

Thèse en cotutelle

MODÉLISATION ÉLECTRO-MAGNÉTO-MÉCANIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE SOUS APPROCHE ANGULAIRE APPLICATION AU DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS DE ROULEMENTS EN RÉGIME NON-STATIONNAIRE

Présentée devant

**l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon
l'École Nationale d'Ingénieurs de Sfax**

pour obtenir

le GRADE DE DOCTEUR

École doctorale :

**Mécanique, Énergétique, Génie Civil, Acoustique
École Doctorale Sciences et Technologies**

Spécialité :

**MÉCANIQUE - GÉNIE MÉCANIQUE - GÉNIE CIVIL
MÉCANIQUE**

par

Aroua FOURATI

(Ingénieur électromécanique de l'École Nationale d'Ingénieurs de Sfax, Tunisie)

Thèse soutenue le 15 septembre 2017 devant la Commission d'examen composée de :

N. MARTIN	Directeur de Recherche CNRS, GIPSA-lab	Président du jury
M. BENBOUZID	Professeur, Université de Brest	Rapporteur
Z. AFFI	Maître de Conférences, ENI de Monastir	Rapporteur
S. BOUAZIZ	Maître de Conférences, ENI de Sfax	Membre
D. RÉMOND	Professeur, INSA de Lyon	Directeur de thèse
F. CHAARI	Professeur, ENI de Sfax	Directeur de thèse
A. BOURDON	Maître de Conférences, INSA de Lyon	Co-encadrant
M. HADDAR	Professeur, ENI de Sfax	Co-encadrant

LaMCoS - UMR CNRS 5259 - INSA de Lyon

20, avenue Albert Einstein, 69621 Villeurbanne Cedex (FRANCE)

À la mémoire de ma mère...

À la mémoire de ma mère...

Remerciements

Mes travaux de thèse effectués au sein de l'équipe DCS au laboratoire LaMCoS de l'INSA de Lyon et en cotutelle avec le laboratoire LA2MP de l'ENI de Sfax ont été menés grâce à un travail d'équipe et un soutien permanent de mes encadrants. Je tiens donc à remercier tous ceux qui ont participé directement ou indirectement dans mes recherches de thèse. Merci aux personnes qui ont cru en moi et qui m'ont permis d'arriver au bout de cette thèse.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Didier REMOND qui fut pour moi un directeur de thèse attentif et disponible malgré ses nombreuses charges. Sa compétence et sa rigueur scientifique m'ont beaucoup appris. Ils ont été et resteront des moteurs de mon travail futur. Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à mon encadrante Adeline BOURDON qui m'a fait confiance et m'a soutenu et m'a permis de réaliser cette thèse. Ses encouragements m'ont permis de mener ce travail à son terme. Je remercie également mon directeur de thèse Fakher CHAARI et mon encadrant Mohamed HADDAR qui m'ont permis de mener cette aventure.

Je voudrais témoigner ma gratitude envers les membres du jury qui ont bien voulu examiner ce mémoire, et dont la participation a fourni un éclairage supplémentaire :

- Nadine Martin, GIPSA-lab
- Mohamed El Hachmi. Benbouzid, Université de Brest
- Zouhaier Affi, ENI de Monastir
- Slim Bouaziz, ENI de Sfax
- Didier Rémond, INSA de Lyon
- Fakher Chaari, ENI de Sfax
- Adeline Bourdon, INSA de Lyon

Remerciements

- Mohamed Haddar, ENI de Sfax

Merci aux membres du DCS que j'ai cotoyés pendant toute ma thèse et avec qui j'ai toujours apprécié les discussions et les échanges d'idées. Toute ma gratitude va la secrétaire de l'équipe Zahia qui était toujours présente pour les démarches administratives. Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont partagé mon quotidien. Je pense particulièrement à : Carlos Ferrera Da Silva, Etienne Begnet, Clément Grenat, Emna Sghaier, José Louis Gomez, Zaki Dakel, Clément Jarroux.

Enfin, je termine ces lignes avec les mots les plus simples mais les plus forts. J'adresse toute mon affection et mon remerciement à toute ma famille pour son soutien non seulement pendant cette thèse mais tout le long de mon parcours d'étude en Tunisie puis en France. Merci d'avoir fait de moi ce que je suis aujourd'hui.

Résumé

Dans une machine à induction, le diagnostic de défauts par analyse du signal du courant électrique nécessite la connaissance du comportement dynamique de la machine. En plus des sources externes d'excitation, le comportement du moteur est gouverné par un ensemble de phénomènes périodiques liés sa géométrie angulairement périodique et couplés par leur caractère multiphysique. En présence d'un défaut de roulement, les grandeurs mesurables présenteront des composantes à sa fréquence caractéristique combinée aux fréquences caractéristiques du moteur. La compréhension des interactions, en particulier de modulation, passe par la mise en place de modèles numériques qui représentent les manifestations des phénomènes couplés. Ce travail de thèse propose donc un modèle électro-magnéto-mécanique d'une machine à induction à cage d'écureuil couplé à un modèle de palier à roulement à billes dans un cadre original d'écriture appelé "Approches Angulaires". En conservant dans la modélisation la relation "Angle-Temps" il est possible d'étendre aisément la modélisation aux conditions de fonctionnement non-stationnaires et d'introduire un couplage fort entre les modèles mécanique et électromagnétique. Ainsi, on montre que la vitesse angulaire instantannée est la grandeur qui assure la transmission du défaut mécanique localisé aux grandeurs électriques. Le modèle proposé offre ainsi un décryptage des phénomènes de modulation présents sur la voie de transfert et décrits par les couplages de comportements dynamiques cycliques (réseau de perméances, chargement des éléments roulants,...) et/ou périodiques (résonnances de structure, résonnance électriques, ...). Ces travaux ouvrent la voie à une meilleure compréhension du comportement couplé multiphysique d'une machine électrique pour mieux spécifier les outils de surveillance à mettre en oeuvre. Les futurs développements peuvent maintenant s'orienter vers une complexification des modèles ou l'exploitation de comportements dynamiques fins en régime non-stationnaire.

Mots Clés : Diagnostic des machines tournantes, Approche angulaire, Modélisation

électro-magnéto-mécanique, MCSA (Analyse des Signaux de Courant d'un Moteur), Machine asynchrone, Défaut de roulement, Modulation, Couplage.

Abstract

In an induction machine, the diagnosis of defects by analysis of the electrical current signal requires knowledge of the dynamic behavior of the machine. In addition to external excitation sources, the behavior of the motor is governed by a set of periodic phenomena related to its angularly periodic geometry and coupled by their multiphysical character. In the presence of a bearing defect, measurable quantities will have components at its characteristic frequency combined with the characteristic frequencies of the engine. The understanding of interactions, in particular modulation, requires the implementation of numerical models that represent the manifestations of coupled phenomena. This thesis work proposes an electro-magneto-mechanical model of a squirrel-cage induction machine coupled to a rolling bearing model in an original writing frame called "Angular Approaches". By keeping the "Angle-Time" relation in modeling, it is possible to easily extend the modeling to non-stationary operating conditions and to introduce a strong coupling between the mechanical and electromagnetic models. Thus, it is shown that the instantaneous angular speed is the quantity which ensures the transmission of the localized mechanical defect to the electrical quantities. The proposed model thus offers a decryption of the modulation phenomena present on the transfer path and described by the couplings of cyclic dynamic behaviors (permeance network, loading of the rolling elements, etc.) and / or periodic (structural resonances, electrical resonance, etc.). This work opens the way for a better understanding of the multiphysical coupled behaviors of an electrical machine to better specify the monitoring tools to be used. Further developments can now be directed to a complexity of models or to the exploitation of fine dynamic behaviors in a non-steady operating conditions.

Keywords : Diagnosis of rotating machines, Angular approach, Electro-magneto-mechanical model, MCSA (Motor Current Signal Analysis), Asynchronous motor, Bearing defect, Modulation, Coupling.

Table des matières

À la mémoire de ma mère...	i
Remerciements	iii
Résumé	v
Abstract	vii
Table des matières	ix
Table des figures	xiii
Liste des tableaux	xvii
Introduction générale	1
1 Contexte général et positionnement	5
1.1 Introduction	6
1.2 Diagnostic des machines tournantes (MTs)	6
1.2.1 Défauts dans les MTs	6
1.2.2 Approches, méthodes et techniques de diagnostic des MTs	9
1.2.3 Quelques remarques et réflexions sur le diagnostic des MTs	13
1.3 Relation entre fréquences caractéristiques et diagnostic	14
1.3.1 Caractérisation des sources fréquentielles dans une machine à induction	15
1.3.2 Fréquences angulaires et fréquences temporelles	19
1.3.3 Origine phénoménologique des modulations de fréquence	22
1.4 Représentation des systèmes multiphysiques	27
1.4.1 Modélisation des systèmes mutliphysiques	27

1.4.2	Voie de transfert à travers le couple	29
1.5	À propos de la modélisation des systèmes cycliques	33
1.5.1	Prise en compte des régimes non-stationnaires	33
1.5.2	Écriture des équations dans le domaine angulaire	35
1.6	Conclusions	38
2	Modélisation de la machine à induction sous approche angulaire	39
2.1	Introduction	40
2.2	Modèles de référence	40
2.3	Modélisation électro-magnétique de la machine à induction	42
2.3.1	Caractérisation géométrique de la machine	42
2.3.2	Caractérisation du bobinage du stator de la machine	45
2.3.3	Modélisation électrique de la machine	47
2.3.4	Exigences de résolution	51
2.3.5	Modélisation magnétique de la machine	53
2.3.6	Interaction électro-magnétique : FMM en fonction du courant	58
2.3.7	Caractérisation de la matrice $[J]$	59
2.3.8	De la rotation du rotor à la valeur des permeances d'entrefer	60
2.3.9	Résolution du système dynamique	69
2.3.10	Calcul du couple électro-magnétique	73
2.4	Exploitation du modèle de machine à induction	73
2.4.1	Cas de fonctionnement non-stationnaire	78
2.5	Conclusions	81
3	Voie de transfert multiphysique-multifréquence	83
3.1	Introduction	84
3.2	Application à la modélisation d'une machine à induction à palier à roulements	84
3.2.1	Couplage multiphysique : développement et méthodologie	84
3.2.2	Grandeurs multiphysiques intervenants dans le transfert d'information	90
3.3	Influence des propriétés internes du système sur le comportement multiphysique	93
3.3.1	Influence de l'inclinaison des barres du rotor	93
3.3.2	Influence de la répartition des encoches	98

3.3.3	Influence de la tension d'alimentation	99
3.3.4	Influence des oscillations de couple	103
3.4	Conclusion	105
4	Modélisation complète : investigation des défauts de roulements	107
4.1	Introduction	108
4.2	Modélisation des roulements à billes	108
4.2.1	Caractérisation géométrique des roulements à billes à gorge pro- fonde : couplage avec la rotation	109
4.2.2	Calcul des efforts radiaux des roulements	110
4.2.3	Couplage avec la variation de vitesse : intégration des efforts tan- gentiels	112
4.3	Comportement dynamique global de la machine à induction couplée à un palier à roulement avec prise en compte des variations de la vitesse de rotation	116
4.3.1	Formalisme des équations différentielles : couplage fort	116
4.3.2	Étude de l'influence de l'intégration du moteur asynchrone sur la dynamique du palier à roulements	117
4.4	Détection d'un défaut de roulement par caractérisation des spectres du courant et de la vitesse de rotation	123
4.5	Caractérisation fréquentielle des défauts en régime non-stationnaire	126
4.5.1	Fonctionnement en régime fortement non-stationnaire	127
4.5.2	Fonctionnement en régime faiblement non-stationnaire	132
4.6	Conclusion	134
	Conclusion générale	137
	Annexe A : Développement analytique des matrices élémentaires de la matrice de perméance nodale	141
	Annexe B : Matrices de passage entre les flux aux dents du stator et les flux aux phases	143
	Annexe C : Caractéristiques du système électro-magnéto-mécanique	145
	Bibliographie	147

Table des figures

1.1	Répartition des causes de défaillance dans une machine à induction [1] . . .	7
1.2	Relations entre les différentes sources défauts dans la machine à induction	8
1.3	Variation de vitesse instantannée générée par deux défauts de roulement localisés et de tailles différentes [2]	12
1.4	Vue éclatée de la machine à induction	15
1.5	Courant triphasé d'alimentation du réseau	16
1.6	Machine à induction à géométrie angulairement périodique	17
1.7	Effet de la périodicité angulaire sur une grandeur quelconque x de la machine à induction : en haut pour deux dents successives $(i, i + 1)$ du stator, en bas pour deux dents successives $(j, j + 1)$ du rotor	18
1.8	Représentation schématique des types d'excentricité	18
1.9	Périodicité angulaire des perméances d'entrefer	19
1.10	Relations entre fréquence caractéristique et vitesses de rotation	20
1.11	Les trois origines du phénomène de modulation dans la signature dynamique des roulements : défaut localisé (Bague Extérieure BE, Bague Intérieure BI, bille), mouvement de rotation et conditions de chargement	22
1.12	"Impacts" produits par un seul défaut de bague intérieure sous chargement radial dans le domaine temporel et fréquentiel [3]	25
1.13	Diagramme représentant la voie de transfert relative à la génération de perturbations dans la machine électrique par les défauts de roulement	29
1.14	Manifestation des défauts dans les roulements	31
1.15	Représentation dans le domaine temporel et angulaire d'un signal quelconque x à fréquence cyclique	35
2.1	Vue axiale de la machine à induction	42
2.2	Architecture en 3D de la machine à induction à cage d'écureuil	43

Table des figures

2.3	Discrétisation des mailles du cage	44
2.4	Une partie du réseau magnétique de la machine à induction	44
2.5	Flux dans les dents et dans les phases	46
2.6	Schéma axial du bobinage diamétral du stator : répartition des spires dans les encoches du stator, répartition des spires dans les phases et sens de circulation du courant électrique dans chaque spire	46
2.7	Une partie du réseau électrique du rotor	48
2.8	Maille électrique élémentaire du rotor	49
2.9	Direction des courants dans les mailles du rotor	49
2.10	Intéraction entre les flux et les FEM induits dans le rotor	50
2.11	Direction des courants dans les mailles du rotor	52
2.12	Une partie du réseau de perméance. ϕ , F et P sont respectivement un flux magnétique, une force magnétomotrice et une perméance. Les indices s_y , st , sl , rl , rt et ry désignent respectivement culasse stator, dent stator, fuite stator, fuite rotor, dent rotor et culasse rotor.	55
2.13	Mailles élémentaires de la machine à induction	58
2.14	Prise en compte des conditions initiales pour le calcul de l'écart angulaire	61
2.15	Géométrie des encoches du stator et du rotor	61
2.16	Configuration des dents au passage des angles limites	62
2.17	Influence de l'angle d'inclinaison sur la géométrie du tube de flux	63
2.18	Ecart angulaire entre chaque couple de dents	65
2.19	Perméances d'entrefer de deux dents quelconques en fonction de la rotation du rotor	65
2.20	Ecart angulaire entre les dents adjacents	67
2.21	Perméance d'entrefer de dents adjacents	67
2.22	Dérivée de la perméance d'entrefer de deux dents quelconques en fonction de la rotation du rotor	71
2.23	Variation du couple de charge extérieure	74
2.24	Schéma du principe du modèle électro-magnéto-mécanique	75
2.25	Vitesse de rotation en régime stationnaire	77
2.26	Variation du couple de charge extérieure	79
2.27	Vitesse de rotation en régime non-stationnaire	79
2.28	Couple électromagnétique en régime non-stationnaire	80
2.29	Courant de la phase 1 du stator en régime non-stationnaire	80

3.1	Schématisme du système de la machine à induction couplée au palier à roulements et du modèle multiphysique proposé	85
3.2	Méthodologie de couplage multiphysique fort entre les sous-systèmes tenant compte de la relation 'Angle-Temps'	86
3.3	Intéractions entre les grandeurs multiphysiques intervenants dans le transfert d'information	90
3.4	Représentation temporelle et angulaire pour trois régimes de fonctionnement (stationnaires et non-stationnaire) des perméances d'entrefer, des courants de phases du stator et de la perturbation par un défaut mécanique	92
3.5	Vitesse de rotation, courant de la phase 1 et courant de la 30 ^{ème} barre rotorique d'une machine sans inclinaison et d'une machine avec une inclinaison des barres de 10°	94
3.6	FFT angulaire de la vitesse de rotation et courant de phase 1 de la machine avec 10 degrés d'inclinaison des barres et sans inclinaison	96
3.7	FFT angulaire du courant de la barre 30 du rotor avec 10 degrés d'inclinaison des barres et sans inclinaison	97
3.8	Variations en fonction de l'angle de rotation du rotor de la vitesse de rotation et courant de phase 1 d'une machine avec 24 et d'une machine à 30 barres du rotor	98
3.9	FFT angulaire de la vitesse de rotation et du courant de la phase 1 du stator pour une machine à 30 barres du rotor et une machine à 24 barres du rotor	99
3.10	Tension triphasée perturbée du réseau d'alimentation	100
3.11	Variations en fonction de l'angle de rotation du rotor de la vitesse de rotation et courant de phase 1 de la machine en présence des perturbations de tension d'alimentation	101
3.12	FFT angulaire du courant de phase 1 du stator et de la vitesse de rotation dans le cas de perturbation de la tension d'alimentation	102
3.13	Variations en fonction de l'angle de rotation du rotor de la vitesse de rotation et du courant de la phase 1 de la machine en présence des oscillations de couple	103
3.14	FFT angulaire du courant de phase 1 du stator et de la vitesse de rotation dans le cas d'oscillation de couple	104
4.1	Représentation du roulement à billes à gorge profonde [4]	110

4.2	Géométrie du défaut dans le cas de défaut localisé de bague extérieure . .	112
4.3	Bilan des efforts sur un élément roulant [4]	113
4.4	Réponse angulaire de la vitesse de rotation et FFT angulaire dans le cas de palier sans défaut	118
4.5	Réponse du système en courant de phase 1 du stator et de vitesse de ro- tation dans le cas d'un palier alimenté par une machine à induction sans défaut	119
4.6	FFT angulaire du courant de la phase 1 dans le cas d'un palier alimenté par une machine électrique sans défaut	121
4.7	FFT angulaire de la vitesse de rotation dans le cas d'un palier alimenté par une machine électrique sans défaut	122
4.8	Spectre angulaire du courant de la phase 1 en cas de présence de défaut de bague extérieure	125
4.9	Spectre angulaire de la vitesse de rotation en cas de présence de défaut de bague extérieure	126
4.10	Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence	128
4.11	FFT angulaire du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence	129
4.12	FFT classique du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence	129
4.13	Réponse angulaire en courant de phase 1 et vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un couple de charge	130
4.14	FFT angulaire du courant de phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un couple de charge . .	131
4.15	FFT du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un couple de charge	131
4.16	Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence	132
4.17	Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence	133
4.18	Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence	134

Liste des tableaux

1.1	Caractérisation fréquentielle des modulations dans la signaure des défauts dans le cas de chargement constant et unidirectionnel (avec k nombre entier)	24
1.2	Caractérisation fréquentielle des modulations induites par des défauts dans le signal du courant électrique (k nombre entier)	26
3.1	Fréquences angulaires relatives à un moteur avec une inclinaison de barres du rotor dans le courant de phase 1 et la vitesse de rotation	97
3.2	Fréquences angulaires relatives à un moteur avec une inclinaison de barres du rotor dans le courant de la barre $N^{\circ}30$ du rotor	98
3.3	Fréquences angulaires relatives aux perturbations de tension d'alimentation dans le courant de phase 1 et de vitesse de rotation	101
3.4	Fréquences angulaires relatives aux oscillations de couple dans le courant de phase 1 et de vitesse de rotation	103
4.1	Fréquences angulaires relatives à la géométrie et la dynamique du système tournant dans le signal du courant de la phase 1	120
4.2	Fréquences angulaires relatives à la géométrie et la dynamique du système tournant dans le signal du courant de la phase 1	121
4.3	Fréquences angulaires relatives à la géométrie et la dynamique du système tournant dans le signal du courant de la phase 1	123
4.4	Fréquences angulaires relatives aux défauts de bague extérieure dans le signal du courant de phase 1	126
5	Caractéristiques électromagnétiques de la machine asynchrone	146
6	Caractéristiques mécaniques du palier à roulements	146

Introduction générale

La mise en place des meilleures solutions technologiques pour prévoir et anticiper les défaillances mécaniques est un challenge dans de nombreuses applications industrielles. Dans le cas des machines tournantes et plus particulièrement des moteurs ou générateurs électriques, les roulements sont des organes clefs et en raison de leur rôle critique, les défaillances (les écaillages par exemple) peuvent réduire l'efficacité de ces systèmes et même conduire à des arrêts de production dans certaines applications. Par conséquent, le diagnostic et la détection précoce des défauts semblent cruciaux afin d'optimiser la maintenance préventive et réduire l'impact financier de ces défauts en particulier dans le cas des applications critiques (éoliennes, pompes de circuit primaire, ...). Dans ce contexte, un certain nombre de techniques et d'outils tels que l'analyse des signaux vibratoires, l'analyse de la vitesse de rotation instantanée et l'analyse des signaux électriques sont proposés pour surveiller et diagnostiquer les défauts de roulements. Toutefois, seuls quelques travaux ont expliqué la relation entre la présence d'un défaut local (écaillage, ...) et sa manifestation sur les signaux mesurés (l'accélération, la vitesse angulaire instantanée ou les signaux électriques de la machine). Traditionnellement, les vibrations ou le bruit produits par les défauts sont simulés numériquement par une série d'impulsions de très courte durée provoquées par des changements brusques dans les forces de contact interne au roulement. Les phénomènes physiques à l'origine de ces sollicitations sont encore partiellement décrits et n'incluent pas toutes les composantes de sollicitation. Ces modèles d'impulsions ne sont valables que pour des contacts ponctuels (roulements à billes) en considérant que le défaut présente une taille suffisante pour imaginer un choc quand la bille passe dans la région défectueuse. La bibliographie ne fournit donc pas une compréhension satisfaisante de l'excitation générée par le défaut et des phénomènes physiques qui mènent à cette excitation.

Contrairement à l'hypothèse convenue traditionnellement, il a été démontré qu'un défaut localisé du roulement est à l'origine d'une variation du couple et se manifeste par des variations de la vitesse instantanée de rotation. Un modèle dynamique détaillé du roule-

ment explique le phénomène physique par un changement de la résistance au roulement au moment du passage sur la zone défectueuse.

L'hypothèse formulée dans le cadre de cette thèse repose sur le fait que les phénomènes qui conduisent à des modifications sur les signaux électriques sont certainement attachés à des variations de vitesse de rotation de la partie tournante de la machine électrique plutôt qu'à des sollicitations en efforts radiaux.

Les oscillations de couple existent naturellement dans un moteur asynchrone sain en raison de variations du champ magnétique dans son entrefer. Cependant, le défaut de roulement induit des perturbations du couple additionnelles à des fréquences particulières liées à la géométrie du système tournant. Les variations de la vitesse en conséquence sont très faibles et doivent être distinguées des variations de la vitesse macroscopique représentative des conditions de fonctionnement non-stationnaires.

Plusieurs applications industrielles nécessitent des régimes de fonctionnement variables. Les moteurs fonctionnent généralement à des régimes opérationnels non constants et à des charges variables. Les conditions de fonctionnement non-stationnaires influent considérablement la signature du défaut et apparaissent à l'origine du manque de pertinence des outils de diagnostic des machines tournantes. Le comportement dynamique de la machine manque encore de compréhension sur les couplages dynamiques.

Sur la base d'un modèle de machine à induction à cage d'écureuil sous forme de réseau de perméance, plusieurs contributions ont introduit des couplages faibles avec des comportements mécaniques énergétiques forts comme dans le cas d'un motoréducteur. Le modèle électro-magnétique est suffisamment précis mais il semble nécessaire d'introduire des couplages plus forts pour décrire les effets de contributions moins énergétiques comme dans le cas des défauts de roulement. Ces modèles présentent également une hypothèse commune forte d'un comportement linéarisé autour d'un régime stationnaire.

D'autre part, les machines électriques présentent des géométries périodiques dans le domaine angulaire qui définissent des fréquences caractéristiques spatiales et régissent les relations cinématiques entre les vitesses de rotation des éléments technologiques de la machine. Sous cette considération, il apparaît alors d'un intérêt fort d'exprimer les équations du modèle de machine tournante en référence au déplacement angulaire du rotor. L'intérêt d'une telle présentation est la capacité d'accéder à l'information de la dynamique en rotation du système tournant en conservant une estimation de la vitesse de rotation c-à-dire de la relation angle-temps. D'autre part, la mesure de la vitesse angulaire instantanée (IAS) est récemment apparu comme une source sensible d'informations pour la surveillance des parties mécaniques des machines tournantes. Sa sensibilité à la détection

de défauts mécaniques, comme les défauts de roulements, a été prouvée par des mesures expérimentales et théoriquement. Les premiers travaux sur l'application des approches angulaires ont essentiellement porté sur l'écriture des équations classiques du mouvement dans le domaine angulaire pour des systèmes mécaniques. Ces approches présentent deux avantages motrices qui sont la possibilité de décrire des conditions non-stationnaires par la connaissance de la vitesse instantanée de rotation et la possibilité de passer d'une description dans le domaine angulaire au domaine temporel (et vice-versa)

Dans cette thèse, on présente un modèle électromagnétique-mécanique d'une machine à induction à cage couplé à un modèle de palier à roulements en utilisant une description angulaire. Le mémoire de thèse est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est dédié à un tour d'horizon des défauts des machines tournantes et des méthodes conventionnelles de diagnostic et plus précisément mettant l'accent sur les limites de ces méthodes. Ce chapitre regroupe les éléments physiques, les outils techniques et les conditions opératoires qui caractérisent le diagnostic des machines tournantes.

Le deuxième chapitre propose le développement analytique du modèle non-linéaire de la machine à induction associée à l'approche angulaire et à la relation angle-temps pour passer du domaine temporel au domaine angulaire. De plus, la distribution non-linéaire des perméances d'entrefer comme source principale de périodicité angulaire du modèle est décrite et les avantages de sa description angulaire sont représentés. Le modèle est testé couplé à un degré de liberté de rotation en régime stationnaire de fonctionnement. Des simulations dans des régimes non-stationnaires viennent corroborer dans un deuxième temps ces résultats. Au vu des temps de calcul nécessaires, cette étude permet de placer la modélisation par réseaux de perméances présentée sous approche angulaire comme un bon compromis entre rapidité d'exécution et précision des résultats par rapport aux méthodes classiques.

Dans le troisième chapitre, la méthode de couplage électro-magnéto-mécanique est présentée plus en détail. La simulation de la machine dans son environnement est ensuite envisagée. Le modèle proposé permet donc l'étude du comportement de la machine dans son environnement de commande et met donc notamment en évidence les effets des paramètres géométriques et conditions opératoires de la machine. Une perturbation de couple angulairement périodique est introduite pour représenter les variations de couple induites par un défaut de roulement localisé. L'apport principal de ces simulations réside dans la présentation de l'interaction entre les principales fréquences caractéristiques du comportement électromagnétique et du défaut de roulement.

Dans le quatrième chapitre, le modèle complet de machine à induction couplée à un palier à roulement est introduit par intégration d'un modèle représentatif du comportement dynamique interne des roulements sous approche angulaire. Le couplage de ces deux modèles se fait essentiellement par des variations de la vitesse angulaire instantanée de la machine. La géométrie du défaut dans ce modèle est introduite de façon paramétrée. Le diagnostic des défauts des roulements est étudié dans des régimes stationnaires et non-stationnaires de fonctionnement.

Chapitre 1

Contexte général et positionnement

1.1 Introduction

Dans l'ensemble des contraintes industrielles, assurer un fonctionnement sain des machines tournantes est un défi majeur. Les industriels adoptent actuellement des outils de diagnostic développés suite à des recherches scientifiques dans ce domaine. Ce chapitre présentera le contexte scientifique, technique et général des travaux de recherche menés sur le diagnostic des machines tournantes. Ainsi, on rappellera les défauts relatifs aux machines tournantes, les méthodes et les techniques de détection des défauts. Les principales briques qui constituent la trame scientifique de ce travail de recherche sont ensuite présentées. Dans le cas d'une modélisation multiphysique d'une machine électrique, les modes de transfert de l'information seront caractérisés. Sur la base de phénomènes physiques et dynamiques caractérisant les machines tournantes, une compréhension des origines des manifestations et une manière originale à les interpréter sont décrites.

