.2 Modélisation de la machine asynchrone avec modèle multi-enroulements.

Les équations des tensions statoriques qui représentent les trois enroulements du stator [47] s'écrivent dans le modèle multi-enroulements comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \quad (2.1)$$

telle que :

$[V_{sabc}]$: c'est un vecteur des tensions statoriques de dimensions $[1 \times 3]$.

$[i_{sabc}]$: c'est un vecteur des courants statoriques de dimensions $[1 \times 3]$.

$[\varphi_{sabc}]$: c'est un vecteur des flux statoriques de dimensions $[1 \times 3]$.

$[R_s]$: c'est une matrices des résistances statoriques de dimensions $[3 \times 3]$.

D'autre part, d'après le circuit équivalent du rotor qui est représenté sur la Figure 21

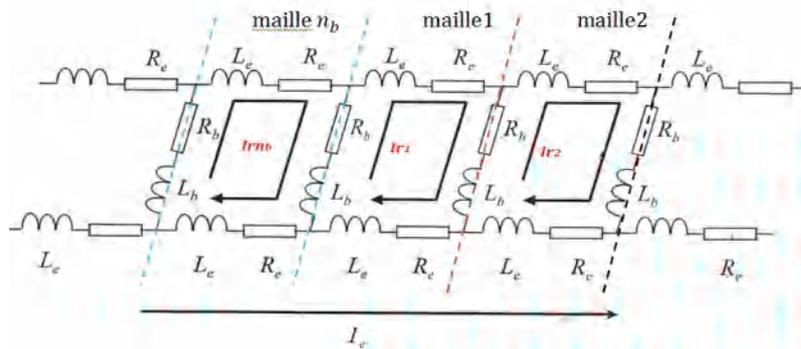


Figure 21. Circuit équivalent du rotor.

Les équations des tensions rotoriques sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} [V_r] \\ V_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} [I_{rk}] \\ I_e \end{bmatrix} + \frac{d[\varphi_{rk}]}{dt} \quad (2.2)$$

telle que :

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ \vdots \\ V_{rn_b} \\ V_{re} \end{bmatrix} : \text{C'est un vecteur des tensions rotoriques de dimensions } [1 \times n_b + 1].$$

$$\begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ I_{rn_b} \\ I_{re} \end{bmatrix} : C'est un vecteur des courants rotoriques de dimensions $[1 \times n_b + 1]$.$$

$[R_r]$: C'est une matrice des résistances rotoriques symétrique de dimension $[n_b + 1] \times [n_b + 1]$.

Cette matrice est donné par :

$$\begin{bmatrix} [R_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(R_e + R_b) & -R_b & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_e + R_b) & -R_b & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_e \\ 0 & -R_b & 2(R_e + R_b) & -R_b & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_e \\ \vdots & \dots & \vdots \\ -R_b & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & -R_b & 2(R_e + R_b) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & \dots & \dots & -R_e & -nR_e \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

R_b, R_e : Représentes la résistance d'une barre, d'une portion d'anneau de court-circuit respectivement.

2.2.1 Les équations magnétiques

Les équations magnétiques du moteur asynchrone décrivent le flux statorique et le flux rotorique. Voici les équations générales qui les représentent Eq. (2.4) et Eq. (2.7)

Ces équations permettent de modéliser le comportement magnétique du moteur asynchrone en fonction des courants statoriques et rotoriques, ainsi que des inductances statorique et rotorique respectives Eq.(2.5),et Eq.(2.8).

2.2.1.1 Les équations du flux statorique

Les équations du flux statorique sont données par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La matrice des inductances statorique $\begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix}$ est présentée par :

$$\begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Avec :

L_s : Représenter l'inductance propre de la phase.

M_s : Représenter l'inductance mutuelle entre la i^{me} et j^{me} phase.

Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques données par $[M_{sr}]$, constituée $3 \times (n_b + 1)$ éléments. Elle est donnée par Eq. (2.6)

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + a) & \cdots & \cos(\theta + (K - 1)a) & \cos(\theta + (n_b - 1)a) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + a - \frac{2\pi}{3}) & \cdots & \cos(\theta + (K - 1)a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + (n_b - 1)a - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + a + \frac{2\pi}{3}) & \cdots & \cos(\theta + (K - 1)a + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + (n_b - 1)a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec :

θ : le déphasage entre le stator et le rotor.

$a = p \frac{2\pi}{n_b}$: l'angle mécanique d'une maille rotorique.

2.2.1.2 Les équations du flux rotorique

D'après le circuit équivalent du rotor qui est représenté sur la Figure(21), les équations du flux rotorique peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_r] \\ \varphi_e \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} [I_{rk}] \\ I_e \end{bmatrix} + [M_{rs}] + [I_s] \quad (2.7)$$

Avec :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} (2L_e + 2L_b + L_{pr}) & (L_r 1r2 - L_b) & L_r 1r3 & L_r 1r4 & \cdots & (L_r 1rn_b - L_b) & -L_e \\ (L_r 2r1 - L_b) & (2L_e + 2L_b + L_{pr}) & (L_r 2r3 - L_b) & \cdots & L_r 2rn_b & -L_e & \\ L_r 3r1 & (L_r 3r2 - L_b) & (2L_e + 2L_b + L_{pr}) & (L_r 3r4 - L_b) & \cdots & L_r 3rn_b & -L_e \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ (L_r n_b r1 - L_b) & L_r n_b r2 & L_r n_b r3 & \cdots & (L_r n_b r n_b - L_b) & (2L_e + 2L_b + L_{pr}) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \cdots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

L_e : Inductance de fuite d'un segment dés anneau de court-circuit.

L_b : Inductance de fuite d'une barre rotorique.

L_{pr} : Inductance de magnétisation de chaque maille rotorique.

$L_{r_i r_j}$: Inductance mutuelle entre la i^{me} et la j^{me} maille rotorique.

2.2.2 L'équation mécanique

L'équation mécanique dépend des caractéristiques de la charge, elle s'écrit sous la forme suivante :

2.2.2.1 L'équation du couple électromagnétique

Alors la relation du couple électromagnétique est défini par Eq. (2.9) :

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} [i]^t d \frac{[L]}{d\theta_{mec}} [i] \quad (2.9)$$

Ce qui donne :

$$\Gamma_e = [i_s]^t d \frac{[M_{sr}]}{d\theta_{mec}} [i_r] \quad (2.10)$$

2.2.2.2 L'équation mécanique du mouvement

L'expression mécanique du mouvement est exprimée par l'équation(2.11) :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + \Gamma_c = \Gamma_e \quad (2.11)$$

Tel que :

Ω_r : est la vitesse du rotation du rotor.

J ; c'est le moment d'inertie.

Γ_e : représente le couple électromagnétique de la machine.

Et le couple de charge donnés par Γ_c .

2.3 Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte du défaut de cassure de barres.

Parmi les défauts les plus étudiés, la cassure des barres d'un moteur à induction, est sans aucun doute l'un des plus fréquents. La défaillance d'une barre de rotor ou d'un segment d'anneau en court-circuit peut être causée par plusieurs facteurs, souvent indépendants les uns des autres.

La détection des barres de rotor brisées a été un travail important mais difficile dans le domaine du diagnostic des défauts des moteurs à induction. Les composantes fréquentielles caractéristiques du rotor en défaut sont très proches de la composante de fréquence de puis-

sance, mais de loin moins en amplitude, ce qui entraîne de grandes difficultés pour une détection précise [48].

Ces caractéristiques fréquentielles du rotor défectueux peuvent se trouver dans la plage des harmoniques de la fréquence de ligne ou dans des bandes latérales autour de ces harmoniques. La détection précise de ces signaux de faible amplitude nécessite souvent l'utilisation de techniques avancées de traitement du signal, telles que l'analyse spectrale, les transformées de Fourier ou des techniques de décomposition modale empirique.

La détection du défaut du cassure de barre est importante pour améliorer la production et minimiser les dommages. Dans [49] [50][51][52][53] [54][55][56][57] [58] les différentes méthodes sont présentées pour détecter le défaut du cassure de barre.

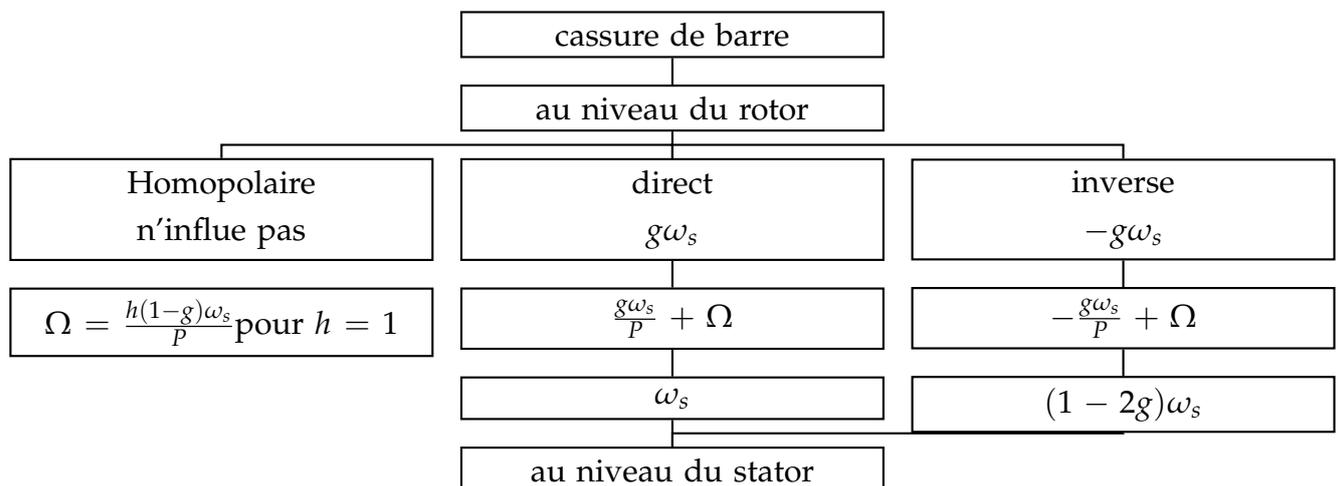
Pour simuler relatif à une cassure de barre, on augmente la résistance R_b . Dans le cas d'une rupture partielle $R_b \rightarrow 3R_b$, mais s'il y a une rupture suffisante $R_b \rightarrow 11R_b$.

Dans la pratique, le défaut du cassure de barre a été obtenu en perçant un petit trou dans la profondeur de la barre du rotor (Voir Figure 22).



Figure 22. Rupture d'une barre rotorique.

En effet, la présence d'une cassure de barre dans un moteur à induction entraîne une dissymétrie au niveau du rotor. Cette dissymétrie crée un système déséquilibré. Lorsqu'une barre de rotor est cassée, la distribution du courant dans le rotor devient asymétrique, ce qui perturbe l'équilibre du flux magnétique dans la machine.



Cet organigramme représente les nouvelles fréquences qui apparaissent au niveau du rotor et de stator dans le cas du défaut de cassure de barre.

En conséquence, cela génère des forces et des couples déséquilibrés, ce qui peut entraîner des vibrations anormales, des bruits supplémentaires et une détérioration accélérée des composants du moteur. De plus, cette dissymétrie perturbe également le fonctionnement normal du moteur, entraînant une dégradation des performances, une augmentation de la consommation d'énergie et une diminution de l'efficacité globale. La fonction du couple électromagnétique est définie par Eq. (2.12) :

$$\Gamma_e = \Gamma_{e0} + \Delta\Gamma_e \sin(2g\omega_s t) \quad (2.12)$$

L'analyse d'Eq. (2.12) permet de remarquer qu'il y a une apparition des nouvelles harmoniques dans le couple électromagnétique ce qui implique une apparition des nouveaux composants, une composante continue et une composante ondulée avec une fréquence $2g\omega_s$, cette composante crée une ondulation au niveau de la vitesse donnée par :

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos(2g\omega_s t) \quad (2.13)$$

Une apparition des nouvelles harmoniques dans la vitesse due au couple électromagnétique qui permet une apparition d'une composante continue et d'une composante ondulée avec une fréquence $2g\omega_s$ cette composante crée à son tour et de la même manière des nouvelles composantes harmoniques aux niveaux des courants statorique donnée par $(1 + 2g)\omega_s$ et $(1 - 4g)\omega_s$.

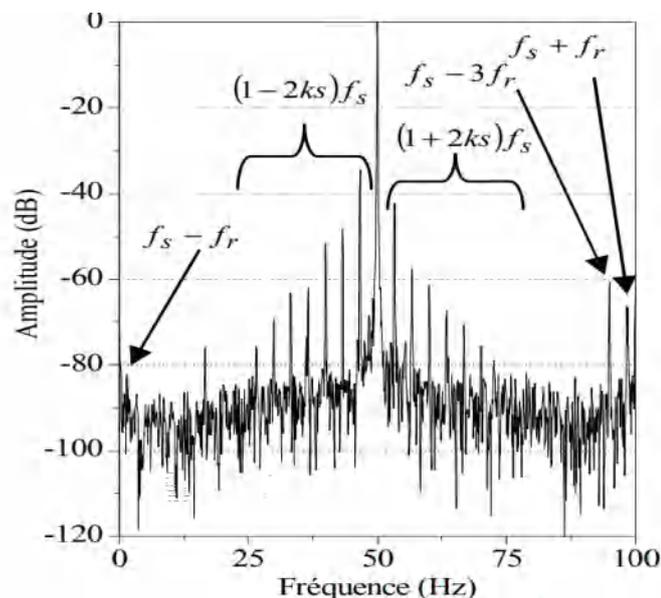


Figure 23. Spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour un moteur ayant une barre cassée sous le fonctionnement de 50 % de la charge nominale.[7]

Les Figures 23 et 24 montrent une augmentation des amplitudes des composantes des fréquences du défaut de cassure de barre $(1 \pm 2kg)f_s$ qui ont été mentionnés précédemment. Les fréquences de défaut sont clairement évidentes dans le spectre, on peut facilement ob-

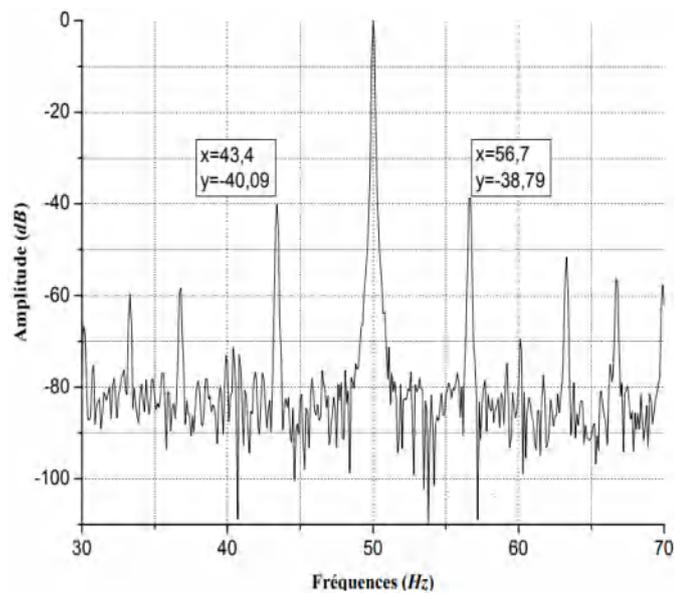


Figure 24. Spectre du courant statorique en utilisant FFT, pour des résultats Expérimentaux ayant une une barre cassée sous le fonctionnement de 90 % de la charge nominale.[8]

server que les amplitudes sont très visibles dans le spectre du courant, ce qui facilite la détection. D'autre part, les fréquences induites dans le courant sous l'ondulation de vitesse sont en accord avec la formule généralisée donnée par Eq. (2.13)

2.3.1 Défaut d'excentricité

La fonction d'entrefer définis dans [10, 32, 59–62], est donnée par (2.14)

$$g(\theta_s) = g_0(1 - \delta_s \cos(\theta_s)) \quad (2.14)$$

Avec :

δ_s : le degré d'excentricité statique définit par(2.15) :

$$\delta_s = \frac{O_s O_r}{g_0} \quad (2.15)$$

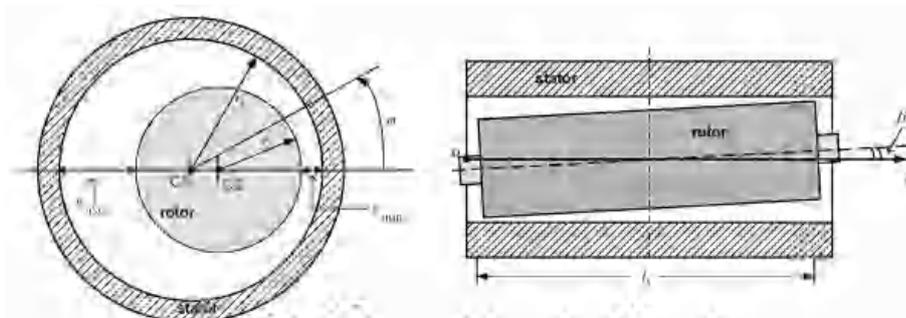


Figure 25. Représentation du défaut l'excentricité statique[9].

Pour trouver l'expression analytique des inductances dans le cas du défaut excentricité

statique[9, 63, 64], le développement en série de Fourier de la fonction d'entrefer est nécessaire :

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left(a_0 + a_n \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n\theta_s) \right) \quad (2.16)$$

Avec :

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\delta_s^2}}.$$

$$a_n = \left(2a_0 \frac{\delta_s}{\sqrt{1-\delta_s^2}} \right)^n$$

La fonction de l'inductance mutuelle entre les mailles rotoriques et une phase statorique dans le cas d'excentricité statique introduit dans l'équation suivante (2.17) :

$$M_{srqk}(\theta) = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left(n_{rk}(\theta_r) N_{sq}^{sain}(\theta_s) g(\theta_r, \theta)^{-1} + N_{sq}^{sta} n_{rk}(\theta_r, \theta) g(\theta_r, \theta)^{-1} \right) d\theta_r \quad (2.17)$$

2.3.1.1 Condition d'existence statorique

Pour trouver les nouvelles fréquences et les conditions d'existence qui apparaissent à cause de l'excentricité statique, l'étude de flux est présentée.

$$\left[M_{sr} \right]_{ecc} \left[i_r \right] \text{ est : } h_2 = \frac{\lambda n_b \pm 1}{p} \pm 1$$

2.3.1.2 Condition d'existences rotorique

Le flux rotorique permet de trouver les nouvelles fréquences et les conditions d'existence qui apparaissent à cause de l'excentricité statique.

$$\left[M_{sr} \right]_{ecc}^t \left[i_s \right] \text{ donne des nouveaux fréquence dans } \left[i_r \right]^{ecc} \text{ donne la condition } \lambda n_b \pm 2P \pm 1$$

2.3.1.3 Excentricité dynamique

Le défaut d'excentricité dynamique s'agit si le centre du stator et le centre de retour sont identiques. L'axe du rotor et l'axe de rotation ne sont pas confondus et il existe un entrefer tournant avec le rotor. Cela peut être dû à des facteurs tels qu'un arbre de rotor tordu, l'usure des roulements ou une résonance mécanique[5].

L'excentricité dynamique a été obtenue en attachant une charge déséquilibrée à l'arbre du rotor. L'amplitude des vibrations à la fréquence de rotation du rotor augmentait lorsque la charge déséquilibrée sur l'arbre du rotor présente une augmentation[65].

Une technique utilisée pour la classification des défauts de rotor de moteur à induction liés à l'excentricité dynamique et les défauts de barre brisée est l'utilisation des réseaux de

neurones artificiels (ANN) [66] basée sur l'identification de la fréquence et l'amplitude des composants de défaut associés dans le spectre de courant du stator est effectuée.

[67] présente une technique pour montrer que lorsque l'excentricité dynamique est présente, des courants de bande latérale avec des fréquences $fsfr$ sont induits dans les enroulements du stator des moteurs asynchrones.

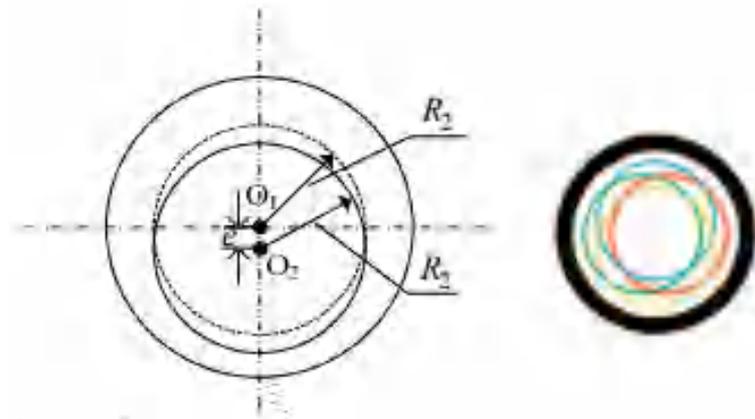


Figure 26. Représentation du défaut l'excentricité dynamique[10][11].

Pour une excentricité dynamique, la fonction d'entrefer est présentée comme suit (2.18) :

$$g(\theta_s, \theta) = g(0)(1 - \delta_d \cos(\theta_s - \theta)) \quad (2.18)$$

Les expressions analytiques des inductances dans le cas du défaut excentricité dynamique ne seront trouvées de la même façon que pour le cas de l'excentricité statique.

Le développement en séries de Fourier de la fonction d'entrefer est (2.19) :

$$g(\theta_s, \theta)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left(a_0 + a_n \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n(\theta - \theta_s)) \right) \quad (2.19)$$

Avec :

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\delta_d^2}}$$

$$a_n = \left(2a_0 \frac{\delta_d}{\sqrt{1-\delta_d^2}} \right)^n$$

2.3.1.4 Calcul analytique des inductances liées à l'excentricité dynamique

La fonction de l'inductance mutuelle entre les mailles rotoriques et une phase statorique dans le cas d'excentricité dynamique si $p = 1$ est donnée par l'équation suivante (2.20) :

$$M_{srqk}^{dyna}(\theta) = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\delta_d N_t}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin\left((h+1)\frac{\alpha_r}{2}\right) \frac{K_{bh}}{h(h+1)} \times \cos\left((h\theta + (h+1)(k - \frac{1}{2}\alpha_r)) - h(\theta_0 + q\frac{2\pi}{3})\right) \right) - \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(-\frac{2\delta_d^2 N_t^2}{\pi} K_{b1} \sin\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cos(\theta - \theta_0 - q\frac{2\pi}{3}) \cos\left((k - \frac{1}{2})\alpha_r\right) \right) \quad (2.20)$$

2.3.1.5 Calcul des nouvelles fréquences statoriques

Le flux statorique permet de trouver les nouvelles fréquences et les conditions d'existence qui apparaissent à cause de l'excentricité statique.