1.2 Diagnostic des machines tournantes (MTs)

1.2.1 Défauts dans les MTs

Les machines tournantes sont généralement des systèmes de transmission de puissance (par exemple, les engrenages, roulements, aubes, villebrequins, ...) ou bien des systèmes de conversion de puissance (par exemple, les moteurs électriques, ...). Ces systèmes sont caractérisés par leur robustesse, leur fiabilité et leur maturité technologique et sont de plus en plus omniprésents dans de nombreuses applications industrielles. Dans la grande variété de ces applications, une demande croissante existe dans le but d'améliorer leur fiabilité et leur disponibilité [5]. Néanmoins, plusieurs types de défauts peuvent apparaître durant le fonctionnement des machines tournantes [6]. Le défi consiste à détecter ces défauts à des stades précoces afin d'éviter les arrêts de production non planifiés. Parmi les défauts typiques des machines tournantes, on peut citer ceux liés à l'alimentation électrique d'un moteur, une rupture de barre d'une machine asynchrone à cage, un défaut de bobinage du stator, un défaut localisé sur une dent d'engrenage, un écaillage sur une des bagues de roulements, un balourd sur un arbre en rotation. On peut classer ces défauts selon leurs origines en deux catégories, notamment les défauts électriques et les défauts mécaniques.

Dans le cas des moteurs à induction, les résultats publiés dans [1] ont démontré

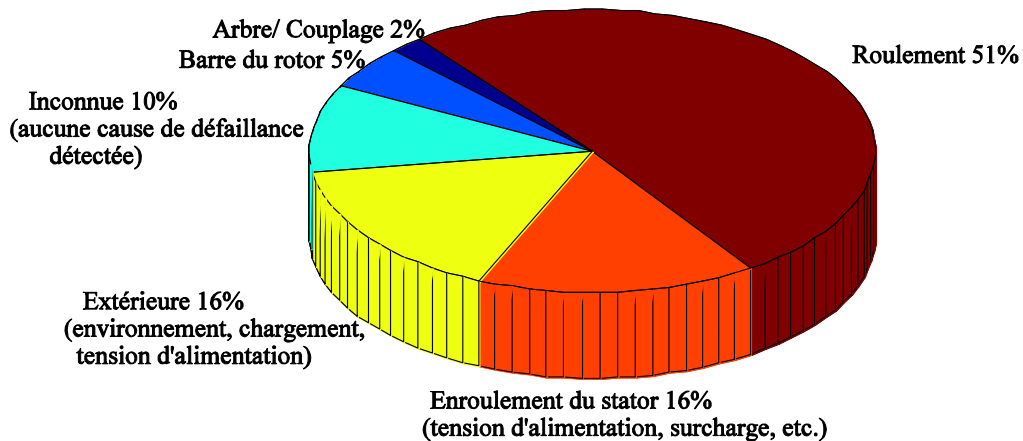


FIGURE 1.1: Répartition des causes de défaillance dans une machine à induction [1]

la répartition des différentes sources de défaillance qui peuvent apparaître dans les composants du moteur, comme représentée sur la Figure 1.1. Selon la même référence, pour chaque composant représenté, des mesures appropriées pour prévenir ou prévoir la défaillance pourraient réduire considérablement les trois quarts des défaillances du moteur. Une défaillance brutale d'un parmi ces composants peut entraîner des perturbations capables d'altérer le fonctionnement du système global, et ainsi des temps d'arrêt coûteux, l'endommagement de tout l'équipement ou même un danger humain. En effet, la présence d'un défaut sur une partie mobile du système génère des perturbations associées à ses fréquences caractéristiques capable de perturber la fonctionnement dynamique de tout le système. Ces perturbations peuvent être décelés à partir des réponses de la machine tels que les signaux acoustiques, les signaux accélérométriques, les signaux électriques ou les signaux de vitesse instantannée de rotation plus récemment,... . L'étude de ces signaux fournit généralement des informations sur la présence du défaut.

Dans les machines électriques, les défauts décrits précédemment se manifestent généralement sous trois formes, qui sont notamment ; la vibration suite à des excitations générées par des efforts radiaux, les variations de vitesse angulaire suite à des efforts tangentiels, et des perturbations de courant induites par un déséquilibre de flux magnétique dans l'entrefer d'un moteur électrique.

Devant la diversité des défauts éventuels dans les machines et vu les conséquences néfastes qu'ils peuvent engendrer suite à leur apparition, de nombreuses techniques et méthodes de diagnostic ont été développées. Celles-ci intéressent également les utilisateurs ou les concepteurs des machines du fait que la surveillance permet au monde

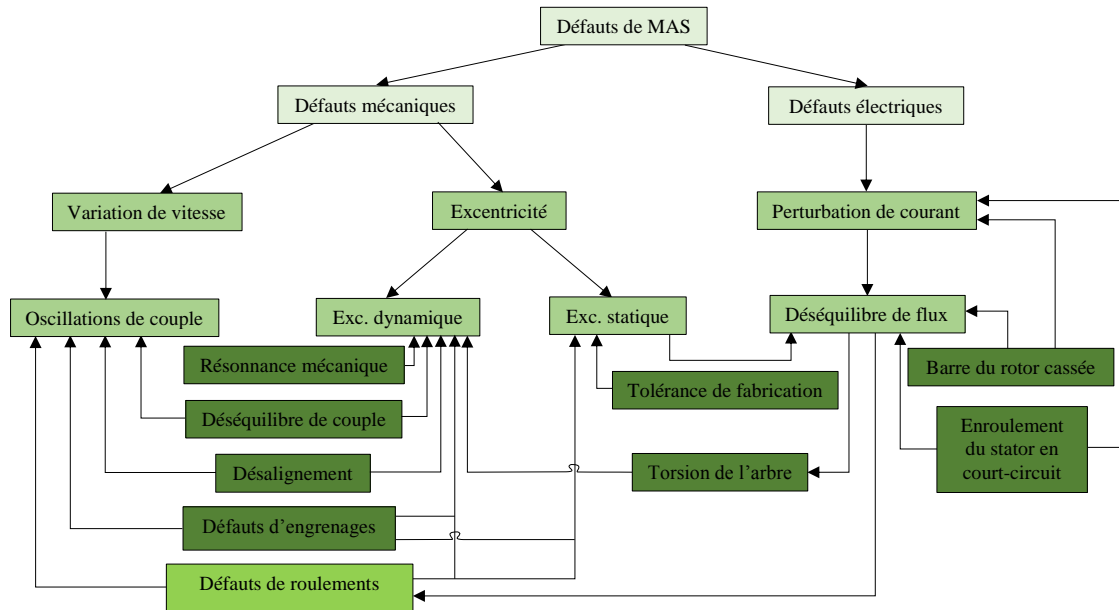


FIGURE 1.2: Relations entre les différentes sources défauts dans la machine à induction

industriel de développer des systèmes qui sont à la fois efficaces et performants.

Le diagnostic des défauts dans les machines tournantes nécessite la connaissance à la fois du comportement dynamique et la caractérisation de l'état de fonctionnement des machines, et la connaissance des défauts éventuels et surtout leurs effets sur le fonctionnement des machines. Les défauts qu'on peut considérer dans une machine asynchrone (MAS) sont présentés sur le schéma de la Figure 1.2. Cette présentation résume les relations de cause/conséquence entre les défauts et grandeurs physiques dans la machine ainsi que les interactions multiphysiques induites. Les grandeurs multiphysiques définies font l'objet de grandeurs cibles pour les industriels dans l'objectif de développer des systèmes de diagnostic des machines tournantes [7]. Dans tous les cas d'études, des indicateurs peuvent être proposés en une deuxième étape afin d'extraire les informations sur l'état de santé du système tournant. Cela a fait l'objet de nombreux travaux de recherche [8, 9].

Dans la partie suivante, on présentera différentes approches, techniques et méthodes de diagnostic de défauts qui ont été proposées dans la littérature.

1.2.2 Approches, méthodes et techniques de diagnostic des MTs

Le diagnostic des machines tournantes a fait l'objet de plusieurs recherches approfondies pendant des années [10]. Globalement, trois approches de diagnostic ont été suivies dans l'objectif de générer les signaux à traiter

- Les approches de modélisation où un modèle dynamique est développé afin de simuler le comportement du système. Trois types de modélisation sont possibles, notamment, analytiques, semi-analytiques et numériques à bases d'Eléments Finis. Les sorties du modèle, dans le cas d'un modèle avec un défaut, contiennent la signature du défaut.
- Les approches de traitement de signal où l'étude ne nécessite pas de développement de modèle. Les signaux sont générés par la reconstitution de signaux basés sur des lois phénoménologiques qui représentent théoriquement le comportement dynamique de la grandeur à suivre.
- Les approches expérimentales où les signaux sont produits suite à des mesures sur des bancs expérimentaux ou à partir d'implémentations industrielles.

La détection des défauts se base sur l'exploitation des signaux des quantités physiques. L'analyse de ces derniers se fait par application d'une des techniques de traitement de signal. Les outils de traitement de signal mis en place permettent d'extraire de l'information à propos de l'état de santé du système dynamique [7]. [11] propose une revue des différentes techniques fréquentielles de détection de défaut dans une machine à induction. Nombreux sont les techniques et les outils qui ont été proposés [12–19]. En effet, selon le type de défaut et les applications industrielles, la performance de la technique peut être très variable.

La diversité des solutions proposées n'est qu'un signe qui reflète les besoins actuels à tester incrémentalement de nouvelles méthodes. En effet, malgré que ces techniques permettent de détecter la présence des anomalies, un parmi leurs points faibles est que la voie de transfert du défaut jusqu'au signal traité manque tout de même de compréhension. En dépit de nombreuses techniques et méthodes développées pour la surveillance des machines tournantes, de nombreuses activités industrielles sont toujours confrontées à des défauts inattendus et à la diminution de la durée de vie prévue de ses composants. Plusieurs causes de défauts peuvent conduire aux mêmes phénomènes mis en évidence dans le signal de réponse analysé. Bien que ces techniques fournissent des informations utiles, elles ne permettent pas de déchiffrer et de comprendre l'apparition de phénomènes dans les signaux surveillés. Les phénomènes physiques à l'origine de ces sollicitations sont

donc encore partiellement décrits et n'incluent pas toutes les composantes de sollicitation.

Considérant ces approches de traitement de signal, plusieurs méthodes ont été proposées pour le diagnostic des défauts dans les machines tournantes. Ces méthodes sont basées sur les signaux accélérométriques, de courant électrique, acoustique [20] ou de vitesse de rotation. Plusieurs recherches ont proposé des revues pour classifier les méthodes de diagnostic [21]. Traditionnellement, l'analyse des signaux vibratoires a été largement utilisée dans la littérature [22–25]. Cependant, une alternative est basée sur l'analyse des signaux de courant électrique [11, 26, 27] et plus récemment, du signal de vitesse instantanée qui apparaît comme une nouvelle source d'information de défaut.

1.2.2.1 Analyse des signaux du courant statorique

Plusieurs recherches se sont focalisées dans les dernières dizaines d'années sur le diagnostic des machines tournantes par l'analyse des signaux du courant électrique provenant des phases statoriques d'un moteur électrique. L'intérêt associé à ce choix réside dans la volonté de pratiquer une méthode de diagnostic non invasive, contrairement à la méthode vibratoire. Un simple capteur de courant localisé sur les câbles d'alimentation de la machine est suffisant pour la récupération des signaux voulus. La méthode MCSA (Motor Current Signal Analysis) est la méthode la plus utilisée sur la base de ces signaux électriques. Dans ce cas, l'exploitation des signaux récupérés passe par une analyse fréquentielle.

Le signal de courant de phase statorique de la machine à induction a été proposé dans plusieurs applications avec des défauts d'excentricité statique et dynamique de rotor, de rupture de barre rotorique et de dissymétrie de bobinage statorique. Plusieurs de ces recherches ont proposé l'utilisation du spectre du courant statorique [28, 29]. Plusieurs travaux ont adapté les outils de traitement de signal à cette quantité électrique [30]. [31] a étudié les signaux de courant de phases projetés dans les repères tournants de Park et Concordia. [32] a proposé la MSCSA (Motor Square Current Signal Analysis) comme alternative à la MCSA. Cette approche de diagnostic est basée sur l'analyse du carré du signal de courant dans le cas de diagnostic d'un défaut de rotor de la machine à induction. Il a montré expérimentalement et théoriquement que le carré du signal de courant permet de mettre en valeur la composante liée aux défauts de rupture de barres du rotor et d'excentricité du rotor.

1.2.2.2 La vitesse, une alternative récente pour la détection de défauts

Récemment, la vitesse de rotation de la machine apparaît comme une alternative pour la détection de défauts. En effet, l'utilisation de cette grandeur mesurée dans le contexte du diagnostic et du suivi du comportement des systèmes dynamiques en rotation augmente au fur et à mesure que sa capacité à détecter les défauts mécaniques s'impose. Puisque cette grandeur est expérimentalement accessible, des travaux de recherche dans la littérature ont mentionné l'utilisation de l'information de la vitesse de rotation. Dans ce contexte, plusieurs travaux ont proposé des outils de traitement de signal adaptés aux signaux de Vitesse Instantannée de rotation dans l'objectif d'extraction de l'information. [33] a exploité des signaux de vitesse instantannée de rotation d'une boîte à vitesses automobile fonctionnant en régime non-stationnaire. Les signaux sont obtenus à l'aide de codeurs optiques et par la technique dite Elapsed Time Method. L'analyse des signaux de vitesse par une simple Transformée de Fourier a montré leur capacité à extraire l'information de la présence de défaut précoce d'écaillage dans les roulements à deux rangées de rouleaux coniques. Cette méthode a été appliquée pour différents défauts et a montré sa sensibilité à la taille des défauts. En effet, à part les fréquences relatives aux défauts de roulements et ses harmoniques, les spectres en fréquences ont pu montrer des fréquences relatives à des défauts dans la chaîne de transmission de puissance comme celles des excentricités du pignon et de la roue, de l'acyclisme et ses harmoniques. Dans ce même contexte, [34] a présenté des résultats expérimentaux développés sur un banc d'essais composé d'un arbre supporté par deux roulements à rouleaux coniques et entraîné par un moteur électrique. Les essais ont été effectués en régimes non-stationnaires et en présence de défauts de bague extérieure. Comme conclusion de ce travail, la vitesse instantannée de rotation est une grandeur très prometteuse pour le diagnostic des défauts de roulements. [35] est allé un peu plus loin dans l'étude de ces signaux expérimentaux avec l'étude théorique des erreurs de mesure de la vitesse instantannée de rotation dans l'objectif de l'évaluation du diagnostic dans le domaine spectral des défauts de roulements dans des architectures de multiplicateur d'éoliennes.

Pour le diagnostic des défauts dans les moteurs électriques, [36, 37] s'est intéressé en plus des signaux de courant électrique, au signal de vitesse instantannée. Il a pu investiguer expérimentalement les effets des oscillations de couple sur le signal de vitesse. Il a démontré que l'harmonique relative aux oscillations de couple apparaissent clairement dans le spectre de vitesse de rotation. [2] a investigué les variations de vitesse instantannée induite par les défauts de bague extérieure d'un roulement dans l'objectif d'établir une

1. Contexte général et positionnement

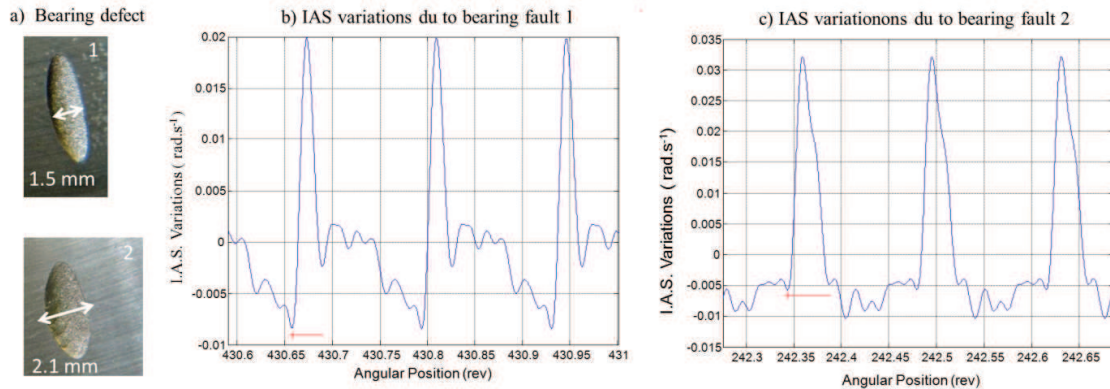


FIGURE 1.3: Variation de vitesse instantannée générée par deux défauts de roulement localisés et de tailles différentes [2]

corrélation entre la taille des défauts et l'amplitude et la période de perturbation présentés sur la Figure 1.3.

Traditionnellement, les approches de modélisation basées sur des modèles analytiques ou semi-analytiques ne permettent pas d'avoir accès au signal de vitesse instantannée de rotation puisque uniquement les régimes stationnaires sont pris en compte dans les modèles. En conséquence, seuls quelques travaux se sont intéressés à cette grandeur en théorie. Dans le cas de diagnostic des moteurs asynchrones, [38] a analysé l'effet des excentricités mixtes du rotor de la machine sur les grandeurs dynamiques comme le courant statorique, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation en utilisant la méthode des Éléments Finis. Il en a conclu que les harmoniques larges produites par le défaut sur le courant du stator augmente les variations du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation. Il en résulte des fonctionnements indésirables du moteur. [36] a montré que malgré les erreurs d'estimation de la vitesse avec un observateur Luenberger, dans le cas des oscillations de couple, la composante fréquentielle relative aux oscillations ressort dans le spectre de la vitesse expérimentale et dans celui de la vitesse estimée.

Récemment, seuls quelques travaux ont été publiés sur l'utilisation d'une nouvelle approche angulaire de modélisation afin de pouvoir représenter les systèmes en rotation sous régimes non-stationnaires et avoir une information instantannée de la vitesse de rotation. Dans le cas du diagnostic des roulements, on peut citer [34]. Dans ce travail, il a été montré que dans un modèle d'arbres avec des roulements on peut simuler des systèmes

tournants en régime non-stationnaire et que les perturbations induites par les défauts de roulements peuvent être représentées par des perturbations angulairement périodiques à la fréquence caractéristique du défaut. Celles-ci sont détectables dans le signal numérique en sortie du modèle. Dans [4], dans le but de comprendre la relation physique entre les défauts de roulements et la variations de la vitesse instantannée de rotation, on a montré que suite à une représentation précise de la dynamique interne des roulements, les défauts localisés induisent des variations de vitesse instantannée par l'intermédiaire du phénomène de résistance au roulement. Malgré que des fluctuations de vitesse de rotation existent naturellement dans ces composants, un défaut localisé est capable d'engendrer des perturbations supplémentaires à la fréquence de passage d'un élément mobile sur le défaut.

1.2.3 Quelques remarques et réflexions sur le diagnostic des MTs

Les approches, méthodes et techniques de diagnostic, surtout celles basées sur l'analyse fréquentielle, fournissent plusieurs résultats révélateurs de la présence des défauts. Néanmoins, elles affrontent encore des cas difficiles. Les défauts sont parfois trop petits, et même dans certains cas, non détectables. Ces cas apparaissent pour des défauts à des localisations et dans des conditions de fonctionnement bien particuliers qui restent encore difficiles à interpréter. En conclusion des défauts qui restent jusqu'à aujourd'hui un défi pour les industriels et des anomalies difficiles à décrypter convenablement, nous sommes restés jusqu'à ce jour superficiels à l'égard de la compréhension de la manifestation des défauts et des outils de diagnostic proposés. Ce qui est clairement constaté est le manque d'information dans la compréhension des problèmes de diagnostic. Ce manque d'information conduit à des essais incessants et une démarche d'essai-erreur afin de tester de nouvelles méthodes et d'imaginer de nouvelles techniques. Et la plupart de ces approches ne sont valables uniquement pour des cas de systèmes et de fonctionnement particuliers. Dans cette diversité, la résolution de ces problématiques doit remonter à la compréhension de l'origine des manifestations et de la voie de transfert du défaut jusqu'à l'apparition dans les signaux à diagnostiquer. Dans ce cas, interpréter les manifestations des défauts et proposer des outils adéquats sont une voie intéressante d'investigation. Ces questions majeures s'imposent et peuvent conduire à proposer un diagnostic efficace. Elles concernent essentiellement

- La voie de transfert multiphysique d'un défaut à travers les sous-systèmes en rotation. Dans un système où les interactions multiphysiques sont fortes, un défaut se manifeste différemment dans les grandeurs multiphysiques. Chaque type de défaut

affecte donc d'une façon plus ou moins intense la grandeur mesurée. Quelle est la grandeur la plus pertinente à choisir pour le diagnostic de chaque type de défauts ?

- Le courant de phase statorique a prouvé sa capacité à détecter le défaut. L'information à propos de la présence de défaut a pu atteindre cette grandeur durant la voie de transfert dynamique. Quelle est la voie de transfert d'information suivie par chaque type de défaut jusqu'à atteindre la grandeur électrique ?
- La vitesse de rotation est une grandeur prometteuse pour le diagnostic. Elle est affectée profondément par le défaut. Des perturbations de celle-ci sont surtout non négligeables. En conséquence, deux questions peuvent être posées : comment dissocier les perturbations induites par les conditions non-stationnaires et celles produites par le défaut ? Quel est le mode de transfert d'information du défaut à la vitesse angulaire de rotation ?
- Comment les conditions de fonctionnement affectent-elles la pertinence des résultats de diagnostic et interviennent-elles dans la modification des contenus fréquentiels des études spectrales surtout pour les cas de systèmes en régimes non-stationnaires de fonctionnement ?
- Comment modéliser les conditions non-stationnaires de fonctionnement des systèmes cycliques en rotation ? Comment la géométrie des systèmes tournants affectent-elles leurs comportements dynamiques ?

Dans le reste de ce chapitre, on essayera de répondre à ces questions. On présentera dans la section suivante plus de détails sur l'origine des signatures fréquentielles dans les études spectrales.

1.3 Relation entre fréquences caractéristiques et diagnostic

Dans le domaine du diagnostic des machines tournantes, l'analyse spectrale est la technique la plus utilisée dans la majorité des travaux de recherche. La transformée de Fourier met en évidence les périodicités présentes dans un signal. L'identification des défauts par une analyse spectrale passe par une comparaison des contenus fréquentiels, surtout des amplitudes des composantes portant la signature du défaut, des signaux analysés en présence d'anomalie par rapport au cas de référence pour une machine saine.

1.3.1 Caractérisation des sources fréquentielles dans une machine à induction

Les effets de fréquence dans les machines tournantes sont connus depuis longtemps. À part les sources d'excitation extérieures qui peuvent éventuellement affecter le comportement dynamique du système, les éléments constituant le système peuvent éventuellement être sources internes d'excitation. La Figure 1.4 présente une vue éclatée de la machine à induction.

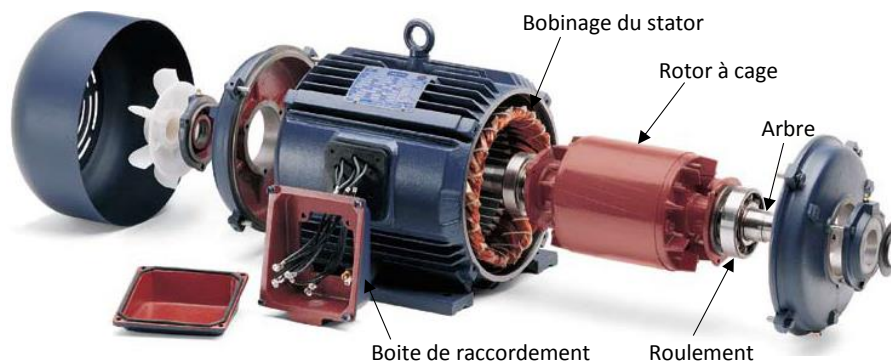


FIGURE 1.4: Vue éclatée de la machine à induction

La machine à induction est, par construction, un système électromagnétique multifréquentiel. La particularité multifréquentielle est générée par les périodicités en terme de temps et d'espace des éléments et grandeurs caractéristiques de la machine. Selon [39], les sources électromagnétiques des oscillations dans les machines électriques sont essentiellement : la géométrie des encoches, la répartition des enroulements dans les encoches, la distorsion de la forme d'onde du courant d'entrée, les fluctuations de perméance de l'entrefer, l'excentricité du rotor et l'oscillation de phase. De plus, les harmoniques spatiales des Forces MagnétoMotrices (FMM), les harmoniques des encoches, les harmoniques d'excentricité, les harmoniques de saturation et les harmoniques temporelles produisent des forces et des couples fluctuants. En particulier le champs de forces radiales dans les machines à courant alternatif qui agissent à la fois sur le stator et le rotor, produisent une perturbation du circuit magnétique. Si la fréquence de la force radiale est proche ou égale de l'une des fréquences naturelles du stator, des résonances se produisent, conduisant à la vibration. Dans le cas des moteurs alimentés par un variateur de vitesse, des couples oscillants parasites sont produits en raison d'harmoniques temporelles dans les courants d'enroulement du stator. Ces couples parasites sont en

général plus grands que les couples oscillants produits par les harmoniques spatiales et seront transmis au variateur de vitesse et produit un autre type de couple oscillant. En cas de défaut dans la machine, sa signature apparaîtra à une fréquence associée aux fréquences caractéristiques du composant défectueux. Lorsque des défauts liés aux enroulements du stator, aux variations d'entrefer et au rotor se produisent, ils modifient la forme d'onde du flux magnétique dans l'entrefer. Les quantités qui dépendent du flux d'entrefer seront modifiées et les informations relatives aux défauts seront ainsi concentrées dans ces quantités [40].

Alimentation du réseau triphasé

Si on considère une alimentation triphasée équilibrée et de forme sinusoïdale, l'allure des courants produits par cette alimentation est de la forme décrite sur la Figure 1.5. Analytiquement, cette forme est une source fréquentielle

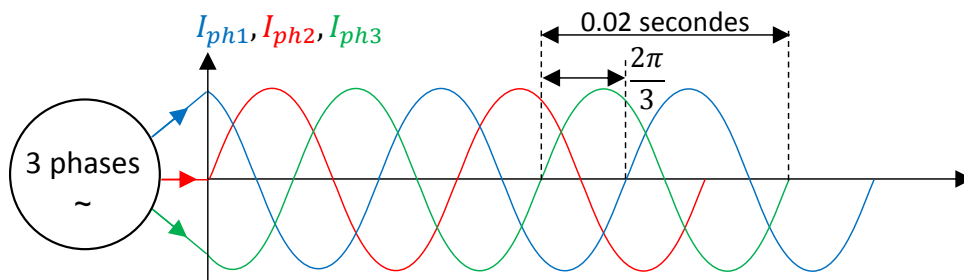


FIGURE 1.5: Courant triphasé d'alimentation du réseau

$$I_{ph,k} = I_{max} \cdot \sin \left(2\pi f_s \cdot t + (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3} \right), \quad k = 1..3 \quad (1.1)$$

où, I_{max} et f_s sont respectivement l'amplitude maximale et la fréquence de l'alimentation du réseau électrique (généralement 50Hz). Durant le fonctionnement de la machine, ces deux grandeurs peuvent varier ou fluctuer. Dans ce cas, d'autres sources fréquentielles peuvent éventuellement s'imposer. Ce cas peut particulièrement être illustré pour une machine alimentée par un variateur de fréquence. Dans ce cas, des modulations de fréquence et d'amplitude peuvent coexister. En effet, la variation de la vitesse de rotation affecte la fréquence d'alimentation comme elle change la demande de la machine en amplitude de courant d'alimentation.

Stator et rotor à géométries angulairement cycliques

À part son caractère électromagnétique, la machine à induction représente une particu-

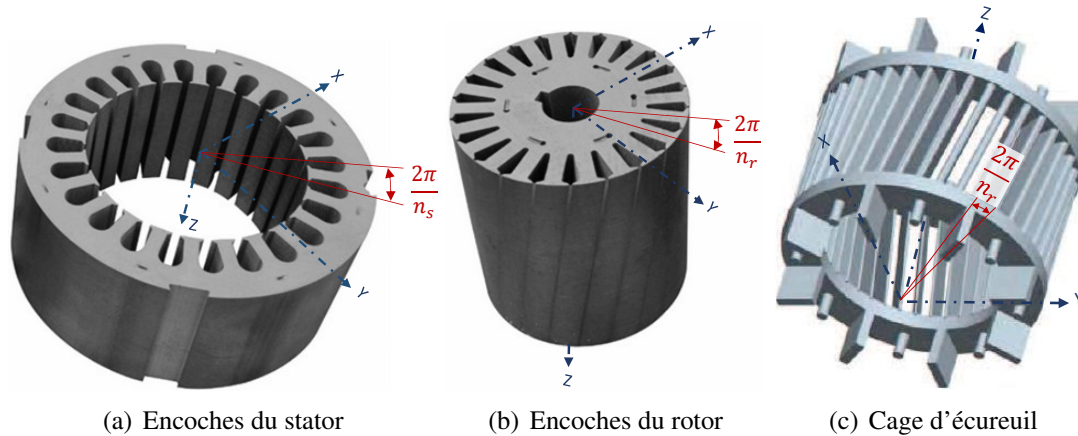


FIGURE 1.6: Machine à induction à géométrie angulairement périodique

larité intéressante qui est sa morphologie angulairement cyclique comme présentée sur la Figure 1.6. L'effet des encoches du stator et du rotor sur les paramètres caractéristiques d'une machine électrique est un sujet qui a été traité dans la littérature [41]. [29] a étudié les effets de la géométrie sur le comportement fréquentiel de la machine à induction. Dans ce travail, l'impact du nombre d'encoches dans la machine sur les harmoniques a été traité tout en étant combiné avec les effets des excentricités statiques et dynamiques qui peuvent éventuellement apparaître entre les axes du stator et du rotor. En effet, les encoches sont à l'origine de phénomènes physiques se manifestant à une périodicité spatiale. Si ce phénomène se produit dans le stator, il dépendra du nombre de dents du stator n_s et similairement pour le cas du rotor avec n_r dents. Par ailleurs, si celui-ci apparaît dans l'entrefer de la machine, sa manifestation dépendra simultanément des effets d'encochage du stator et du rotor Figure 1.7.

Excentricité du rotor

La symétrie de la machine à induction influence directement son comportement dynamique du fait que des efforts radiaux sont générés dans la machine en plus de l'effort capable d'entraîner le rotor en rotation. La somme algébrique de ces efforts s'annule deux à deux de part et d'autre de l'axe de symétrie du rotor. La moindre asymétrie dans la machine est une source de génération de forces radiales capables d'altérer son fonctionnement. En conséquent, une excentricité est une source d'efforts radiaux autour de la circonférence du rotor.

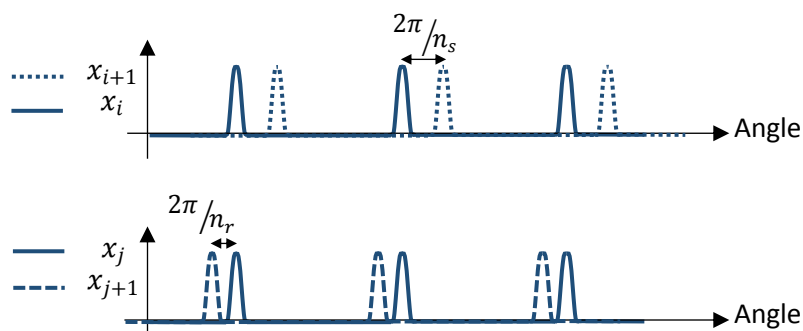


FIGURE 1.7: Effet de la périodicité angulaire sur une grandeur quelconque x de la machine à induction : en haut pour deux dents successives $(i, i + 1)$ du stator, en bas pour deux dents successives $(j, j + 1)$ du rotor

L'axe du rotor d'une machine asynchrone n'est jamais parfaitement aligné avec celui du stator. Cette réalité est la source de génération des efforts radiaux, de vibration et de bruit. On considère dans la littérature trois types d'excentricité, notamment : statique, dynamique et mixte. Ces cas sont illustrés dans la Figure 1.8. Pour chaque type d'excentricité,

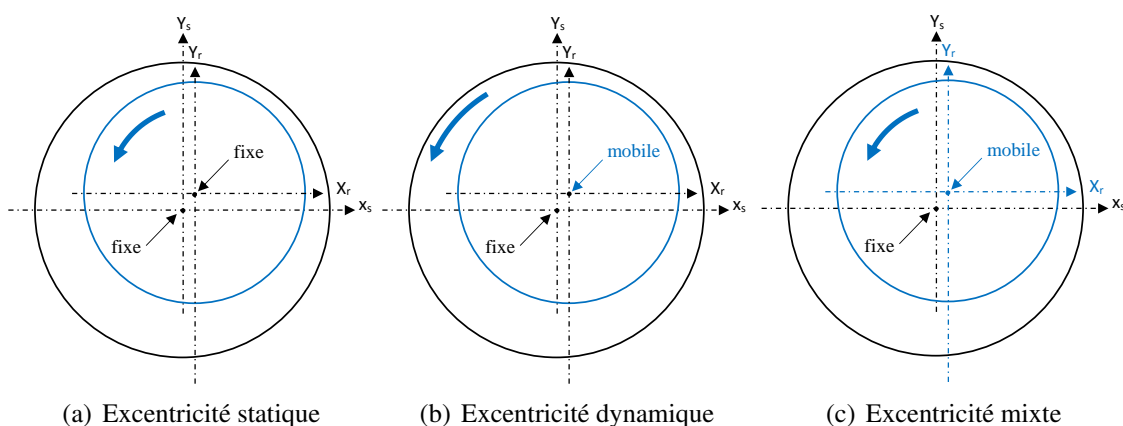


FIGURE 1.8: Représentation schématique des types d'excentricité

l'amplitude de l'épaisseur d'entrefer prend une forme particulière qui est elle aussi une source périodicité.

Excentricité statique : A chaque instant t , la position géométrique du centre du rotor dans le repère fixe est invariante. De ce fait, la valeur e de l'épaisseur d'entrefer dépendra uniquement de Θ qui est la position angulaire sur la circonférence du stator.

$$e(\Theta) = e_0 \cdot (1 - \delta_s \cos \Theta) \quad (1.2)$$

e_0 et δ_s sont respectivement la largeur d'entrefer moyenne sans excentricité et le degré d'excentricité statique par rapport à la valeur moyenne d'épaisseur d'entrefer.

Excentricité dynamique : La valeur de l'épaisseur d'entrefer dépend aussi du temps. Dans le cas de machine en fonctionnement stationnaire à la vitesse ω_r .

$$e(\Theta, t) = e_0 \cdot (1 - \delta_r \cos(\Theta - \omega_r t)) \quad (1.3)$$

où, δ_r est le degré d'excentricité dynamique par rapport à la valeur moyenne d'épaisseur d'entrefer.

Excentricité mixte : La valeur d'épaisseur d'entrefer est la combinaison des deux types d'excentricité, statique et dynamique.

$$e(\Theta, t) = e_0 \cdot (1 - \delta_s \cos \Theta - \delta_r \cos(\Theta - \omega_r t)) \quad (1.4)$$

Perméances magnétiques d'entrefer

La perméance, étant une caractéristique dynamique qui décrit le transfert de flux

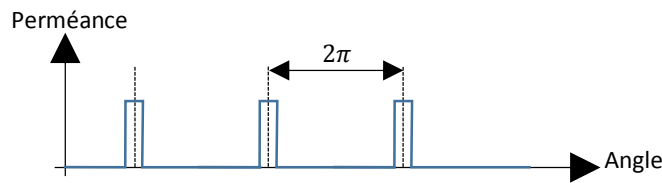


FIGURE 1.9: Périodicité angulaire des perméances d'entrefer

magnétique, est affectée par le mouvement de rotation du rotor dans l'entrefer de la machine. La quantité de flux transmise d'une dent statorique à une dent rotorique se présente de façon symétrique et périodique en fonction de l'angle de rotation du rotor. Si on considère que le transfert est nul sauf au moment où les deux dents sont superposées et que, à cet instant, le transfert devient maximal. Les perméances apparaissent donc à une fréquence d'une fois par tour comme le montre la Figure 1.9.

1.3.2 Fréquences angulaires et fréquences temporelles

Selon [34], les perturbations résultantes de défauts localisés dans les machines tournantes apparaissent de façon cyclique avec une période angulaire dépendant de la géométrie du composant défectueux. Les fréquences angulaires définissent dans ce cas des relations entre les vitesses de rotation des différents composants du système tournant

comme indiqué sur la Figure 1.10.

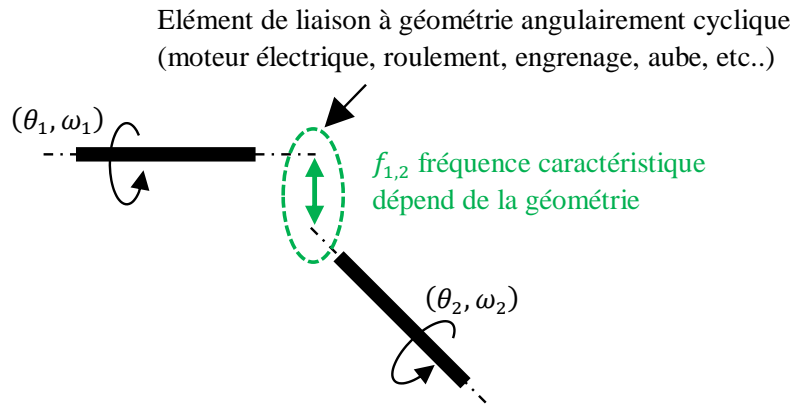


FIGURE 1.10: Relations entre fréquence caractéristique et vitesses de rotation

Cela peut être exprimé par la relation suivante

$$\omega_2 = f_{1,2} \cdot \omega_1 \quad (1.5)$$

où, ω_1 , ω_2 et $f_{1,2}$ sont respectivement la vitesse en entrée, la vitesse en sortie et la fréquence caractéristique du composant en rotation.

Si on considère un défaut dans le composant en rotation à la fréquence $f_{1,2}$. Cette dernière sera attribuée à la manifestation du défaut du fait qu'une perturbation de la géométrie se présentera à chaque passage de ce défaut. Cette relation est très importante puisqu'elle traduit la manière avec laquelle se propage la signature d'un défaut dans le système tournant. En effet, comme la fréquence $f_{1,2}$ est une caractérisation du défaut, la signature de ce dernier sera présente dans la vitesse ω_2 . La vitesse ω_2 est donc une grandeur importante pour le diagnostic. L'exemple le plus simple pour illustrer cette notion est celle d'un engrenage à simple étage. Un défaut de dent d'engrenage apparaît à la fréquence d'engrènement définie par le rapport du nombre de dents de la roue et du pignon.

Par intégration de l'équation 3.12, une des caractéristiques des fréquences des systèmes cycliques en angle apparaît. Elle concerne la capacité à établir des relations linéaires entre les déplacements angulaires des composants constituant le système tournant comme suit

$$\theta_2 = f_{1,2} \cdot \theta_1 + \theta_2^0 \quad (1.6)$$

où θ_2^0 est la position angulaire initiale de l'élément 2.

Dans le cas des roulements à billes à gorge profonde et à bague extérieure fixe, on rappelle les formules des fréquences caractéristiques comme suit

$$\text{Défaut de bague extérieure : } f_o = \frac{z}{2} \left(1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \beta \right) \quad (1.7)$$

$$\text{Défaut de bague intérieure : } f_i = \frac{z}{2} \left(1 + \frac{d}{D} \cdot \cos \beta \right) \quad (1.8)$$

$$\text{Défaut de bille : } f_b = \frac{D}{d} \left(1 - \frac{d^2}{D^2} \cdot \cos^2 \beta \right) \quad (1.9)$$

où z , d , D et β sont respectivement le nombre de billes, le diamètre de la bille, le diamètre de la cage et l'angle de contact.

f_r et f_c sont respectivement les fréquences de rotation de l'arbre et celle de la cage. f_o , f_i et f_b sont les fréquences d'apparition des défauts respectivement sur la bague extérieure, la bague intérieure et les billes.

Ces fréquences caractéristiques établissent des relations entre les angles de rotation de la bague intérieure (donc de l'arbre) et l'angle de rotation d'un défaut localisé respectivement sur la bague extérieure, sur la bague intérieure et sur une bille comme suit

$$\theta_{do} = f_o \cdot \theta \quad (1.10)$$

$$\theta_{di} = f_i \cdot \theta \quad (1.11)$$

$$\theta_{db} = f_b \cdot \theta \quad (1.12)$$

En considérant θ comme un ddl (degré de liberté) référence, des relations peuvent être établies entre les mouvements des différents composants d'un système tournant indépendamment du régime de fonctionnement, qu'il soit stationnaire ou non.

Certaines excitations ont un lien direct avec la vitesse de rotation. En effet, on peut classer les fréquences en deux catégories, notamment,

- Les fréquences dépendant de l'angle : elles proviennent généralement des caractéristiques géométriques du système tournant
- Les fréquences dépendant du temps : ces fréquences sont généralement les fréquences de résonance structurale, d'alimentation du réseau électrique,

Les perturbations générées par la présence d'un défaut sont relatives aux fréquences caractéristiques du défaut et combinées avec les fréquences caractéristiques des éléments

mobiles du système. En conséquence, des phénomènes de modulations de fréquence se produisent naturellement dans les grandeurs représentatives du modèle dynamique. Les modulations de fréquence générées dans le système tournant peuvent appartenir à la même catégorie de fréquence comme elles peuvent être une combinaison des deux catégories. Cette réalité a été une piste importante pour les spécialistes de traitement de signal pour proposer les outils spécifiques de démodulation dans l'objectif de décrypter le contenu fréquentiel des signaux issus des systèmes à diagnostiquer.

1.3.3 Origine phénoménologique des modulations de fréquence

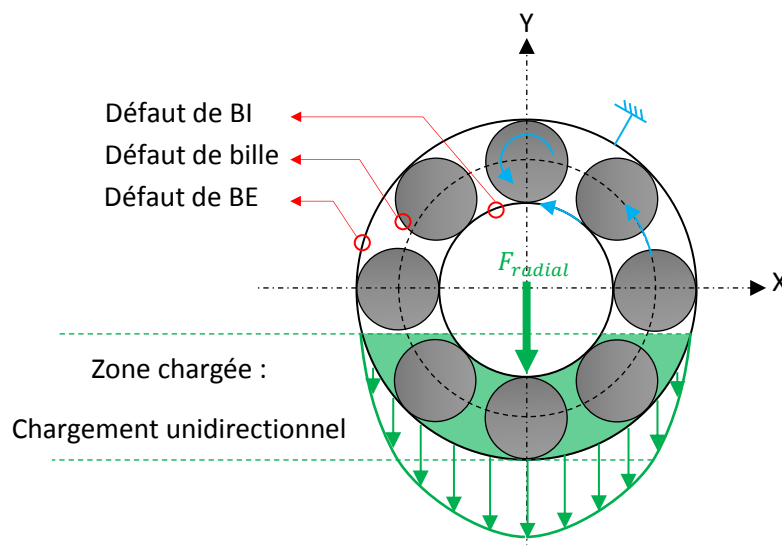


FIGURE 1.11: Les trois origines du phénomène de modulation dans la signature dynamique des roulements : défaut localisé (Bague Extérieure BE, Bague Intérieure BI, bille), mouvement de rotation et conditions de chargement

Dans l'objectif de répondre aux besoins de l'industrie, plusieurs types de roulements sont proposés par les roulementiers. Chaque type est conçu et utilisé pour une application spécifique. Les conditions de chargement et le régime de fonctionnement (vitesses de rotation) interviennent fortement pour définir le roulement adéquat. Selon [42], dans les cas de roulements défectueux, des impulsions sont générées de façon presque périodique. L'impact d'un défaut dans les roulement est le résultat du mouvement de l'élément portant le défaut et le passage du défaut dans la zone chargée (Figure 1.11). Dans un système fonctionnant en régime stationnaire et en chargement vertical unidirectionnel, le défaut de bague extérieure est généralement dans la zone de chargement. Ainsi, une suite d'im-

pulsions à fréquence et amplitude constantes est générée. Dans le cas de défaut de bague intérieure, des impulsions sont générées à la fréquence caractéristique de défaut de bague intérieure. Vu que la bague intérieure tourne à la vitesse de l'arbre, le défaut est en mouvement à la fréquence de rotation. Il passe donc par un changement d'amplitude de l'effort de chargement. C'est l'origine de la modulation de fréquence de défaut de bague intérieure avec la fréquence de rotation de l'arbre pour ce type de défaut dans la signature vibratoire. Similairement, la modulation de fréquence est générée entre la fréquence de mouvement de la cage et la fréquence de rotation de la bille sur elle même pour le cas d'un défaut d'élément roulant. Le tableau 1.1 représente les signatures relatives à chaque type de défaut dans les signaux vibratoires. Les modulations de fréquence apparaissant dans les cas de roulements défectueux sont produites par la combinaison des conditions de chargement et de mouvement du composant comportant le défaut. Dans la généralité des cas, les modulations qui sont produites par des chargements constants sont appliqués en présence de défauts en mouvement de rotation en régime stationnaire. La modulation prend dans ce cas des formes régulières et les paramètres caractéristiques de celle-ci sont potentiellement estimés.

Sur la base de ces phénomènes de modulation, plusieurs travaux ont construit des relations représentatives de défauts dans l'objectif de proposer des outils de traitement de signal adéquats. L'idée consiste en la considération qu'une impulsion apparaît à chaque passage par le défaut. Parmi les premiers travaux qui ont proposé des modèles de défauts localisés dans les roulements, [3] propose de modéliser l'impact d'un défaut de bague intérieure est représenté par un produit de convolution de la forme

$$v(t) = [d(t)q(t)a(t)] \otimes e(t) \quad (1.13)$$

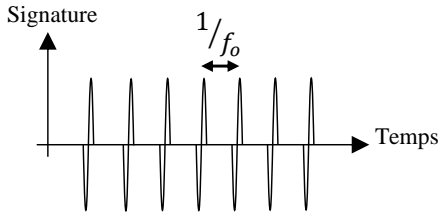
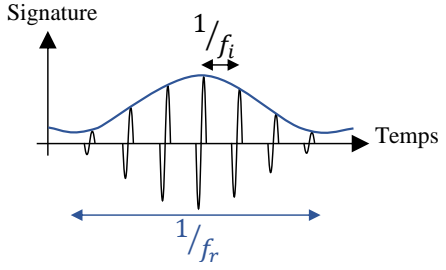
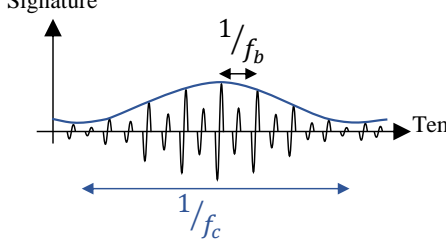
où, d , q , a et e sont respectivement les impacts produits par les éléments roulants au passage par le défaut sous une charge unitaire répartie uniformément autour du roulement, la distribution de charge sur la bague intérieure d'un roulement sous une charge radiale, l'amplitude instantanée de la fonction de transfert entre le défaut et le transducteur, la décroissance exponentielle d'une impulsion.

Dans le domaine fréquentiel, ce produit de convolution représenté sur la Figure 1.12 prend la forme suivante

$$V(f) = [D(f) \otimes Q(f) \otimes A(f)]E(f) \quad (1.14)$$

[43] a proposé une adaptation réaliste du développement de [3] par l'introduction de l'effet

TABLE 1.1: Caractérisation fréquentielle des modulations dans la signature des défauts dans le cas de chargement constant et unidirectionnel (avec k nombre entier)

Localisation du défaut	Caractérisation de la signature du défaut	Modulations de fréquence
Bague extérieure		$k \cdot f_o$
Bague intérieure		$k \cdot f_i \pm f_r$
Élément roulant		$f_c \pm k \cdot f_b$

des fluctuations de l'angle de charge et des tolérances de cage. Cela est réalisé par la considération d'une variation aléatoire de la période de la fonction $d(t)$ de l'ordre de 1% à 2%. Particulièrement dans [44], des relations analytiques relatives aux vibrations induites par trois types de défaut : bague extérieure, bague intérieure et élément roulant, pour deux types de chargements : axiaux ou radiaux ont été proposées. Chaque cas particulier a été traité indépendamment. Ce qui nous ramène à dire que les fonctions proposées sont fortement dépendantes des conditions de chargement et des localisations des défauts. De plus, elles ne sont surtout applicables que pour des conditions bien particulières qui sont dans la majorité des cas non représentatives d'un fonctionnement réel du système. Le moindre changement de ces conditions induit un changement de la forme des fonctions analytiques proposées et de l'estimation de ces paramètres caractéristiques.

En se basant sur cette même approche, [45] a proposé des représentations analy-

tiques des signatures liées aux trois types de défauts de roulement dans les grandeurs dynamiques d'une machine à induction. Les défauts ont été interprétés par un changement de l'épaisseur d'entrefer et par une variation de couple. Le développement a été réalisé pour ces deux cas particuliers. Dans le cas d'un chargement radial, on part d'une représentation de l'épaisseur d'entrefer. Une série de Dirac a été introduite pour déduire l'impact du défaut sur l'ensemble des paramètres influencés par cette expression analytique. Les autres grandeurs qui sont notamment la perméance magnétique d'entrefer, la densité de flux d'entrefer et le courant du stator sont alors estimées en se basant sur des lois de causalité établies dans un seul sens. Dans le cas de perturbation de couple, une forme sinusoidale à la fréquence caractéristique du défaut est additionnée à la valeur macroscopique constante du couple. Le calcul de la force magnétomotrice, du courant du stator et de la densité du flux magnétique passe par le calcul de la forme de la vitesse de rotation.

Dans [28], il a été investigué, sur la base d'un modèle Élément Finis le contenu fréquentiel du spectre de courant, l'effet des variations de charge et d'excentricités statique et dynamique sur les composants latéraux autour de l'harmonique fondamentale du courant d'alimentation et l'harmonique fondamentale de passage par les encoches rotoriques. Le tableau 1.2 représente les modulations de fréquence dans le signal de courant de phase statorique pour différents types de défauts dans la machine à induction. Dans le tableau, s et p sont respectivement le glissement et le nombre de paire de pôle de la machine asynchrone. f_s , f_d et f_{eng} sont respectivement la fréquence fondamentale du courant, la fréquence caractéristique d'un défaut de roulement et la fréquence de rotation d'un engrenage.

Il faut mentionner que les fréquences présentées dans le tableau sont valables pour

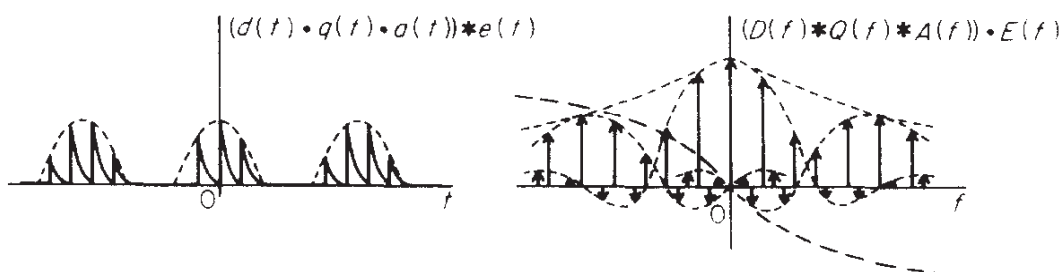


FIGURE 1.12: "Impacts" produits par un seul défaut de bague intérieure sous chargement radial dans le domaine temporel et fréquentiel [3]

TABLE 1.2: Caractérisation fréquentielle des modulations induites par des défauts dans le signal du courant électrique (k nombre entier)

Localisation du défaut	Fréquences dans le signal du courant	Référence
B.E de roulement	$ f_s \pm k.f_d $	[11]
Dent d'engrenage	$ f_s \pm k.f_{eng} $	[46]
Barre du rotor	$f_s (1 \pm 2k.s)$	[11]
Excentricité	$f_s \left[1 \pm k \left(\frac{1-s}{p} \right) \right]$	[11]
Oscillation de charge	$f_s \left[1 \pm k \left(\frac{1-s}{p} \right) \right]$	[11]

des régimes stationnaires de fonctionnement et de chargement. Une remarque importante à noter suite à la présentation des fréquences issues des défauts dans le signal de courant, que des défauts différents peuvent être capables d'engendrer des composantes à des fréquences qui sont similaires (pour le cas des excentricités et des oscillations de charge). Cette manifestation est la cause d'un manque de rigueur pour certains cas de diagnostic.

Parmi les particularités de la machine asynchrone, la charge est auto-induite dans son entrefer. En effet, les forces mécaniques sont produites par des interactions électromagnétiques entre le courant électrique et le champ de flux selon la loi de Lorentz. Par conséquent, elles sont variables en amplitude et en direction pendant le fonctionnement du moteur. Du fait de cette réalité, la charge en elle-même sera porteuse implicitement de l'information à propos du comportement dynamique de la machine. De façon plus simple, et contrairement à l'exemple du roulement où le chargement est constant et unidirectionnel, le défaut sera en interaction au sens propre de réciprocité avec la machine à induction. Les caractéristiques temporelles et géométriques de celle-ci feront partie de l'ensemble des phénomènes mis en jeu.

Vu que les conditions de chargement interagissent avec la dynamique interne de la machine, on ne peut donc pas considérer les représentations classiques par impulsion pour représenter les défauts dans le moteur. Plus profondément, dans le cas d'impact des défauts de roulement sur le courant électrique d'une machine à induction, les conditions de chargement appliquées par le moteur sont en interférence avec la dynamique

du défaut. La représentation par une convolution de fonctions analytiques semble être peu représentative de l'effet de l'impact. En effet, la fonction de transfert entre le défaut et sa manifestation dans le signal introduit de la complexité vue qu'elle fait intervenir plusieurs termes couplés.

Une représentation dynamique qui prend en compte à la fois le comportement multiphysique, le couplage fort entre les différents sous-systèmes, essentiellement la voie de transfert d'information et les interactions, les conditions de fonctionnement non-stationnaires en rotation et leur dépendance à la rotation doit donc être envisagée. Ces idées feront l'objet de la section suivante.

1.4 Représentation des systèmes multiphysiques

Suite au développement des applications industrielles, les systèmes dynamiques présentent des comportements de plus en plus complexes. Ceux-ci sont d'une part non-linéaires d'autre part multiphysiques. Cette réalité est une source de plusieurs phénomènes d'instabilités dynamiques non-linéaires. Dans l'objectif de contrôler leurs comportements, l'étude des machines tournantes dans leur environnement de travail est très importante. Des recherches scientifiques récentes ont tendance à représenter des systèmes mécatroniques dans l'objectif d'englober le comportement dynamique de l'ensemble des sous-systèmes et les effets de couplage.

1.4.1 Modélisation des systèmes multiphysiques

Un cas particulier des machines tournantes, les machines à induction comme convertisseur d'énergie électrique, apparaissent toujours couplées à d'autres composants mécaniques qui sont aussi sources de défauts. Des recherches ont montré l'intérêt de représenter le comportement dynamique de ces machines couplées aux deux composants mécaniques qui sont notamment les engrenages et les roulements. En effet, [47–50] ont proposé des modèles analytiques de machines à induction couplées à différents types d'engrenages. Dans ces modèles, malgré une représentation du comportement dynamique des engrenages détaillée, on propose des modèles simplifiés de machines électriques. La particularité commune entre ces modèles est un couplage faible entre les deux sous-systèmes électrique et mécanique. En effet, on considère comme grandeur de couplage le couple électromagnétique produit par la machine qui sera introduit dans une

deuxième étape comme excitation dans les équations mécaniques.

Dans ce même cadre s'inscrivent les travaux de recherche [46]. Un modèle analytique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil basé sur la modélisation du réseau de perméance a été proposé. Le modèle a été couplé à un système mécanique à engrenages. Ce modèle a également fourni une description satisfaisante du comportement électromagnétique du moteur mais aussi celle du comportement des engrenages. Il était suffisamment précis pour tenir compte des effets des encoches et des périodicités de la machine, de l'excentricité du rotor et des variations d'entrefer qui peuvent être perturbées par la présence de défauts mécaniques. Le modèle était formulé mais sa performance était limitée aux conditions de fonctionnement stationnaires. Il a prouvé son efficacité pour détecter les défauts d'engrenage en utilisant la MCSA. Le couplage entre les deux sous-systèmes multiphysiques par l'intermédiaire du couple électromagnétique doit prendre en compte la position angulaire du rotor. La présence de défaut dans les engrenages est exprimée par un changement de raideur de contact en présence de défaut. Quelque soit le type de défaut dans les machines tournantes, celui-ci produit des perturbations qui sont à l'origine de nuisances. Ces perturbations se traduisent mécaniquement sous plusieurs formes. Le défaut peut être à l'origine d'oscillations de couple et matérialisé par des variations de vitesse. De plus, il peut être à l'origine des excentricités statiques ou dynamiques qui génèrent des vibrations. Électriquement, ces perturbations peuvent apparaître sous la forme de fluctuations du courant électrique ou bien de manière équivalente de la tension ou la puissance électrique. Malgré la diversité des domaines d'étude entre, électrique, magnétique et mécanique, le défaut se manifeste physiquement d'une façon similaire. Une analogie est remarquée entre les phénomènes physiques produits par la signature du défaut dans les grandeurs physiques tout en suivant une voie de transfert à la fois cumulative et interactive. Un des challenges de cette recherche scientifique est de décrypter cette voie de transfert multiphysique depuis la présence du défaut dans les composants mécaniques jusqu'à leur manifestation dans les signaux de courants électriques.