Dans ce cas L_s et M_{sr} sont variables :

$$L_{si} = \frac{\mu_0 r l}{g} \frac{N_t^2}{\pi p^2} \left(2a_0 \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{k\omega_h}{h}\right)^2 + \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{k\omega_h}{h}\right)^2 a_2 h p \cos(2hp(\theta - \theta_0 - (i-1)\frac{2\pi}{3})) \right) \quad (2.21)$$

$$M_{si} = \frac{\mu_0 r l}{g} \frac{2N_t^2}{\pi p^2} \left(2a_0 \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{k\omega_h}{h}\right)^2 + \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{k\omega_h}{h}\right)^2 a_2 h p \cos(2hp(\theta - \theta_0 - (i-1)\frac{2\pi}{3})) \right) \quad (2.22)$$

Les nouvelles pulsations statoriques qui apparaissent sont :

$$\theta_s = (2h(1-g) \pm 1)\omega_s \quad (2.23)$$

2.3.1.6 Calcul des nouvelles fréquences rotoriques

On a : $\theta = \theta_s - \theta_r \Rightarrow \theta_r = \theta_s - \theta$ La pulsation rotorique apparaît comme suit :

$$\theta_r = (g \pm 2h(1-g))\omega_s \quad (2.24)$$

$$f_r = (g \pm 2h(1-g))f_s \quad (2.25)$$

2.3.1.7 Excentricité Mixte

En pratique, il n'y a pas d'excentricité statique ou d'excentricité dynamique, il y a la somme des deux excentricités, l'excentricité mixte [68–70]. la fréquence de l'excentricité

mixte dans le courant statorique est donnée par (2.26) :

$$f_{ecc} = f_s \pm f_m = f_s \pm k \left(\frac{1-g}{p} f_s \right) |_{k=1,2,3,\dots} \quad (2.26)$$

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone en prenant en compte les différents défauts. Nous avons rappelé les principes fondamentaux de la modélisation de la machine asynchrone comme nous avons expliqué comment intégrer les défauts dans cette modélisation.

Nous avons synthétisé les fréquences statoriques et rotoriques qui apparaissent dans deux types de défauts : la cassure de barre et l'excentricité.

Pour le défaut de cassure de barre, nous avons étudié les nouvelles fréquences caractéristiques qui se manifestent dans le spectre du courant statorique. Ces fréquences sont généralement des multiples pairs de la fréquence de rotation du rotor, ainsi que des fréquences latérales situées autour des harmoniques de la fréquence de ligne principale.

Dans le cas de l'excentricité dans un moteur, différents types d'excentricité peuvent se produire, tels que l'excentricité statique, l'excentricité dynamique et l'excentricité mixte. Chaque type d'excentricité génère des fréquences spécifiques qui peuvent être analysées pour détecter et évaluer l'excentricité du moteur.

L'analyse de ces fréquences caractéristiques permet de détecter la présence d'excentricité et d'évaluer son niveau de gravité. Les fréquences liées à l'excentricité peuvent apparaître à des multiples pairs de la fréquence de rotation du rotor, ainsi que des fréquences latérales situées autour des harmoniques de la fréquence de ligne principale.

Effectivement, l'analyse spectrale permet de visualiser les amplitudes des différentes fréquences présentes dans un signal, y compris celles associées au défaut de cassure de barre. Dans le cas de la cassure de barre dans un moteur asynchrone, les nouvelles fréquences caractéristiques apparaissent dans le spectre du courant statorique.

La commande vectorielle indirecte joue un rôle crucial dans le contrôle précis et efficace des moteurs asynchrones. Elle permet un contrôle indépendant du couple et de la vitesse, assure le suivi précis des références, gère le flux magnétique, offre une réponse dynamique élevée et garantit la sécurité de fonctionnement du moteur.

Dans le cas où en présence des défauts, les régulateurs de la commande vectorielle peuvent être configurés pour forcer les variables contrôlées à suivre les références prédéfinies, ce qui peut rendre la détection des défauts plus difficile. Il est donc essentiel de mettre en place une approche spécifique de commande pour garantir la continuité de fonctionnement et la fiabilité de la machine en présence de défauts.

Le prochain chapitre se concentre sur la commande vectorielle et son rôle dans le diagnostic des machines asynchrones défectueuses

Commande Vectorielle et Impact de la Commande Vectorielle Indirecte 'IRFOC' sur les Indices de Diagnostic

3.1 Introduction

En combinant la modélisation des défauts et la commande vectorielle, nous pourrions détecter, diagnostiquer et prendre des mesures correctives en cas de défaillance de la machine asynchrone. Notre objectif est d'assurer la continuité de fonctionnement et la sûreté de la machine, même en présence de défauts.

Dans le présent chapitre, nous avons concentré nos efforts sur la commande vectorielle et son l'impact sur les indices diagnostiques.

La commande vectorielle indirecte est une méthode largement utilisée dans la régulation des machines asynchrones. Elle permet de contrôler d'une manière précise les grandeurs électriques et mécaniques de la machine, en particulier le couple et la vitesse. Cependant, lorsqu'il y a des défauts présents dans la machine, la commande vectorielle indirecte peut affecter les indices diagnostiques utilisés pour détecter ces défauts.

Lorsque la commande vectorielle indirecte est mise en œuvre, les régulateurs peuvent imposer un suivi de référence préétablie aux indices, ce qui pourrait dissimuler ou réduire les variations et les caractéristiques liées aux défauts. Cette situation peut rendre la détection des défauts plus difficile, voire impossible.

La commande vectorielle est une approche puissante pour contrôler les moteurs électriques, offrant une précision et efficacité accrues. La variante de commande vectorielle indirecte peut être une alternative intéressante pour réduire les coûts et la complexité, mais il est crucial de considérer attentivement son impact sur les indices de diagnostic et de mettre en place des stratégies de correction appropriées pour assurer la fiabilité du système de contrôle.

Dans ce chapitre, nous analyserons les effets de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres de diagnostic et discuterons des stratégies possibles pour améliorer la détection des défauts malgré l'influence de la commande.

3.2 Principe de la commande vectorielle

La méthode la plus ancienne utilisée pour le contrôle des machines asynchrones est la commande vectorielle. [71].

L'avantage principal de la commande vectorielle à flux orienté est de permettre un contrôle indépendant du flux et du couple. Cela implique la création d'un découplage entre le flux et le couple, de sorte que la variation du couple se fait à flux constant et vice-versa.[17].

Le repère (d,q) est une approche mathématique qui permet de représenter les grandeurs électriques et magnétiques dans un système triphasé sous forme de coordonnées orthogonales $(d$ et $q)$. Cela facilite la séparation des composantes du flux et du couple, simplifiant ainsi leur contrôle indépendant.

La composante i_{sd} est la projection du courant statorique le long de l'axe du flux magnétique dans le repère (d,q) . En ajustant cette composante, on peut influencer le flux magnétique dans le moteur. Le courant d'excitation est généralement associé à l'excitation du champ magnétique dans un dispositif électromagnétique, dans ce cas, c'est la composante d du courant statorique qui joue ce rôle.

La composante i_{sq} est la projection du courant statorique le long de l'axe perpendiculaire au flux magnétique dans le repère (d,q) . En ajustant cette composante, on peut contrôler le couple mécanique développé par le moteur.

Le courant induit est le courant électrique résultant de l'interaction entre le flux magnétique et les conducteurs du rotor. Dans ce contexte, c'est la composante i_{sq} qui joue ce rôle en influençant le couple mécanique.[72].

3.3 Choix de l'orientation de flux

Le découplage des grandeurs réelles dans une machine asynchrone est généralement réalisé en utilisant la commande vectorielle à flux orienté, que nous avons mentionné précédemment. Cette technique de commande permet de représenter les quantités électriques du stator (courants et tensions) dans un repère (d,q) où l'axe d est aligné avec le flux magnétique et l'axe q est perpendiculaire au flux. En effectuant cette transformation, le couplage entre le flux et le couple est éliminé ou considérablement réduit.

Le schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC) est représenté à la figure (31).

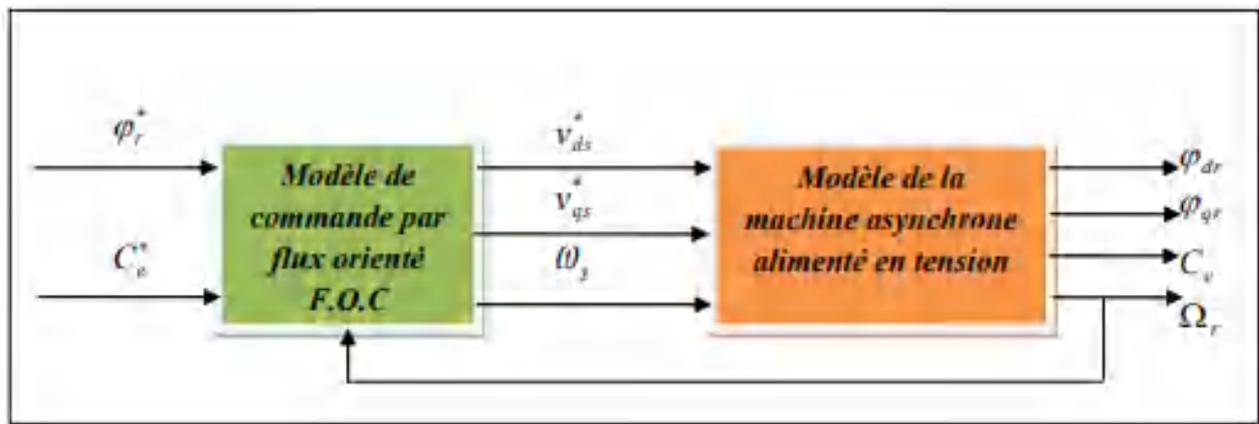
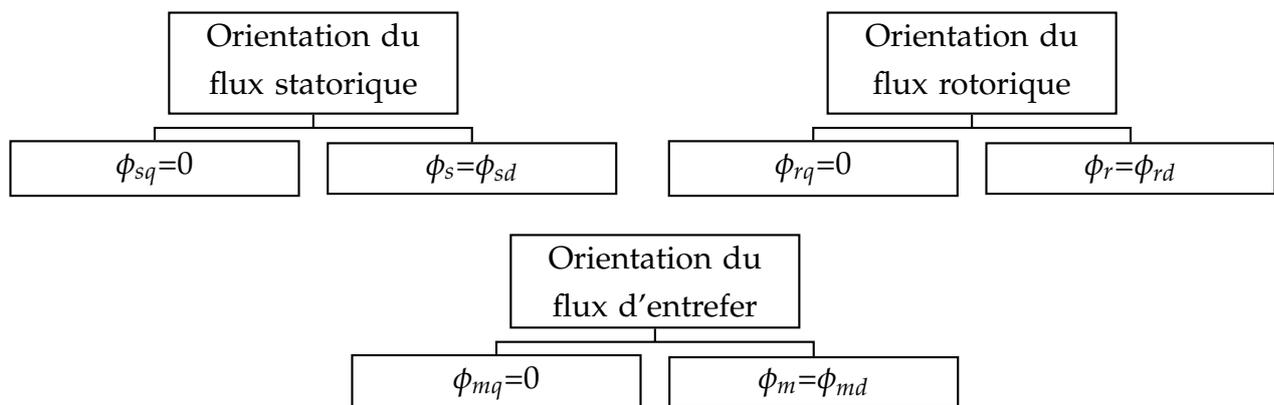


Figure 31. la structure d'une commande par flux orienté (FOC)[12].



3.4 Types de la commande vectorielle

Il y a deux types de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC) les plus utilisés dans le domaine de recherche, la commande vectorielle par orientation du flux direct (DFOC) et indirect (IRFOC)[13], l'orientation du repère tournant de l'axe d soit confondu avec la direction de ϕ_r pour obtenir un découplage entre le flux et le couple de la MAS.

3.4.1 La commande vectorielle par orientation du flux direct (DFOC)

En 1971 Blaschke a développé la commande vectorielle directe (DFOC) [73]. L'avantage majeur de la commande vectorielle par orientation du flux direct est sa capacité à fournir un contrôle dynamique et réactif de la machine, permettant d'obtenir des performances élevées en termes d'efficacité, de régulation de vitesse et de couple. Cela en fait une technique largement utilisée dans les applications industrielles où la précision et la fiabilité du contrôle des machines électriques sont essentielles.

Cette commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et le vecteur flux est mesuré rarement directement par des capteurs. Les techniques d'observations ou d'estimations du flux à partir des grandeurs mesurables[74].

Pour déterminer la position et la norme du flux généralement utilisé les équations du

modèle de la machine suivante l'Eq. (3.1), l'Eq. (3.2)[13] :

$$\dot{\phi}_{rd} = \frac{M}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} \quad (3.1)$$

$$\theta_s = \omega_s = p\Omega + \frac{M}{\tau_r} \frac{I_{sd}}{\phi_{rd}} \quad (3.2)$$

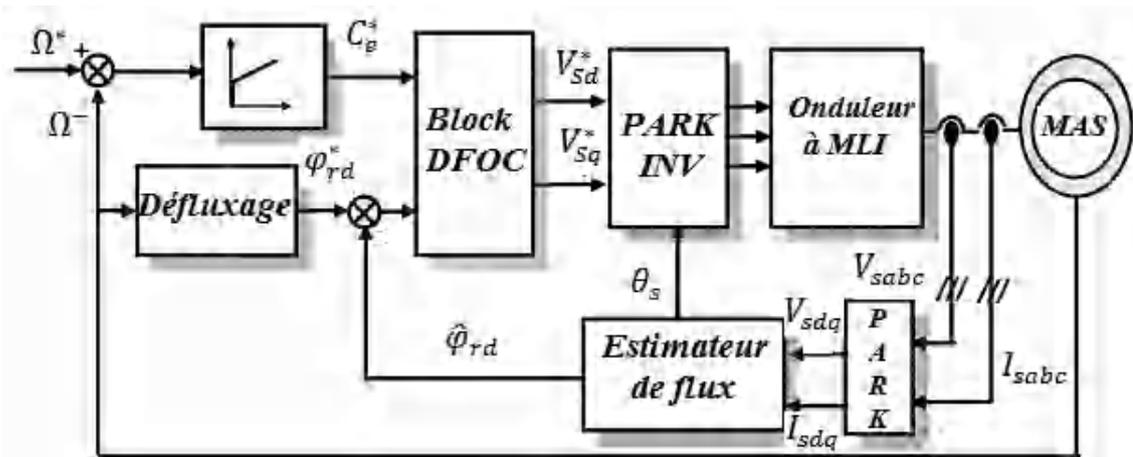


Figure 32. Schéma général de la commande vectorielle par orientation du flux direct [13].

Comme nous allons faire recours à la commande vectorielle pour traiter les défauts de courts-circuits entre spires des enroulements du stator d'une machine asynchrone, cette approche est intéressante, car elle se concentre sur l'analyse des signaux internes de la structure de contrôle, notamment les sorties du contrôleur et les variables de découplage du chemin de contrôle [75].

Il est fascinant de voir comment la commande vectorielle directe par orientation du flux (DFOC) est utilisée dans une autre étude pour l'identification de la résistance du rotor des moteurs asynchrones. Cette approche semble être proposée dans le but de réaliser un réglage en ligne de la constante de temps du rotor inverse, tout en maintenant la robustesse face aux variations de la résistance du stator [76].

L'article de recherche [77] semble se concentrer sur l'utilisation de l'analyse spectrale des courants statoriques et des signaux de commande de la commande vectorielle directe par orientation du flux (DFOC) à des fins de diagnostic des défauts de courts-circuits entre les spires des enroulements statoriques..

L'utilisation de la commande DFOC comme méthode pour analyser les défauts statoriques est une approche intéressante. Cette méthode repose sur l'hypothèse que certains défauts statoriques sélectionnés peuvent être détectée par des changements spécifiques dans les paramètres de la commande DFOC. En surveillant en temps réel les paramètres estimés de la commande, il devient possible de détecter les défauts présents dans la machine [78].

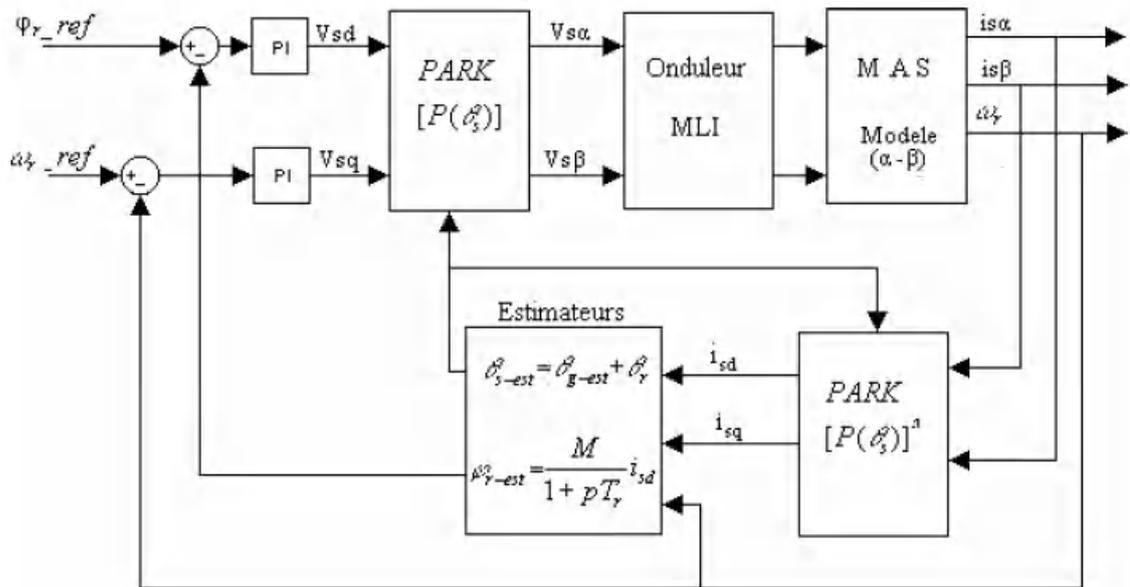


Figure 33. Structure de a commande vectorielle avec orientation de flux rotorique de la machine asynchrone[14].

3.4.2 La commande vectorielle indirecte par orientation du flux indirect(IRFOC)

Contrairement à la commande directe par orientation du flux (DFOC) qui a été mentionnée précédemment, la IRFOC utilise une approche indirecte pour contrôler la machine. Au lieu de contrôler directement le flux magnétique en alignant le courant statorique avec l'axe du flux, la IRFOC utilise des transformations mathématiques pour décomposer les courants statoriques en deux composantes : le courant direct (i_d) et le courant quadrature i_q . Ces composantes sont ensuite utilisées pour contrôler le champ magnétique de la machine.

La commande vectorielle directe par orientation du flux (DFOC) nécessite des estimateurs, ou des sondes à effet Hall pour la mesure du flux [79], par contre la commande vectorielle par orientation du flux indirect(IRFOC) élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux d'entrefer, le flux ni mesuré, ni estimé, dépend de la résistance rotorique R_r et constante de temps rotorique τ_r [73][80]. Pour cette raison, la commande vectorielle par orientation du flux indirect a été généralement préférée à la commande vectorielle directe.

L'objectif de la commande vectorielle est obtenu, une machine asynchrone fonctionne comme la machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement (voire la Figure 35)

[81] présente les résultats de l'étude comparative, comparant les performances des deux méthodes de commande (DFOC et IRFOC) pour la machine asynchrone à double alimentation. Les résultats incluent des analyses de la stabilité du système, de la réponse dynamique, de l'efficacité énergétique et de la capacité à contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par la GADA.

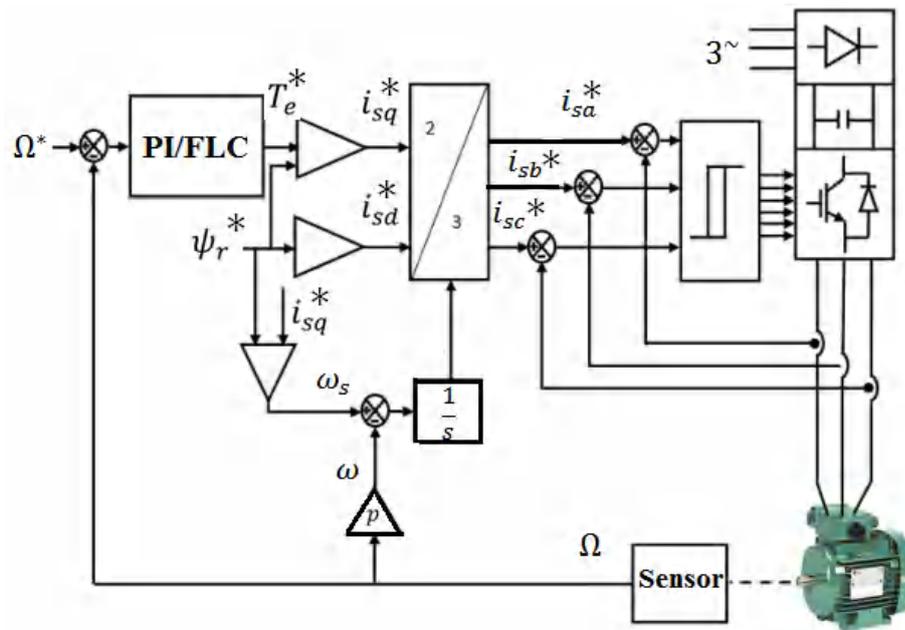


Figure 34. Structure de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone[15].