Traditionnellement, le chemin direct dans un seul sens est suivi pour le diagnostic des défauts de roulement au niveau des signaux de vibration, de vitesse de rotation ou de flux magnétique. Les stratégies de diagnostic se limitent à ce premier niveau d'investigation tout en négligeant les effets réciproques d'interactions. Sur la Figure 1.13, les interactions traditionnellement négligées sont présentées en pointillé. Assurer un diagnostic représentatif de la dynamique de la machine tournante nécessite évidemment la prise

en considération des interactions entre ces grandeurs multiphysiques. L'objectif de notre travail de recherche est d'arriver à représenter le comportement dynamique en incluant toutes les composantes en relation avec le comportement dynamique de la machine. L'effet d'un défaut de roulement en terme de fluctuations de courant suivra un chemin de transfert plus long puisqu'il prendra en considération tous les effets sur les grandeurs intermédiaires et les interactions entre elles. En particulier, une originalité du modèle qu'on proposera dans ce travail est la prise en compte des fluctuations de couple dans la modélisation du comportement du système multiphysique.

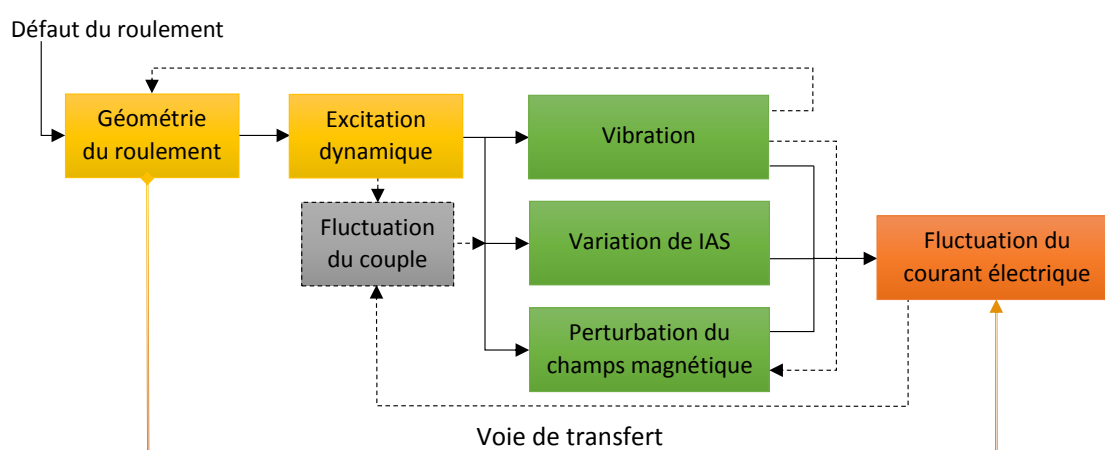


FIGURE 1.13: Diagramme représentant la voie de transfert relative à la génération de perturbations dans la machine électrique par les défauts de roulement

1.4.2 Voie de transfert à travers le couple

Les fluctuations de couple existent naturellement dans les systèmes tournants alimentés par un moteur électrique. Selon [39], la valeur instantanée du couple électromagnétique d'une machine à induction est la somme d'une composante macroscopique constante et d'une composante périodique. Ces pulsations de couple proviennent, principalement de la machine électrique et de l'alimentation. Principalement des phénomènes suivants :

- l'effet de l'interaction entre le flux magnétique du rotor et la perméance variable de l'entrefer due à la géométrie d'ouverture des encoches du stator,
- la distorsion de la répartition de la densité du flux magnétique dans l'entrefer,

- la différence entre les perméances d'entrefer suivant les axes d et q ,
- la pulsation de courant d'alimentation,
- la commutation de courant de phase.

De plus, comme évoqué précédemment, la vitesse est une source riche en informations relatives au défaut. Physiquement, cela est expliqué par le fait qu'un défaut dans une partie mobile du système tournant induit des variations de couple résistant au moment du passage sur un défaut. En réalité, la voie de transfert de défaut est un sujet de controverse. Deux hypothèses sont traditionnellement mises en question dans ce contexte. L'hypothèse traditionnelle qui suppose qu'un défaut induit des changements de raideur de contact voir des déplacements dans la zone défectueuse et donc des excentricités du composant en rotation. Une deuxième hypothèse plus récente qui suppose que les défauts induisent des fluctuations de couple et donc des variations de vitesse instantanée angulaire. En effet, la majorité des recherches expliquent la manifestation des défauts mécaniques par une variation de la raideur dans la zone de contact et donc un déplacement du composant en contact avec le défaut. Une des failles de cette approche est qu'elle fait intervenir le terme d'inertie du composant.

Récemment, quelques travaux ont commencé à proposer la transformation de l'information de présence de défaut à travers le couple résistant. Dans ce contexte se placent les travaux [4, 45] pour le cas des défauts localisés dans les roulements. En effet, ces deux travaux de recherche supposent qu'un défaut localisé sur l'un des composants du roulement engendre des variations de vitesse instantanée angulaire comme conséquence d'une perturbation de couple au moment du passage par le défaut. La différence entre les deux travaux repose sur l'origine de ces perturbations de couple. Dans [45], l'origine des perturbations provient du fait que dans les roulements à billes, les billes "tombent" dans un défaut à chaque passage sur le défaut sur une des bagues par exemple. Une résistance mécanique apparaît donc au moment où la bille tend à sortir du creux. Celle-ci induit une petite augmentation du couple de charge à chaque contact d'un élément roulant avec le défaut et un déplacement radial proportionnel à la profondeur du défaut. Par contre, dans [4], l'idée se base sur l'hypothèse que le défaut réaliste est suffisamment petit pour qu'il puisse engendrer le déplacement radial des éléments du roulement. On considère par contre qu'un phénomène de résistance au roulement se manifeste localement au moment du passage sur le défaut, ainsi la perturbation des efforts tangentiels pour chaque élément roulant en contact avec le défaut d'où l'apparition d'une perturbation de couple résistant

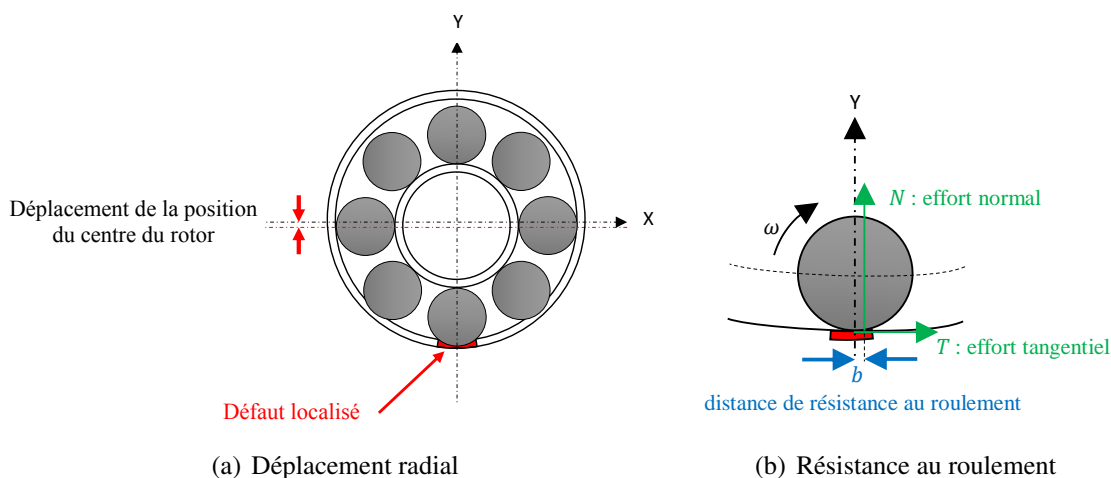


FIGURE 1.14: Manifestation des défauts dans les roulements

à ce moment. Cette perturbation en couple résistant engendre une perturbation au niveau de la vitesse angulaire instantanée. Physiquement, la deuxième façon d'interpréter la manifestation du défaut paraît être plus réaliste du fait qu'on considère des défauts localisés de très petite taille proportionnellement à la taille des éléments roulants, aussi bien en terme de profondeur que de largeur de défaut.

Suite à un développement d'un modèle de la dynamique interne des roulements, en considérant l'équilibre dynamique entre les différents constituants et en prenant en compte le phénomène de résistance au roulement, la variation de vitesse au moment du passage par un défaut de roulement est expliquée dans [4]. En effet, l'intégration du coefficient de résistance au roulement fait apparaître des efforts tangentiels au mouvement qui sont à l'origine des variations de la vitesse instantanée angulaire. Sur la base de ces mêmes hypothèses, des validations expérimentales ont caractérisé ces variations de couple par l'étude des signaux de la vitesse instantanée angulaire.

Dans [45], on a étudié l'influence d'un défaut dans les roulements sur le mouvement radial du rotor et sur les variations du couple. Suite à des relations d'interconnection physiques, l'influence du défaut sur la forme de la variation du couple mécanique est déduite. En effet, le couple électromagnétique dans le cas défectueux est assumée comme la somme d'une composante constante et d'une perturbation à la fréquence d'appartition du défaut caractéristique du type et de la géométrie du roulement et de l'emplacement du défaut. Les résultats sont présentés suite à l'investigation des densités spectrales des signaux expérimentaux de courant et de couple électromagnétique produit par la machine à induction. Les résultats ont pu expliciter les pics dans l'analyse spectrale correspondant

aux défauts et les modulations de fréquence induites par les interactions physiques et produites par la présence du défaut localisé dans chacun des signaux. [51] a étudié expérimentalement l'influence des oscillations du couple de charge sur le diagnostic des machines électriques. Dans les différents cas de chargement sinusoïdal à la fréquence de rotation du rotor, on a démontré qu'à part les fréquences fondamentales et leurs harmoniques relatives à la fréquence de chargement qui ressortent dans le spectre du courant électrique, des bandes de fréquences apparaissent à des localisations relatives au glissement de la machine. Leurs amplitudes sont invariantes en fonction des défauts et leur origine est inconnue mais une relation avec la conception du moteur est supposée. Dans ce travail, plusieurs cas de chargement ont été testés et des indicateurs correspondant ont été proposés. [27] a étudié expérimentalement l'effet des défauts de roulements dans une machine électrique. Des signaux vibratoires, de courant électrique et de couple ont été investigués dans une étude fréquentielle. Selon ce travail, la représentation d'un défaut de roulement par une perturbation du couple prédit les fréquences des composantes relatives à la signature de défaut des éléments roulants dans les roulements dans les signaux de courant électrique et aide à l'analyse quantitative de ses amplitudes.

La modélisation des systèmes tournants multiphysiques et des couplages entre les différents sous-systèmes repose essentiellement sur la transmission du mouvement utile en rotation. Mettre l'accent sur le mouvement de rotation est illustré particulièrement par

- le passage à une voie de transfert passant par le couple plutôt que par les excentricités,
- une méthode de diagnostic se basant sur la vitesse instantanée de rotation que la vibration,
- des fréquences angulaires en plus que celles temporelles.

Cette idée illustre une vision plutôt angulaire que linéaire pour le diagnostic et la présentation des systèmes angulairement cycliques. Cette idée de conservation du mouvement de rotation comme un lien direct entre le système tournant et le modèle dynamique correspondant sera aussi à l'origine de l'Approche Angulaire de modélisation. Cette Approche se base essentiellement sur la définition d'une relation 'Angle-Temps'.

1.5 À propos de la modélisation des systèmes cycliques ...

Les machines tournantes présentent des géométries périodiques dans le domaine angulaire. Ces géométries définissent les fréquences caractéristiques des machines et gouvernent des relations cinématiques entre les vitesses de rotation de ses éléments technologiques. Ces fréquences caractéristiques sont homogènes à un nombre d'événements par tour de l'élément de référence en rotation de la machine. Compte tenu de cette réalité, il apparaît donc naturel d'exprimer les équations du modèle de la machine tournante relativement au déplacement angulaire de cet élément de référence. Dans ce contexte, l'approche angulaire est de plus en plus utilisée pour représenter les machines, en incorporant des éléments technologiques avec une géométrie discrète comme les roulements, les engrenages. En effet, cette approche comporte simultanément deux caractéristiques principales : d'une part, l'échantillonnage angulaire, et, d'autre part, la conservation de la vitesse instantanée angulaire. Cette dernière a récemment émergé comme une source sensible d'informations pour la surveillance des parties mécaniques des machines tournantes [52]. Sa sensibilité pour la détection de défauts mécaniques, tels que les défauts de roulement, a été prouvée théoriquement et avec des mesures expérimentales. Néanmoins, peu de travaux ont porté sur l'application d'approches angulaires lors de l'écriture d'équations classiques de mouvement dans le domaine angulaire.

1.5.1 Prise en compte des régimes non-stationnaires

Dans la majorité des applications industrielles, les machines fonctionnent à des régimes non-stationnaires. Un des objectifs de ce travail de recherche est de dissocier les variations de vitesse instantanée de rotation produites par les conditions non-stationnaires de fonctionnement par rapport aux perturbations de la vitesse induites par la présence des défauts.

Selon [53], dans la grande variété de travaux qui ont traité le diagnostic des moteurs électriques fonctionnant dans des conditions stationnaires, uniquement quelques travaux peuvent être notés qui ont traité le cas de diagnostic des machines fonctionnant à des régimes lentement variables [54]. À notre connaissance, il n'existe pas de travaux qui ont traité les cas des régimes fortement non-stationnaires. Dans [53], une étude temps-fréquence a été proposée dans le but de diagnostiquer des défauts des barres du rotor d'un moteur "Brushless DC" fonctionnant à des plages de vitesses entre 600 *tour/min* et

1800 *tour/min*. Dans ce même contexte se placent les travaux de [55]. En effet, ce travail de recherche s'est intéressé à la détection des oscillations de couple dans une machine à induction fonctionnant à des régimes non-stationnaires de fonctionnement. L'extraction des indicateurs de défauts à travers la représentation temps-fréquence a été étudiée dans ce travail de recherche. Les indicateurs dans ce cas sont basés sur l'estimation de la fréquence instantannée et sur la distribution de Wigner Ville. Dans [56], on propose une modélisation des engrenages sous conditions non-stationnaires de fonctionnement. Un modèle analytique a été développé et validé expérimentalement. La non-stationnarité considérée dans le développement analytique est présentée par des changements cycliques du chargement. Le problème est donc étudié comme un problème de cyclostationnarité. Selon les auteurs, prendre en considération les fonctionnements variables en fonction du temps de façon non-cyclique dans la modélisation demeure une problématique à résoudre. Des outils d'extraction de l'information sont appliqués sur des signaux de mesures expérimentaux. [57] a proposé un modèle pour le diagnostic des engrenages en utilisant le signal de vitesse instantannée de rotation dans des conditions stationnaires non-cycliques de chargement. Ces conditions de fonctionnement sont définies par le fait que la phase de la modulation pour les conditions de charge stationnaires non cycliques fluctue en fonction de la rotation de l'engin en cours d'analyse. Il a été proposé dans plusieurs travaux de recherche que le comportement dynamique des machines tournantes peut être formalisé sous un modèle de comportement cyclostationnaire. Dans [58], on a démontré la possibilité d'utiliser ce formalisme sur les vibrations induites par un ensemble de périodicités dans le domaine angulaire générées par la cinématique des machines tournantes. Dans [59], une approche cyclostationnaire angle/temps a été proposée pour la détection de bruit de grenailage dans des engrenages d'une boîte de vitesse automobile en fonctionnement non-stationnaire. Dans [60], on a montré la possibilité d'utiliser l'analyse vibratoire sur un moteur à combustion. En effet, la cyclostationnarité est évoquée comme solution pour redéfinir le contexte de fonctionnement déjà estimé par l'approche classique de la stationnarité ou de la quasi-stationnarité.

La Figure 1.15 présente les distributions temporelle et angulaire d'un signal arbitraire x représentant une périodicité angulaire à la fréquence cyclique f . Les signaux sont présentés pour trois régimes de fonctionnement illustrés par trois niveaux de vitesse de rotation dont une est variable afin de souligner la périodicité angulaire de la grandeur traitée dans les différents cas. Cependant, tout en considérant la représentation temporelle, la distribution du signal montre que la caractéristique de périodicité est masquée par des

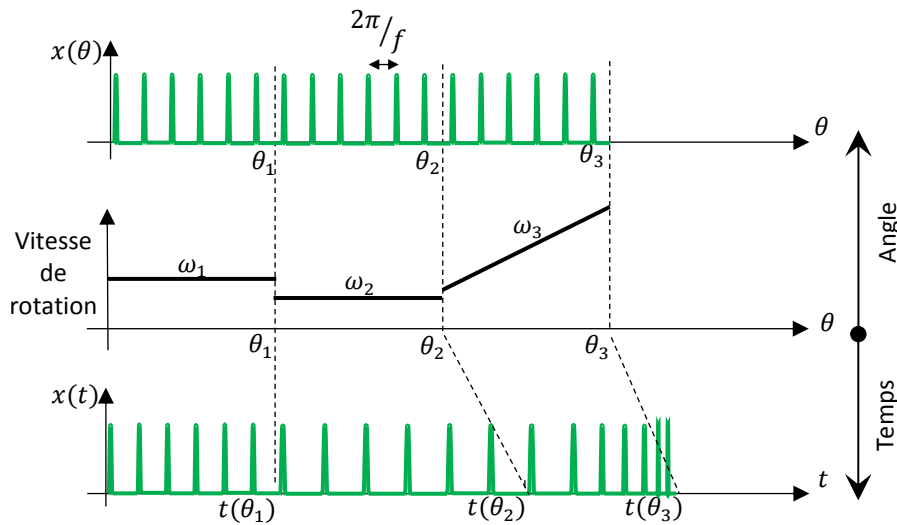


FIGURE 1.15: Représentation dans le domaine temporel et angulaire d'un signal quelconque x à fréquence cyclique

conditions non-stationnaires de fonctionnement. Dans le cas contraire, si on considère un signal à périodicité temporelle, celui-ci perdra sa caractéristique fréquentielle dans une représentation dans le domaine angulaire et à régime non-stationnaire.

Vu les conditions de fonctionnement jamais constantes des machines tournantes, représenter le système tournant par un modèle dynamique qui est capable de représenter les régimes non-stationnaires est un défi important à relever. Il est clair que la conservation de la caractéristique périodique des systèmes en rotation quelque soit le régime de fonctionnement est une piste intéressante à investiguer. Du fait qu'on conserve cette caractéristique fréquentielle dans le domaine angulaire, la localisation de la fréquence du défaut sera invariante et indépendante de la vitesse de rotation dans les spectres fréquentiels. Le diagnostic des machines tournantes sera plus simple. Cette idée fera l'objet de la partie suivante.

1.5.2 Écriture des équations dans le domaine angulaire

La résolution des systèmes dynamiques dans le domaine temporel impose la définition de la variable dynamique temporelle t . La particularité commune aux systèmes dynamiques tournants est la nécessité d'exprimer mathématiquement la variable temporelle

en fonction du mouvement de rotation représenté par θ par une équation de la forme [61]

$$t = \frac{1}{\omega} \cdot \theta \quad \text{avec} \quad \omega \text{ constante} \quad (1.15)$$

Comme indiqué dans l'équation, la résolution n'est valide que pour des vitesses de rotation constantes. Du fait qu'on considère, dans le cas de diagnostic de machines tournantes, que la présence d'un défaut induit des variations de vitesse suite à des variations de couple, une telle condition introduit des contradictions.

Dans l'objectif de franchir cette limitation, la relation fondamentale 'Angle-Temps' est introduite. Cette relation implique la définition de deux fonctions bijectives pour passer du domaine temporel vers le domaine angulaire et inversement

$$\theta = \varphi(t) \Leftrightarrow t = \psi(\theta) \quad (1.16)$$

Cette condition n'est mathématiquement possible que si φ et ψ sont strictement monotones.

Par définition, la vitesse est la dérivée du déplacement par rapport à la variable temporelle. Cette définition induit les égalités suivantes

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta}{d\psi(\theta)} = \hat{\omega}(\theta) \quad (1.17)$$

Cette relation impose que la vitesse de rotation doit être toujours différente de zéro. Une limitation qui reste moins restrictive que d'imposer une vitesse de rotation constante.

Comme conséquence de ces relations, des relations entre les dérivations en temps et en angle sont déduites comme suit

$$\frac{d\bullet}{dt} = \frac{d\bullet}{d\theta} \cdot \omega(t) = \frac{d\bullet}{d\theta} \cdot \hat{\omega}(\theta) \quad (1.18)$$

L'importance de cette façon de présenter les systèmes dynamiques tournants c'est qu'elle permet de définir de façon fluide des quantités définies par rapport à la variable angulaire, comme celles liées à la géométrie des machines tournantes. En conséquence, les dérivées de ces quantités sont explicitement définies, contrairement au cas de la description dans le domaine temporel où la dérivée des grandeurs est estimée numériquement et le passage par les différentiations finies est obligatoire. De plus, cette représentation permet de franchir les limitations des conditions non-stationnaires de fonctionnement puisque la vitesse de rotation peut être librement définie en fonction soit de la variable temporelle

soit en fonction de la variable angulaire.

Si on considère un système tournant simple, l'équation différentielle générale du modèle dynamique linéaire sous sa forme d'état est écrite dans le domaine temporel comme suit

$$\frac{d\{Q\}_{(2n)}}{dt} = [A]_{(2n,2n)} \cdot \{Q\}_{(2n)} + [B]_{(2n,2n)} \cdot \{U\}_{(2n)} \quad (1.19)$$

où, $\{Q\}$ est le vecteur d'état. $[A]$ et $[B]$ sont les matrices d'état constantes. $\{U\}$ est le vecteur des entrées et n est le nombre de ddl du système.

En se basant sur l'équation 1.18, l'équation différentielle peut être ré-écrite dans le domaine angulaire. On obtient dans ce cas le système différentiel suivant

$$\begin{cases} \frac{d\{Q\}}{d\theta} = \frac{1}{\dot{\omega}(\theta)} ([A] \cdot \{Q\} + [B] \cdot \{U\}) \\ \frac{dt}{d\theta} = \frac{1}{\dot{\omega}(\theta)} \end{cases} \quad (1.20)$$

Il est clair que le passage au domaine angulaire est simple à mettre en oeuvre surtout que les matrices d'état restent invariantes durant ce changement de variable. Le passage nécessite simplement d'augmenter la taille du système différentiel d'une équation afin d'obtenir le système angulaire qui prend en compte la relation "Angle-Temps". Et comme conséquence, le ddl de rotation θ apparaît comme une variable d'état du modèle du système en rotation. La variable temporelle t fera aussi partie du vecteur d'état comme montré dans la deuxième équation du système d'état définit dans l'équation 1.20.

Puisque la variable temporelle t est une variable d'état, une valeur instantanée de celle-ci est obtenue durant la résolution. Il en résulte qu'une représentation des variables de $\{Q\}$ est possible en temps et en angle. On peut donc définir

$$\{Q\} = \{Q(t)\} = \{\hat{Q}(\theta)\} \quad (1.21)$$

Ce qui est important à noter c'est l'apparition explicite de la vitesse de rotation dans les équations. Celle-ci peut dépendre de la variable temporelle et/ou angulaire. En effet, la modélisation des systèmes tournants sous une approche angulaire nécessite la connaissance à chaque instant de l'information vitesse de rotation. Cela permettra de basculer du domaine angulaire au temporel et vice versa. Cette grandeur est accessible expérimentalement et doit être introduite dans les modèles numériques.

Comme évoqué précédemment pour le cas de la machine à induction, des périodicités temporelles et angulaires interviennent dans le fonctionnement dynamique de celle-ci.

Une modélisation du moteur conduira particulièrement à un système différentiel plus complexe. Le système différentiel dépendra sûrement des deux variables angle et temps. Autrement,

$$[A] = [A(\theta, t)] \quad (1.22)$$

$$[B] = [B(\theta, t)] \quad (1.23)$$

$$\{U\} = \{U(\theta, t)\} \quad (1.24)$$

La manière de représenter un moteur asynchrone à cage d'écureuil, en tenant compte aussi bien du comportement électro-magnétique d'une machine à induction que de la géométrie angulairement cyclique d'un système tournant, fera l'objet du développement principal de notre travail.

1.6 Conclusions

Dans ce premier chapitre, l'état de l'art à propos des défauts dans les machines tournantes et des outils de diagnostic utilisés a été présenté. Les défis rencontrés dans les applications industrielles sont particulièrement mis en évidence dans l'objectif de mettre en valeur les limites des outils de diagnostic existants. La compréhension de la physique de la manifestation des défauts et du transfert de sa signature dans les grandeurs multiphysiques est la clé pour franchir ces problématiques. Une discussion des différentes méthodologies existantes a permis de justifier les choix pris dans ce travail de recherche, en particulier, le choix qui concerne la modélisation de la machine asynchrone sous approche angulaire. En effet, le fait que les moteurs à induction présentent des géométries angulairement périodiques est une des raisons principales d'appuis pour appliquer l'approche angulaire à la modélisation du moteur. La modélisation des régimes non-stationnaires de fonctionnement, des variations de couple et de vitesse de rotation produites par un défaut sont dans ce cas possibles et seront présentées dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Modélisation de la machine à induction sous approche angulaire

2.1 Introduction

La connaissance du comportement dynamique d'une machine asynchrone est une nécessité majeure à tous les niveaux pour les concepteurs ainsi que pour leurs utilisateurs. A tous les niveaux parce que le problème se pose évidemment dans le cas où il est nécessaire de prévoir des valeurs locales des grandeurs électro-magnétiques ainsi que dans le cas où un comportement global du système peut suffir. L'étude du comportement dynamique de ces machines tournantes passe par la modélisation du système physique. Une modélisation pertinente de la machine nécessite la prise en compte de ses deux comportements, notamment ; le comportement électrique et le comportement magnétique tout en considérant les effets produits par sa géométrie.

Dans ce contexte, une étude bibliographique relative aux modèles électro-magnétiques de machines asynchrones existants est présentée, notamment les modèles analytiques, semi-analytiques et numériques.

Ensuite, une modélisation basée sur le réseau de perméances est détaillée. En considérant l'influence de la degré de liberté (ddl) de rotation du rotor sur les paramètres caractéristiques de la machine, le modèle est décrit sur la base d'une approche angulaire et l'importance d'une telle modélisation est mise en valeur. Le modèle est étendu pour représenter des régimes non stationnaires de fonctionnement et l'importance de la description des matrices en angle est décrite.

2.2 Modèles de référence

L'objectif de cette partie est de présenter les outils permettant de modéliser au plus juste le comportement électro-magnétique des machines à induction à cage d'écureuil. Dans la littérature, il existe trois méthodes de modélisation à savoir, des approches reposant sur des modèles analytiques simplifiés, basés sur une représentation d-q et un schéma équivalent monophasé [1]. Cependant, ces modèles ne sont clairement pas suffisants pour rendre compte des effets de la géométrie de la machine du fait des simplifications surtout de la géométrie du système sur son fonctionnement (une modélisation plus raffinée et réaliste semble nécessaire). Des modèles numériques sophistiqués de type éléments finis peuvent être trouvés [2]. Ces méthodes s'appuient sur une discrétisation spatiale de la machine électrique. En se basant sur les équations de Maxwell, les relations entre le champs d'induction et le champs magnétique, et entre le champs électrique et les courants de conduction sont modélisées. Elles permettent suite à une connaissance de

la géométrie précise de la machine, d'extraire son comportement local ainsi que global. Selon les résultats demandés, la modélisation se fait en 2D ou 3D et permettent d'obtenir une répartition précise du champs de flux magnétique dans la machine. Bien que des simplifications bidimensionnelles peuvent être introduites dans la modélisation, la méthode nécessite un temps de résolution long. Des modèles semi-analytiques relativement simplifiés de machines à induction peuvent être trouvés dans la littérature. Ces modèles, tels que l'approche par couplage multiple [3] et le modèle de réseau de Perméance PNM(Permeance Network Model) [4], se basent sur une discrétisation de la machine en un nombre fini de noeuds. Plus précisément sur des expressions analytiques définies en fonction de l'angle de rotation afin de déterminer les paramètres caractéristiques du modèle. Ces méthodes permettent de considérer des phénomènes liés à la géométrie de la machine, à la saturation du matériau ainsi qu'aux interactions électromagnétiques qui se produisent dans la machine tout en gardant un temps de résolution acceptable. Celui-ci nécessite un nombre limité de noeuds, tout en offrant une précision suffisante pour décrire des phénomènes électromagnétiques se produisant pendant le fonctionnement de la machine.