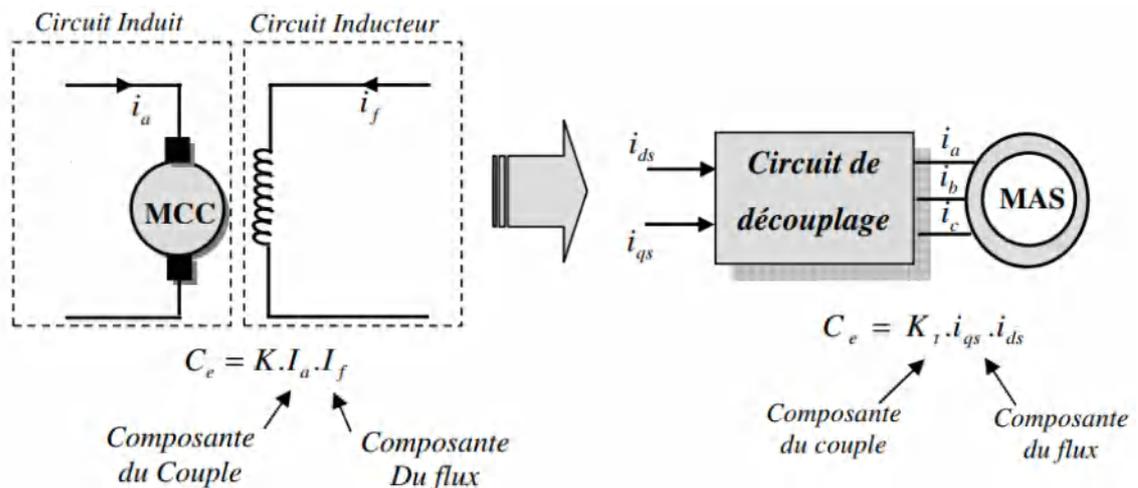


Figure 35. la commande vectorielle par orientation du flux indirecte(IRFOC)de la machine asynchrone.

L'étude présentée dans l'article [82] se concentre sur la comparaison entre deux types de régulateurs pour la commande de vitesse d'une Machine Asynchrone Double Étoile (DSIM) alimentée par un onduleur à deux sources de tension PWM (VSI). Les deux régulateurs examinés sont le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) et le régulateur flou (Fuzzy).

Une technique de commande spécifique appelée "Commande Vectorielle Indirecte (IR-FOC)" pour la machine asynchrone double étoile (DSIM) alimentée par deux onduleurs de tension. Cette technique est utilisée pour le contrôle vectoriel du flux orienté dans la machine asynchrone double étoile [83].

[15] présente une comparaison des stratégies de commande de la machine asynchrone, en utilisant à la fois la commande vectorielle indirecte (IRFOC) et la commande directe de couple (DTC), avec des régulateurs proportionnels-intégraux (PI) et logiques flous (FLC).

Cette comparaison permettra de déterminer quelle combinaison de méthode de commande et de régulateur est la plus appropriée pour la régulation de la vitesse de la machine asynchrone dans différentes conditions d'exploitation.

3.5 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

La modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park est une approche mathématique couramment utilisée pour analyser et contrôler le comportement de la machine asynchrone.

La modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park est essentielle pour le contrôle vectoriel, car cela permet de réguler le flux magnétique et le couple de manière plus efficace en utilisant les axes d et q. Cette approche simplifie également l'analyse et la conception des algorithmes de commande, ce qui est essentiel pour les applications de contrôle avancées telles que la commande vectorielle indirecte (IRFOC) ou la commande directe de couple (DTC) mentionnées précédemment.

3.5.1 Transformée de Park Modifiée

La transformée de Park est largement utilisée dans les applications de contrôle avancées pour les machines électriques, car elle permet de simplifier les équations et facilite la conception des régulateurs de vitesse et de couple. C'est une technique essentielle pour la mise en œuvre de stratégies de commande performantes telles que la commande vectorielle directe (DFOC) ou la commande vectorielle indirecte (IRFOC) dans le cas de la machine asynchrone.

La matrice de Park est comme suit Eq. (3.3) :

$$[P(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\alpha) & \sin(\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\alpha)] \begin{bmatrix} x_o \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.5.2 Les équations des tensions statoriques

Les équations des tensions statoriques dans le repère de Park (système dq) pour une machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sodq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sodq} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Après la simplification, l'expression des tensions statorique projetées sur les axes d et q respectivement obtenu dans (3.6) :

$$\begin{bmatrix} V_{sodq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sodq} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sodq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sodq} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.5.3 Les équations des flux statoriques

Alors les équations des flux statoriques dans le repère de park exprimées par les mêmes étapes que les équations des tensions statorique.

les équations des flux statoriques dans le repère de park sont présentées par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sodq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sodq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rodq} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

On peut s'écrire $\begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix}$ sous forme matricielle Eq. (3.8) et Eq. (3.9) :

$$\begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Avec :

$$L_{s0} = L_s + 2M_s.$$

$$L_s = L_s - M_s.$$

$$\begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Tell-que $M = \frac{3}{2}M_{sr}$.

Après la simplification, l'expression des flux statorique est obtenue comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sodq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sodq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rodq} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.5.4 Les équations des flux rotoriques dans le repère de Park

En procédant de la même manière pour trouver les expressions du flux rotorique seront exprimée par (3.11) et (3.12) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rodq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rodq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P(\theta_r) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sodq} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rodq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{r0} & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rodq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sodq} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

On peut noter que les équations magnétiques des flux statorique et rotorique (3.10) et (3.12) dans le repère de park peut s'écrivent sous forme :

$$\begin{aligned} \varphi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \quad (3.14)$$

D'après les expressions des tensions et des flux statorique Eq.(3.6) et Eq.(3.13) respectivement, les tensions statoriques dans le repère de park dq sont Eq.(3.15) :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} L_s i_{sq} - \frac{d\theta_s}{dt} M i_{rq} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} L_s i_{sd} + \frac{d\theta_s}{dt} M i_{rd} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Si on choisit le vecteur d'état $X = [i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]$, les équations électriques et mécaniques de la machine dans le repéré de park doivent être exprimées en fonction de ce vecteur d'état.

D'après les équations du flux rotorique Eq.(3.14) on trouve :

$$\begin{aligned} i_{rd} &= \frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} &= \frac{\varphi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{aligned} \quad (3.16)$$

En remplaçant Eq.(3.16) dans Eq.(3.15) on obtient :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \sigma L_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} L_s i_{sd} + \frac{d\theta_s}{dt} \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{aligned} \quad (3.17)$$

3.5.5 L'équation du couple électromagnétique dans le repère de Park

Alors l'équation du couple électromagnétique dans dq est exprimée par :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p M_{sr} \left[i_{sodq} \right]^t \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \left[i_{rodq} \right] \quad (3.18)$$

Donc l'expression simplifiée du couple électromagnétique dans dq est donnée par Eq.(3.19) :

$$\Gamma_e = pM (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (3.19)$$

Alors l'expression du couple électromagnétique dans dq en fonction de $X = [i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]$ est donnée par Eq.(3.20) :

$$\Gamma_e = \frac{pM}{L_r} (i_{sq} \varphi_{rd} - i_{sd} \varphi_{rq}) \quad (3.20)$$

Pour trouver la commande vectorielle par orientation du flux et obtient la MAS possède les mêmes caractéristiques de MCC à excitation séparé, on oriente l'axe d suivant φ_r qui implique $\varphi_{rq} = 0$, cette opération appelée orientation du repère (d, q) suivant le flux rotorique.

$\varphi_{rd} = \varphi_r$ C'est une grandeur estimée est dans le régime permanent on a :

$$\varphi_{rd}^* = M i_{sd} \quad (3.21)$$

On obtient :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\Gamma_e = \frac{pM}{L_r} i_{sq} \varphi_{rd} \quad (3.23)$$

On ne remarque que les équations des tensions électriques Eq.(3.22) sont constituées de deux termes :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= V_{sdr} + V_{sdc} \\ V_{sq} &= V_{sqr} + V_{sqc} \end{aligned} \quad (3.24)$$

V_{sdr} et V_{sqr} présentent les tensions fournies par les deux régulateurs du courant Eq.(3.25) :

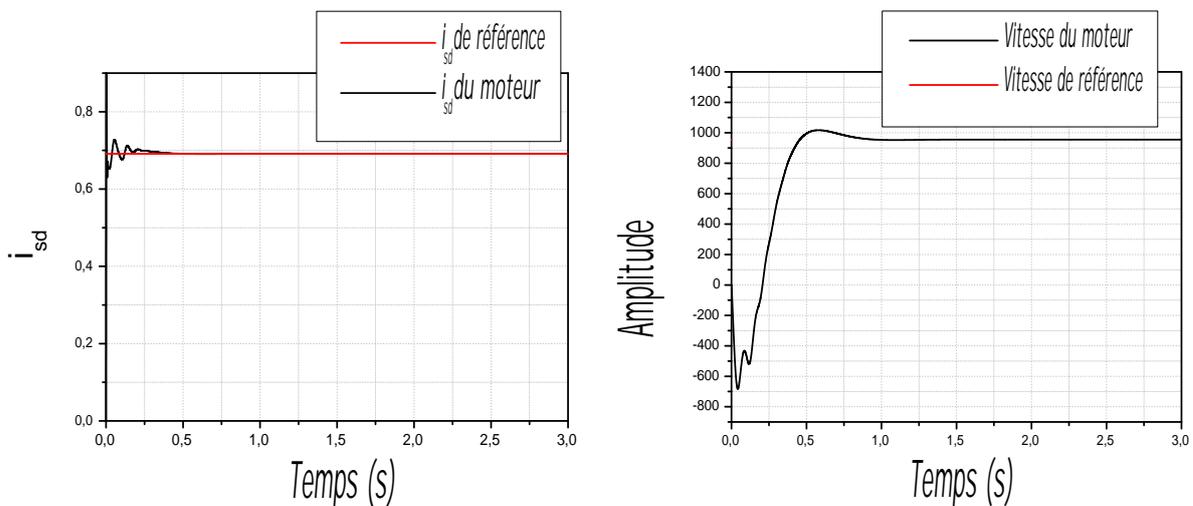
$$\begin{aligned} V_{sdr} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ V_{sqr} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \end{aligned} \quad (3.25)$$

V_{sdc} et V_{sqc} présentent les tensions de couplage Eq.(3.26) :

$$\begin{aligned} V_{sdc} &= -\omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sqc} &= \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{aligned} \quad (3.26)$$

3.6 Résultats de simulation et expérimentaux

Nous présentons dans un premier temps les résultats de simulation des différentes grandeurs électriques le courant statorique direct i_{sd} , et la vitesse mécanique du moteur asynchrone dans le cas sain Figure 36 et défectueux Figure 37.

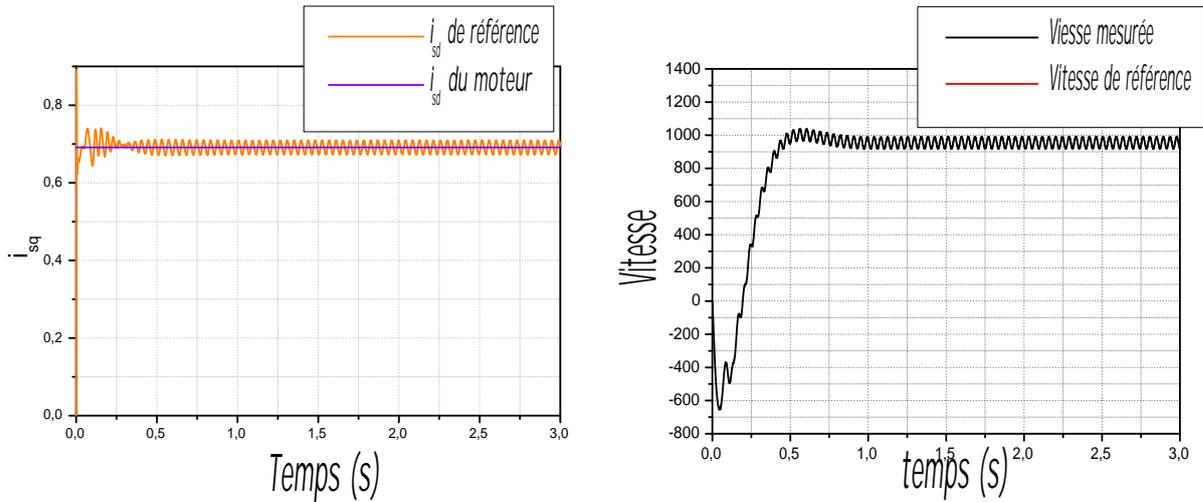


(a) Signature du courant statorique direct

(b) Signature du vitesse mécanique.

Figure 36. Les résultats de la simulation des signatures du moteur sain en fonction du temps.

La Figure 37 représente des composantes oscillatoires avec une fréquence $2gf_s$. Cette fréquence indique la présence de défauts cassure de barre.



(a) Signature du courant statorique direct

(b) Signature de la vitesse mécanique.

Figure 37. Les résultats de simulation des signatures du moteur défectueux.

3.6.1 Description du bancs d'essais

Des investigations expérimentales sur l'erreur de cassure de barre et l'excentricité mixte ont été réalisées sur le banc d'essais (voir la Figure 38) pour valider les résultats de la simulation.

Un banc d'essai complet se compose de :

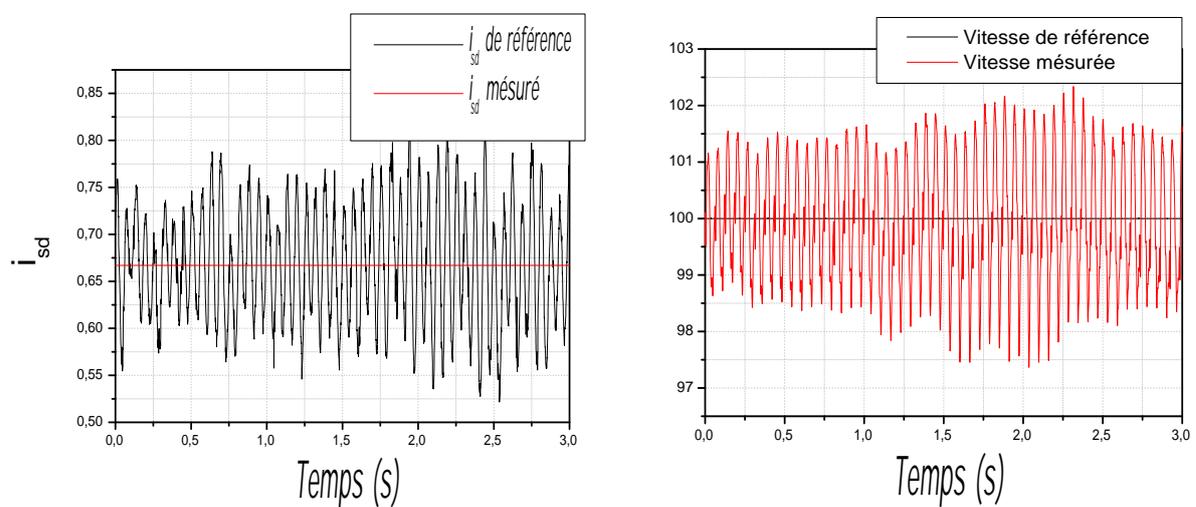
Un moteur asynchrone triphasé entraîné par un onduleur. Cet onduleur est piloté par une source de tension continue réglable. Ce moteur est couplé à un frein à poudre magnétique. La commande de commutation est générée à l'aide d'une modulation de largeur d'impulsion PWM symétrique avec une fréquence porteuse $f_m = 9.5kHz$. Les pilotes SKHI22 contrôlant chaque bras de l'onduleur sont alimentés par une tension continue CMOS (0-15V). De plus, la commande de commutation de la carte DS1104 a une tension TTL (0-5V), qui est conçue pour être amplifiée par des cartes à base de circuits intégrés.

Pour les essais réels, nous remarquons que les grandeurs dans le cas sain ne sont pas constantes comme il est indiqué par les résultats de simulation, elles contiennent des harmoniques à cause de l'alimentation réelle (Figure 39).

La Figure 310 représente les grandeurs électriques et mécaniques dans le cas du défaut de cassure de barre rotorique, ces grandeurs contiennent des ondulations de fréquence $2gf_s$. Ces résultats montrent les mêmes symptômes qui trouvés dans les résultats de simulation. Pour l'essai du défaut excentricité, nous remarquons que les grandeurs électrique i_{sd} et mé-



Figure 38. Banc d'essai.



(a) Signature de la courant statorique direct

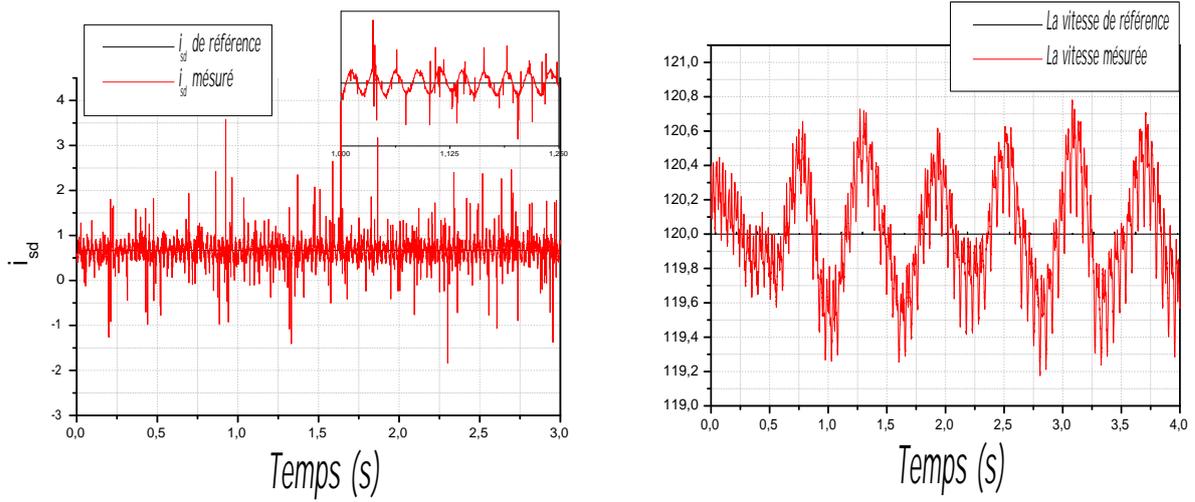
(b) Signature du vitesse électrique.

Figure 39. Les résultats expérimentaux des signatures du moteur sain en fonction du temps.

caniques ω dans le cas du défaut ne sont pas constantes, elles contiennent des ondulations à cause de la présence du défaut (Figure 311).

3.7 Impact de la commande vectorielle indirect sur les paramètres électriques

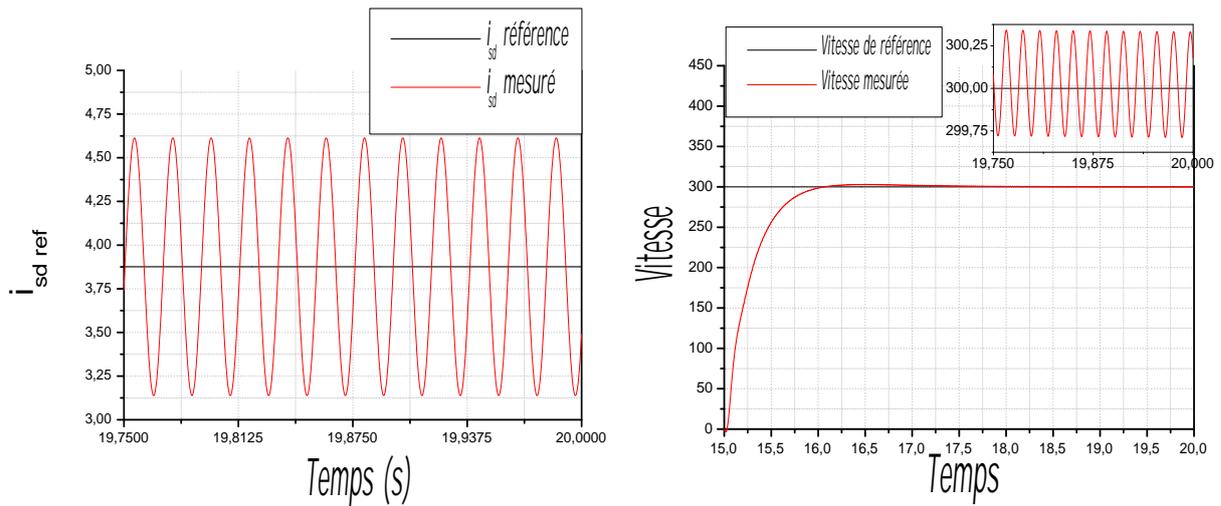
Les entraînements en boucle fermée requièrent l'utilisation de procédures plus avancées pour évaluer les conditions de la machine, car le contrôle lui-même a un impact sur les variables d'alimentation. Dans le cadre de cette étude, nous examinons l'effet de l'IFOC sur le courant i_{sd} , qui est considéré comme un indicateur électrique de diagnostic, du fait de son indépendance du couple du charge.



(a) Signature du courant statorique direct

(b) Signature de la vitesse électrique .

Figure 310. Les résultats expérimentaux des signatures du moteur défectueux (Défaut cassure de barre) en fonction du temps.



(a) Signature du courant statorique direct

(b) Signature du vitesse électrique.

Figure 311. Les résultats de simulation des signatures du moteur effectues (Défaut Excentricité) en fonction du temps.

Les courants statoriques en présence de défaut s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \\ \dot{i}_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\omega_s t - \varphi_0) + I_{md} \cos(\omega_f t - \varphi_f) \\ I_m \cos(\omega_s t - \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}) + I_{md} \cos(\omega_f t - \varphi_f - \frac{2\pi}{3}) \\ I_m \cos(\omega_s t - \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}) + I_{md} \cos(\omega_f t - \varphi_f + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Avec :

φ_0 et φ_f : Le déphasage du courant statorique dans le cas sain et défectueux, respectivement.

I_{md}, ω_f : Amplitude et la pulsation de la signature de défaut respectivement.

En passant au repère $\alpha\beta$, les courants statiques deviennent :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega_s t - \varphi_0) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} \cos(\omega_f t - \varphi_f) \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega_s t - \varphi_0) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} \sin(\omega_f t - \varphi_f) \end{cases} \quad (3.29)$$

Pour transformer les courants vers la référence synchrone, la matrice de rotation $[R(\theta_s)]$ est utilisée :

$$[R(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

On obtient :

$$\begin{cases} i_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\varphi_0) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} \cos((\omega_s - \omega_f)t - \varphi_f) \\ i_{sq} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\varphi_0) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} \sin((\omega_s - \omega_f)t - \varphi_f) \end{cases} \quad (3.31)$$

On remarque que ces composantes contiennent deux parties, une partie continue et une partie alternative de pulsation égale à $(\omega_s - \omega_f)$:

$$\begin{cases} i_{sd} = \bar{I}_{sd} + \tilde{I}_{sd} \\ i_{sq} = \bar{I}_{sq} + \tilde{I}_{sq} \end{cases} \quad (3.32)$$

3.7.0.1 L'expression mathématique du i_{sd} mesuré sans défaut i_{sd_1}

Le courant $i_{sd}(t)$ contient deux composantes, la composante continue qui présente la partie sans défaut $i_{sd_1}(t)$, et la composante alternative qui prend en compte l'existence du défaut $i_{sd_2}(t)$. Comme indiqué précédemment, le courant $i_{sd}(t)$ convient à la surveillance des défauts du moteur à induction triphasé. Parce qu'il ne dépend pas de la variation de la charge mécanique.