Un modèle d'une machine à induction à cage basée sur la modélisation du réseau de perméance a été proposé dans [5]. Le modèle développé a été couplé à un système mécanique à engrenages et a prouvé son efficacité pour détecter les défauts d'engrenage en utilisant l'Analyse des Courants Statoriques du Moteur (MCSA). Ce modèle offre également une description satisfaisante du comportement électromagnétique du moteur. En effet, PNM prend en compte la géométrie du stator et du rotor, la répartition spatiale des enroulements statoriques et des barres de rotor, l'existence d'excentricités d'entrefer et de périodicité angulaire. L'intérêt pour ce modèle est motivé par sa capacité à détecter de petites perturbations magnétiques et à offrir une représentation détaillée de l'état magnétique de la machine qui est sensible aux défauts qui peuvent se produire. Il est suffisamment précis pour tenir compte des effets des encoches et des périodicités de la machine, de l'excentricité du rotor, des variations d'entrefer qui peuvent être perturbées par la présence de défauts. Le modèle est bien établi, mais sa performance est limitée aux conditions de fonctionnement stationnaires et doit être étendue pour les contributions de défauts moins énergétiques comme les défauts de roulement.

2.3 Modélisation électro-magnétique de la machine à induction

Dans ce mémoire, le modèle de machine à induction proposé en couplant les effets électriques, magnétiques et mécaniques. L'objectif est de représenter le comportement dynamique de la machine à induction. L'idée consiste à développer sur la base de lois électriques, magnétiques et électromagnétisme, des relations qui décrivent les interactions électro-magnétiques. La résolution du système d'équations résultant est effectuée sous format matriciel relativement au réseau considéré.

La modélisation est réalisée en considérant les hypothèses suivantes :

- on néglige la variation de l'épaisseur d'entrefer induit par la géométrie des encoches sur les circonférences du stator et du rotor,
- on néglige la saturation du circuit magnétique,
- on néglige l'effet pelliculaire.

2.3.1 Caractérisation géométrique de la machine

La machine considérée est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil à bobinage diamétralement opposé. La géométrie de la machine à induction est constituée de trois parties essentielles qui sont notamment : le stator, le rotor et l'entrefer. La partie structurale du moteur à cage d'écureuil est constitué d'un ensemble de dents du stator et de dents du rotor comme représenté dans la Figure 2.1.

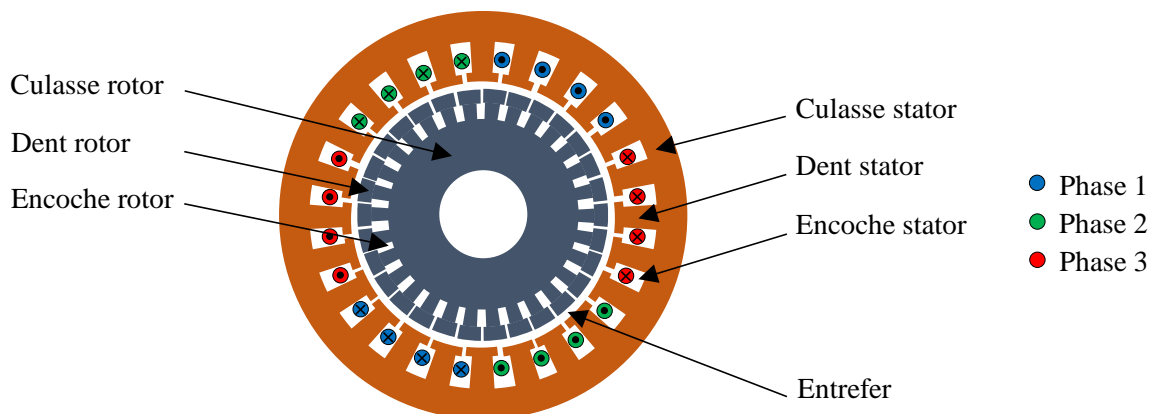


FIGURE 2.1: Vue axiale de la machine à induction

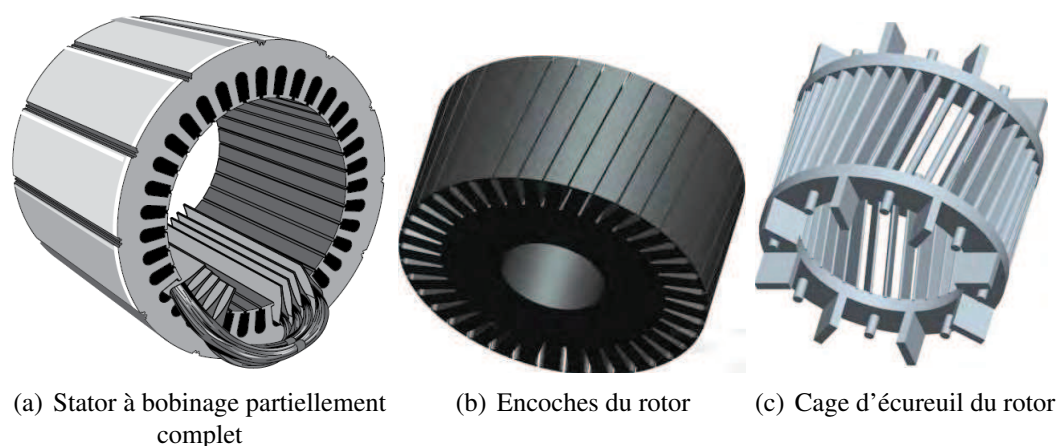


FIGURE 2.2: Architecture en 3D de la machine à induction à cage d'écureuil

À travers les encoches du stator passe un bobinage de cuivre. Le type de bobinage définit la répartition des courants et des flux produits par le stator et le nombre de phases et de pôles de la machine. À travers les encoches du rotor passent des barres rotoriques court-circuitées aux deux extrémités de la machine. La structure de la machine à induction est représentée dans la Figure 2.2.

2.3.1.1 Discrétisation de la machine à induction

La machine à induction est gérée par un circuit électrique et un circuit magnétique. Au moment où les encoches statoriques et rotoriques ainsi que l'entrefer représentent les zones de passage du circuit magnétique, le circuit électrique passe par les barres rotoriques et le bobinage de cuivre du stator. Il est connu que ces deux circuits sont perpendiculaires. De ce fait, deux discrétisations sont mis en place pour décrire la machine. La discrétisation du modèle magnétique est appliquée à une section axiale de la machine. Le modèle magnétique est donc bidimensionnel (2D) malgré qu'il prendra implicitement en compte l'effet de l'inclinaison axiale des barres et des encoches du rotor dans le calcul des paramètres. Cette idée sera décrite en détail dans la suite de la modélisation. Le modèle électrique est tridimensionnel (3D) au niveau du rotor. La discrétisation de la répartition des barres est considérée de part et d'autre des extrémités du rotor et les courants qui circulent dans les barres sont prises en compte. Au niveau du stator, la modélisation électrique est 2D.

Discrétisation du modèle électrique

Le stator de la machine à induction est discrétisé à n_{ph} noeuds qui correspondent au nombre de phases de l'alimentation du réseau au niveau du stator. Le rotor est discrétisé en $2n_r$ noeuds qui correspondent aux deux extrémités de chaque barre rotorique. Selon l'architecture du cage d'écureuil, chaque barre et portion d'anneau représente une branche électrique qui relie un couple de noeuds du circuit électrique comme le montre la Figure 2.3. Le circuit électrique du rotor comprend donc $3n_r$ branches qui construiront un réseau de circuits électriques.

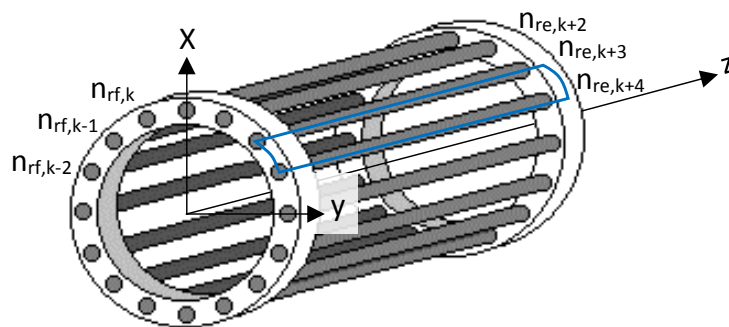
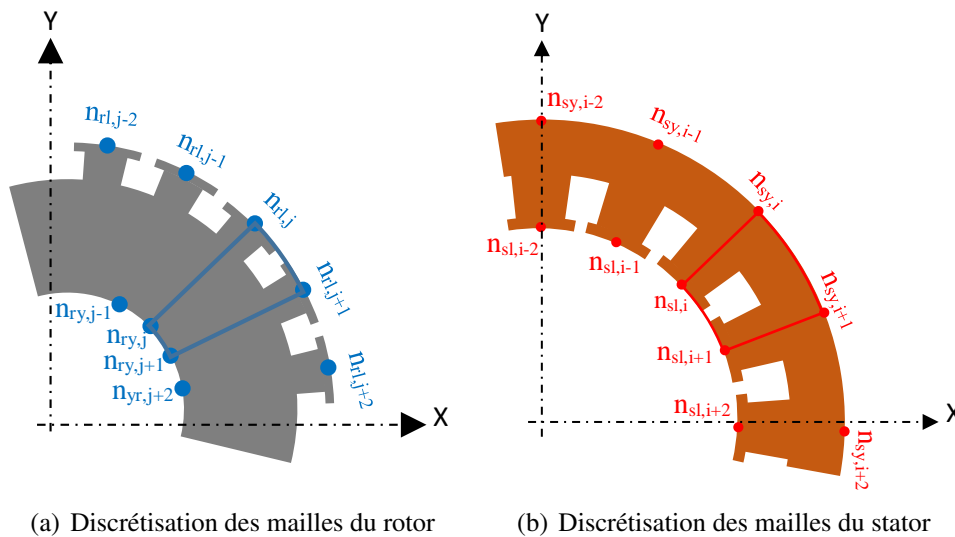


FIGURE 2.3: Discrétisation des mailles du cage

Discrétisation du modèle magnétique



(a) Discrétisation des mailles du rotor

(b) Discrétisation des mailles du stator

FIGURE 2.4: Une partie du réseau magnétique de la machine à induction

Soit n_s le nombre de dents du stator et n_r le nombre de dents du rotor. La machine

est discrétisée en $2n_s$ noeuds de stator et $2n_r$ noeuds de rotor. Cela conduit à un maillage uniforme du stator (n_s mailles). Chaque maille est composée de deux noeuds dans la culasse et de deux noeuds à l'extrémité des dents reliés par l'intermédiaire de quatre branches comme montré sur la Figure 2.4(b). De même, le rotor est divisé en n_r boucles formées par deux dents et une partie de la culasse de rotor comme représenté sur la Figure 3.14(a). La discrétisation conduit à avoir un réseau de branches inter-connectées. Le réseau global contient n_n noeuds uniformément répartis, soit $n_n = 2n_s + 2n_r$.

Dans le PNM complet, il y a n_e branches dans l'entrefer, ce nombre est proportionnel aux nombres de dents du stator et de rotor. En effet, chaque dent statorique est couplée à une dent rotorique par l'intermédiaire d'une branche magnétique qui traduit le transfert magnétique entre le stator et le rotor dans l'entrefer. $n_e = n_s \times n_r$.

Le nombre total de branches dans le réseau global est $n_b = 3n_s + 3n_r + n_e$.

On définit suite à cette discrétisation les vecteur de flux et de courant passant à travers les différents dents du stator et du rotor de la machine à induction, telque :

$$\{I_t\}_{(ns)} = \left\{ I_{st}(1) \quad \dots \quad I_{st}(i) \quad \dots \quad I_{st}(n_s) \quad I_{rt}(1) \quad \dots \quad I_{rt}(j) \quad \dots \quad I_{rt}(n_r) \right\}^t$$

de la meme manière, le vecteur flux est exprimé, telque :

$$\{\phi_t\}_{(ns)} = \left\{ \phi_{st}(1) \quad \dots \quad \phi_{st}(i) \quad \dots \quad \phi_{st}(n_s) \quad \phi_{rt}(1) \quad \dots \quad \phi_{rt}(j) \quad \dots \quad \phi_{rt}(n_r) \right\}^t$$

2.3.2 Caractérisation du bobinage du stator de la machine

Considérant une machine asynchrone triphasée, la manière dont les bobines du stator sont formées influence la répartition du courant électrique par phase de la machine. Dans cette sous-section, on définiera des relations matricielles qui établiront la connexion entre les courants et les flux dans les dents du stator et les phases du stator.

En considérant une machine asynchrone triphasée à une seule couche de bobinage du stator diamétralement opposé Figure 2.5, le stator comprend donc n_{ph} phases et n_{ph} bobines. Chaque bobine est un groupement de $\frac{n_s}{2n_{ph}}$ spires.

Nous considérons que n_c conducteurs traversent chaque spire.

Le champ de flux par spire passe par $\frac{n_s}{2}$ encoches du stator.

2. Modélisation de la machine à induction sous approche angulaire

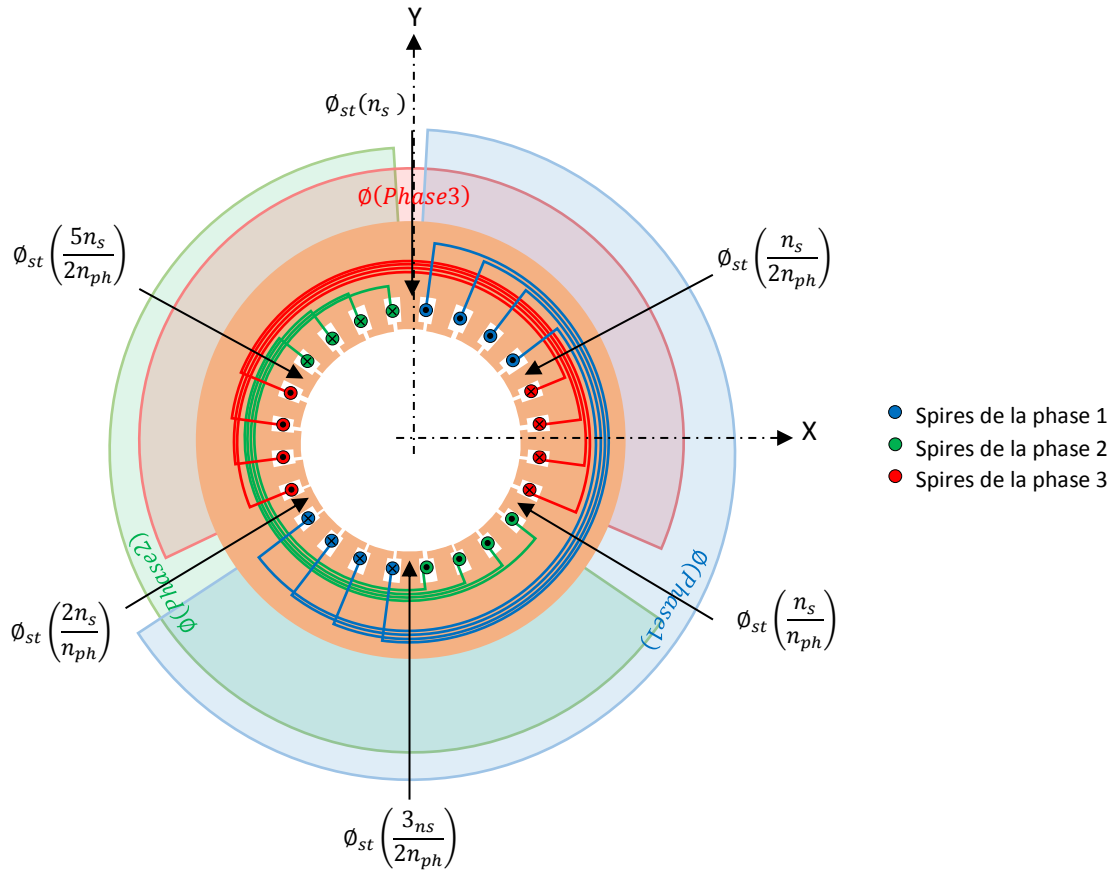


FIGURE 2.5: Flux dans les dents et dans les phases

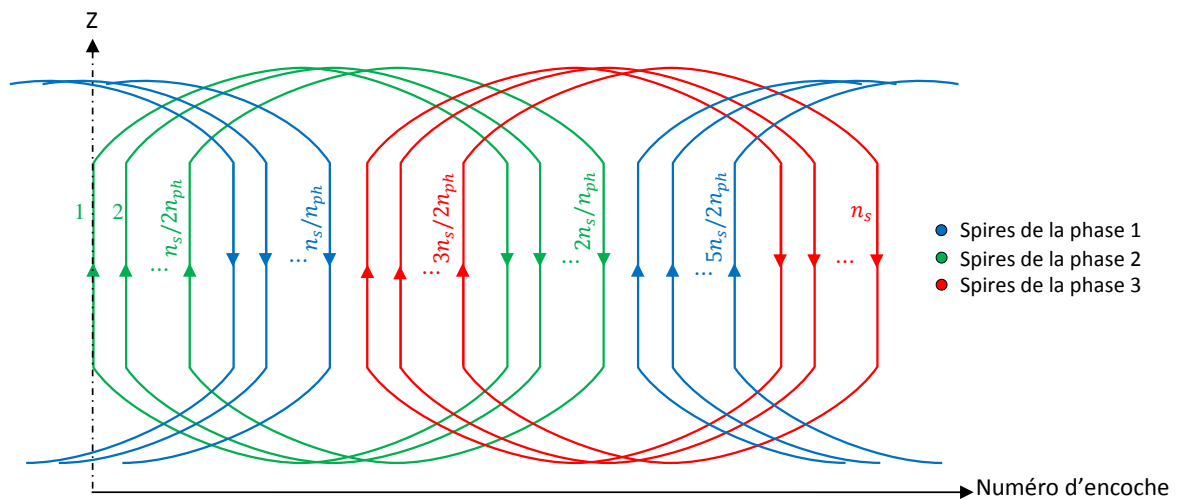


FIGURE 2.6: Schéma axial du bobinage diamétral du stator : répartition des spires dans les encoches du stator, répartition des spires dans les phases et sens de circulation du courant électrique dans chaque spire

2.3.2.1 Calcul du courant de phase du stator

On établit dans cette partie une relation matricielle entre les courants dans les encoches et les courants dans les phases du stator. Par conséquent, la matrice est définie en considérant le type d'enroulement, le nombre d'encoches, le nombre de phases, les dents appartenant à chaque phase et la direction de circulation du courant. En considérant un enroulement de stator distribué diamétralement, la distribution de courant dans le stator suit le trajet défini dans la Figure 2.6. On définit alors la matrice $[\tau_{is}]$ comme suit

$$\{I_s\}_{(n_{ph})} = [\tau_{is}]_{(n_{ph}, n_s)} \cdot \{I_{st}\}_{(n_s)} \quad (2.1)$$

2.3.2.2 Calcul du flux de phase du stator

En se basant sur la Figure 2.5, le flux magnétique qui traverse les différentes phases du stator est la somme des flux de l'ensemble des spires de la phase. Le flux par spire est la somme des flux des dents à travers lesquels la spire passe.

W est la matrice de transformation définie pour permettre la transition entre les flux de stator par phase et les flux de dents de stator. En se référant à [6], la matrice de transformation de l'enroulement dépend de la topologie de l'enroulement du stator, essentiellement de :

- La position des bobines dans les encoches du stator,
- Le nombre de tours par bobine,
- Le procédé de connexion des bobines à des groupes de bobines,
- Le procédé de raccordement des groupes de bobines à des phases élémentaires,
- L'orientation de la bobine.

$$\{\phi_s\}_{(n_{ph})} = [\tau_w]_{(n_{ph}, n_s)} \cdot \{\phi_{st}\}_{(n_s)} \quad (2.2)$$

Le développement analytique de la matrice $[\tau_w]$ est détaillé dans l'annexe B.

2.3.3 Modélisation électrique de la machine

Le comportement électrique de la machine à induction est modélisé par un réseau de circuits électriques de résistances et d'inductances.

2.3.3.1 Modèle électrique du rotor

La cage d'écurueil est composée d'un ensemble de barres régulièrement réparties et liées entre elles à leurs extrémités par des anneaux de court-circuit. Les mailles électriques du réseau rotorique sont définies en considérant deux barres adjacentes et les portions d'anneaux qui lui correspondent comme le montre la Figure 2.7.

Le circuit électrique est composé de résistances et d'inductances dans ses branches et de potentiels électriques attribués à chaque noeuds du réseau. Comme l'intérêt pour ce travail de recherche ne traite pas des défaillances électriques dans la machine à induction (rupture de barre de rotor, court-circuit du bobinage du stator, etc.), les valeurs de résistances et d'inductances sont considérées constantes et uniformément réparties pour les différentes composantes élémentaires du stator et du rotor. Cependant, le modèle peut facilement envisager un tels cas non uniformes.

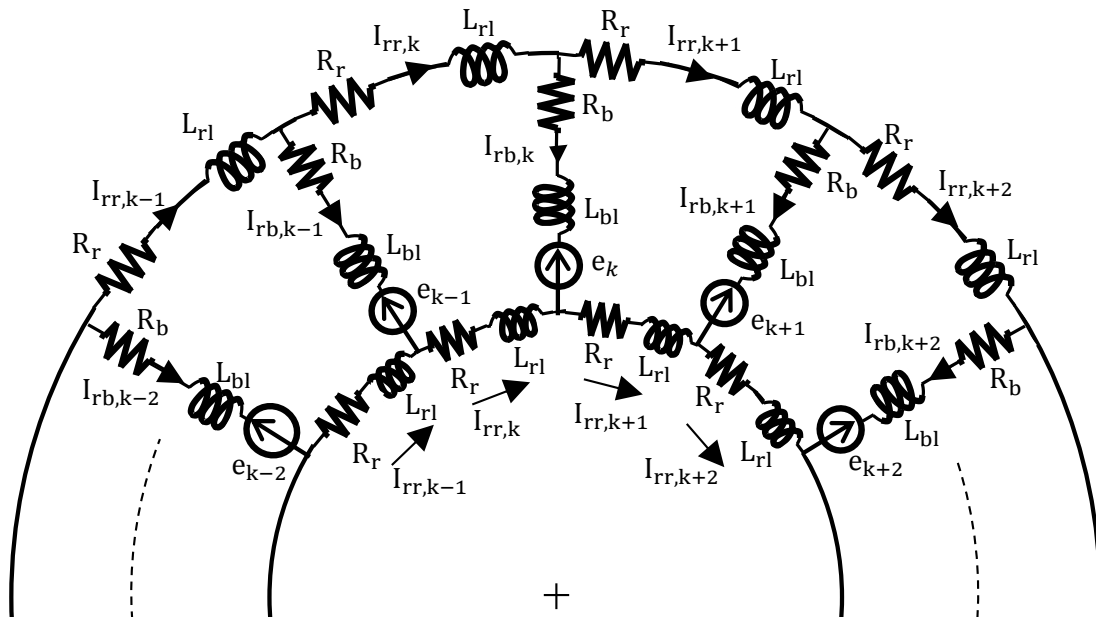


FIGURE 2.7: Une partie du réseau électrique du rotor

On considère la $k^{\text{ème}}$ maille élémentaire du réseau rotorique comme mentrée dans la Figure 2.8. L'application de la loi des mailles au circuit génère l'équation suivante.

$$2L_{rl} \frac{dI_{rr,k}}{dt} + 2R_r I_{rr,k} - L_{bl} \left(\frac{dI_{rb,k+1}}{dt} - \frac{dI_{rb,k}}{dt} \right) - R_b (I_{rb,k+1} - I_{rb,k}) + (e_k - e_{k+1}) = 0 \quad (2.3)$$

Comme les courants dans le rotor circulent le long des barres rotoriques et des portions

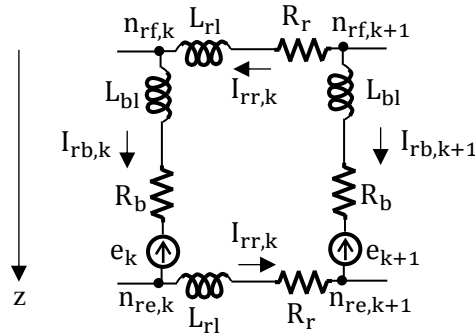


FIGURE 2.8: Maille électrique élémentaire du rotor

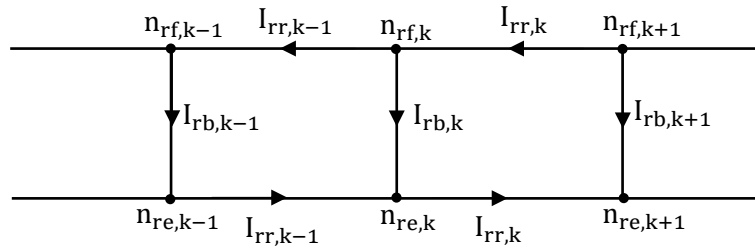


FIGURE 2.9: Direction des courants dans les mailles du rotor

d'anneau en formant des circuits électriques (Figure 2.9), des relations généralisées entre les différents courants dans le rotor peuvent s'établir en appliquant la loi des noeuds sur les différents noeuds du réseau comme suit

$$I_{rb,k} = I_{rr,k} - I_{rr,k-1} \quad (2.4)$$

En considérant la relation précédente, l'équation électrique d'une maille élémentaire du rotor devient :

$$\begin{aligned} 2L_{rl} \frac{dI_{rr,k}}{dt} + 2R_r I_{rr,k} - L_{bl} \frac{d}{dt} (I_{rr,k+1} - I_{rr,k-1} - 2I_{rr,k}) - R_b (I_{rr,k+1} - I_{rr,k-1} - 2I_{rr,k}) \\ + (e_k - e_{k+1}) = 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

2.3.3.2 Interaction : FEM - flux

Au cours de fonctionnement de la machine à induction, le flux magnétique variable traversant les dents du rotor génère des FEM induites dans les barres de rotor, comme représenté sur la Figure 2.10. La loi de Lenz gouverne la relation entre les flux et les

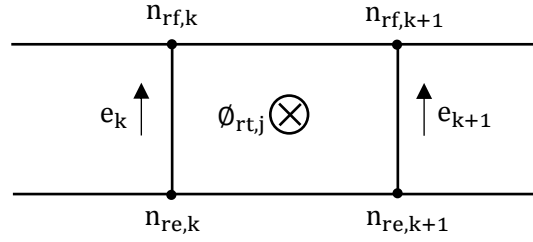


FIGURE 2.10: Intéraction entre les flux et les FEM induits dans le rotor

Forces Electro-Motrices (FEM) induites par la relation suivante :

$$e_k - e_{k+1} = \frac{d\phi_{rt,j}}{dt} \quad (2.6)$$

En tenant en compte la relation décrite dans l'Équation 2.6, l'équation électrique d'une maille élémentaire du rotor devient la suivante :

$$2L_{rl} \frac{dI_{rr,k}}{dt} + 2R_r I_{rr,k} - L_{bl} \frac{d}{dt} (I_{rr,k+1} - I_{rr,k-1} - 2I_{rr,k}) - R_b (I_{rr,k+1} - I_{rr,k-1} - 2I_{rr,k}) + \frac{d\phi_{rt,j}}{dt} = 0 \quad (2.7)$$

Une généralisation de cette équation pour les différentes mailles du rotor donne sous un format matriciel :

$$[L_r] \frac{d}{dt} \{I_r(t)\} + [R_r] \{I_r(t)\} + \frac{d}{dt} \{\phi_r(t)\} = \{0\} \quad (2.8)$$

avec

$$[R_r]_{(n_r, n_r)} = \begin{bmatrix} 2R_r + 2R_b & -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b \\ -R_b & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 \\ 0 & & & & & -R_b \\ -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b & 2R_r + 2R_b \end{bmatrix}$$

et

$$[L_r]_{(n_r, n_r)} = \begin{bmatrix} 2L_r + 2L_b & -L_b & 0 & \cdots & 0 & -L_b \\ -L_b & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 \\ 0 & & & & & -L_b \\ -L_b & 0 & \cdots & 0 & -L_b & 2L_r + 2L_b \end{bmatrix}$$

2.3.3.3 Équations électriques du stator et du rotor

Chaque phase de la machine est caractérisée par une résistance R_s et une inductance statorique L_s . L'équation qui traduit le comportement électrique du stator de la machine est écrit alors comme suit :

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

Les matrices $[L_s]$ et $[R_s]$ sont respectivement des matrices diagonales de taille (n_{ph}, n_{ph}) d'inductances et de résistances de phases statoriques. $\{\phi_s\}$ est le vecteur de flux magnétique embrassé par les phases statoriques. $\{V_s\}$ est le vecteur des tensions d'alimentation des phases statoriques.

L'assemblage des équations du stator Équation 2.9 et du rotor Équation 2.8 mènent à une équation de premier ordre sous la forme matricielle qui traduit le comportement électrique d'une machine asynchrone à cage comme suit :

$$\begin{bmatrix} [L_s] & [0] \\ [0] & [L_r] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{Bmatrix} \{I_s(t)\} \\ \{I_r(t)\} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{I_s(t)\} \\ \{I_r(t)\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{Bmatrix} \{\phi_s(t)\} \\ \{\phi_r(t)\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{V_s(t)\} \\ \{0\} \end{Bmatrix} \quad (2.10)$$

Sous format condensé,

$$[L] \frac{d}{dt} \{I(t)\} + [R] \{I(t)\} + \frac{d}{dt} \{\phi(t)\} = \{V(t)\} \quad (2.11)$$

2.3.4 Exigences de résolution

La résolution du système dynamique repose sur l'explicitation de l'expression du flux en fonction du courant, dans le stator et le rotor. Elle consiste globalement à exprimer la

relation suivante :

$$\{\phi(t)\} = [J] \cdot \{I(t)\} \quad (2.12)$$

2.3.4.1 Vecteur courant dans la machine électrique

Considérant le rotor à cage de la machine asynchrone, la circulation des courants électriques à travers le rotor est illustrée dans la Figure 2.11

En se basant sur la loi des noeuds fondamentale décrite pour les différents branches du

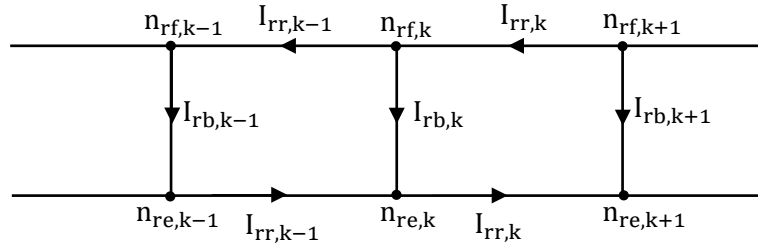


FIGURE 2.11: Direction des courants dans les mailles du rotor

circuit électrique du rotor, on déduit la relation matricielle suivante :

$$\{I_r\}_{(n_r)} = [\tau_{ir}]_{(n_r, n_r)} \cdot \{I_{rt}\}_{(n_r)} \quad (2.13)$$

L'assemblage des équations du stator et du rotor conduit à une équation sous format matriciel compact comme suit :

$$\{I\}_{(n_{ph}+n_r)} = [\tau_i]_{(n_{ph}+n_r, n_s+n_r)} \cdot \{I_t\}_{(n_s+n_r)} \quad (2.14)$$

$$\text{avec } [\tau_i] = \begin{bmatrix} [\tau_{is}]_{(n_{ph}, n_s)} & [0]_{(n_{ph}, n_r)} \\ [0]_{(n_r, n_s)} & [\tau_{ir}]_{(n_r, n_r)} \end{bmatrix}$$

2.3.4.2 Vecteur flux dans la machine à induction

Considérant que le flux magnétique dans le rotor est celui qui passe à travers les barres, on peut écrire alors pour les différents mailles du stator et du rotor, l'assemblage des équations devient :

$$\{\phi\} = [\tau_\phi]_{(n_{ph}+n_r, n_b)} \cdot \{\phi_{br}\}_{(n_b)} \quad (2.15)$$

$$\text{avec } [\tau_\phi] = \begin{bmatrix} [0]_{(n_{ph}, n_s)} & [\tau_w]_{(n_{ph}, n_s)} & [0]_{(n_{ph}, n_b-2n_s)} \\ [0]_{(n_r, n_b-2n_r)} & [I]_{(n_r, n_r)} & [0]_{(n_r, n_r)} \end{bmatrix}$$

2.3.4.3 Étapes de construction de la matrice d'interaction électrique - magnétique

Dans un moteur à induction, le mouvement du rotor est engendré par les forces produites entre les surfaces du stator et du rotor. Ces forces mécaniques sont le résultat d'interactions électromagnétiques entre le flux magnétique dans l'entrefer produit par l'enroulement polyphasé du stator et les courants induits du rotor et elles sont proportionnelles à la densité de flux magnétique dans l'entrefer. Par conséquent, une représentation appropriée du comportement du moteur nécessite une description détaillée de l'expression de la forme d'onde du flux magnétique. Le développement invasif dans cette étude est présenté par les étapes suivantes :

- Étape 1 : Exprimer le vecteur de flux magnétique des phases statoriques par rapport au flux dans les dents du stator. Cette étape est réalisée en définissant une matrice de transfert constante. La génération de cette matrice est essentiellement basée sur la description du chemin de flux à travers les différentes dents et spires. Les caractéristiques spécifiques de cette matrice sont décrites à la Section 2.3.2.2.
- Étape 2 : Établir une relation entre le flux et les Forces Magnéto-Motrices (FMM). La définition de cette relation est basée sur l'expression du flux magnétique rotatif dans l'entrefer. En conséquence, les paramètres de rotation qui dépendent de la position angulaire du rotor pendant le fonctionnement du moteur seront inclus dans le calcul. Cette relation sera décrite en détail dans la Section 2.3.5.1.
- Étape 3 : Détermination de la liaison entre les FMM et le courant du stator et du rotor en définissant une matrice d'impédance constante. Cette relation est obtenue en considérant l'interaction électrique-magnétique. Le type d'enroulement du stator est également pris en compte pour générer le courant de phase statorique à partir des courants dans les dents du stator. La relation sera définie dans la Section 2.3.6.

Les trois étapes présentées précédemment seront combinées pour établir une relation entre les grandeurs électriques et magnétiques dans le moteur. Plus précisément, cette combinaison définit la matrice $[J]$ qui relie le vecteur flux et le vecteur courant.

2.3.5 Modélisation magnétique de la machine

La résolution du système différentiel défini précédemment impose le calcul du vecteur de flux magnétique dans la machine à induction et de sa dérivée par rapport à la variable temporelle. L'expression exacte de ces deux vecteurs est l'objectif de cette partie.

2.3.5.1 Modèle de réseau de perméances

La machine à induction est discrétisée en un nombre fini de noeuds. Chaque noeud correspond à un potentiel magnétique. Les noeuds sont connectés par l'intermédiaire de tubes de flux qui forment un réseau magnétique. Dans le réseau magnétique, nous distinguons trois parties principales : le circuit magnétique du stator, les tubes de flux fictifs d'entrefer et le circuit magnétique du rotor. Chaque tube est caractérisé par sa perméance comme le montre la Figure 2.12. Les perméances de fuite, de la culasse et des dents du stator et du rotor sont considérées comme constantes, elles sont calculées en fonction des paramètres géométriques du stator et du rotor en négligeant les variations du champ de flux à travers un tube, tandis que les perméances d'entrefer sont définies comme un ensemble de perméances reliant deux dents ; une dent de stator et une dent de rotor. Pendant le mouvement du rotor, la géométrie des tubes de flux à l'entrefer varie, ce qui induit des variations dans les valeurs de perméances d'entrefer.

Dans cette approche de modélisation, les composants rotatifs de la machine à induction sont particulièrement traités, car les forces magnétiques et les positions du rotor influencent le champ magnétique à l'intérieur du moteur. L'entrefer est pratiquement la partie la plus importante de la machine parce que la conversion d'énergie électromécanique n'a lieu qu'à cet endroit. Comme les tubes de flux dans l'entrefer ont des dimensions variables, leurs perméances sont non-linéaires et leurs valeurs peuvent être modélisées par un modèle paramétré [6]. Ceci provient du fait que ces tubes de flux ont des géométries qui sont des fonctions non linéaires d'angle instantannée rotor / stator.

Pour chaque branche k du réseau, le flux magnétique est calculé comme suit

$$\phi_k = P_k \cdot (\varepsilon_k - F_k) \quad (2.16)$$

ε_k est la différence de potentiel magnétique dans la branche. F_k est la force magnétomotrice dans la branche. Si la branche considérée est passive (c-à-d ne comportant pas de FMM), $F_k = 0$.

En considérant les différentes branches du réseau, l'expression du flux peut s'écrire sous format matricielle comme suit

$$\{\phi_{br}\}_{(n_b)} = [P_{br}]_{(n_b, n_b)} \cdot \left(\{\varepsilon_{br}\}_{(n_b)} - \{F_{br}\}_{(n_b)} \right) \quad (2.17)$$

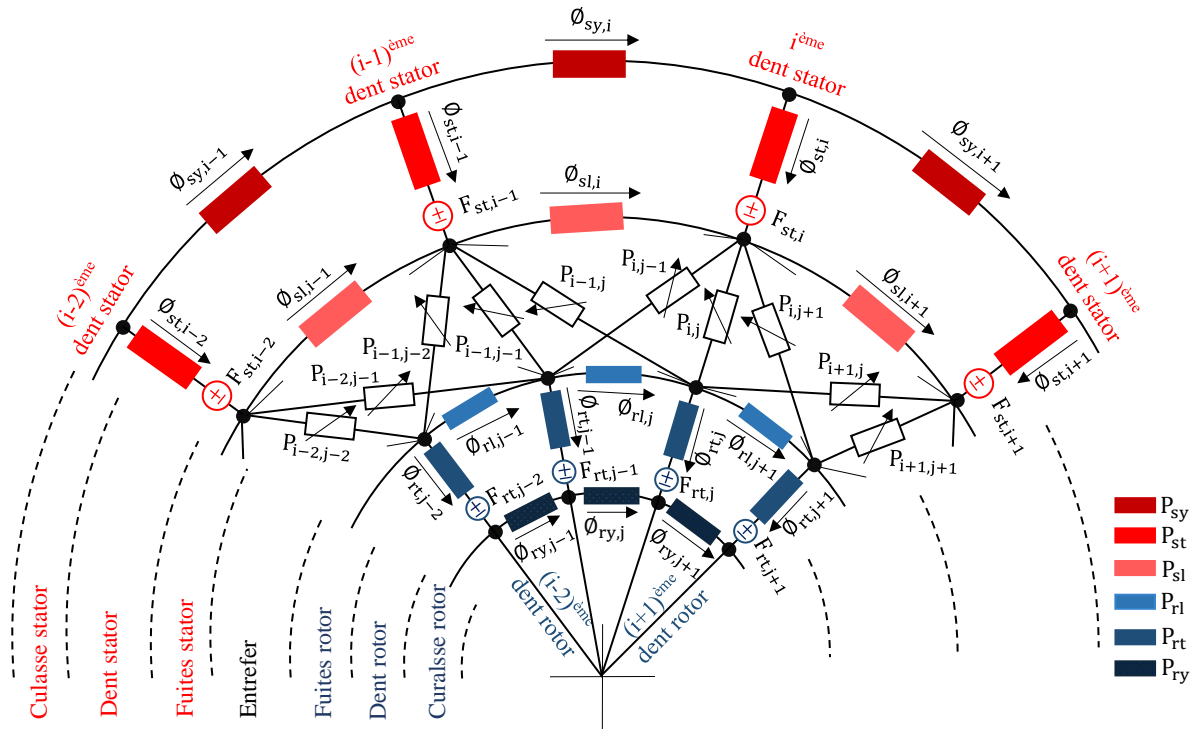


FIGURE 2.12: Une partie du réseau de perméance. ϕ , F et P sont respectivement un flux magnétique, une force magnétomotrice et une perméance. Les indices sy , st , sl , rl , rt et ry désignent respectivement culasse stator, dent stator, fuite stator, fuite rotor, dent rotor et culasse rotor.

Le vecteur de flux magnétique dans les branches est constitué comme suit :

$$\{\phi_{br}\} = \begin{Bmatrix} \{\phi_s\}_{(3n_s)} \\ \{\phi_g\}_{(n_g)} \\ \{\phi_r\}_{(3n_r)} \end{Bmatrix} \quad (2.18)$$

La matrice de perméance est une matrice diagonale comportant toutes les perméances du réseau. Le vecteur diagonal de la matrice est construit comme suit :

$$Diag([P_{br}]) = \begin{bmatrix} \{P_{sy}\}_{(n_s)} & \{P_{st}\}_{(n_s)} & \{P_{sl}\}_{(n_s)} & \{P_{1,1} \cdots P_{i,j} \cdots P_{n_s, n_r}\}_{(n_g)} & \{P_{rl}\}_{(n_r)} & \{P_{rt}\}_{(n_r)} & \{P_{ry}\}_{(n_r)} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Le vecteur des différences de potentiel magnétique des branches du réseau est défini

comme suit

$$\{\mathcal{E}_{br}\} = \begin{Bmatrix} \{\mathcal{E}_s\}_{(3n_s)} \\ \{\mathcal{E}_g\}_{(n_g)} \\ \{\mathcal{E}_r\}_{(3n_r)} \end{Bmatrix} \quad (2.20)$$

Le vecteur des forces magnétomotrices est composé en considérant les branches actives et passives du réseau comme suit :

$$\{F_{br}\} = \begin{Bmatrix} [0]_{(n_s)} \\ [F_{st}]_{(n_s)} \\ [0]_{(n_s)} \\ [0]_{(n_g)} \\ [0]_{(n_r)} \\ [F_{rt}]_{(n_r)} \\ [0]_{(n_r)} \end{Bmatrix} \quad (2.21)$$

Dans le développement qui va suivre, le vecteur flux dans les branches sera quantifié par rapport aux FMM dans les branches actives. Ce passage est réalisé par la définition des grandeurs physiques nodales. Les vecteurs nodaux sont obtenus par la définition des matrices de passage.

La matrice de transformation des FMM dans les branches du réseau aux FMM dans les branches actives est noté $[\tau_f]$. Elle est définie comme suit :

$$\{F_{br}\}_{(n_b)} = [\tau_f]_{(n_b, n_s+n_r)} \cdot \{F_n\}_{(n_s+n_r)} \quad (2.22)$$

$$\text{avec } \{F_n\} = \begin{Bmatrix} \{F_{st}\}_{(n_s)} \\ \{F_{rt}\}_{(n_r)} \end{Bmatrix}$$

$$\text{et } [\tau_f] = \begin{bmatrix} [0]_{(n_s, n_s)} & [0]_{(n_s, n_r)} \\ [I]_{(n_s, n_s)} & [0]_{(n_s, n_r)} \\ [0]_{(n_s, n_s)} & [0]_{(n_s, n_r)} \\ [0]_{(n_g, n_s)} & [0]_{(n_g, n_r)} \\ [0]_{(n_r, n_s)} & [0]_{(n_r, n_r)} \\ [0]_{(n_r, n_s)} & [I]_{(n_r, n_r)} \\ [0]_{(n_r, n_s)} & [0]_{(n_r, n_r)} \end{bmatrix}$$

Chaque terme du vecteur de différence du potentiel magnétique est calculé étant la

différence entre les potentiels magnétiques des deux noeuds qui représentent les extrémités de chaque branche du réseau. En considérant le sens et la direction de la circulation des flux dans les tubes, on peut définir la relation entre les différences de potentiel magnétique dans les branches et les potentiels magnétiques nodaux comme suit

$$\{\varepsilon_{br}\}_{(n_b)} = [\tau]_{(n_b, n_n-1)}^t \cdot \{\varepsilon_n\}_{(n_n-1)} \quad (2.23)$$

$[\tau]$ est la matrice de connexion des branches du réseau. Elle permet, selon la circulation des flux magnétiques en termes de sens et de direction, de passer des grandeurs dans les branches aux grandeurs nodaux. Il est important de noter que dans cette modélisation, on considère que la matrice est constante et de taille constante puisque les branches magnétiques à l'entrefer où le transfert magnétique est null sont aussi considérées. Les termes de la matrice sont des (1) ou (-1). L'affectation des termes se base sur les instructions suivantes :

- 1 si la $k^{\text{ème}}$ branche s'éloigne du noeuds k
- -1 si la $k^{\text{ème}}$ branche est orientée vers le noeuds k

$$\text{et } \{\varepsilon_n\} = \begin{cases} \{\varepsilon_{sn}\}_{(2n_s)} \\ \{\varepsilon_{rn}\}_{(2n_r-1)} \end{cases}$$

Le vecteur $\{\varepsilon_n\}$ est de taille $(n_n - 1)$ du fait que un parmi les noeuds du réseau magnétique est choisi arbitrairement pour représenter le potentiel référentiel nul. Le vecteur des potentiels magnétiques est exprimé selon la loi de base de la magnétisme comme suit :

$$\{\varepsilon_n\}_{(n_n-1)} = [P_n]^{-1} \cdot \{\phi_n\}_{(n_n-1)} \quad (2.24)$$

avec $[P_n]$ est la matrice des perméances aux noeuds du réseau magnétique. Cette matrice est calculée comme suit :

$$[P_n]_{(n_n-1, n_n-1)} = [\tau] \cdot [P_{br}] \cdot [\tau]^t \quad (2.25)$$

et $\{\phi_n\}$ est le vecteur de flux magnétique aux noeuds composé comme suit :

$$\{\phi_n\} = \begin{cases} \{\phi_{sn}\}_{(2n_s)} \\ \{\phi_{rn}\}_{(2n_r-1)} \end{cases}$$

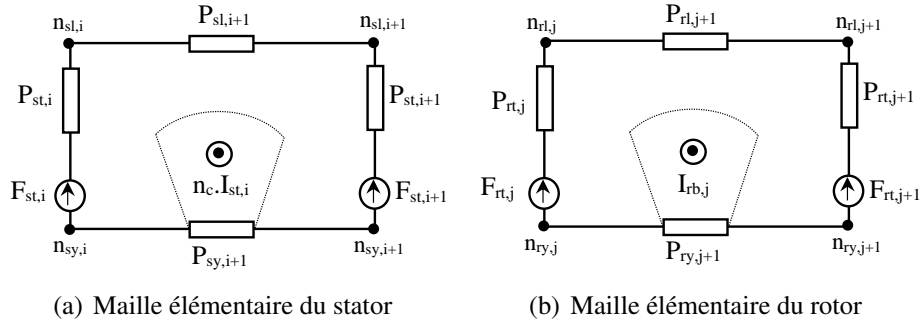


FIGURE 2.13: Mailles élémentaires de la machine à induction

Il est exprimé en fonction des FMM des branches actives à travers cette relation :

$$\{\phi_n\}_{(n_n-1)} = [P_{an}]_{(n_n-1, n_n-1)} \cdot \{F_n\}_{(n_n-1)} \quad (2.26)$$

avec

$$[P_{an}] = \begin{bmatrix} [P_{st}]_{(n_s, n_s)} & [0]_{(n_s, n_s)} & [0]_{(n_s, 2n_r)} & [0]_{(n_s, 2n_r-1)} \\ [0]_{(n_s, n_s)} & -[P_{st}]_{(n_s, n_s)} & [0]_{(n_s, 2n_r)} & [0]_{(n_s, 2n_r-1)} \\ [0]_{(n_r, n_s)} & [0]_{(n_r, n_s)} & [P_{rt}]_{(2n_r, 2n_r)} & [0]_{(2n_r, 2n_r-1)} \\ [0]_{(2n_r-1, n_s)} & [0]_{(2n_r-1, n_s)} & [0]_{(2n_r-1, 2n_r)} & -[P_{rt}]_{(2n_r-1, 2n_r-1)} \end{bmatrix}$$

L'assemblage des équations développées en 2.23, 2.24 et 2.26 donne

$$\{\epsilon_{br}\} = [\tau]^t \cdot [P_n]^{-1} \cdot [P_{an}] \cdot \{F_n\} \quad (2.27)$$

Les expressions développées en 2.22 et 2.27 sont introduites dans l'équation 2.17. Celle-ci devient :

$$\{\phi_{br}\} = [X]_{(n_b, n_n-1)} \cdot \{F_n\} \quad (2.28)$$

$$\text{avec } [X] = [P_{br}] \cdot \left([\tau]^t [P_n]^{-1} [P_{an}] - [\tau_f] \right)$$

2.3.6 Interaction électro-magnétique : FMM en fonction du courant

Les mailles élémentaires du stator et du rotor sont illustrées respectivement dans les Figures 2.13(a) et 2.13(b). En effet, le fonctionnement de la machine asynchrone est gou-

verné par des interactions électro-magnétiques selon les formules suivantes :

$$\begin{cases} F_{st,i} - F_{st,i+1} = -n_c \cdot I_{st,i} \\ F_{rt,j} - F_{rt,j+1} = -I_{rt,j} \end{cases} \quad (2.29)$$

En généralisant ces formules pour les différentes mailles du réseau, on obtient sous format matriciel :

$$\begin{cases} [Z_s]_{(n_s, n_s)} \cdot \{F_{st}\}_{(n_s)} = -n_c \cdot \{I_{st}\}_{(n_s)} \\ [Z_r]_{(n_r, n_r)} \cdot \{F_{rt}\}_{(n_r)} = -\{I_{rt}\}_{(n_r)} \end{cases} \quad (2.30)$$

Sous format compact, l'équation s'arrange comme suit :

$$\{F_n\}_{(n_s+n_r)} = [Z]_{(n_s+n_r, n_s+n_r)} \cdot \{I_t\}_{(n_s+n_r)} \quad (2.31)$$

2.3.7 Caractérisation de la matrice $[J]$

En considérant les développements électrique et magnétique précédents, la matrice d'interaction électrique-magnétique est construite en combinant les Equations 2.14, 2.15, 2.28 et 2.31 comme suit :

$$\{\phi\} = [\tau_\phi] \cdot [X] \cdot [Z] \cdot [\tau]^{-1} \cdot \{I\} \quad (2.32)$$

On définit alors la matrice $[J]$ comme étant un produit matriciel suivant :

$$[J] = [\tau_\phi] [X] [Z] [\tau]^{-1} \quad (2.33)$$

Par définition, la matrice $[J]$ permet de déduire, à partir du vecteur de courant électrique, le vecteur de flux magnétique. Le flux magnétique dans le stator et le rotor dépendent du champs magnétique généré dans l'entrefer au moment de rotation du rotor. Le caractère dynamique en rotation du champs magnétique est transmis à la matrice $[J]$.

Dans ce qui suit, on propose d'étudier l'origine de la caractérisation angulairement dynamique de la matrice. Le passage du comportement statique au comportement dynamique sera illustré par la détermination de l'effet de la rotation sur la matrice dynamique $[J(\theta)]$.

2.3.8 De la rotation du rotor à la valeur des perméances d'entrefer

En négligeant les variations du champ de flux à travers un tubes de flux magnétique, les expressions analytiques de la perméance est définie comme suit

$$P = \frac{\mu S}{L} \quad (2.34)$$

avec μ , S et L sont respectivement la perméabilité magnétique du matériau, la section transversale et la longueur du tube de flux.

Considérant que les tubes de flux au stator et au rotor sont constants en terme de caractéristiques géométriques ainsi qu'aux caractéristiques de leurs matériaux de construction, on traite le cas de modèle à perméances constantes dans ces zones.

Cependant, le transfert magnétique à l'entrefer se manifeste entre chaque couple de dents du stator et du rotor. Durant la rotation du rotor, les positions angulaires des noeuds du rotor varient. Cette variation induit des tubes de flux dans l'entrefer avec des géométries qui sont des fonctions non linéaires de l'angle de déplacement rotor / stator. Comme les tubes de flux dans l'entrefer ont des dimensions variables, leurs perméances sont non linéaires et peuvent être exprimées paramétriquement en fonction de la position angulaire du rotor. L'objectif de cette section est d'établir le lien entre le déplacement angulaire du rotor et la valeur des perméances d'entrefer. Ce lien est réalisé en définissant les paramètres dont la perméance dépend et montrer l'effet de la rotation du rotor ainsi que l'influence de la géométrie du moteur sur la caractérisation de ces paramètres.

2.3.8.1 Écart angulaire et angles limites

Comme le montre la Figure 2.14, l'écart angulaire entre deux dents est exprimé en fonction de l'angle mécanique θ par rapport à la rotation de l'arbre par la relation suivante

$$\theta_{ij}(t) = \theta(t) + \theta_{ij0} \quad (2.35)$$

Pour chaque couple de dents du stator et du rotor, le transfert magnétique est gouverné par deux angles limites θ_1 et θ_2 [62]. Géométriquement parlant, ces angles représentent l'angle limite que peut effectuer le rotor sans que la dent rotorique 'j' ne dépasse l'intervalle angulaire de la dent statorique 'i'. Cette configuration est explicitée dans la Figure 2.16. Les valeurs de ces angles sont constantes et dépendent de la géométrie de la machine. Leurs expressions sont définies comme suit

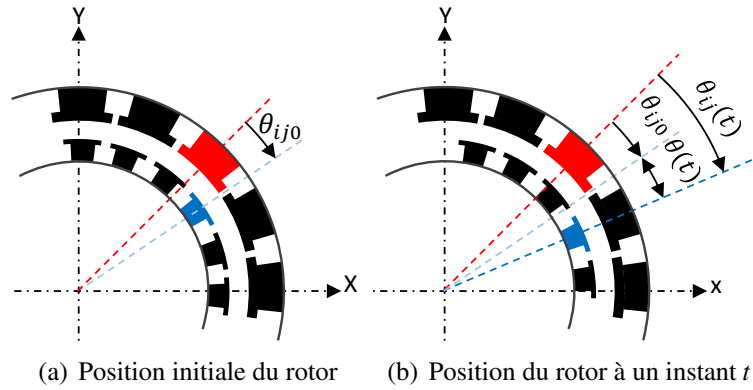


FIGURE 2.14: Prise en compte des conditions initiales pour le calcul de l'écart angulaire

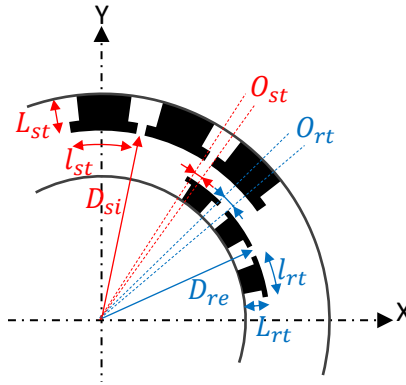


FIGURE 2.15: Géométrie des encoches du stator et du rotor

$$\theta_1 = \frac{|l_{st} - l_{rt}|}{D_g} \quad (2.36)$$

$$\theta_2 = \frac{l_{st} + l_{rt} + O_{st} + O_{rt}}{D_g} \quad (2.37)$$

avec,

$$D_g = \frac{D_{si} + D_{re}}{2} \quad (2.38)$$

et, l_{st} et l_{rt} respectivement les largeurs des dents du stator et du rotor, O_{st} et O_{rt} respectivement les ouvertures d'encoches des dents du stator et du rotor, D_{si} Diamètre intérieur du stator et D_{re} diamètre extérieur du rotor, Figure 2.15.

Physiquement parlant, ces deux angles représentent les limites angulaires de transfert maximal de flux magnétique et l'angle à partir de laquelle il n'y a plus de transfert du flux magnétique entre les deux dents du stator et du rotor.

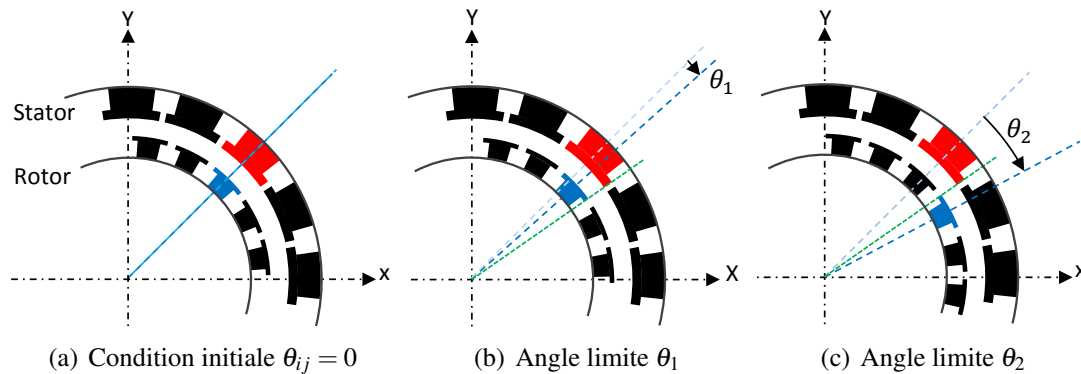


FIGURE 2.16: Configuration des dents au passage des angles limites

En considérant les deux angles limites définies précédemment, cinq cas marquants sont définis pour décrire le transfert magnétique dans l'entrefer de la machine à induction. En effet, ces cas délimitent le changement de la quantité de transfert magnétique, qui, elle même est contrôlée par la largeur de la zone de transfert.