Pour trouver l'expression de la partie sans défaut du courant $i_{sd_1}(t)$ nous mettons la partie du courant défectueuse $\tilde{i}_{sd}(t) = 0$.

La Figure 312 montre le schéma-bloc de la boucle fermée de contrôle du courant statique direct sans défaut $i_{sd_1}(t)$.

Afin d'étudier l'effet de la boucle fermée sur l'amplitude du courant statorique direct

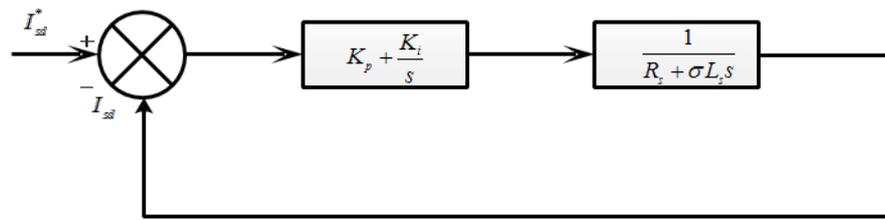


Figure 312. Schéma-bloc de la boucle fermée de contrôle du courant statorique direct sans défaut.

sans défaut $i_{sd1}(t)$, la fonction de transfert doit être déterminée comme suit l'Eq. (3.33) :

$$H(s) = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)} \quad (3.33)$$

Le premier bloc présente la fonction de transfert d'un régulateur PI qui peut s'écrire comme suit l'Eq. (3.34) :

$$G_1(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (3.34)$$

Le deuxième bloc présente la fonction de transfert du système contrôlé, définie comme suit l'Eq.(3.35) :

$$G_2(s) = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (3.35)$$

La fonction de transfert de la boucle du courant direct statorique est donnée par l'Eq.(3.36) :

$$H(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.36)$$

On peut remarquer que l'Eq.(3.36) présente la forme canonique du système de 2^{ème} ordre, et agit comme une fonction de transfert du filtre passe-bas, et laisse passer une pulsation inférieure à $\sqrt{\frac{K_i}{\sigma L_s}}$.

La fonction de transfert du filtre passe-bas est donnée par (3.37) :

$$H(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.37)$$

Avec :

K : Le gain statique.

ω_n : La pulsation naturelle (ou la pulsation propre du système).

ξ : Coefficient d'amortissement.

3.7.0.2 La réponse de courant sans perturbation

La fonction de la composante continue qui présente la partie sans défaut i_{sd_1} est donnée par l'Eq.(3.52).

Pour retrouver cette expression, nous devons déterminer la fonction Laplace du courant.

Pour trouver cette expression, il est nécessaire de déterminer la fonction de Laplace du courant i_{sd_1} .

La fonction de Laplace de la grandeur de sortie est comme suit l'Eq.(3.38)

$$S(s) = H(s)E(s) \quad (3.38)$$

Telle que l'entrée du système est une réponse indicielle définie par l'Eq.(3.39)

$$E(s) = \frac{\bar{I}_{sd}}{s} \quad (3.39)$$

Substituant l'Eq.(3.39) et l'Eq.(3.37) dans l'Eq.(3.38), on obtient l'Eq.(3.40)

$$S(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \frac{\bar{I}_{sd}}{s} \quad (3.40)$$

La transformée de Laplace de la sortie est donnée par l'expression suivante l'Eq.(3.41) :

$$S(s) = \frac{a}{s} + \frac{b}{s - s_1} + \frac{c}{s - s_2} \quad (3.41)$$

Alors, s_1 , et s_2 sont les pôles complexes du dénominateur de la fonction de transfert qui peuvent être déterminés en suivant les étapes :

La première étape, on met $D(s) = 0$, l'Eq.(3.42)

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \Rightarrow \Delta = 4\xi^2\omega_n^2 - 4\omega_n^2 \quad (3.42)$$

La deuxième étape, on détermine les pôles pour $0 < \xi < 1$.

Le pôles complexe S_1 est comme suit, l'Eq.(3.43) :

$$S_1 = \frac{-2\zeta\omega_n + j\sqrt{4\zeta^2\omega_n^2 - 4\omega_n^2}}{2} \Rightarrow S_1 = -\zeta\omega_n + j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.43)$$

Le pôles complexe S_2 est l'Eq.(3.44) :

$$S_2 = \frac{-2\zeta\omega_n - j\sqrt{4\zeta^2\omega_n^2 - 4\omega_n^2}}{2} \Rightarrow S_2 = -\zeta\omega_n - j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.44)$$

Les termes a, b, etc de l'expression de Laplace du courant directe statorique (3.41) sont définis par les équations suivantes :

Calcul du coefficient a :

Pour trouver le terme a , on met $s = 0$, on obtient alors l'Eq.(3.45)

$$a = \frac{K\omega_n^2 \bar{I}_{sd}}{(s - s_1)(s - s_2)} \Big|_{s=0} \quad (3.45)$$

Alors, l'équation (3.45) devient :

$$a = K\bar{I}_{sd} \quad (3.46)$$

Calcul du coefficient b :

La même chose pour trouver le terme b , mais dans ce cas, nous mettons $s = s_1$, nous déduisons l'Eq.(3.47) :

$$b = \frac{K\omega_n^2 \bar{I}_{sd}}{s(s - s_2)} \Big|_{s=s_1} \quad (3.47)$$

Le terme b peut s'écrire sous la forme suivante l'Eq.(3.48)

$$b = \frac{K\omega_n^2 \bar{I}_{sd}}{s_1(s_1 - s_2)} \quad (3.48)$$

Calcul du coefficient c :

Nous appliquons la même méthode précédente pour déterminer le terme c , sauf que $s = s_2$, qui prend la forme suivante l'Eq.(3.49)

$$c = \frac{K\omega_n^2 \bar{I}_{sd}}{s(s-s_1)} \Big|_{s=s_2} \quad (3.49)$$

L'équation (3.50) présente le terme c :

$$c = \frac{K\omega_n^2 \bar{I}_{sd}}{s_2(s_2-s_1)} \quad (3.50)$$

La transformée de Laplace du courant direct statorique i_{sd_1} est définie par l'expression suivante l'Eq.(3.51) :

$$i_{sd_1}(s) = \frac{K\bar{I}_{sd}}{s} + \frac{K\omega_n^2 \bar{I}_{sd}}{s_1(s_1-s_2)} + \frac{K\omega_n^2 \bar{I}_{sd}}{s_2(s_2-s_1)} \quad (3.51)$$

3.7.0.3 Calcul de la transformée inverse de Laplace du i_{sd_1} :

Afin de déterminer la fonction du courant direct statorique i_{sd_1} en fonction du temps, la transformée inverse de Laplace doit être déterminée comme suit l'Eq.(3.52) :

$$i_{sd_1}(t) = K\bar{I}_{sd} \left[1 + \frac{\omega_n^2}{s_1(s_1-s_2)} e^{s_1 t} + \frac{\omega_n^2}{s_2(s_2-s_1)} e^{s_2 t} \right] \quad (3.52)$$

3.7.0.4 L'expression du courant i_{sd_1} :

La formule de i_{sd_1} en fonction de cosinus est donnée par l'Eq. (3.53) :

$$i_{sd_1}(t) = K\bar{I}_{sd} \left[1 + e^{-\xi\omega_n t} \sqrt{\frac{1}{1-\xi^2}} \cos(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t - \varphi) \right] \quad (3.53)$$

$$\varphi = \cos^{-1} \left(\frac{-1}{\sqrt{\frac{1}{1-\xi^2}}} \right)$$

3.7.0.5 La fonction du courant statorique direct mesurée avec la prise en compte de l'existence du défaut i_{sd_2}

Pour représenter mathématiquement le système physique du courant direct statorique avec la prise en compte l'existence du défaut, la transformée de Laplace est importante. La Figure 313 montre le schéma-bloc de la boucle fermée de contrôle du courant statorique direct avec prise en compte l'existence de la perturbation.

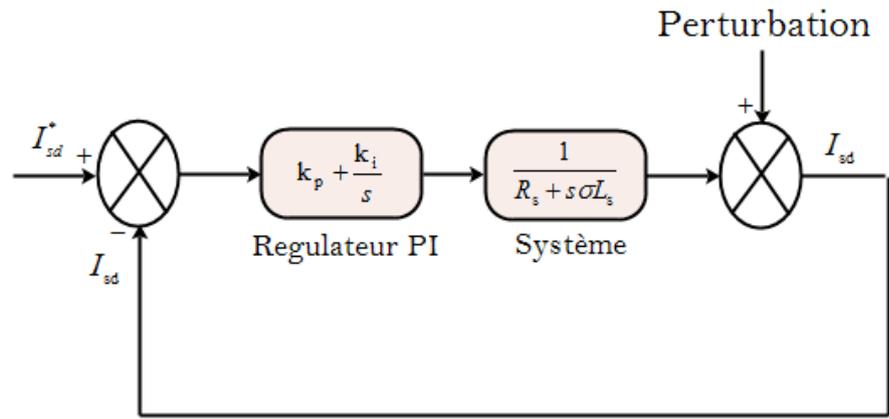


Figure 313. Présentation du schéma-bloc de la boucle fermée du contrôle du courant statorique direct avec la prise en compte la perturbation.

La représentation des systèmes sera déterminée sous forme de fonction de transfert. On applique à l'entrée du système un signal correspondant à la perturbation, on met $\bar{I}_{sd} = 0$.

L'expression de l'entrée dans le domaine fréquentielle sera représentée par la transformer de Laplace par l'Eq.(3.54) :

$$P(s) = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} s}{s^2 + (\omega_s - \omega_f)^2} \quad (3.54)$$

Nous suivons la même méthode précédente pour le courant statorique direct mesuré sans défaut pour déterminer les pôles complexes, on prend 4 pôles exprimés par les équations suivantes l'Eq.(3.55, 3.56) :

$$s_{1,2} = -\zeta \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.55)$$

$$s_{3,4} = \pm j(\omega_s - \omega_f) \quad (3.56)$$

La transformée de Laplace de la sortie est donnée par l'expression suivante l'Eq.(3.57) :

$$S_2(s) = \frac{K \omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} s}{(s - s_1)(s - s_2)(s - s_3)(s - s_4)} \quad (3.57)$$

La réponse du courant statorique direct mesuré dans le cas de l'existence du défaut prend

l'expression suivante (3.58) :

$$S_2(s) = \frac{a}{(s - s_1)} + \frac{b}{(s - s_2)} + \frac{c}{(s - s_3)} + \frac{d}{(s - s_4)} \quad (3.58)$$

Les termes a , b , c , et d seront déterminés comme indiqué précédemment.

Calcul du coefficient a :

Remplaçant $s = s_1$ On trouve le terme a comme suit l'Eq.(3.59) :

$$a = \frac{K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} s_1}{(s_1 - s_2)(s_1 - s_3)(s_1 - s_4)} \quad (3.59)$$

Calcul du coefficient b :

Appliquant la même méthode sauf que $s = s_2$, On prend le terme b défini par l'Eq.(3.60)

$$b = \frac{K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} s_2}{(s_2 - s_1)(s_2 - s_3)(s_2 - s_4)} \quad (3.60)$$

Calcul du coefficient c :

Si $s = s_3$, le terme c est présenté par l'Eq.(3.61)

$$c = \frac{K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} s_3}{(s_3 - s_1)(s_3 - s_2)(s_3 - s_4)} \quad (3.61)$$

Calcul du coefficient d :

Le terme d défini par (3.62) dans le cas du $s = s_4$

$$d = \frac{K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} s_4}{(s_4 - s_1)(s_4 - s_2)(s_4 - s_3)} \quad (3.62)$$

3.7.0.6 La réponse temporelle du courant statorique direct mesuré avec prise en compte de l'existence du défaut

La réponse temporelle du courant statorique direct mesuré avec la prise en compte de l'existence du défaut $i_{sd_2}(t)$ représenté dans l'Eq.(3.63)

$$i_{sd_2}(t) = A_{mp_{isd_{per}}} \sin((\omega_s - \omega_f)t + \varphi_{i_{sd}}) \quad (3.63)$$

Tel que :

$$Amp_{isdper} = K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} \sqrt{\frac{1}{(-(\omega_s - \omega_f)^2 + \omega_n^2)^2 + (2\xi(\omega_s - \omega_f)\omega_n)^2}}$$

$$\varphi = \cos^{-1}\left(\frac{-(\omega_s - \omega_f)^2 + \omega_n^2}{[(2\xi^2\omega_n^2 - \omega_n^2 + (\omega_s - \omega_f)^2)^2 + (2\xi\omega_n^2\sqrt{1 - \xi^2})^2]^2}\right)$$

3.7.0.7 La formule du courant statorique direct mesuré i_{sd}

La réponse de la sortie filtrée temporelle de l'équation précédente représente le courant direct statorique mesuré, elle peut prendre la forme suivante l'Eq.(3.64) :

$$i_{sd}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\varphi_0) \times \left(1 + e^{-\xi\omega_n t} \sqrt{\frac{1}{1 - \xi^2}} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t - \varphi)\right) +$$

$$K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} \times \left(a_1 \sin((\omega_s - \omega_f)t + \varphi_1) + a_2 e^{-\xi\omega_n t} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t - \varphi_1)\right) \quad (3.64)$$

Où :

$$a_1 = \frac{1}{(\omega_s - \omega_f)} \frac{1}{\sqrt{(\omega_s - \omega_f)^2 + \frac{\omega_n^2}{(\omega_s - \omega_f)^2} + 2\omega_n^2(2\xi^2 - 1)}}$$

$$a_2 = (\omega_s - \omega_f)^2 \sqrt{\frac{(-\xi - \frac{-\xi\omega_n^2}{(\omega_s - \omega_f)^2})^2 (\frac{1}{1 - \xi^2}) + (1 + \frac{\omega_n^2}{(\omega_s - \omega_f)^2})^2}{[(2\xi^2\omega_n^2 - \omega_n^2 + (\omega_s - \omega_f)^2)^2 + (2\xi\omega_n^2\sqrt{1 - \xi^2})^2]^2}}$$

D'après Eq.(3.64) On peut noter que la réponse de sortie filtrée temporelle du courant direct statorique est constituée de deux composantes : la composante continue \bar{I}_{sd} , et la composante ondulée \tilde{I}_{sd}

La composante continue qui définit l'harmonique continue est représentée par la formule suivante Eq.(3.65)

$$\bar{I}_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\varphi_0) \times \left(1 + e^{-\xi\omega_n t} \sqrt{\frac{1}{1 - \xi^2}} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t - \varphi)\right) +$$

$$a_2 e^{-\xi\omega_n t} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t - \varphi_1) \quad (3.65)$$

L'expression de la réponse ondulée présente la composante harmonique de la signature du

défaut est définie par Eq.(3.66).

$$\tilde{I}_{sd} = K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} \times \left(a_1 \sin((\omega_s - \omega_f)t + \varphi_1) \right) \quad (3.66)$$

3.7.1 L'effet de la boucle fermée sur le courant statorique direct mesuré

Le système en boucle fermée montre directement l'action du contrôle. Les régulateurs forcent les variables contrôlées à leurs valeurs de référence.

Afin d'étudier l'effet de la boucle fermée sur le courant statorique direct mesuré, la partie alternative de la signature du défaut doit être définie.

La soustraction de la partie continue de la valeur du courant statorique direct mesuré présente la partie alternative de la signature du défaut. Cette partie est montrée sur la Figure 314.

La formule de la partie alternative du courant, peut s'écrire comme suit Eq.(3.67)

$$\tilde{I}_{sd} = I'_{md} \sin(2\pi f_f t + \varphi_1) \quad (3.67)$$

Où : $I'_{md} = K\omega_n^2 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{md} a_1$; $f_f = \frac{\omega_s - \omega_f}{2\pi}$.

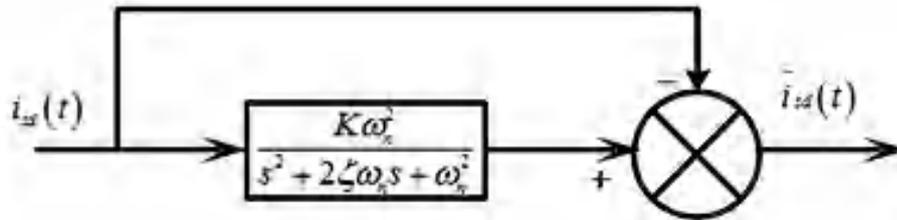


Figure 314. Le Schéma-bloc de l'extraction de signature de défaut à partir du courant statorique direct mesuré.

L'impact de la boucle fermée sur le courant statorique direct mesuré apparaît sur l'amplitude de la partie alternative de la signature du défaut qui est représentée par Eq. (3.67).

La méthode qui que nous allons utiliser pour définir l'amplitude de la partie alternative est la transformée de Fourier discrète (DFT), qui sera présentée dans la prochaine section.

3.8 Méthode de la transformation de Fourier discrète.

L'apparition de microprocesseurs puissants et rapides permet aujourd'hui d'agir sur le signal à partir des valeurs numériques prélevées à des instants régulièrement espacés. Ces

valeurs sont appelées échantillons. L'ensemble des opérations effectuées numériquement constitue le traitement numérique du signal.

La Transformée de Fourier discrète est un traitement numérique qui transforme un bloc de N échantillons régulièrement répartis dans le temps provenant d'un signal et qui donne N points régulièrement espacés dans le domaine fréquentiel.

3.8.1 Les Paramètres Temporels définissant l'opération :

Les paramètres Temporels définissant l'opération sont donnés par l'équation. (3.68) :

$$T = N \times T_e \tag{3.68}$$

avec :

T = Période du signal.

T_e : Période d'échantillonnage "Le pas temporel".

N : Nombre des points.

3.8.2 Les Paramètres Fréquentiels caractérisant les résultats

F_e : Fréquence d'échantillonnage c'est l'étendue fréquentielle telle que : F_e = 1/T_e.

F : Le pas fréquentiel "La précision Δf" tel que : F = 1/T = F = 1/(N × T_e) = F = F_e/N

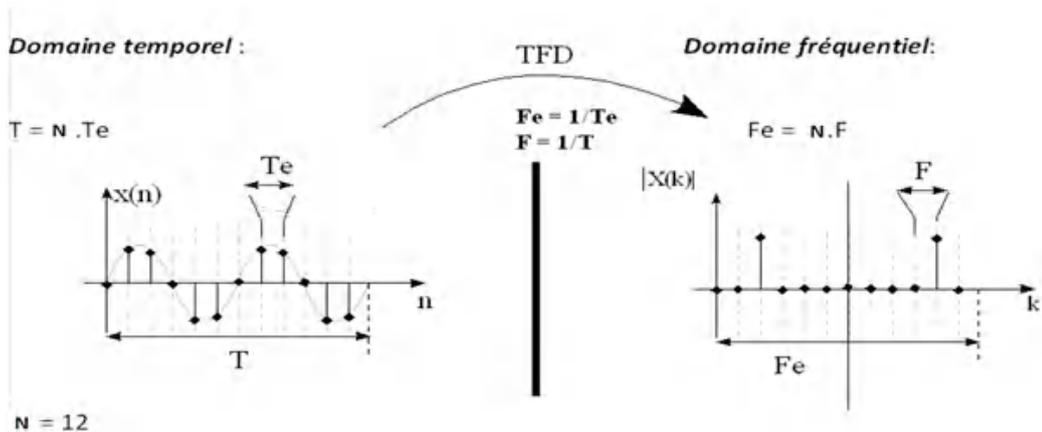


Figure 315. TFD d'un signal sinusoïdal.

La fonction qui détermine le signal en fonction de la fréquence est présentée par Eq.(3.69) :

$$X(W) = \sum_{n=0}^{N-1} X(nT_e) e^{-j\omega_n n T_e} \tag{3.69}$$

Où : $W = K \frac{\omega_e}{N}$; $\omega_e = 2\pi F_e$; $\Delta f = \frac{F_e}{N}$

$$X\left(K \frac{\omega_e}{N}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} X(nT_e) e^{-jK \frac{\omega_e}{N} nT_e} \quad (3.70)$$

3.8.3 Expression mathématique d'un Signal échantillonné

La fonction $x^*(t)$ est une fonction mathématique virtuelle qui n'a pas d'existence réelle et qui ne peut donc pas être observée sur un oscilloscope, présenté par Eq.(3.71) :

$$x^*(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e) \quad (3.71)$$

Où : $x^*(t)$: Le signal échantillonné.

$x(t)$: Le signal d'entrée.

$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e)$: est une suite d'impulsions de Dirac d'intensité unité et décalées de T_e on l'appelle peigne de Dirac.

3.8.4 Spectre d'un signal sinusoïdal échantillonné :

On a le signal échantillonné $x^*(t)$ tel que $x^*(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e)$ établissons d'abord le spectre du peigne de Dirac $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e)$ et pour cela considérons que le peigne de Dirac est obtenu à partir de la fonction $f(t)$ de la Figure 316.