2.3.8.2 Barres rotoriques inclinées

Dans le cas où les barres du rotor présentent une inclinaison β , le transfert magnétique dans l'entrefer va changer car la géométrie des tubes de flux change. L'influence de l'angle d'inclinaison sur la valeur maximale de perméance et sur les angles limites est résumée dans cette partie. En fonction de la valeur de l'angle d'inclinaison β , on définit trois cas illustrée dans la Figure 2.17

- Cas1 : L'angle d'inclinaison est suffisamment petit pour que la totalité de la dent rotorique soit totalement incluse dans le domaine angulaire de la dent statorique tout le long de la longueur axiale de la machine.
- Cas2 : La dent rotorique ne peut être que partiellement incluse dans le domaine angulaire de la dent statorique tout le long de la longueur axiale de la machine.
- Cas3 : Si le dent rotorique est incluse partiellement ou totalement dans le domaine angulaire de la dent statorique de la première extrémité axiale de la machine, elle n'est ni partiellement ni totalement incluse dans le domaine angulaire de la même dent statorique de l'autre extrémité axiale du rotor.

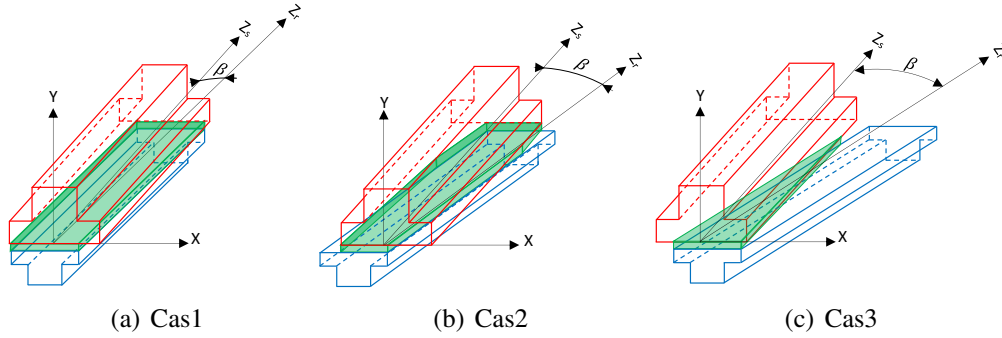


FIGURE 2.17: Influence de l'angle d'inclinaison sur la géométrie du tube de flux

Quelque soit la configuration des barres rotoriques, l'expression de l'angle limite θ_2 reste invariable.

$$\theta_2 = \frac{l_{st} + l_{rt} + O_{st} + O_{rt} + L_m \tan(\beta)}{D_g} \quad (2.39)$$

L'angle θ_1 et la perméance maximale P_{max} dépendent de la configuration des barres

Cas1 : $0 \leq \tan(\beta) \leq \frac{l_{st} - l_{rt}}{L_m}$

$$\theta_1 = \frac{l_{st} - l_{rt} - L_m \tan(\beta)}{D_g} \quad (2.40)$$

$$P_{max} = \mu_0 \frac{L_m l_{dr}}{e} \quad (2.41)$$

Cas2 : $\frac{l_{st} - l_{rt}}{L_m} \leq \tan(\beta) \leq \frac{l_{st} + l_{rt}}{L_m}$

$$\theta_1 = 0 \quad (2.42)$$

$$P_{max} = \frac{\mu_0}{e} \left(L_m \frac{l_{st} + l_{rt}}{2} - \frac{L_m^2 \tan(\beta)}{4} - \frac{(l_{st} - l_{rt})^2}{4 \tan(\beta)} \right) \quad (2.43)$$

Cas3 : $\tan(\beta) \geq \frac{l_{st} + l_{rt}}{L_m}$

$$\theta_1 = \frac{L_m \tan(\beta) - l_{st} - l_{rt}}{D_g} \quad (2.44)$$

$$P_{max} = \frac{\mu_0}{e} \frac{L_m l_{dr}}{\tan(\beta)} \quad (2.45)$$

On peut remarquer suite à ces formules que lorsque l'angle d'inclinaison augmente, la valeur la perméance maximale diminue. Lorsque l'angle d'inclinaison augmente au-dessus d'une certaine valeur, l'intervalle angulaire sur lequel la perméance reste constante et maximale s'élargit également. Cette configuration diminue les distorsions au niveau de la va-

leur du flux créé à l'entrefer de la machine à induction et assure une meilleure stabilité de la machine en assurant une meilleure continuité de l'apport en flux magnétique et donc en diminuant les vibrations du rotor. Cet effet d'inclinaison dans les machines électriques est relatif aux dents du stator et du rotor. Par conséquent, si le stator et le rotor sont inclinés, l'angle d'inclinaison équivalent est égale à la différence entre les angles de déviations correspondant à chacun du stator et du rotor.

2.3.8.3 Perméances d'entrefer angulairement périodiques

Les tubes de flux dans l'entrefer ont des géométries qui sont des fonctions non linéaires par rapport au déplacement angulaire du rotor. Chaque fois que le couple de dents est directement en avant, un flux maximal passe, la valeur de perméance est égale à (cas 1 sur la Figure 2.18), la valeur de perméance reste maximale jusqu'à atteindre l'angle limite (cas 2). Au fur et à mesure que le rotor se déplace, l'intervalle angulaire entre les deux dents augmente, le débit magnétique diminue ce qui est représenté par une diminution de la perméance (cas 3). Lorsqu'on atteint la valeur limite (cas 4), il n'y a évidemment plus de flux de la dent du stator vers la dent du rotor. Au-dessus de cette dernière valeur, le flux d'entrefer est égal à zéro, ce qui est modélisé par une valeur de perméance nulle (cas 5). Cette représentation est illustrée à la Figure 2.19.

Considérant que tous les paramètres du modèle électromagnétique, à l'exception des perméances à l'entrefer, sont constants, on peut souligner une spécificité importante du modèle : le comportement dynamique de la machine à induction est gouverné par la position angulaire du rotor indépendamment de la vitesse de rotation du moteur stationnaire ou non. Dans ce cas, nous définissons le déplacement angulaire du rotor comme une variable gouvernante de la modélisation angulaire. Soit θ le degré angulaire de liberté associé à la description angulaire.

Pour chaque couple de dents, la valeur de la perméance est une fonction analytique de l'angle mécanique du rotor, la valeur est calculée pour chaque position du rotor. Selon [6], cette variation est approximée par les deux premiers termes de la série de Fourier de la fonction représentant cette variation. La valeur de perméance est définie par intervalle

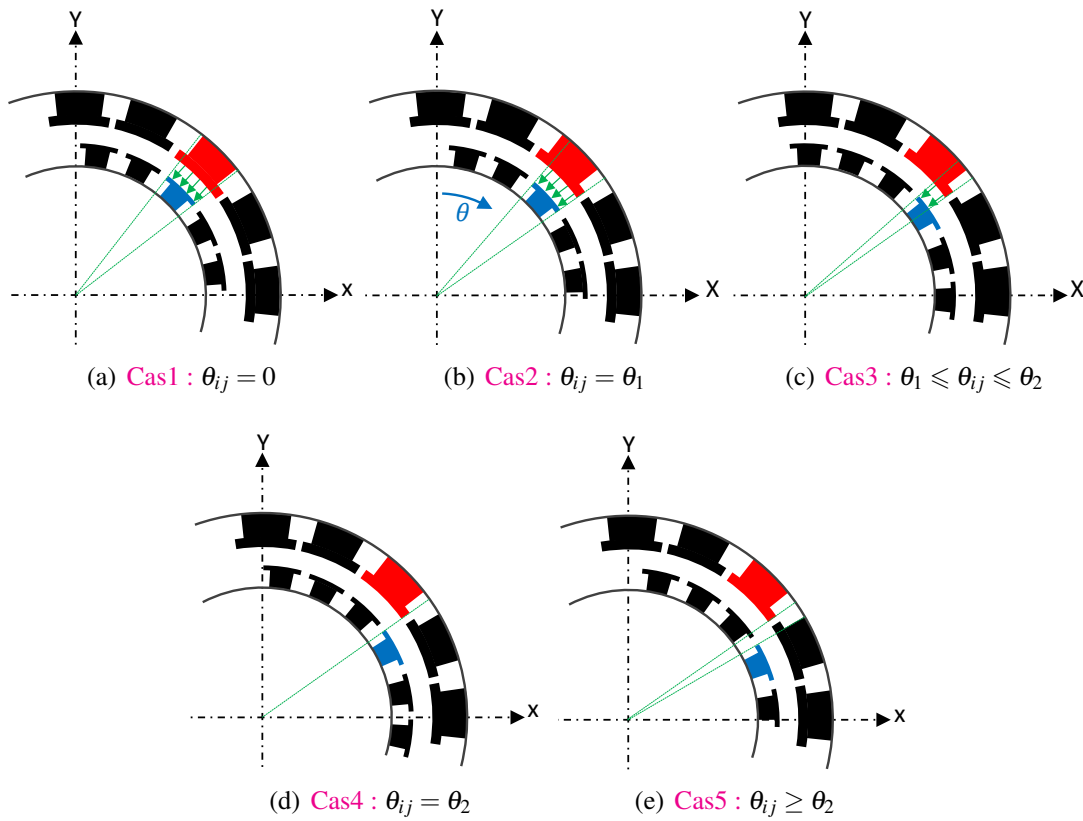


FIGURE 2.18: Ecart angulaire entre chaque couple de dents

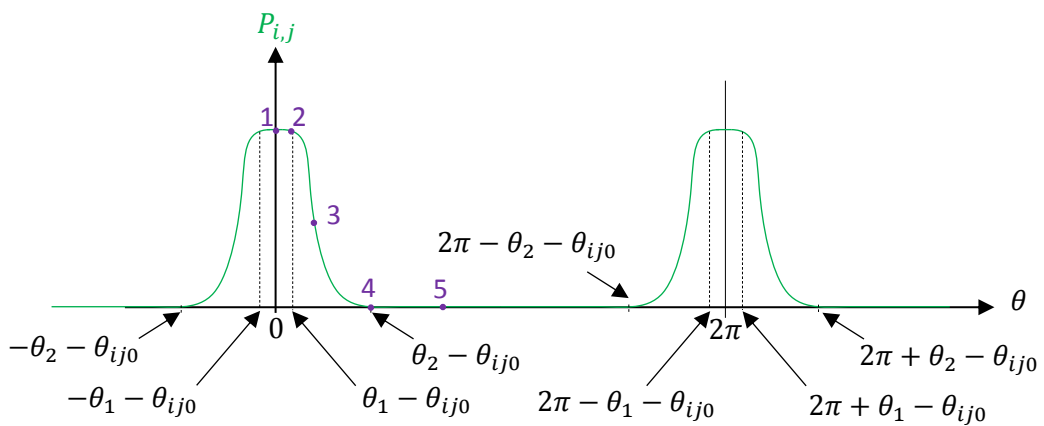


FIGURE 2.19: Perméances d'entrefer de deux dents quelconques en fonction de la rotation du rotor

selon la formule [62] dans l'Equation 2.46 :

$$P_{i,j}(\theta) = \begin{cases} P_{max} & \text{si } -\theta_{ij0} \leq \theta \leq \theta_1 - \theta_{ij0} \\ & \text{et} \\ & 2\pi - \theta_1 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq 2\pi - \theta_{ij0} \\ P_{max} \frac{1 + \cos \pi \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}}{2} & \text{si } \theta_1 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq \theta_2 - \theta_{ij0} \\ P_{max} \frac{1 + \cos \pi \frac{\theta - 2\pi + \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}}{2} & \text{si } 2\pi - \theta_2 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq 2\pi - \theta_1 - \theta_{ij0} \\ 0 & \text{si } \theta_2 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq 2\pi - \theta_2 - \theta_{ij0} \end{cases} \quad (2.46)$$

avec $P_{max} = \frac{\mu_0 L_m L_{lr}}{e}$

2.3.8.4 Perméances de dents adjacents

Considérant les positions angulaires uniformément réparties sur les circonférences du stator et du rotor, des relations angulaires peuvent être établies entre chaque couple de dents adjacents comme suit

$$P_{i,j+k_1}(\theta) = P_{i,j} \left(\theta + k_1 \frac{2\pi}{n_r} \right) \quad (2.47)$$

et

$$P_{i+k_2,j}(\theta) = P_{i,j} \left(\theta - k_2 \frac{2\pi}{n_s} \right) \quad (2.48)$$

avec k_1 et k_2 sont des entiers.

Ces équations sont schématisées dans les Figures 2.20 et 2.21.

2.3.8.5 Matrices de perméances

Considérant les fonctions angulairement périodiques définies pour représenter les variations de perméances d'entrefer en fonction de l'angle de rotation du rotor, on définit la matrice de perméance globale du réseau magnétique de la machine à induction. Une caractéristique importante de la matrice est qu'elle est composée d'un ensemble de blocs ; des blocs de perméances constantes et des blocs de perméances caractérisés par une per-

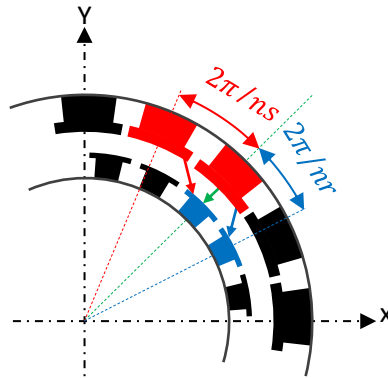


FIGURE 2.20: Ecart angulaire entre les dents adjacents

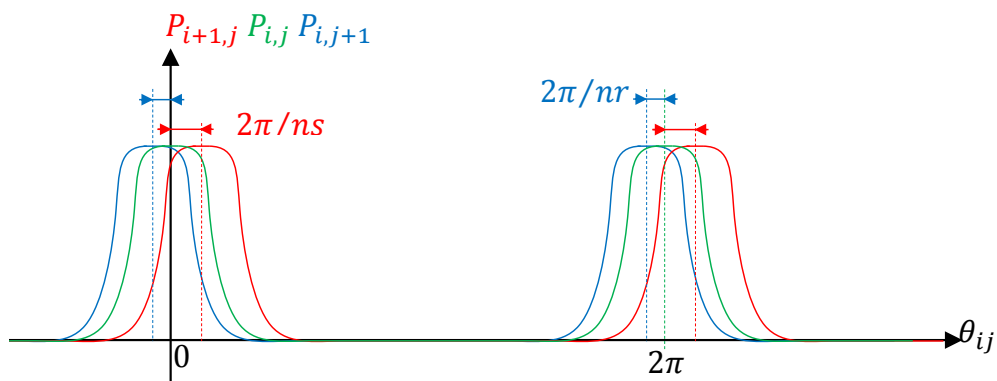


FIGURE 2.21: Perméance d'entrefer de dents adjacents

iodicité angulaire. La matrice est diagonale dont le vecteur diagonal est écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{Diag}([P_{br}(\theta)]) = \\
 & \left[\begin{array}{cccc}
 \{P_{sy}\}_{(n_s)} & \{P_{st}\}_{(n_s)} & \{P_{sl}\}_{(n_s)} & \{P_{1,1}(\theta) \cdots P_{i,j}(\theta) \cdots P_{ns,nr}(\theta)\}_{(n_g)} \\
 & & & \{P_{rl}\}_{(n_r)} \\
 & & & \{P_{rt}\}_{(n_r)} \\
 & & & \{P_{ry}\}_{(n_r)}
 \end{array} \right] \quad (2.49)
 \end{aligned}$$

La définition de la matrice de perméance comme la combinaison de matrices constantes et d'autres définies par des fonctions connues et angulairement périodiques permet d'explicitier les termes de la matrice de perméances nodales. La matrice a la forme suivante :

$$[P_n(\theta)] = \begin{bmatrix} [P_{11n}] & [P_{12n}] & [0] & [0] \\ [P_{21n}] & [P_{22n}(\theta)] & [P_{23n}(\theta)] & [0] \\ [0] & [P_{32n}(\theta)] & [P_{33n}(\theta)] & [P_{34n}] \\ [0] & [0] & [P_{43n}] & [P_{44n}] \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Les matrices élémentaires sont décrites en détail à l'annexe A.

En considérant l'effet de la rotation, l'expression analytique développée dans l'équation 2.25 s'écrit alors sous la forme suivante

$$[P_n(\theta)]_{(n_n-1, n_n-1)} = [\tau] \cdot [P_{br}(\theta)] \cdot [\tau]^t \quad (2.51)$$

2.3.8.6 Couplage avec la rotation : calcul de la matrice $[J(\theta)]$

En considérant le couplage des perméances d'entrefer avec la rotation du rotor, la matrice $[J(\theta)]$ dépend de la variable angulaire θ et s'écrit maintenant sous la forme suivante :

$$[J(\theta)] = [J_1] \cdot [P_n(\theta)]^{-1} \cdot [J_2] - [J_3] \quad (2.52)$$

avec

$$\begin{aligned}
 [J_1] &= [\tau_\phi] \cdot [P_{br}(\theta)] \cdot [\tau]^t \\
 [J_2] &= [Z] \cdot [\tau_i]^{-1} \\
 [J_3] &= [\tau_\phi] \cdot [P_{br}(\theta)] \cdot [\tau_f] \cdot [Z] \cdot [\tau_i]^{-1}
 \end{aligned}$$

Il est important de noter que $[J_1]$, $[J_2]$ et $[J_3]$ sont des matrices constantes obtenues par la multiplication de matrices angulairement périodiques et matrices constantes.

où, les matrices constantes $[\tau_\phi]$, $[\tau]$, $[Z]$, $[\tau_i]$ et $[\tau_f]$ ont été définies dans un développement précédent.

2.3.9 Résolution du système dynamique

En considérant l'équation différentielle 2.11 qui traduit le comportement électro-magnétique de la machine à induction, on déduit que la résolution du problème nécessite la détermination de la valeur de la dérivée du vecteur flux par rapport à la variable temporelle. En d'autres termes, cette équation impose de déterminer la valeur de :

$$\frac{d}{dt} \{\phi(t)\} = \frac{d}{dt} ([J(\theta)] \cdot \{I(t)\}) \quad (2.53)$$

Comme la matrice $[J(\theta)]$ est explicitement définie par rapport à la variable angulaire, la relation est écrite mathématiquement comme suit :

$$\frac{d}{dt} \{\phi(t)\} = \frac{d[J(\theta)]}{dt} \cdot \{I(t)\} + [J(\theta)] \cdot \frac{d\{I(t)\}}{dt} \quad (2.54)$$

Traditionnellement, la méthodologie de résolution amène à la dériver par rapport à la variable temporelle. La génération d'une variable temporelle pour dériver le vecteur de flux ne peut être formulée qu'en considérant la condition

$$\theta(t) = \omega \cdot t \quad \text{avec } \omega \text{ constante}$$

Cette condition est restrictive à des vitesses de rotation constantes.

2.3.9.1 La relation angle-temps

La formule 2.54 montre que la résolution implique simultanément des variables angulaire et temporelle. Dans l'objectif d'explicitier la dérivée du vecteur flux, la relation fondamentale angle-temps déjà décrite dans le Chapitre 1 est impliquée. Rappelons la relation entre les dérivations en angle et en temps comme suit

$$\frac{d\bullet}{dt} = \frac{d\bullet}{d\theta} \cdot \omega(t) = \frac{d\bullet}{d\theta} \cdot \hat{\omega}(\theta) \quad (2.55)$$

Deux façons sont alors possibles pour exprimer la dérivée du vecteur flux dans le domaine temporel ou bien angulaire.

La résolution temporelle :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \{\phi(t)\} = \frac{d[J(\theta)]}{d\theta} \cdot \omega(t) \cdot \{I(t)\} + [J(\theta)] \cdot \frac{d\{I(t)\}}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega(t) \end{array} \right. \quad (2.56)$$

La résolution angulaire :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \{ \phi(t) \} = \frac{d[J(\theta)]}{d\theta} \cdot \hat{\omega}(\theta) \cdot \{ \hat{I}(\theta) \} + [J(\theta)] \cdot \hat{\omega}(\theta) \cdot \frac{d\{ \hat{I}(\theta) \}}{d\theta} \\ \frac{d\theta}{dt} = \hat{\omega}(\theta) \end{cases} \quad (2.57)$$

La détermination de $\frac{d}{dt} \{ \phi(t) \}$ repose sur le calcul de $\frac{d[J(\theta)]}{d\theta}$. Ce sera l'objectif du prochain développement.

2.3.9.2 Calcul de la dérivée explicite de la matrice $[J(\theta)]$

La valeur exacte de $\frac{d[J(\theta)]}{d\theta}$ peut être calculée analytiquement par la dérivation de sa formulation, comme représenté par la formule suivante :

$$\frac{d[J(\theta)]}{d\theta} = -[J_1] \cdot [P_n(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d[P_n(\theta)]}{d\theta} \cdot [P_n(\theta)]^{-1} \cdot [J_2] \quad (2.58)$$

Puisque la matrice de perméance nodale est définie comme le produit matriciel de trois matrices dont une seule dépend de la variable d'intégration comme montré dans l'équation 2.51, une écriture mathématique de la dérivée de sa formule développée dans l'équation 2.51 sous la forme suivante est possible

$$\frac{d[P_n(\theta)]}{d\theta} = -[\tau] \cdot \frac{d[P_{br}(\theta)]}{d\theta} \cdot [\tau]^t \quad (2.59)$$

Autrement, du fait que l'expression de chaque coefficient de la matrice $[P_n(\theta)]$ est connue analytiquement, la matrice $\frac{d[P_n(\theta)]}{d\theta}$ est alors explicite. Les coefficients de la matrice sont calculés directement sans le passage par la multiplication de matrices montré dans l'équation 2.59. Elle est définie par blocs de matrices élémentaires nulles et d'autres à coefficients qui sont des fonctions périodiques de la variable angulaire θ . On peut la définir alors comme suit :

$$[dP_n(\theta)] = \begin{bmatrix} [0] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [dP_{22n}(\theta)] & [dP_{23n}(\theta)] & [0] \\ [0] & [dP_{32n}(\theta)] & [dP_{33n}(\theta)] & [0] \\ [0] & [0] & [0] & [0] \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Les matrices élémentaires sont calculées par dérivation de leurs coefficients ; en d'autre termes par dérivation des fonctions de perméances d'entrefer constituant les coefficients

des matrices. La matrice est calculée en calculant la dérivée de la fonction de perméance de l'entrefer par rapport à l'angle sous la forme représentée dans la Figure 2.22. En ce qui concerne l'expression de la perméance de l'entrefer, la dérivée en fonction de l'angle est une fonction angulairement périodique donnée par :

$$\frac{d}{d\theta} P_{i,j}(\theta) = \begin{cases} 0 & \text{si } -\theta_{ij0} \leq \theta \leq \theta_1 - \theta_{ij0} \\ & \text{et} \\ & 2\pi - \theta_1 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq 2\pi - \theta_{ij0} \\ -\frac{1}{2} P_{max} \left(\frac{\pi}{\theta_2 - \theta_1} \right) \frac{\sin\left(\pi \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}\right)}{2} & \text{si } \theta_1 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq \theta_2 - \theta_{ij0} \\ -\frac{1}{2} P_{max} \left(\frac{\pi}{\theta_2 - \theta_1} \right) \frac{\sin\left(\pi \frac{\theta - 2\pi + \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}\right)}{2} & \text{si } 2\pi - \theta_2 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq 2\pi - \theta_1 - \theta_{ij0} \\ 0 & \text{si } \theta_2 - \theta_{ij0} \leq \theta \leq 2\pi - \theta_2 - \theta_{ij0} \end{cases} \quad (2.61)$$

La fonction de dérivée de perméance est illustrée dans la figure suivante :

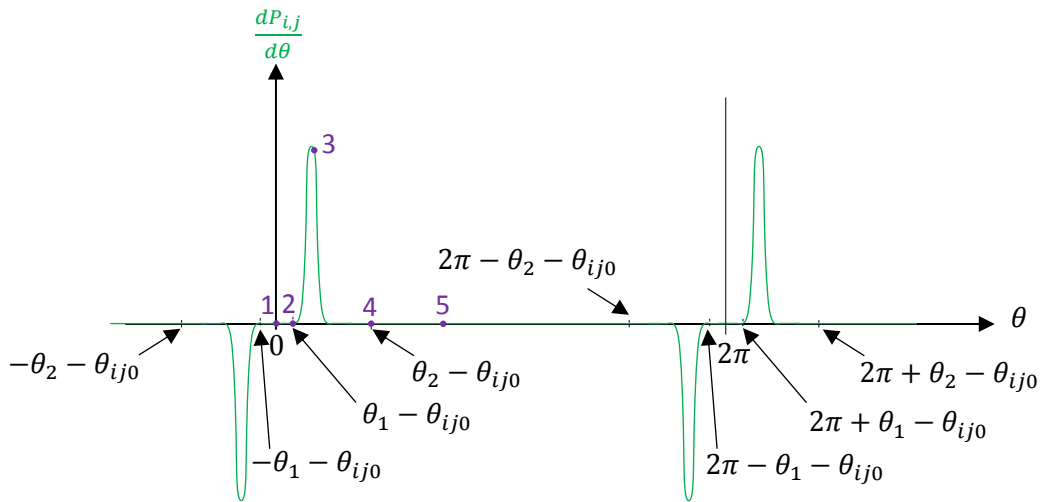


FIGURE 2.22: Dérivée de la perméance d'entrefer de deux dents quelconques en fonction de la rotation du rotor

Cette manière de résoudre la problématique conduit à la formulation de $\frac{d[J(\theta)]}{d\theta}$ sous la forme suivante :

$$[dJ(\theta)] = -[J_1] \cdot [P_n(\theta)]^{-1} \cdot [dP_n(\theta)] \cdot [P_n(\theta)]^{-1} \cdot [J_2] \quad (2.62)$$

Cette façon d'écrire la formule signifie que la dérivée de la matrice $[J(\theta)]$ est déterminée directement par des expressions analytiques sans le passage par la formulation basique des différences finies. Traditionnellement, la formulation des différences finies imposent le calcul de la valeur instantannée des coefficients de la matrice de perméances à deux instants successives. Le rapport entre la différence des coefficients élémentaires des matrices par rapport à la différence des deux instants permet de déduire la valeur de la dérivée de la matrice comme suit :

$$\frac{d[J(t(\theta_k))]}{dt} = \frac{[J(t(\theta_{k+1}))] - [J(t(\theta_k))]}{t(\theta_{k+1}) - t(\theta_k)} \quad (2.63)$$

Cette méthode de calcul est coûteuse en temps de résolution puisque le calcul se fait deux fois dans une seule itération. Cela s'ajoute aux erreurs de calcul numérique qui dépendront des paramètres et méthodes de résolution. La définition des matrices est donc très importante pour la résolution numérique du système surtout en tout ce qui concerne la facilité de modélisation du problème ainsi que de temps de calcul.

2.3.9.3 Systèmes différentiels sous approche angulaire : résolution hybride du système à dérivée explicite

Indépendamment de la description angulaire de la machine, la résolution de l'équation différentielle peut être traitée aussi bien dans le domaine angulaire que temporel. Le choix de résoudre en temps ou en angle dépend des besoins de résolution. Par intégration de la formule du flux dans l'équation différentielle représentative du comportement dynamique de la machine à induction, on obtient deux systèmes différentiels dans le domaine angulaire et temporel, tout en considérant la relation angle-temps qui nous permet la commutation entre la variable temps et la variable angle.

Dans le domaine angulaire :

$$\begin{cases} ([L] + [J(\theta)]) \cdot \hat{\omega}(\theta) \cdot \frac{d\{\hat{I}(\theta)\}}{d\theta} + ([R] + \hat{\omega}(\theta) [dJ(\theta)]) \cdot \{\hat{I}(\theta)\} = \{V(t)\} \\ \frac{d\theta}{dt} = \hat{\omega}(\theta) \end{cases} \quad (2.64)$$

Dans le domaine temporel :

$$\begin{cases} ([L] + [J(\theta)]) \frac{d\{I(t)\}}{dt} + ([R] + \omega(t) \cdot [dJ(\theta)]) \{I(t)\} = \{V(t)\} \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega(t) \end{cases} \quad (2.65)$$

2.3.10 Calcul du couple électro-magnétique

L'objectif de la compréhension de la dynamique de la machine à induction est de quantifier l'énergie transmise d'une forme à l'autre. La demande de la calcul de l'énergie conduit à l'évaluation des efforts mécaniques induites par l'interaction électro-magnétique. Cette relation est généralement traduit par la loi de Lorentz

$$F = lBI \quad (2.66)$$

pour une force F dans un conducteur de longueur l conduit par un courant I et un flux magnétique de densité B . Cette formule, ne considérant pas la distorsion du champs autour du conducteur en raison du courant dedans, n'est pas utile.