La fonction $f(t)$ étant paire, la décomposition spectrale ne comporte que des termes en

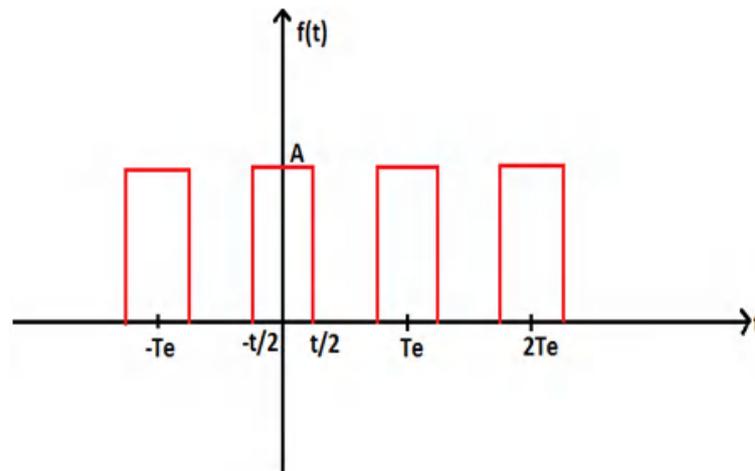


Figure 316. La fonction $f(t)$ qui représente le peigne de Dirac tel que $A * t = 1$

cosinus Eq.(3.71) :

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} A_n \cos(2\pi n F_e t) \quad (3.72)$$

Avec :

$$A_n = \int_{-\frac{T_e}{2}}^{\frac{T_e}{2}} f(t) \cos(2\pi n F_e t) dt \Rightarrow A_n = \frac{2}{T_e} \int_{-\frac{T_e}{2}}^{\frac{T_e}{2}} A \cos(2\pi n F_e t) dt \Rightarrow A_n = \frac{2}{T_e} \frac{\sin(\pi n F_e T_e)}{\pi n F_e}$$

$$A_0 = \frac{1}{T_e} \int_{-\frac{T_e}{2}}^{\frac{T_e}{2}} f(t) dt \Rightarrow A_0 = \frac{1}{T_e} \int_{-\frac{T_e}{2}}^{\frac{T_e}{2}} A dt \Rightarrow A_0 = \frac{1}{T_e}$$

La sinusoïde échantillonnée s'écrit donc Eq.(3.73) :

$$x^*(t) = x(t) \times \left[\frac{1}{T_e} + \frac{2}{T_e} \sum_{n=1}^{+\infty} \cos(2\pi n F_e t) \right] \tag{3.73}$$

3.8.5 Condition de Shannon

La reconstitution d'un signal $x(t)$ à partir d'échantillons n'est possible que si la fréquence d'échantillonnage F_e est supérieure à deux fois la fréquence maximale des harmoniques de $x(t)$ " $F_e > 2F_{max}$ ".

Si F_{max} est la fréquence maximale des harmoniques de $x(t)$ est supérieure à $\frac{F_e}{2}$ la reconstitution du signal original sera impossible car il va apparaître un recouvrement spectral lors de l'échantillonnage (voir Figure.317).

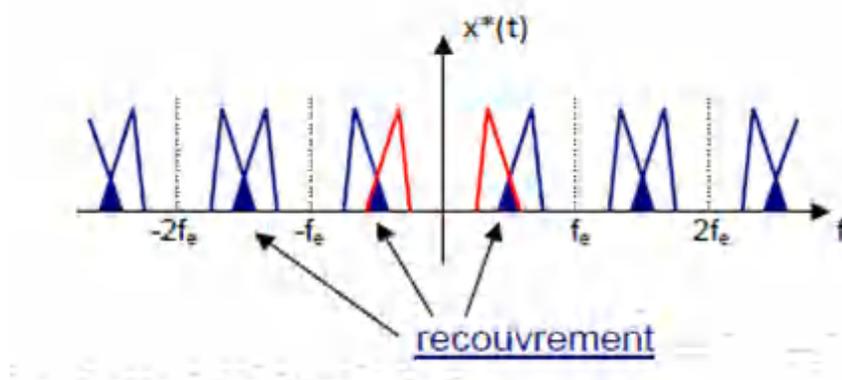


Figure 317. Représentation d'un recouvrement spectral.

Si la condition $F_{max} \ll F_e$ n'est pas vérifiée; il est encore possible de reconstituer le signal d'entrée en calant un filtre passe pas entre la fréquence F_{max} et $F_e - F_{max}$ mais cette opération n'est réalisable que si la condition $F_{max} < F_e - F_{max}$ qui implique $F_{max} < F_e$.

3.8.6 Calcul numérique du spectre :

1^{er} Cas : $W = K \frac{\omega_e}{N} \Rightarrow f = K \frac{F_e}{N}$

C'est-à-dire le cas de la fréquence du signal est un multiple entier du pas fréquentiel qui implique la fonction qui détermine le signal en fonction de la fréquence, c'est :

$$X\left(K \frac{\omega_e}{N}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} X(nT_e) e^{-jK \frac{2\pi F_e}{N} nT_e}$$

Toutes les valeurs de l'amplitude de $X(K\frac{\omega_e}{N})$ sont nulles sauf celles correspondant à la pulsation (ou fréquence) du signal qui vaut $\frac{NV_0}{2}$.

Pour obtenir l'amplitude du signal d'entrée on multiplie $|X(K\frac{\omega_e}{N})| * \frac{2}{N}$

$$2^{eme} \text{ Cas : } W = (K + \Delta)\frac{\omega_e}{N} \Rightarrow f = (K + \Delta)\frac{F_e}{N}$$

C'est à dire le cas de la fréquence du signal n'est pas un multiple entier de le pas fréquentiel qui implique la fonction qui détermine le signal en fonction de la fréquence Eq.(3.74) :

$$X((K + \Delta)\frac{\omega_e}{N}) = \sum_{n=0}^{N-1} X(nT_e)e^{-j(K+\Delta)\frac{\omega_e}{N}nT_e} \quad (3.74)$$

Pour déterminer l'amplitude de $|X((K + \Delta)\frac{\omega_e}{N})|$ on trouve Eq.(3.75) :

$$|X((K + \Delta)\frac{\omega_e}{N})| = \frac{\text{Amplitude du signal}}{\frac{\pi \times \Delta}{\Delta f}} \sin\left(\frac{\pi \times \Delta}{\Delta f}\right) \quad (3.75)$$

Tel que :

Δf : le pas fréquentielle $\frac{F_e}{N}$.

Δ : l'erreur (exemple : fréquence de signal = 50.1 $\rightarrow \Delta = 0.1$).

Mais cette équation valable pour Δ varie 0 à $\frac{\Delta f}{2}$ après $\frac{\Delta f}{2}$ on a $\frac{\Delta f}{2 \pm \Delta}$ même amplitude.

3^{eme} Cas :

Dans le cas où la fréquence du signal n'est pas un multiple entier du pas fréquentiel qui implique l'amplitude du signal diminuer comme nous l'avons mentionné dans le cas précédent.

Mais dans ce cas, nous allons parler sur la variation des amplitudes d'un vecteur du pas fréquentiel.

Eq.(3.76) détermine le signal en fonction du fréquence et le pas fréquentiel :

$$X(K) = \frac{A_{mp}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |[\cos(2\pi nT_e((\Delta f \times K) \pm f))] + j[\sin(2\pi nT_e((\Delta f \times K) \pm f))]| \quad (3.76)$$

3.9 La transformation de Fourier discrète sur le courant i_{sd}

Le contrôleur PI a un impact sur l'amplitude de la signature de défaut, et comme indiqué précédemment la partie alternative de la signature du défaut donnée par la soustraction entre la partie continue et le courant statorique direct mesuré.

La transformée de Fourier rapide (FFT) est considérée parmi les méthodes les plus réputées. Le frein majeur de cette méthode se pose devant son architecture qui exige un calcul inutile de toute la plage fréquentielle possible, surtout lorsqu'on a besoin de calculer seulement une ou quelques amplitudes des fréquences bien définies, ce qui implique de perdre un espace de mémoire plus le coût élevé du calcul.

La méthode a besoin de calculer seulement une ou quelques amplitudes des fréquences bien définies, et plus simple, plus économique et plus rapide, et possède une bonne précision dans le but de diagnostic les défauts du moteur asynchrone est la transformée de Fourier discrète (DFT).

Transformée de Fourier discrète (DFT), a été utilisée pour voir l'effet de la commande sur les amplitudes des fréquences de la signature de défaut.

La Figure 318 montre l'utilisation de la DFT pour avoir l'impact du régulateur PI sur la partie alternative du signature de défaut.

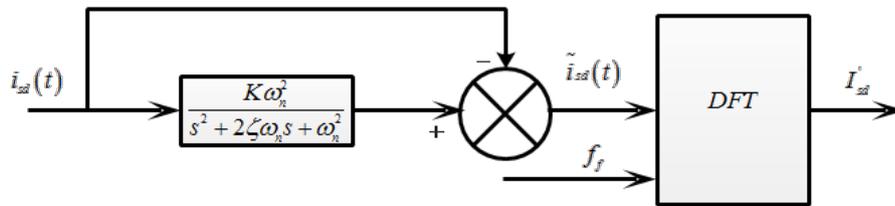


Figure 318. La transformation de Fourier discrète de la signature de défaut.

Afin d'appliquer cette méthode, la formule de signature du défaut doit être déterminée en terme fréquentiel.

L'expression de la partie alternative \tilde{I}_{sd} en termes de fréquence est la suivante Eq.(3.77) :

$$\tilde{I}_{sd} = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{I}_{sd}(nT_e) e^{-j\omega_n nT_e} \quad (3.77)$$

En remplaçant l'Eq.(3.67) dans l'Eq.(3.77), on obtient :

$$\tilde{I}_{sd} = 2 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{I_{md}}{2} [\sin(2\pi nT_e(k\Delta f \pm f_f) \pm \phi_1) - j \cos(2\pi nT_e(k\Delta f \pm f_f) \pm \phi_1)] \quad (3.78)$$

3.10 Résultats de simulation et validation expérimentale du courant statorique direct mesuré

Afin de valider l'analyse théorique, la simulation et l'expérimentation sont utilisées dans cette section.

Les paramètres du moteur à induction simulé sont présentés dans le tableau (31).

TABLE 31
Spécification du moteur asynchrone simulé

Specification	IM
<i>RatedPower</i>	1.1KW
<i>StatorSlots</i>	24
<i>OfRotorBars</i>	22
<i>Poles</i>	2P

Pour détecter l'amplitude de l'indicateur de défaut, nous avons supposé que le courant statorique direct de simulation prenne la forme ci-dessous Eq.(3.79) :

$$I_{sd}(t) = 1 \cos(2\pi f_s t + \varphi_0) + 0.4 \cos(2\pi f_f t + \varphi_1) \quad (3.79)$$

L'équation (3.79) est constituée 2 composantes, la première présente la composante fondamentale du courant direct statorique en fonction du temps s'écrit comme suit Eq.(3.80) :

$$I_{sd}(t) = 1 \cos(2\pi f_s t + \varphi_0) \quad (3.80)$$

La deuxième représente la perturbation en fonction du temps, l'amplitude de cette partie supposée 0.4 A, est donnée par Eq.(3.81)

$$P(t) = 0.4 \cos(2\pi f_f t + \varphi_1) \quad (3.81)$$

Les spécifications de I_{sd} montre dans le tableau 32

TABLE 32
Spécification du courant direct statorique

Specification	I_{sd}
f_s	40 Hz
f_f	6 Hz
ω_n	981 rad/s
ξ	0.7

La Figure 319 illustre la partie continue et alternative du courant mesurée, on remarque que l'amplitude de ce dernier est diminuée par rapport à la valeur supposée à cause de l'existence du régulateur, ce qui peut être confirmée par Eq.(3.77).

Les Figures 320a et 320b montrent dans la simulation et la pratique que l'amplitude de la signature de défaut du courant direct statorique mesurée lorsque le moteur fonctionne dans le cas du défaut cassure de barre, les amplitudes des différentes fréquences (b), (c), (d) du défaut presque la même que l'amplitude lorsque le moteur fonctionne à l'état sain (a).

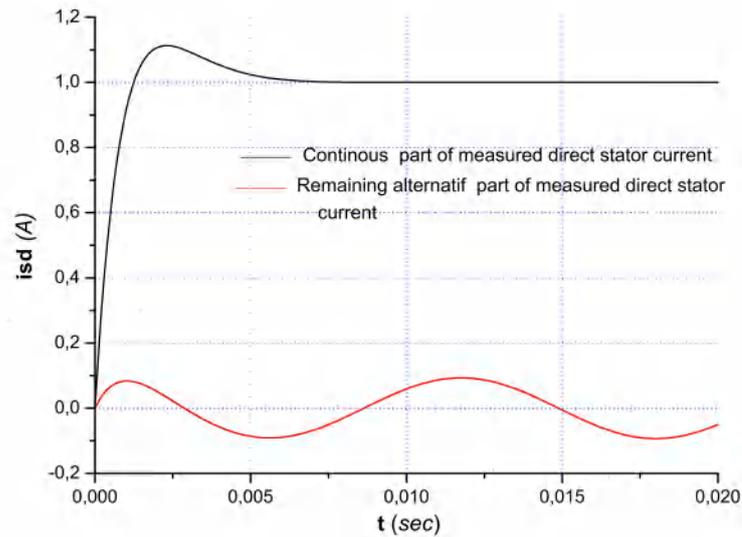


Figure 319. Simulation : Représentation du courant direct statorique mesuré dans le cas de la cassure.

Il a été extrait en utilisant l'algorithme DFT.

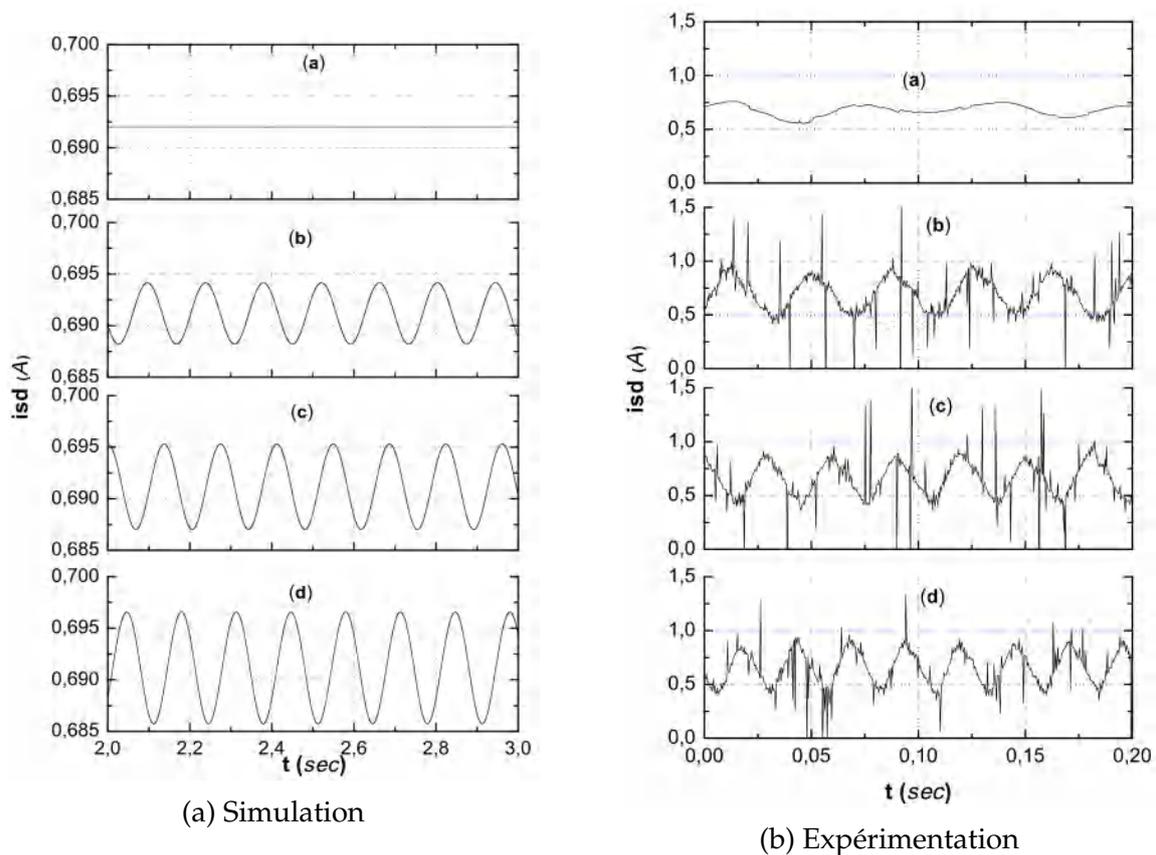


Figure 320. Représentation de courant direct statorique mesuré à différentes fréquences. (a) état sain, (b), (c) et (d) ayant une cassure de barre.

Les Figures 320b et 322 illustrent les résultats expérimentaux du courant statorique direct dans l'état sain et défectueux. Nous remarquons que l'amplitude du courant dû au défaut a été approximativement égale à l'amplitude de l'état sain qui cause la perte des informations importantes pour le diagnostic.

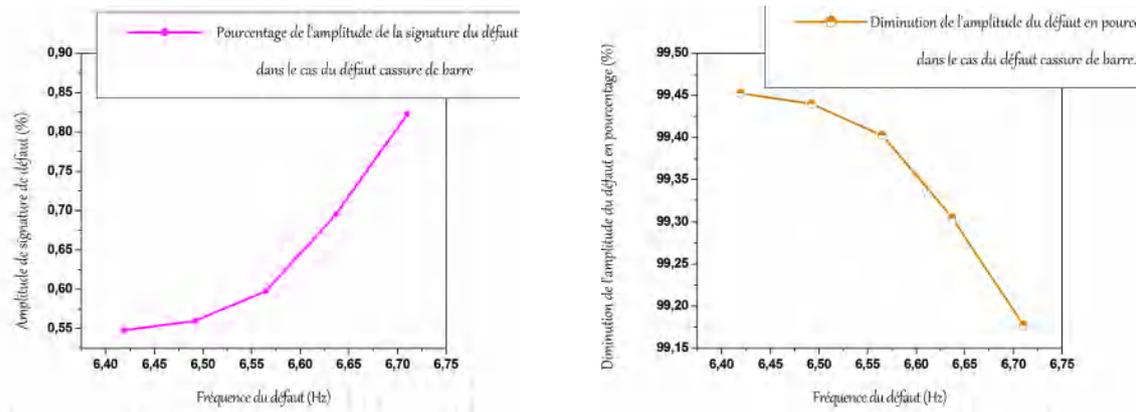
(a) Amplitude i_{sd} de signature défaut.(b) Diminution de l'amplitude i_{sd} .

Figure 321. Effet de la commande sur l'amplitude i_{sd} de signature du défaut dans le cas cassure de barre en pourcentage.

TABLE 33

Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre

Défaut cassure de barre			
Fréquence du défaut	Amplitude de signature de défaut	Amplitude de signature de défaut (%)	Diminution de l'amplitude du défaut en pourcentage
6.419	0.00219	0.5475	99.4525%
6.492	0.00224	0.5600	99.4400%
6.565	0.00239	0.5975	99.4025%
6.637	0.00278	0.6950	99.305%
6.71	0.00329	0.8225	99.1775%

TABLE 34

Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut excentricité

Défaut Excentricité mixte			
Fréquence du défaut	Amplitude de signature de défaut	Amplitude de signature de défaut (%)	Diminution de l'amplitude du défaut en pourcentage
9.60	0.00589	1.4743	98.5257%
14.40	0.00969	2.4257	97.5743%
19.20	0.01381	3.4513	96.5487%
24.00	0.01835	4.5886	95.4114%
33.60	0.02891	7.2289	92.7711%
38.40	0.03501	8.7529	91.2471%

Les tableaux 33 et 34 représentent l'effet de la boucle fermée sur l'amplitude du courant avec une barre cassée et excentricité mixte respectivement.

On observe dans la deuxième colonne des tables 33 et 34 une diminution importante de l'amplitude dans le cas de cassure de barre et d'excentricité mixte par rapport à la valeur de simulation de l'amplitude réelle supposée 0.4 A.

Lors de l'utilisation de la boucle de régulation, l'amplitude diminue fortement. Cela signifie que la boucle fermée entraîne la minimisation de l'amplitude du défaut, en raison de l'existence d'un régulateur. Le régulateur force la variable commandée à sa valeur de réf-

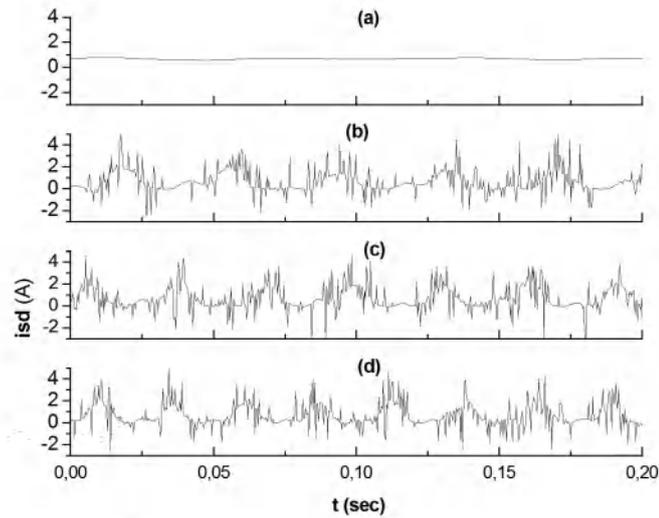
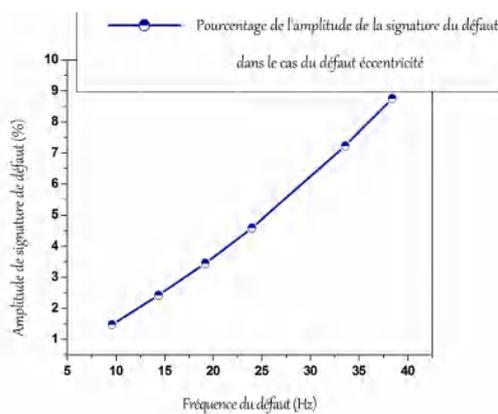


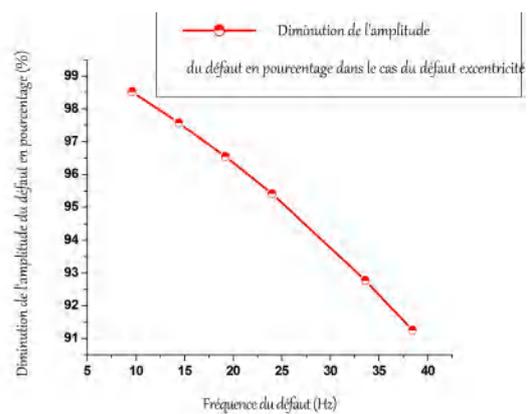
Figure 322. Expérimentation : Représentation de courant direct statorique mesurée à différentes fréquences obtenues par l'Eq. ?? . (a) état sain, (b), (c) and (d) ayant une excentricité mixte.

rence. Cette opération a une influence sur le diagnostic, ce qui rend difficile la détection du défaut.

On voit dans la quatrième colonne des tableaux 33 et 34 une augmentation substantielle dans les amplitudes perdues de la signature de défaut en pourcentage, ce qui exprime une diminution importante dans l'amplitude de l'indice du diagnostic que l'on observe dans la troisième colonne.



(a) Amplitude i_{sd} de signature défaut.



(b) Diminution de l'amplitude i_{sd} .

Figure 323. Effet de la commande sur l'amplitude i_{sd} de signature du défaut dans le cas Excentricité mixte en pourcentage.

3.11 Impact de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres mécanique prise en compte la présence du défaut

En suivant les mêmes étapes que le courant statorique direct i_{sd} pour étudier l'impact de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres mécanique ω_m avec la prise en compte la présence deux types de défaut, la cassure de barre et l'excentricité mixte.

3.11.0.1 Equation de la vitesse ω_m

Nous appliquons la même méthode précédente du courant statorique direct mesuré pour déterminer la réponse de la vitesse dans le cas d'existence du défaut Eq. (3.82)

$$\omega_m(t) = \omega_{ref} \times \left(1 + e^{-\xi\omega_n t} \sqrt{\frac{1}{1-\xi^2}} \cos(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t - \varphi) \right) + \omega_d \times \left(A_1 \cos((\omega_s - \omega_f)t - \varphi_1) + K\omega_n^2 A_2 e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t + \varphi_1) \right) \quad (3.82)$$

Figure. 324 présente le schéma-bloc de la boucle fermée a commande de de la vitesse avec la prise en compte l'existence du défaut.

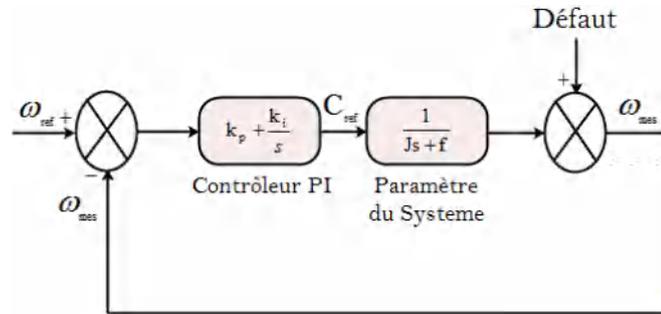


Figure 324. Schéma-bloc de la boucle fermée de contrôle de la vitesse prise en compte le défaut.

Avec :

$$A_1 = \sqrt{\frac{((\omega_s - \omega_f)\frac{f}{J} - 2\xi(\omega_s - \omega_f)\omega_n)^2 + \omega_n^4}{(-(\omega_s - \omega_f)^2 + \omega_n^2)^2 + (2\xi(\omega_s - \omega_f)\omega_n)^2}}$$

$$A_2 = \sqrt{\frac{(-(\omega_s - \omega_f)^2 + \omega_n^2)^2 + \frac{\xi^2}{1-\xi^2}(-(\omega_s - \omega_f)^2 + 3\omega_n^2)^2}{[(2\xi^2\omega_n^2 - \omega_n^2 + (\omega_s - \omega_f)^2)^2 + (2\xi\omega_n^2\sqrt{1-\xi^2})^2]}}$$

D'après Eq. (3.82) On peut remarquer que la réponse de sortie filtrée temporelle de la vitesse est constituée de deux composents : La composante continue $\bar{\omega}_m$, et la composante ondulée $\tilde{\omega}_m$.

3.12 La transformation de Fourier discrète sur la vitesse ω_m :

La transformée de Fourier discrète (DFT) a été utilisée pour voir l'effet de la commande sur les amplitudes des fréquences du signature de défaut. La formule de signature du défaut doit être formulées en termes fréquentiels, afin d'appliquer la DFT.

La Figure 325 montre l'utilisation de la DFT pour avoir l'impact du régulateur PI sur la partie alternative de la signature du défaut.

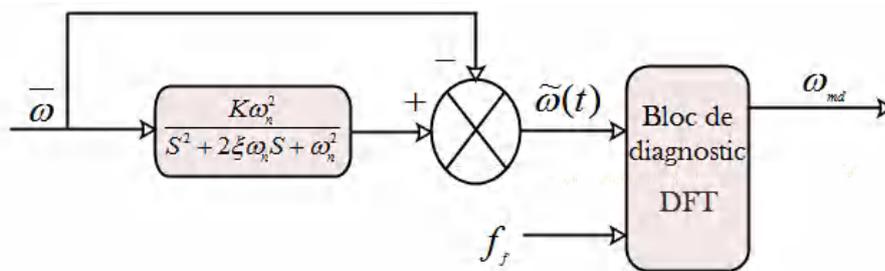


Figure 325. Bloc de diagnostic de transformée de Fourier Discrète (DFT).

3.13 Résultats de simulation et validation expérimentale du vitesse mesuré

Le régulateur force la variable commandée à la valeur de référence. Cette opération a une influence sur le diagnostic, ce qui rend difficile la détection du défaut.

Dans cette section, on observe leur effet sur la vitesse du moteur.

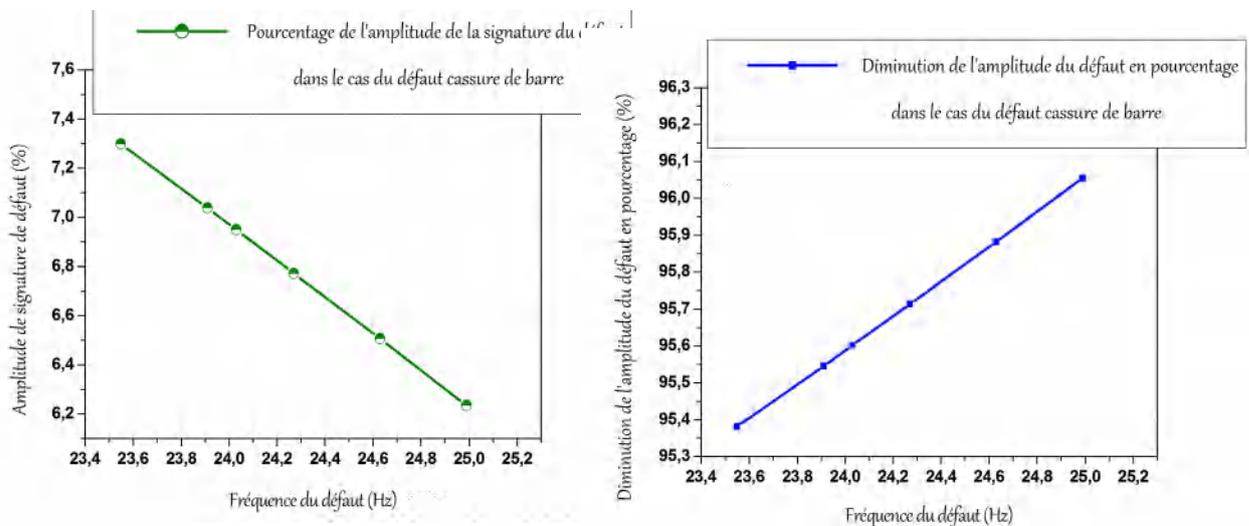
Les tableaux 35 et 36 représentent l'effet de la boucle fermée sur l'amplitude du courant électrique avec une barre cassée et excentricité mixte respectivement.

TABLE 35
Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre

Défaut cassure de barre			
Fréquence du défaut	Amplitude de signature de défaut	Amplitude de signature de défaut (%)	Diminution de l'amplitude du défaut en pourcentage
23.55	11.53	7.2975	95.3813%
23.91	11.12	7.0380	95.5456%
24.03	10.98	6.9494	95.6016%
24.27	10.70	6.7722	95.7138%
24.63	10.28	6.5063	95.0543%
24.99	9.85	6.2342	96.0543%

On observe dans la deuxième colonne des tables 35 et 36 une diminution importante de l'amplitude dans le cas de cassure de barre et excentricité mixte par rapport à la valeur de simulation de l'amplitude réelle supposée 0.4 A.

Il y a une perte des informations importante dans les amplitudes 95% jusqu'au 96% dans le cas de cassure de barre, et 96% jusqu'au 98% dans le cas d'excentricité.



(a) Pourcentage d'amplitude de la signature du défaut.

(b) Diminution de l'amplitude ω_m .

Figure 326. Effet de la commande sur l'amplitude ω_m de signature du défaut dans le cas cassure de barre en pourcentage.

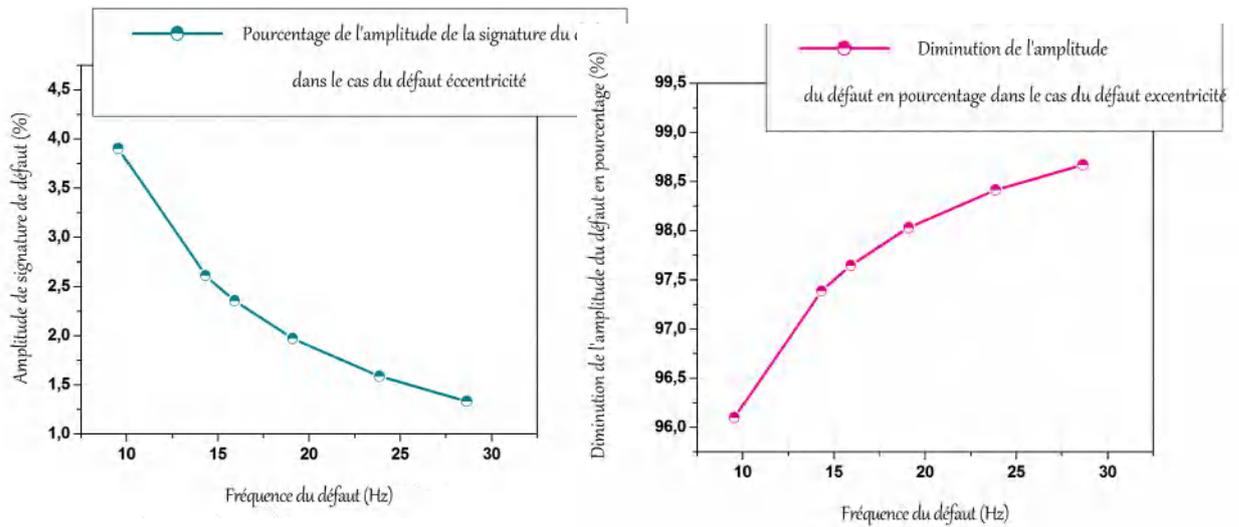
Pour voir clairement ces résultats les Figures 326a et 326b présentent l'impact de la commande sur l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut de cassure de barre en pourcentage.

TABLE 36
Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut dans le cas du défaut Excentricité mixte

Défaut cassure de barre			
Fréquence du défaut	Amplitude de signature de défaut	Amplitude de signature de défaut (%)	Diminution de l'amplitude du défaut en pourcentage (%)
9.549	5.852	3.901	96.099
14.32	3.92	2.613	97.387
15.92	3.534	2.356	97.644
19.1	2.956	1.971	98.029
23.87	2.38	1.587	98.413
28.65	1.998	1.332	98.668

On voit dans la quatrième colonne des tableaux 35 et 36 une augmentation substantielle dans les amplitudes perdues de la signature de défaut, on a une estimation de 98%, ce qui exprime une diminution importante dans l'amplitude de l'indice de diagnostic qui observait dans la troisième colonne.

Les Figure 327a et 323b présentent clairement l'impact de la commande sur l'amplitude de la signature du défaut dans le cas d'excentricité mixte.



(a) Pourcentage de l'amplitude de la signature du défaut.

(b) Diminution de l'amplitude du défaut.

Figure 327. Effet de la commande sur l'amplitude ω_m de signature du défaut dans le cas d'excentricité mixte en pourcentage.

3.14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné l'effet de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres de diagnostic. Lorsqu'un défaut se produit dans la machine, à la fois les composants électriques et mécaniques sont affectés, ce qui entraîne des ondulations sur les composants qui influencent le comportement et les performances de la machine. Nous avons développé une expression analytique de la vitesse mesurée et du courant statorique direct dans les deux conditions à l'aide de fonction de transfert.

La première partie visait à utiliser la signature de défaut du courant statorique direct mesuré i_{sd} pour deux types de défauts : la cassure de barre et l'excentricité mixte.

La deuxième étude portait sur l'utilisation de la signature de défaut de la vitesse mesurée ω_m pour les mêmes types de défauts. Pour évaluer l'effet de la commande sur les amplitudes des signatures de défaut, nous avons utilisé la méthode de la transformée de Fourier discrète (DFT). Les résultats des simulations et des expériences ont validé cette étude.

Afin d'assurer un fonctionnement sans ondulations des composants en cas de défaut, nous proposons une nouvelle méthode de compensation pour les signatures de la vitesse et du couple électromagnétique. Cette méthode permettra de retrouver les amplitudes réelles des indices de diagnostic de défaut sans affecter la commande vectorielle indirecte. Les détails de cette méthode seront présentés dans le prochain chapitre.

Nouvelle technique de diagnostic et de compensation pour différents défauts de la machine asynchrone

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous penchons sur les méthodes de restauration de l'amplitude réelle des indices de diagnostic de défaut sans perturber la commande vectorielle indirecte dans les systèmes en boucle fermée. Nous explorons également une méthode de compensation de l'amplitude du défaut pour maintenir le fonctionnement de la machine dans un état sain malgré la présence de défauts. Voici la structure détaillée de ce chapitre :

Une méthode de restauration de l'amplitude des indices de diagnostic : dans cette partie, nous proposons une méthode basée sur l'analyse des paramètres électriques et mécaniques à l'aide de la transformée de Fourier discrète (DFT).

Nous utilisons les résultats obtenus par la DFT pour restaurer l'amplitude réelle des signatures de défaut, permettant ainsi une détection précise et fiable des défauts sans affecter la commande vectorielle indirecte.

Une méthode de compensation de l'amplitude du défaut, nous présentons une méthode de compensation qui vise à maintenir le fonctionnement de la machine dans un état sain malgré la présence de défauts.

Cette méthode utilise la signature de défaut, l'erreur du couple et d'autres informations pour ajuster la vitesse de la signature de défaut, le couple électromagnétique et le courant statorique en quadrature i_{sq} . Grâce à cette compensation, la machine est en mesure de maintenir ses performances et son efficacité, tout en minimisant les effets indésirables des défauts.

En utilisant des simulations et des expérimentations, nous évaluons l'efficacité de ces méthodes de restauration et de compensation. Les résultats démontrent une amélioration significative de la précision du diagnostic des défauts et une meilleure préservation des performances de la machine en présence de défauts.

4.2 Restauration de l'amplitude des indices de diagnostic de défaut sans affecter la commande vectorielle indirecte

Les régulateurs agissent en obligeant les variables contrôlées à suivre leurs valeurs de référence, ce qui peut masquer partiellement les signatures de défaillance. Cette situation a conduit à l'exploration d'une nouvelle approche visant à extraire les indices de défaillance sans affecter la commande (Figure 41).

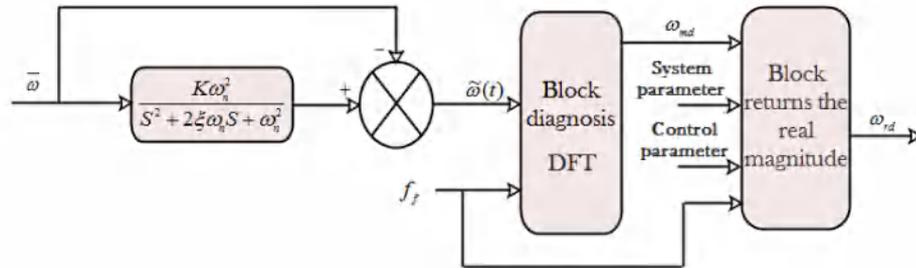


Figure 41. Le schéma bloc pour reconstituer l'amplitude réelle .

4.2.1 Application de la méthode sur l'indice mécanique ω_m

Afin de détecter l'amplitude réelle des indices de diagnostic de défaut de la vitesse sans affecter la commande vectorielle indirecte, nous utilisons l'équation (4.1), qui représente l'amplitude réelle du défaut de la vitesse $\omega_m(t)$ dans le régime permanent.

L'équation (4.1) est donnée par :

$$\omega_{md} = (\tilde{\omega}_m - \bar{\omega}_{ref}) \times \sqrt{\frac{(-\omega^2 + \omega_n^2)^2 + (2\zeta\omega\omega_n)^2}{(h_\omega\omega)^2 + \omega_n^4}} \quad (4.1)$$

Où :

ω_{md} représente l'amplitude réelle du défaut de la vitesse.

$\tilde{\omega}_m$ est la valeur mesurée de la vitesse.

$\bar{\omega}_{ref}$ est la valeur de référence de la vitesse.

ω est la fréquence du défaut.

ω_n est la fréquence naturelle du système.

ζ est le facteur d'amortissement.

h_ω est un paramètre défini comme $h_\omega = \frac{2\zeta\omega_n J - f}{J}$, où J est l'inertie du moteur et f est le coefficient de frottement.

Considérons un moteur asynchrone triphasé à cage d'écurueil de 1.1kw, 4ples, 230v/400v.

Le tableau (41). Représente l'amplitude réelle récupérée de la signature de défaut avec une barre cassée.

TABLE 41

Pourcentage pour reconstituer l'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut de cassure de barre

Défaut cassure de barre			
Fréquence du défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut en dB	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut (%)
23.55	157.92	43.97	95.83
23.91	154.6	43.79	95.54
24.03	153.5	43.72	95.60
24.27	151.1	43.58	95.71
24.63	147.2	43.63	95.88
24.99	143.1	43.11	96.05

L'impact de la boucle fermée sur le courant statorique direct mesuré apparaît sur l'amplitude de la partie alternative de la signature du défaut est présente dans Eq. (3.67).

La méthode que nous allons utiliser pour définir l'amplitude de la partie alternative est la transformée de Fourier discrète.

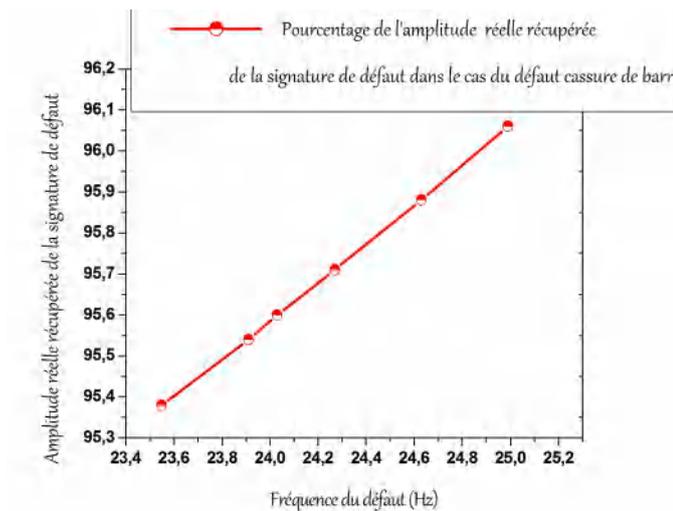


Figure 42. Pourcentage pour reconstituer l'amplitude réelle de la signature du défaut ω_m dans le cas du défaut de cassure de barre.

TABLE 42

Pourcentage pour reconstituer l'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut excentricité

Défaut Excentricité mixte			
Fréquence du défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut en dB	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut (%)
9.549	150	43.63	100
14.32	150	43.63	100
15.92	150	43.63	100
19.1	150	43.63	100
23.87	150	43.63	100
28.65	150	43.63	100

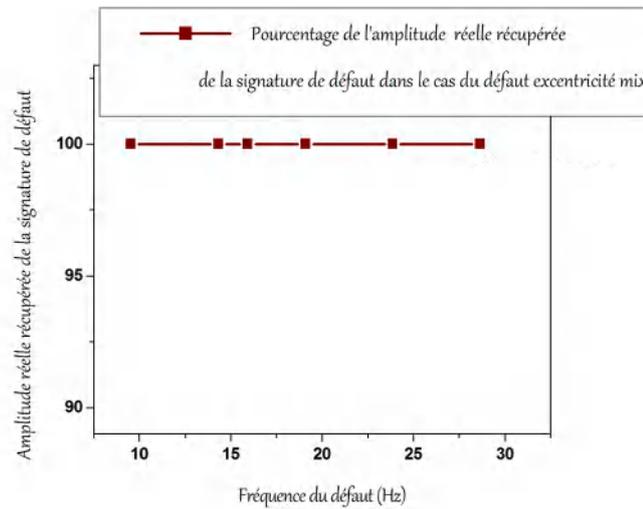


Figure 43. Pourcentage de la reconstruction de la vitesse de l'amplitude réelle de la signature du défaut ω_m dans le cas du défaut Excentricité mixte.

4.2.2 Application de la méthode sur l'indice électrique i_{sd}

L'équation qui représente l'amplitude réelle de défaut de la vitesse $i_{sd}(t)$ dans le régime permanent est donnée par Eq. (4.2)

$$I_{sdr} = (\tilde{I}_{sd} - \bar{I}_{sdref}) \times \frac{1}{\sqrt{\frac{(h\omega)^2 + (\omega_{ni}^2)^2}{(-\omega^2 + \omega_{ni}^2)^2 + (2\xi\omega\omega_{ni})^2}}} \quad (4.2)$$

Avec :

$$h = \frac{2\xi\omega_{ni}\sigma L_s - R_s}{\sigma L_s}$$

TABLE 43

Pourcentage pour la reconstruction d'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre

Défaut cassure de barre			
Fréquence du défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut en dB	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut (%)
6.419	0.3902	-8.175	97.55
6.492	0.3995	-7.97	99.88
6.565	0.4	-7.959	100
6.637	0.4	-7.959	100
6.71	0.4	-7.959	100

Les tableaux (43) et (44) illustrent l'impact de la boucle fermée sur l'amplitude du courant de magnétisation dans le cas d'une barre cassée et d'une excentricité mixte respectivement.

On peut constater dans la deuxième colonne des tableaux (43) et (44) une diminution si-

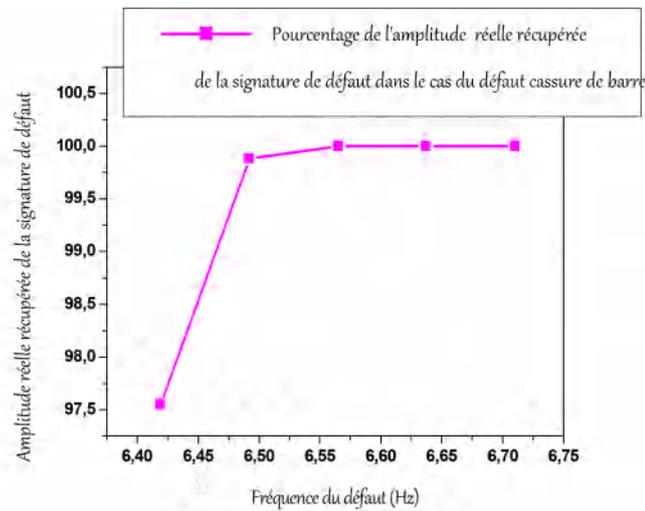


Figure 44. Pourcentage pour revenir l'amplitude réelle du i_{sd} de la signature du défaut dans le cas du défaut cassure de barre.

TABLE 44

Pourcentage pour revenir l'amplitude réelle de la signature du défaut dans le cas du défaut excentricité

Défaut Excentricité mixte			
Fréquence du défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut signature de défaut en dB	Amplitude réelle récupérée de la signature de défaut signature de défaut (%)
9.60	0.4	-7.959	100
14.40	0.4	-7.959	100
19.20	0.4	-7.959	100
24.00	0.4	-7.959	100
33.60	0.4	-7.959	100
38.40	0.4	-7.959	100

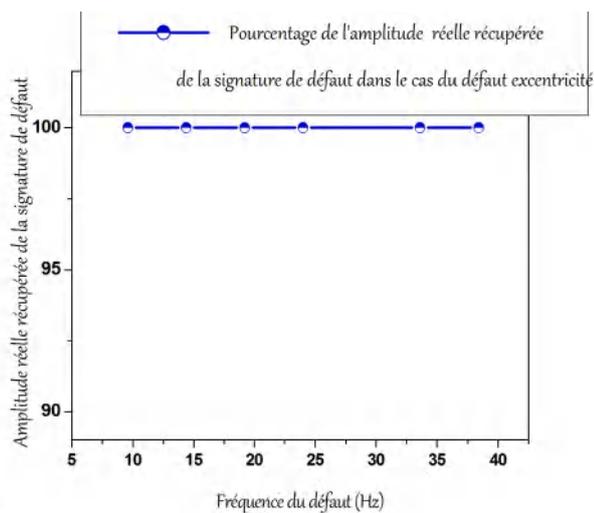


Figure 45. Pourcentage pour revenir l'amplitude réelle du i_{sd} de la signature du défaut dans le cas d'excentricité.

gnificative de l'amplitude dans les cas de cassure de barre et d'excentricité mixte par rapport à la valeur simulée supposée d'amplitude réelle (0.4 A).

Lorsque la boucle de régulation est utilisée, l'amplitude diminue considérablement. Cela indique que la boucle fermée tend à minimiser l'amplitude du défaut en raison de la pré-

sence du régulateur. Le régulateur force la variable commandée à atteindre la valeur de référence. Cette opération a une incidence sur le diagnostic, rendant la détection du défaut difficile.

4.3 Méthode de compensation par signature de défaut et l'erreur du couple électromagnétique

Cependant, lorsque des défauts surviennent dans la machine, les composants électriques et mécaniques sont affectés, ce qui entraîne des perturbations qui affectent le comportement et les performances de la machine. Dans cette section, une méthode est présentée pour compenser l'amplitude de la signature du défaut, permettant ainsi à la machine de fonctionner dans un état sain malgré la présence de défauts.

Cette méthode repose sur l'utilisation de la signature du défaut et de l'erreur de couple. Elle permet de compenser la vitesse, le couple et le courant statorique en quadrature, ce qui permet à la machine de fonctionner dans un état sain.

Pour mettre en œuvre cette méthode de compensation, il est nécessaire de définir l'équation du couple. La première étape consiste à définir l'équation de la vitesse en utilisant la boucle de régulation de vitesse. Ensuite, l'équation du couple est définie selon l'Eq. (4.5). Enfin, l'erreur de couple et l'équation du couple sont utilisées pour compenser la vitesse, le couple et le courant statorique en quadrature. Ces étapes sont illustrées sur la Figure 46.

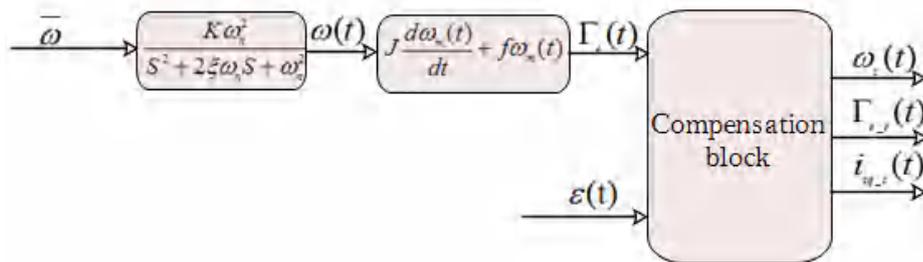


Figure 46. Bloc de compensation.

4.3.0.1 Équation du Γ_e

Pour définir l'équation de couple, le schéma-bloc de la boucle fermée de contrôle de la vitesse avec la prise en compte l'existence du défaut Figure. 324, est utilisé.

$$\Gamma_e(t) = J \frac{d\omega_m(t)}{dt} + f\omega_m(t) \tag{4.3}$$

$$\Gamma_e(t) = f\omega_{ref} \times \left(1 + K_{C_e} e^{-\xi\omega_n t} \sqrt{\frac{1}{1-\xi^2}} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t + \varphi) \right) + C_{ed} \times \left(K_{C_{eR}} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t + \varphi_{C_{e_{mR2}}}) + A_1 \sqrt{f^2 + J^2 \omega^2} \sin((\omega_s - \omega_f)t + \varphi_{C_{e_{mT2}}}) \right) \quad (4.4)$$

$$\Gamma_e(t) = f\omega_{ref} + \tilde{\Gamma}_e \sin((\omega_s - \omega_f)t + \varphi_{\Gamma_e}) \quad (4.5)$$

Pour valider la méthode de compensation présentée dans la Figure 46, des simulations ont été réalisées avec les paramètres suivants : puissance de 1,1 kW, 2 pôles, 24 encoches de stator et 22 barres de rotor. Les résultats de la simulation sont présentés dans les Figures 47a à 49.

Les spécifications de la vitesse sont les suivantes : une charge à vitesse constante de 1000 tr/min, une fréquence fondamentale de 50 Hz et un rapport d'amortissement de 0,7.

La Figure 47 présente les mesures de vitesse, de couple et de courant statorique en quadrature en condition normale. Comme on peut le voir dans les graphiques, les paramètres mécaniques et électriques mesurés passent par une phase de transition pour atteindre les paramètres de référence (état stable). Cela indique que les paramètres mesurés et les paramètres de référence sont identiques.

4.3.1 Influence du défaut sur ω_m , Γ_e , i_{sd} et i_{sq}

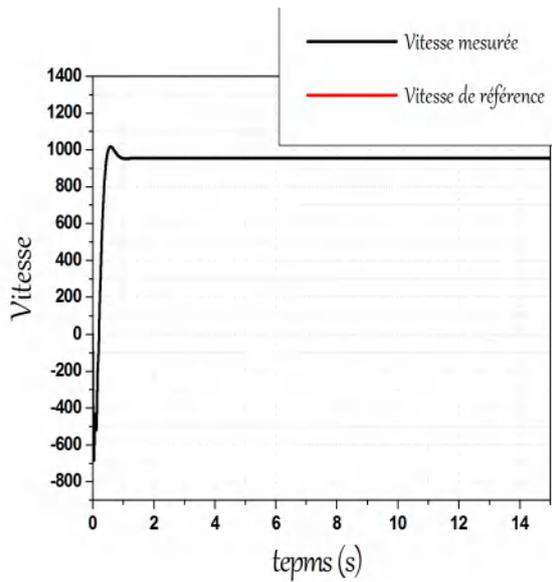
Lorsqu'un défaut survient dans la machine, telle qu'une barre cassée, les mesures des paramètres mécaniques et électriques présentent des ondulations caractéristiques.

Pour modéliser le défaut de barre cassée, la résistance du rotor doit être augmentée.

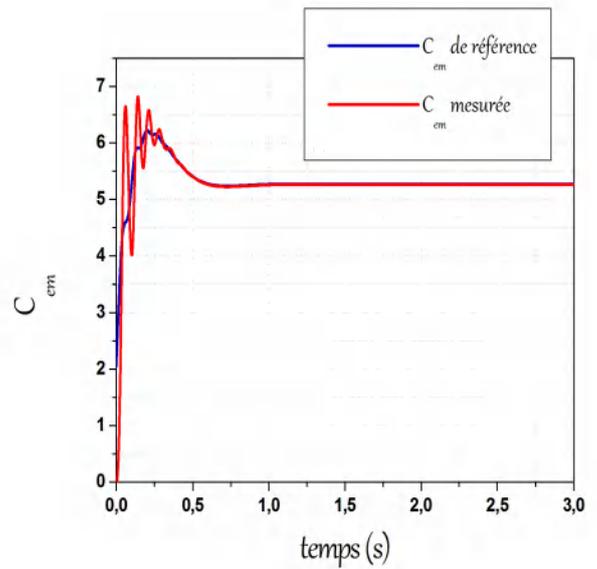
La Figure 48 présente quatre sous-figures : (a) la vitesse, (b) le couple électromagnétique, (c) le courant statorique direct, et (d) le courant statorique en quadrature, respectivement, avec le défaut de barre cassée. Ces sous-figures montrent que les paramètres mesurés contiennent des ondulations, mais restent tout de même similaires aux paramètres de référence. Cela a un impact sur les performances de la machine.

4.3.2 L'effet de la compensation sur ω_m , Γ_e , i_{sd} et i_{sq}

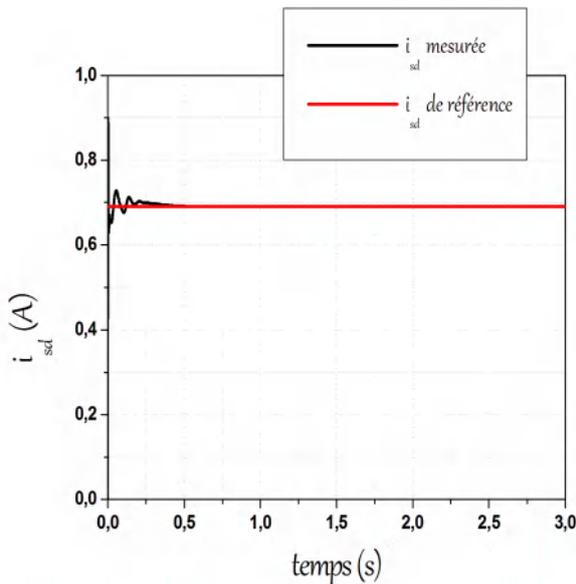
La Figure 49 présente les signatures de la vitesse (a), du couple électromagnétique (b), du courant statorique direct (c) et du courant statorique en quadrature (d) obtenues grâce à la



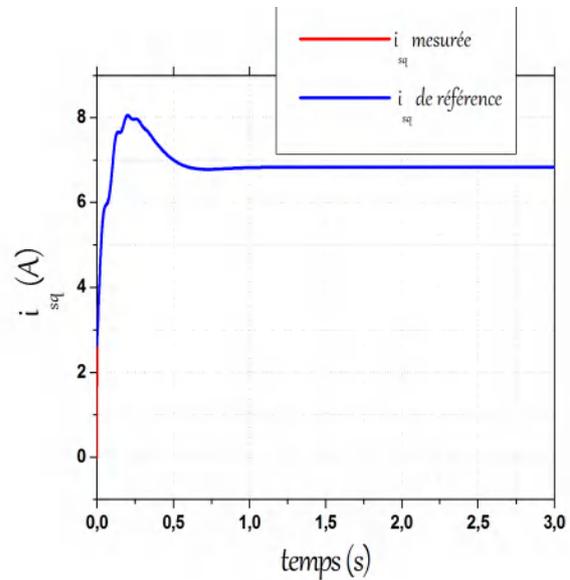
(a) Vitesse.



(b) Γ_{em} .



(c) Le courant direct statorique.



(d) Le courant quadrature statorique.

Figure 47. Les signatures de la vitesse du moteur d'un état sain

méthode de compensation avec un défaut de barre cassée.

Ces résultats ont été obtenus en appliquant la méthode illustrée à la Figure 46. On peut observer que les signatures de vitesse compensée, de couple et de courants statoriques direct et en quadrature mesurée sont similaires à celles en état sain (Mêmes résultats que présentent dans la Figure (47)).

Ces résultats démontrent que la méthode de compensation permet d'obtenir le fonctionnement de la machine en état sain malgré la présence de défauts.

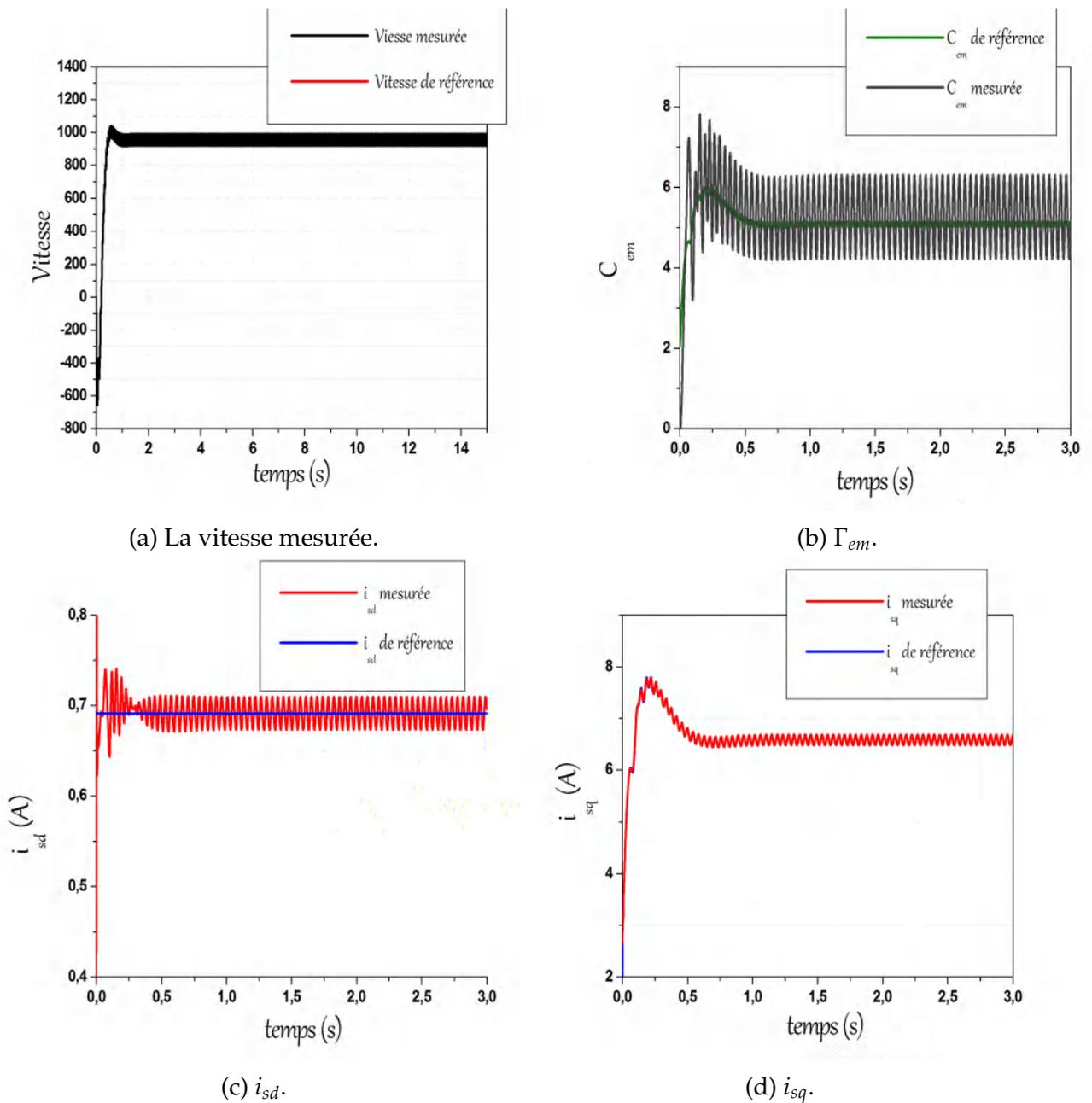


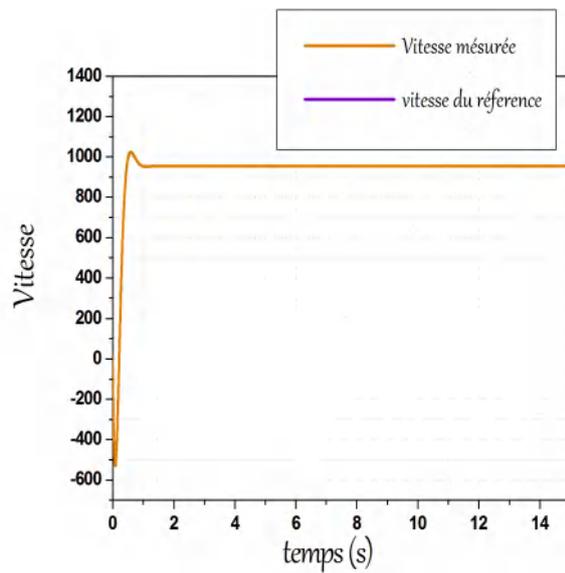
Figure 48. Les signatures défectueuses dans le cas du cassure de barre.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode de compensation a été présentée pour permettre à une machine de fonctionner en état du sain malgré la présence de défauts, en utilisant le contrôle en boucle fermée d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil.

La méthode se basait sur l'utilisation de la signature de défaut et de l'erreur de couple pour compenser la vitesse, le couple et le courant statorique en quadrature associés au défaut. Une expression analytique de la vitesse mesurée dans les deux conditions a été développée à l'aide de la fonction de transfert, permettant de trouver l'expression analytique du couple électromagnétique.

Les résultats de la simulation ont validé cette méthode de compensation. Les signatures



(a) La vitesse.

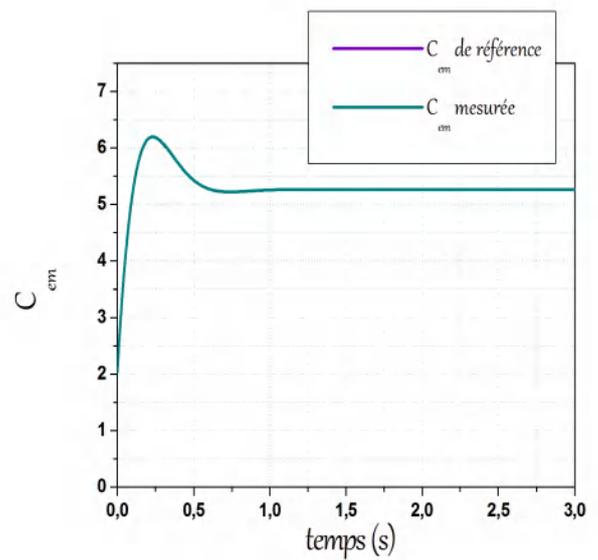
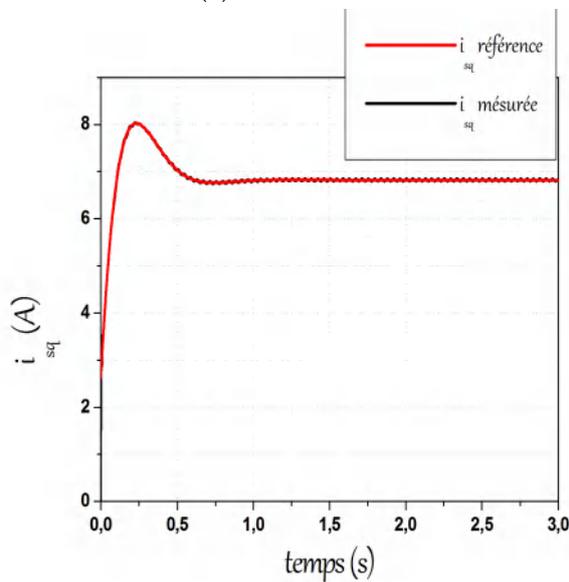
(b) Γ_{em} .(c) i_{sq} .

Figure 49. Les signatures compensées

compensées de la vitesse, du couple et du courant statorique en quadrature étaient similaires à celles observées en état sain. Cela a permis à la machine de fonctionner en état du sain sans générer d'ondulations dans les composants en cas de défaut. La méthode a démontré de bonnes performances pour la machine.

En conclusion, cette nouvelle technique de diagnostic et de compensation offre une approche innovante pour maintenir les performances et la fiabilité d'un moteur asynchrone en présence de défauts. Elle ouvre la voie à des améliorations significatives en matière de maintenance préventive et de prolongation de la durée de vie des machines asynchrones.

Conclusion générale

En conclusion, cette thèse visait à modéliser et à étudier les différentes signatures de diagnostic des défauts usuels dans les machines asynchrones, ainsi que leur impact sur le contrôle de la machine. L'objectif était de développer des méthodes de diagnostic fiables et de proposer des solutions pour maintenir un fonctionnement normal de la machine en présence de défauts.

Dans un premier temps, nous avons rappelé la constitution de la machine asynchrone et discuté des différents types de défauts qui peuvent survenir. Nous avons également présenté les méthodes de diagnostic basées sur l'analyse spectrale des grandeurs mesurées.

Ensuite, nous avons procédé à la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des différents défauts, et nous avons étudié la commande vectorielle indirecte de la machine. Nous avons présenté les principes de la commande vectorielle, les choix d'orientation de flux et les différents type de commande vectorielle. La modélisation de la machine dans le repère de park a également été abordée pour faciliter l'étude.

Dans le chapitre suivant, nous avons analysé l'impact de la commande vectorielle indirecte sur les paramètres électriques et mécaniques du diagnostic. Nous avons utilisé la transformation de Fourier discrète pour évaluer l'effet de la commande sur les amplitudes des indices de diagnostic. Les résultats de simulation des paramètres électriques et mécaniques, ainsi que la validation expérimentale du courant statorique direct mesuré, ont confirmé l'effet de la commande sur les indices de diagnostic.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous avons présenté une méthode pour restaurer l'amplitude réelle des indices de diagnostic sans affecter la commande vectorielle indirecte. Nous avons également proposé une méthode de compensation pour obtenir une machine fonctionnant en état du sain malgré la présence de défauts. Cette méthode se basait sur la signature de défaut du couple électromagnétique, et une expression analytique des paramètres mécaniques mesurés a été développée à l'aide de la fonction de transfert. Les simulations et

les résultats expérimentaux ont confirmé l'efficacité de cette méthode.

Bibliographie

- [1] O. M. EL KAMEL, *Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques de la machine à induction avec différents types d'alimentation*. Thèse doctorat, thèse de doctorat, Université Mentouri-Constantine, 2010.
- [2] K. M. YAZID, « Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l'entrefer. application au diagnostic », 2017.
- [3] R. CASIMIR, E. BOUTLEUX, G. CLERC et F. CHAPPUIS, « Comparative study of diagnosis methods for induction motor », in *Proc. of ICEM*, 2002.
- [4] B. FATIMA, « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone », 2017.
- [5] M. AKAR, « Detection of a static eccentricity fault in a closed loop driven induction motor by using the angular domain order tracking analysis method », *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 34, no. 1-2, p. 173–182, 2013.
- [6] G. DIDIER, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », *These de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I*, 2004.
- [7] M. E. K. OUMAAMAR, *Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation équilibrée ou déséquilibrée*. Thèse doctorat, Université de Lorraine, 2012.
- [8] M. A. MOUSSA et A. KHEZZAR, *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone en temps réel*. Thèse doctorat, Université Frères Mentouri-Constantine 1, 2018.
- [9] J. FAIZ, B. M. EBRAHIMI et H. A. TOLIYAT, « Effect of magnetic saturation on static and mixed eccentricity fault diagnosis in induction motor », *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 45, no. 8, p. 3137–3144, 2009.

- [10] A. POLAT, Y. ERTUĞRUL et L. ERGENE, « Static, dynamic and mixed eccentricity of induction motor », in *2015 IEEE 10th international symposium on diagnostics for electrical machines, power electronics and drives (SDEMPED)*, p. 284–288, IEEE, 2015.
- [11] Y. ZHOU, X. BAO, C. DI et L. WANG, « Analysis of dynamic unbalanced magnetic pull in induction motor with dynamic eccentricity during starting period », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 7, p. 1–4, 2016.
- [12] N. BENCHOUIA, B. SOLTANI, B. MADI et M. SAAIDIA, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à trois niveaux à structure parallèle // //vector control of a three-level parallel structure ups powered asynchronous machine », in *5th International Conference on Maintenance and Industrial Safety CIMSI'2019 In 2-3 December 2019*, 2019.
- [13] S. MEZIANE et H. BENALLA, *Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone*. Thèse doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [14] T. GALLAH, M. F. MIMOUNI et F. MSAHLI, « Commande vectorielle d'un moteur asynchrone par orientation de flux rotorique », *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 44, p. 3–13.
- [15] S. REZGUI, A. MEHDI, S. LEGRIOUI, H. MEDDOUCE, A. BOULAHIA et H. BENALLA, « Irfoc vs dtc performance comparison analysis », in *2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems*, p. 1–6, IEEE, 2013.
- [16] H. M. KOJABADI, L. CHANG et R. DORAISWAMI, « A mras-based adaptive pseudoreduced-order flux observer for sensorless induction motor drives », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, p. 930–938, 2005.
- [17] M. ZERBO, *Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage*. Thèse doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, 2008.
- [18] R. SENTHIL KUMAR, I. GERALD CHRISTOPHER RAJ, K. SURESH, P. LENINPUGALHANTHI, M. SURESH, H. PANCHAL, R. MEENAKUMARI et K. K. SADASIVUNI, « A method for broken bar fault diagnosis in three phase induction motor drive system using artificial neural networks », *International Journal of Ambient Energy*, no. just-accepted, p. 1–17, 2021.
- [19] X. SONG, J. HU, H. ZHU et J. ZHANG, « A bearing outer raceway fault detection method in induction motors based on instantaneous frequency of the stator current », *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 13, no. 3, p. 510–516, 2018.
- [20] N. P. KUMAR et T. ISHA, « Electromagnetic signature study of a closed loop speed controlled three-phase induction motor under broken rotor bar fault using finite element method », *Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 14, no. 5, p. 2731–2745, 2019.

- [21] D. BASAK, A. TIWARI et S. DAS, « Fault diagnosis and condition monitoring of electrical machines-a review », in *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, p. 3061–3066, IEEE, 2006.
- [22] A. BOUZIDA, *diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes*. Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [23] H. A. TOLIYAT, S. NANDI, S. CHOI et H. MESHGIN-KELK, *Electric machines : modeling, condition monitoring, and fault diagnosis*. CRC press, 2012.
- [24] O. V. THORSEN et M. DALVA, « A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries », *IEEE transactions on industry applications*, vol. 31, no. 5, p. 1186–1196, 1995.
- [25] M. MELERO, M. CABANAS, F. FAYA, C. ROJAS et J. SOLARES, « Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn short circuits detection in squirrel cage induction motors », in *Proc. EPE'99*, p. 1–9, 1999.
- [26] H. RAZIK, « Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose », in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, vol. 2, p. 907–912, IEEE, 2003.
- [27] Q. LU, Z. CAO et A. E. RITCHIE, « Experimental study of mcsa to detect stator winding inter-turn short circuit faults on cage induction motors », in *Proceedings ICEM 2004*, p. 486, < Forlag uden navn>, 2004.
- [28] S. H. KIA, H. HENAO et G.-A. CAPOLINO, « Gear tooth surface damage fault detection using induction machine electrical signature analysis », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 358–364, IEEE, 2013.
- [29] D. DIALLO, M. E. H. BENBOUZID, D. HAMAD et X. PIERRE, « Fault detection and diagnosis in an induction machine drive : A pattern recognition approach based on concordia stator mean current vector », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, p. 512–519, 2005.
- [30] M. BLODT, P. GRANJON, B. RAISON et G. ROSTAING, « Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring », in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, p. 383–388, IEEE, 2004.
- [31] M. BLODT, P. GRANJON, B. RAISON et G. ROSTAING, « Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring », *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 4, p. 1813–1822, 2008.

- [32] D. G. DORRELL, W. T. THOMSON et S. ROACH, « Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors », *IEEE Transactions on Industry applications*, vol. 33, no. 1, p. 24–34, 1997.
- [33] Y. MAOUCHE, A. BOUSSAID, M. BOUCHERMA et A. KHEZZAR, « Analytical study of pulsating torque and harmonic components in rotor current of six-phase induction motor under healthy and faulty conditions », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 295–301, IEEE, 2013.
- [34] Y. MAOUCHE, M. E. K. OUMAAMAR, M. BOUCHERMA et A. KHEZZAR, « Instantaneous power spectrum analysis for broken bar fault detection in inverter-fed six-phase squirrel cage induction motor », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 62, p. 110–117, 2014.
- [35] Y. MAOUCHE, A. BOUSSAID, M. BOUCHERMA et A. KHEZZAR, « Modeling and simulation of stator turn faults. detection based on stator circular current and neutral voltage », in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, p. 263–268, IEEE, 2013.
- [36] H. HENAO, H. RAZIK et G.-A. CAPOLINO, « Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, p. 801–807, 2005.
- [37] M. BLODT, J. REGNIER et J. FAUCHER, « Distinguishing load torque oscillations and eccentricity faults in induction motors using stator current wigner distributions », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, p. 1991–2000, 2009.
- [38] M. THOMAS, *Fiabilité, maintenance prédictive et vibration des machines*. PUQ, 2012.
- [39] R. CASIMIR, *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes*. Thèse doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.
- [40] M. AKTAS et V. TURKMENOGLU, « Wavelet-based switching faults detection in direct torque control induction motor drives », *IET science, measurement & technology*, vol. 4, no. 6, p. 303–310, 2010.
- [41] A. BA-RAZZOUK, A. CHERITI, G. OLIVIER et P. SICARD, « Field-oriented control of induction motors using neural-network decouplers », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, p. 752–763, 1997.
- [42] O. ABDESSEMAD, A. NEMMOUR, L. LOUZE et A. KHEZZAR, « An experiment validation of an efficient vector control strategy for an isolated induction generator as wind power conversion », in *2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, p. 1–5, IEEE, 2019.

- [43] O. ABDESSEMAD, A. L. NEMMOUR, L. LOUZE et A. KHEZZAR, « Real-time implementation of a novel vector control strategy for a self-excited asynchronous generator driven by a wind turbine real-time implementation of a novel vector control strategy for a self-excited asynchronous generator driven by a wind turbine »,
- [44] R. TOUFOUTI et H. BENALLA, *Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone*. Thèse doctorat, Constantine : Université Mentouri Constantine, 2008.
- [45] M. SALIMA et B. HOCINE, *Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone*. Thèse doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [46] C. TERRON-SANTIAGO, J. MARTINEZ-ROMAN, R. PUCHE-PANADERO et A. SAPENABANO, « A review of techniques used for induction machine fault modelling », *Sensors*, vol. 21, no. 14, p. 4855, 2021.
- [47] H. A. TOLYAT et T. A. LIPO, « Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 2, p. 241–247, 1995.
- [48] R. S. ARASHLOO, J. L. R. MARTINEZ et M. SALEHIFAR, « A novel broken rotor bar fault detection method using park's transform and wavelet decomposition », in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, p. 412–419, IEEE, 2013.
- [49] C. KRAL, R. S. WIESER, F. PIRKER et M. SCHAGGINGER, « Sequences of field-oriented control for the detection of faulty rotor bars in induction machines-the vienna monitoring method », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, p. 1042–1050, 2000.
- [50] G. R. BOSSIO, C. H. DE ANGELO, G. O. GARCÍA, J. A. SOLSONA et M. I. VALLA, « Effects of rotor bar and end-ring faults over the signals of a position estimation strategy for induction motors », *IEEE transactions on industry applications*, vol. 41, no. 4, p. 1005–1012, 2005.
- [51] N. Q. HU, L. R. XIA, F. S. GU et G. J. QIN, « A novel transform demodulation algorithm for motor incipient fault detection », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 2, p. 480–487, 2011.
- [52] M. F. CABANAS, F. PEDRAYES, M. G. MELERO, C. H. R. GARCIA, J. M. CANO, G. A. ORCAJO et J. G. NORNIELLA, « Unambiguous detection of broken bars in asynchronous motors by means of a flux measurement-based procedure », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 3, p. 891–899, 2011.
- [53] Y. GRITLI, A. DI TOMMASO, R. MICELI, F. FILIPPETTI et C. ROSSI, « Vibration signature analysis for rotor broken bar diagnosis in double cage induction motor drives », in

- Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2013 Fourth International Conference on*, p. 1814–1820, IEEE, 2013.
- [54] H. TALHAOUI, A. MENACER, A. KESSAL et A. TAREK, « Experimental diagnosis of broken rotor bars fault in induction machine based on hilbert and discrete wavelet transforms », *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 95, no. 1, p. 1399–1408, 2018.
- [55] T. AMEID, A. MENACER, H. TALHAOUI et I. HARZELLI, « Broken rotor bar fault diagnosis using fast fourier transform applied to field-oriented control induction machine : simulation and experimental study », *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 92, no. 1-4, p. 917–928, 2017.
- [56] M. A. MOUSSA, M. BOUCHERMA et A. KHEZZAR, « A detection method for induction motor bar fault using sidelobes leakage phenomenon of the sliding discrete fourier transform », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, p. 5560–5572, 2016.
- [57] Z. HOU, J. HUANG, H. LIU, M. YE, Z. LIU et J. YANG, « Diagnosis of broken rotor bar fault in open-and closed-loop controlled wye-connected induction motors using zero-sequence voltage », *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 7, p. 1214–1223, 2017.
- [58] B. ASAD, T. VAIMANN, A. BELAHCEN, A. KALLASTE, A. RASSÖLKIN et M. N. IQBAL, « Broken rotor bar fault detection of the grid and inverter-fed induction motor by effective attenuation of the fundamental component », *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 12, p. 2005–2014, 2019.
- [59] S. NANDI, S. AHMED et H. 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*, vol. 16, no. 3, p. 253–260, 2001.
- [60] M. OJAGHI, R. AGHMASHEH et M. SABOURI, « Model-based exact technique to identify type and degree of eccentricity faults in induction motors », *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 8, p. 706–713, 2016.
- [61] D. Z. LI, W. WANG et F. ISMAIL, « An intelligent harmonic synthesis technique for air-gap eccentricity fault diagnosis in induction motors », *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, vol. 30, no. 6, p. 1296–1304, 2017.
- [62] R. ROUAIBIA, F. ARBAOUI et T. BAHY, « Detection of eccentricity fault in closed-loop induction motor drive using wavelet transform », *ICRAES proceedings*, p. 125–130, 2016.
- [63] K. N. GYFTAKIS et J. C. KAPPATOU, « A novel and effective method of static eccentricity diagnosis in three-phase psh induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 2, p. 405–412, 2013.

- [64] G. MIRZAEVA et K. I. SAAD, « Advanced diagnosis of stator turn-to-turn faults and static eccentricity in induction motors based on internal flux measurement », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, p. 3961–3970, 2018.
- [65] K. M. SOUSA, U. J. DREYER, C. MARTELLI et J. C. C. da SILVA, « Dynamic eccentricity induced in induction motor detected by optical fiber bragg grating strain sensors », *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 12, p. 4786–4792, 2016.
- [66] S. HAMDANI, O. TOUHAMI, R. IBTIOUEN et M. FADEL, « Neural network technique for induction motor rotor faults classification-dynamic eccentricity and broken bar faults », in *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, p. 626–631, IEEE, 2011.
- [67] D. DORRELL, W. THOMSON et S. ROACH, « Combined effects of static and dynamic eccentricity on airgap flux waves and the application of current monitoring to detect dynamic eccentricity in 3-phase induction motors », 1995.
- [68] K. M. SIDDIQUI, K. SAHAY, V. GIRI et N. GOTHWAL, « Diagnosis of airgap eccentricity fault in the inverter driven induction motor drives by transformative techniques », *Perspectives in Science*, vol. 8, p. 127–131, 2016.
- [69] I. ISHKOVA et O. VÍTEK, « Diagnosis of eccentricity and broken rotor bar related faults of induction motor by means of motor current signature analysis », in *2015 16th international scientific conference on electric power engineering (EPE)*, p. 682–686, IEEE, 2015.
- [70] Y. PARK, H. CHOI, J. SHIN, J. PARK, S. B. LEE et H. JO, « Airgap flux based detection and classification of induction motor rotor and load defects during the starting transient », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, p. 10075–10084, 2020.
- [71] S. BELHAMDI, *Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone Controlée Par Différentes Techniques De Comande*. Thèse doctorat, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [72] F. BABAA, « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone »,
- [73] S. E. REZGUI, « Techniques de commande avancées de la machine asynchrone »,
- [74] L. YOUB et A. CRĂCIUNESCU, « Commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone », *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg*, vol. 53, no. 1, p. 87–98, 2008.
- [75] M. WOLKIEWICZ, G. TARCHAŁA, T. ORŁOWSKA-KOWALSKA et C. T. KOWALSKI, « On-line stator interturn short circuits monitoring in the dfoc induction-motor drive », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 4, p. 2517–2528, 2016.

- [76] M. N. SAID et M. BENBOUZID, « Induction motors direct field oriented control with robust on-line tuning of rotor resistance », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, p. 1038–1042, 1999.
- [77] M. WOLKIEWICZ, G. TARCHAŁA, C. T. KOWALSKI et T. ORŁOWSKA-KOWALSKA, « Stator faults monitoring and detection in vector controlled induction motor drives—comparative study », in *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*, p. 169–191, Springer, 2017.
- [78] S. A. BEDNARZ, M. DYBKOWSKI et M. WOLKIEWICZ, « Identification of the stator faults in the induction motor drives using parameter estimator », in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, p. 688–693, IEEE, 2018.
- [79] D. AGUGLIA, *Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vie de sa commande vectorielle*. Université Laval, 2004.
- [80] E. GIRALDO, « Adaptive indirect field oriented linear control of an induction motor. », *IAENG International Journal of Applied Mathematics*, vol. 52, no. 1, 2022.
- [81] M. ALLAM, B. DEHIBA, M. ABID, Y. DJERIRI et R. ADJOUJ, « Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la machine asynchrone à double alimentation (mada) dédiée à une application éolienne », *Journal of Advanced Research in Science and Technology*, vol. 1, no. 2, p. 88–100, 2014.
- [82] R. SADOUNI et A. MEROUFEL, « Indirect rotor field-oriented control (irfoc) of a dual star induction machine (dsim) using a fuzzy controller », *Acta Polytechnica Hungarica*, vol. 9, no. 4, p. 177–192, 2012.
- [83] K. H. EDDINE, B. H. MOUNA, D. MEHDI et S. LASSAAD, « Indirect rotor field-oriented control of a dual star induction machine », in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, p. 1–6, IEEE, 2017.

Ce travail vise l'effet de la commande vectorielle indirect sur les paramètres de diagnostic d'un moteur asynchrone. Et présentaient deux méthodes, la première, c'est une nouvelle méthode de diagnostic pour les défauts d'excentricité mixte et cassure de barre utilisons la transformée de Fourier discrète (DFT), et la deuxième, c'est une méthode pour compenser l'amplitude du défaut et pour obtenir une machine fonctionnant dans un état sain avec les défauts.

La commande vectorielle d'une machine asynchrone est une technique qui permet MAS (moteur asynchrone) d'avoir les mêmes caractéristiques qu'une machine à courant continu (MCC) avec un contrôle indépendant du flux et du couple, facilitant le diagnostic de la machine. Car les sorties des régulateurs montrent directement l'action de la commande. Le régulateur continuera à forcer les variables contrôlées à la valeur de référence, ce qui entraîne une diminution de l'amplitude des indicateurs de diagnostic et une perte d'informations critiques pour la détection des défauts qui provoquent un sinistre moteur.

Ce travail est basé sur la signature de défaut de le courant statorique direct ainsi que sur la signature de défaut de vitesse pour renvoyer l'amplitude réelle des indices de diagnostic de défaut sans affecter la commande vectorielle indirecte (IRFOC) . De plus, la grandeur réelle est utilisée pour compenser la grandeur du défaut et obtenir une machine fonctionnant dans un état sain. Utilisation de la transformation de Fourier discrète (DFT). La fonction de transfert est utilisée pour trouver l'expression analytique des paramètres électriques et mécaniques mesurés dans les deux conditions. La signature de défaut et l'erreur de couple sont utilisées pour compenser la vitesse de signature de défaut, le couple et le courant de stator en quadrature. Les résultats de la simulation et de l'expérience sont inclus pour vérifier l'efficacité de l'analyse théorique.

Mots clés Moteur asynchrone, transformation de Fourier discrète (DFT), diagnostic de défaut, commande vectorielle par orientation du flux indirect(IRFOC), Défaut cassure de barre, Excentricité mixte, paramètres électriques et mécaniques.

Abstract

This work provides a new diagnosis method for broken bar and mixed air gap eccentricity faults in the closed loop control of a squirrel cage induction motor. The closed loop system is widely used in industrial applications due to the efficiency of the variables of the regulator outputs for diagnosis because it directly shows the action of the control. The regulator will continue to force the controlled variables to the reference value, resulting in a decrease in the magnitude of the diagnostic indicators and a loss of information critical for detecting faults that cause a motor disaster. This work Based on the direct stator current fault signature as well as the speed fault signature to return the real magnitude of the fault diagnosis indices without affecting the indirect field control. Furthermore, the real magnitude is used to compensate for the fault magnitude and to obtain a machine operating in a healthy state. Using the discrete Fourier transformation. The transfer function is utilized to find the analytical expression of the measured electrical and mechanical parameters at both conditions. The fault signature and error of the torque are used to compensate for the fault signature speed, torque, and quadrature stator current. The simulation and experiment results are included to verify the effectiveness of the theoretical analysis.

keywords Closed loop control, discrete Fourier transformation (DFT), fault diagnostic, indirect field control, rotor mechanical faults, squirrel cage induction motor.

ملخص

يركز هذا العمل على تأثير التحكم غير المباشر في النواقل على المعلمات التشخيصية لمحرك غير متزامن. وقدمت طريقتين، الأولى طريقة تشخيصية جديدة لعيوب الانحراف المركزي المختلطة وكسر الشريط باستخدام تحويل فورييه المنفصل DFT ، والثانية هي طريقة لتعويض سعة الخلل والحصول على آلة تعمل في حالة صحية بها عيوب.

التحكم في ناقلات الآلة غير المتزامنة هو تقنية تسمح لMAS (المحرك غير المتزامن) أن يكون لها نفس خصائص آلة التيار المباشر MCC مع التحكم المستقل في التدفق وعزم الدوران ، مما يسهل تشخيص الماكينة. لأن مخرجات المنظمين تظهر مباشرة عمل التحكم. سيستمر المنظم في إجبار المتغيرات الخاضعة للرقابة على القيمة المرجعية ، مما يؤدي إلى انخفاض في سعة المؤشرات التشخيصية وفقدان المعلومات الهامة للكشف عن الأعطال التي تسبب كارثة للمحرك.

يعتمد هذا العمل على توقيع الخطأ لتيار الجزء الثابت المباشر بالإضافة إلى توقيع خطأ السرعة لإرجاع السعة الفعلية لمؤشرات تشخيص الأعطال دون التأثير على التحكم غير المباشر في النواقل IRFOC. بالإضافة إلى ذلك ، يتم استخدام الحجم الفعلي للتعويض عن حجم العيب والحصول على آلة تعمل في حالة صحية. باستخدام تحويل فورييه المنفصل DFT . تستخدم دالة النقل لإيجاد التعبير التحليلي للمعلمات الكهربائية والميكانيكية المقاسة في كلا الطرفين. يتم استخدام توقيع الخطأ وخطأ عزم الدوران للتعويض عن سرعة توقيع الخطأ وعزم الدوران وتيار الجزء الثابت التريبيعي. يتم تضمين نتائج المحاكاة والتجربة للتحقق من فعالية التحليل النظري.

الكلمات المفتاحية:

محرك لامتزامن ، تحويل فورييه المنفصل DFT ، تشخيص الأعطال ، التحكم في ناقلات اتجاه التدفق غير المباشر IRFOC ، خطأ كسر الشريط ، الانحراف المختلط ، المعلمات الكهربائية والميكانيكية.