Le couple électro-magnétique est produit dans la machine à induction par les inductances paramétriquement variables. Le travail moteur produit par la machine est le travail de rotation. Dans le calcul du couple électromagnétique, on considère que l'unique déplacement généré par la machine est celui qui correspond à la rotation axiale. Le couple électromagnétique est alors la dérivée du travail virtuel par rapport à la variable de déplacement angulaire. Cette expression est développée comme suit :

$$T_{em}(\theta, t) = \sum_{j=1}^{n_r} \sum_{i=1}^{n_s} \varepsilon_{ij}^2(\theta, t) \frac{dP_{ij}(\theta)}{d\theta} \quad (2.67)$$

2.4 Exploitation du modèle de machine à induction

Afin de valider le modèle de machine asynchrone proposé, une représentation de sa caractéristique couple-vitesse de rotation a été proposée. Dans la Figure 2.23, on montre le comportement de la machine pour une plage de vitesses de rotation allant de $10rad/s$ à $400rad/s$. Sur la Figure, on met en évidence la capacité du modèle proposé à représenter le comportement moteur ainsi que génératrice de la machine asynchrone. La vitesse de synchronisme $\omega_s = 100\pi rad/s$ délimite la zone de fonctionnement moteur et la zone de fonctionnement en génératrice.

Selon les conditions de fonctionnement de la machine à induction, sa dynamique varie. En effet, la charge appliquée à l'arbre de la machine modifie l'équilibre électromagnétique dans la machine. Dans les applications industrielles, la machine électrique ne fonctionne jamais à vide. L'exploitation du modèle proposé de machine asynchrone nécessite donc le couplage la vitesse de la machine avec une 1ddl de rotation. Le système différentiel dans

2. Modélisation de la machine à induction sous approche angulaire

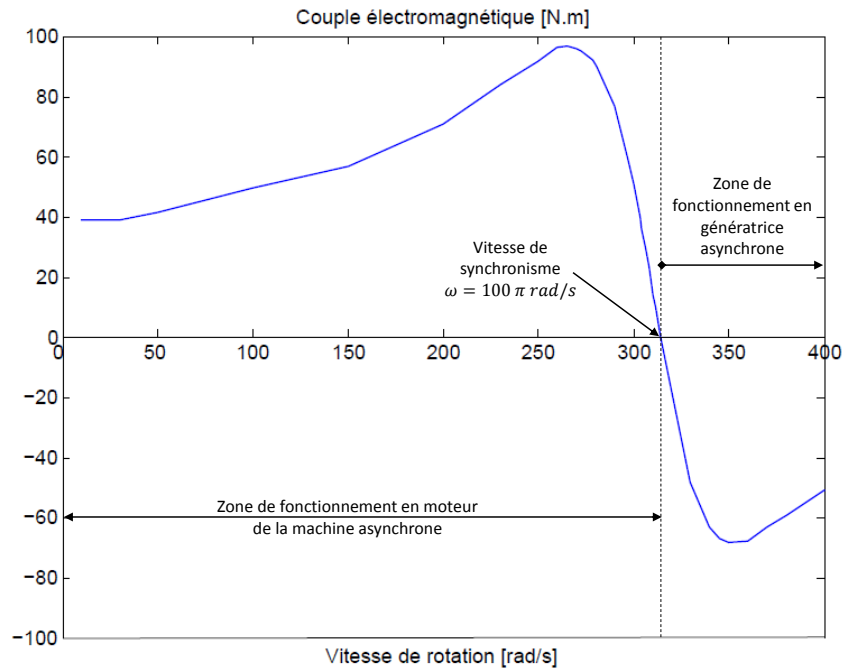


FIGURE 2.23: Variation du couple de charge extérieure

ce cas est le suivant.

$$\left\{ \begin{array}{l} ([L] + [J(\theta)]) \cdot \hat{\omega}(\theta) \cdot \frac{d\{\hat{I}(\theta)\}}{d\theta} + ([R] + \hat{\omega}(\theta)[dJ(\theta)]) \cdot \{\hat{I}(\theta)\} = \{V(t)\} \\ \frac{dt}{d\theta} = \frac{1}{\hat{\omega}(\theta)} \\ M_I \cdot \hat{\omega}(\theta) \cdot \frac{d\hat{\omega}(\theta)}{d\theta} + c \cdot \hat{\omega}(\theta) = T_{em}(\theta, t) - T_r \end{array} \right. \quad (2.68)$$

avec M_I l'inertie du rotor, c le coefficient d'amortissement et T_r le couple résistant.

Dans ce cas, le vecteur d'état est le suivant : $\left\{ \begin{array}{l} \{\hat{I}\} \\ t \\ \hat{\omega} \end{array} \right\}$

Le système différentiel décrit précédemment est schématisé dans la Figure 2.24.

Le modèle défini précédemment a été simulé pour un chargement constant égal à $8N.m$ pour une durée de 1000 tours du rotor et des paramètres électromagnétiques détaillés dans l'annexe C. La résolution du système différentiel a été réalisée par un code Matlab basé sur la fonction prédéfinie `ode15s`.

La résolution du modèle décrit angulairement est possible dans le domaine angulaire ainsi que temporel. Dans l'objectif de réaliser une comparaison des durées des simulations numériques du modèle de la machine à induction dans les deux domaines, deux termes doivent être différenciés. Ils concernent la description en temps ou en angle et la résolution

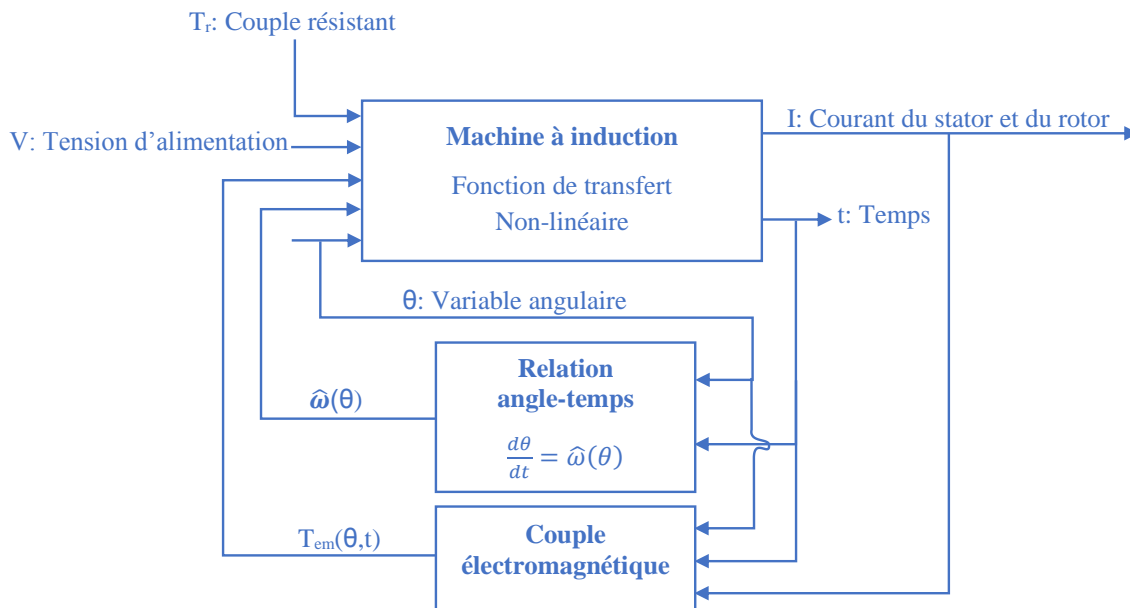


FIGURE 2.24: Schéma du principe du modèle électro-magnéto-mécanique

en temps ou en angle. En effet,

- la description en temps ou en angle concerne le calcul de la matrice $[J]$. Le choix de la variable temporelle est contraint par la condition que la vitesse de rotation est toujours constante. En fait, dans une description temporelle, les perméances sont calculés en fonction de la variable temps. Ce qui conduit à une matrice dévirée non explicite. Le calcul de cette dernière est basé sur la formule de différentiation fini contrairement à la description angulaire où la matrice dérivée est calculée explicitement.
- la résolution en temps ou en angle concerne le choix de la variable d'intégration pour la résolution du système différentiel. Comme expliqué précédemment le passage entre domaine temporel et domaine angulaire est assuré par la relation angle-temps pour une description angulaire. Par contre, pour une description temporelle, la relation reste toujours contrainte par une vitesse constante.

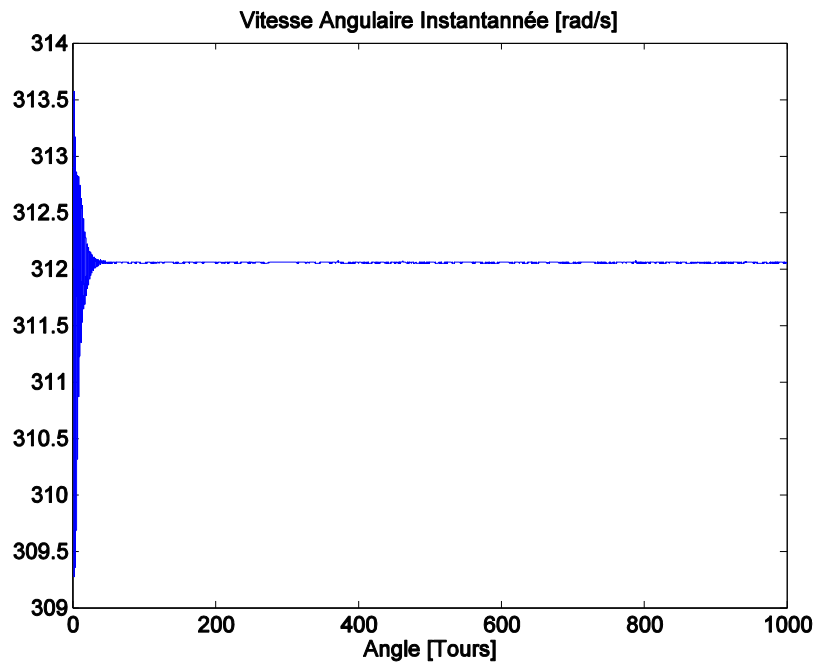
En terme de durée de simulation, la résolution du système est pareil en angle ou en temps puisque les matrices d'états ne changent pas. Par contre, la description en angle permet de gagner en temps de simulation de l'ordre de 72% par rapport à la description temporelle. En effet, un PC standard (CPU 3GHz et 16Gb RAM) a conduit à une durée de calcul d'environ 20min pour simuler 50tours du moteur soit 1s de fonctionnement. Ce résultat autorise des simulations à longues durées. Il est important à noter que dans la

littérature, les temps de simulations de système de machine asynchrone atteint maximum une seconde de simulation. Le modèle défini sous approche angulaire permet de lancer des simulations plus longues.

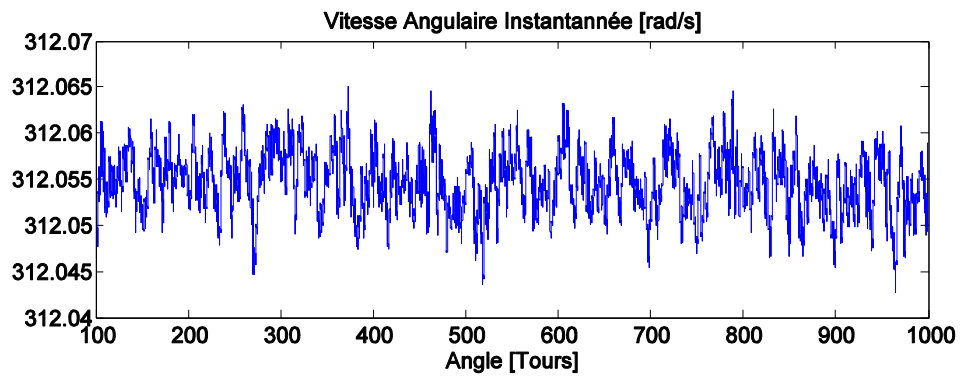
La Figure 2.25(a) montre la réponse de la Vitesse de rotation du système en fonction du nombre de tours du rotor. On constate que des fluctuations de vitesse apparaissent autour d'une valeur vitesse macroscopique constante lorsque le régime permanent est établi, Figure 2.25(b). Celles-ci sont produites par des interactions internes au système. En effet, la vitesse d'une machine asynchrone en cours de fonctionnement n'est jamais constante. Cette idée nous ramène à délimiter les définitions de régime stationnaire et régime non-stationnaire. Cette idée se manifeste par définir deux dualités :

- régime stationnaire \Leftrightarrow chargement constant
- régime non-stationnaire \Leftrightarrow chargement variable dépendant de la variable angulaire ou/et temporelle.

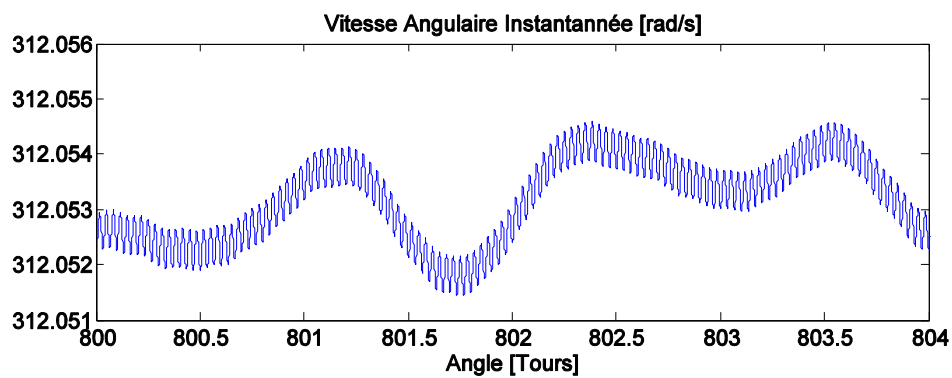
La Figure 2.25(c) montre une amplification de la courbe de la réponse en vitesse pendant 4 tours du rotor. On note des fluctuations périodiques qui apparaissent à une fréquence de 30 événements par tour qui correspond au nombre de barres de la cage d'écureuil. Ces fluctuations ont comme origine les distorsions au niveau du flux magnétique au moment du passage par les encoches du rotor. Physiquement parlant, cela s'explique par le fait que le flux magnétique dans un moteur asynchrone traverse le fer du stator, passe à travers l'entrefer entre le rotor et le stator, vers le fer de rotor et retransverse l'entrefer au stator. Les encoches du stator qui contiennent les enroulements de stator et les encoches du rotor qui contiennent les barres de rotor sont dans le chemin du flux magnétique. Le fer a une perméabilité élevée tandis que l'air, le cuivre et l'aluminium ont une faible perméabilité, ce qui signifie que le flux magnétique passe plus facilement par le fer que par l'air, le cuivre et l'aluminium. Ainsi, les encoches de stator et de rotor présentent des zones dans le trajet du flux magnétique qui résistent au flux magnétique. Lorsqu'une dent du stator passe devant une dent du rotor, elle provoque une modification de la résistance au flux dans cette zone. Ce changement de résistance au flux conduit à un changement du courant électrique produit par le flux. Le changement de courant représente une distorsion de la forme d'onde de courant ainsi que d'efforts mécaniques produits par les interactions électromagnétiques dans l'entrefer. Le résultat de ces distorsions apparaît en conséquence au niveau de la vitesse de rotation du rotor ce qui valide la représentation du modèle pro-



(a) Vitesse de rotation



(b) Vitesse de rotation en régime permanent



(c) Amplification de la vitesse de rotation en régime permanent, 800 tours - 804 tours

FIGURE 2.25: Vitesse de rotation en régime stationnaire

posé.

Il est important aussi de noter que le modèle décrit précédemment a été testé en fonctionnement génératrice. Les résultats ont prouvé la capacité du modèle à représenter ce mode de fonctionnement. Ce résultat pourra être une piste d'investigations pour de prochaines travaux de recherche.

2.4.1 Cas de fonctionnement non-stationnaire

Dans le but de montrer la capacité du modèle à représenter des conditions de fonctionnement non-stationnaires. Un couple de charge variable a été imposé. Le couple résistant est compris entre $3 N.m$ et $90 N.m$ en décrivant 3 pentes différentes, notamment; accélération, régime stationnaire et décélération sur un intervalle angulaire de 1000 tours comme le montre la Figure 2.26. Les Figures 2.27, 2.28 et 2.29 représentent les réponses de respectivement la Vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant de la phase statorique 1. Un suivi global du comportement dynamique montre que le système tends de façon continue à établir un équilibre dynamique stable entre ces différents grandeurs multiphysiques tout en respectant un certain nombre de contraintes :

- Vitesse de rotation strictement inférieure à la vitesse de synchronisme dans le but de conserver le caractère asynchrone et le comportement moteur de la machine.
- La caractéristique mécanique du moteur asynchrone dans la zone de fonctionnement moteur.

Un suivi plus invasif de ces grandeurs explicite la période de passage par les 30 encoches du rotor dans les représentations de la Vitesse de rotation et du couple électromagnétique. Tandis que cette période caractéristique du fonctionnement du système est cachée par la porteuse électrique représentative de la période d'alimentation en tension dans la réponse du courant de la première phase statorique. Dans le signal de courant électrique, la valeur de la période du réseau d'alimentation varie avec la vitesse de rotation.

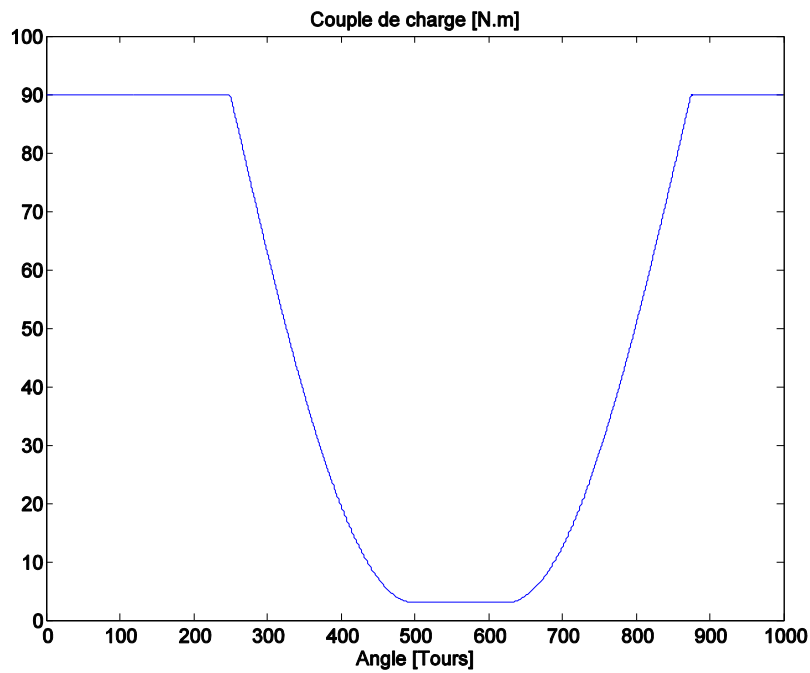


FIGURE 2.26: Variation du couple de charge extérieure

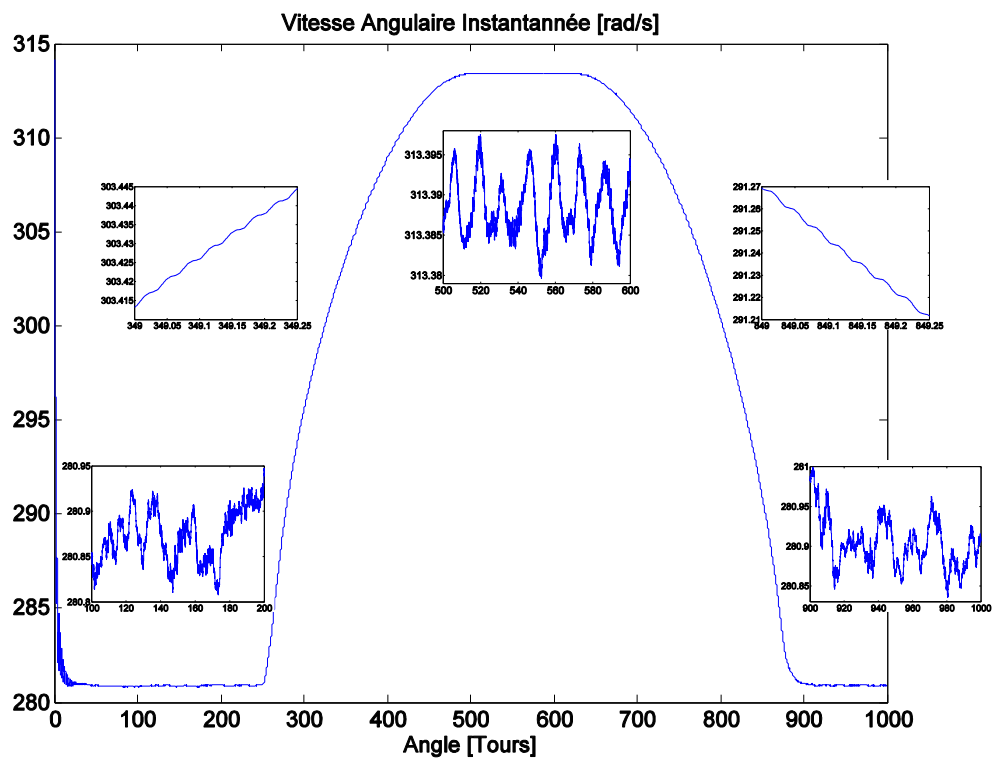


FIGURE 2.27: Vitesse de rotation en régime non-stationnaire

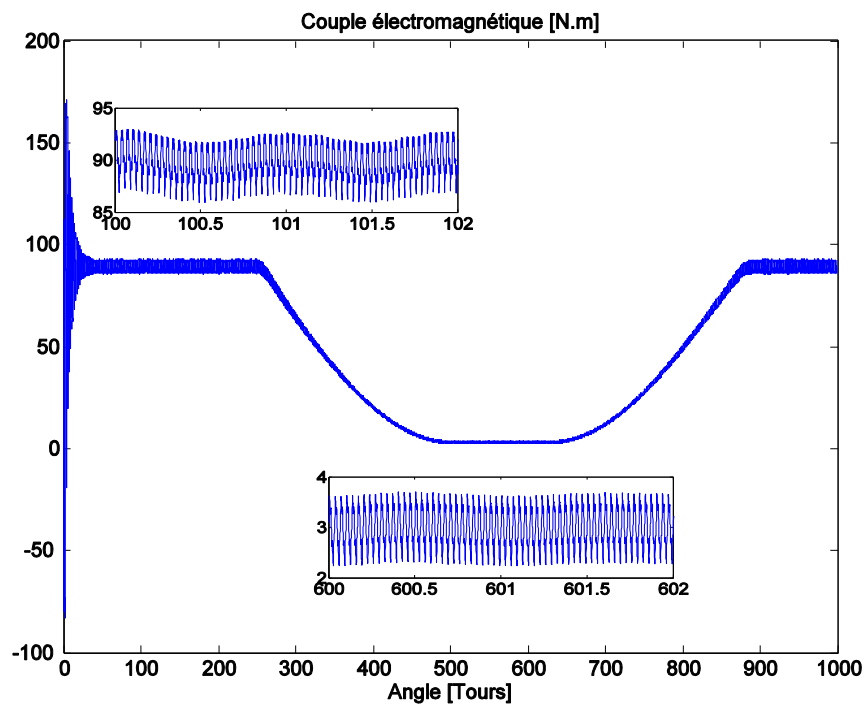


FIGURE 2.28: Couple électromagnétique en régime non-stationnaire

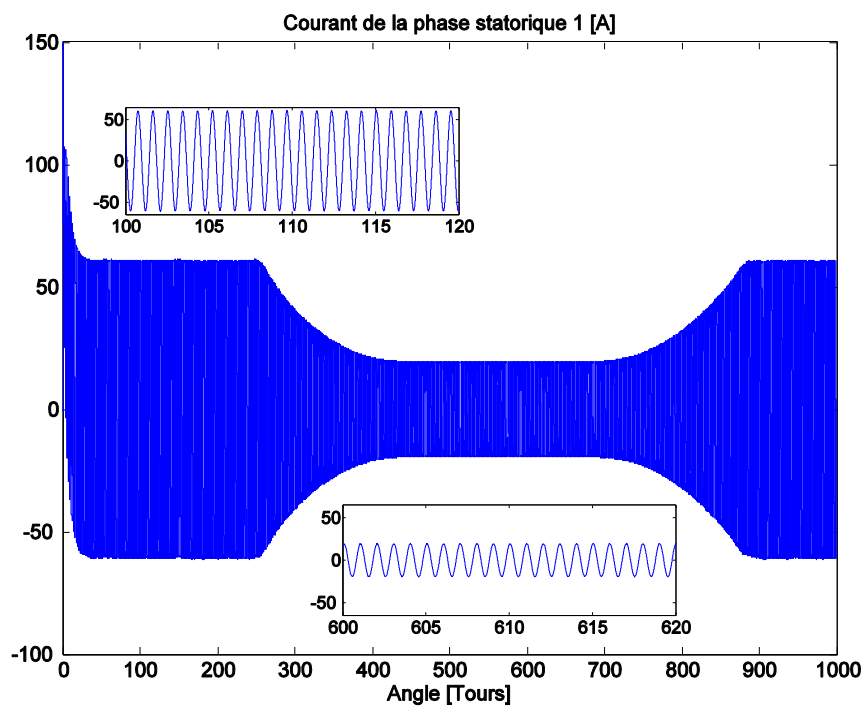


FIGURE 2.29: Courant de la phase 1 du stator en régime non-stationnaire

2.5 Conclusions

Dans ce chapitre, la modélisation d'un système électro-magnéto-mécanique est investiguée par l'association de trois niveaux de modélisation dans divers domaines :

- modélisation magnétique par un réseau PNM
- modélisation électrique par un réseau RL (Résistance - Inductance)
- modélisation mécanique par un modèle EF (Eléments Finis)

L'approche par le réseau de perméance consistait, en effet, à associer au système un circuit magnétique comportant des sources de forces magnétomotrices et des perméances. Les perméances sont par ailleurs variables au niveau de l'entrefer en fonction de l'angle de rotation du rotor afin de prendre en compte le comportement dynamique de la machine. L'étude de la topologie des tubes de flux auxquels sont associées les perméances du circuit magnétique à l'entrefer a permis de calculer les valeurs instantanées de celles-ci et leur description sous approche angulaire a permis une meilleure compréhension de la dynamique de la machine tournante. Sous approche angulaire, le modèle décrit d'explicitement leddl de rotation du système tournant et la relation angle-temps appliquée à un système où les excitations sont simultanément temporelles et angulaires a permis de lui associer une vitesse de rotation variable.

Les résultats présentés sous chargement constant ont re-défini la notion de stationnarité pour le fonctionnement d'une machine asynchrone, en plus de la validation du comportement moteur et génératrice du modèle proposé. La représentation sous un régime non-stationnaire a prouvé une originalité parmi les modèles celle de la capacité à franchir les limitations des conditions stationnaires de fonctionnement dans la modélisation des systèmes tournants.

Dans l'objectif d'une meilleure interprétation du fonctionnement de la machine asynchrone surtout dans les cas défectueux, le chapitre suivant sera consacré à l'intégration du modèle de la machine par couplage multiphysique dans un modèle plus représentatif de son comportement mécanique. L'influence des conditions de fonctionnement est mise en valeur et les défauts de roulements sont représentés par des excitations externes angulairement périodiques du couple mécanique.

”Electromagnetic torque is a function of derivatives of air gap permeances by θ . Having in mind that differentiation of a function degrades its properties, one can see the importance of accurately modeling air gap permeance. An acceptable error in permeance approximation, especially if the error changes its sign in the interval of approximation, can produce too high an error in the derivative of permeance, thus giving an inaccurate result for torque.”

Vlado Ostović

Chapitre 3

Voie de transfert multiphysique-multifréquence

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, une modélisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil a été présentée. La modélisation faite sous approche angulaire est extensible pour des investigations non-stationnaires. Dans ce chapitre, on étudiera l'influence des défauts des roulements sur le comportement dynamique de la machine et plus spécifiquement, la voie de transfert d'information dans le cas de présence d'un défaut dans une partie mobile de la machine. Dans une première étape, un couplage multiphysique sera traité. Les résultats d'investigation font intervenir trois dimensions du problème traité notamment l'aspect multiphysique, l'aspect multifréquenciel et la non-stationnarité. L'objectif principal de ce chapitre est de montrer un couplage multiphysique fort entre les phénomènes électromagnétiques se produisant dans la machine asynchrone et les effets liés à la rotation, notamment ceux produits par des variations de couple.

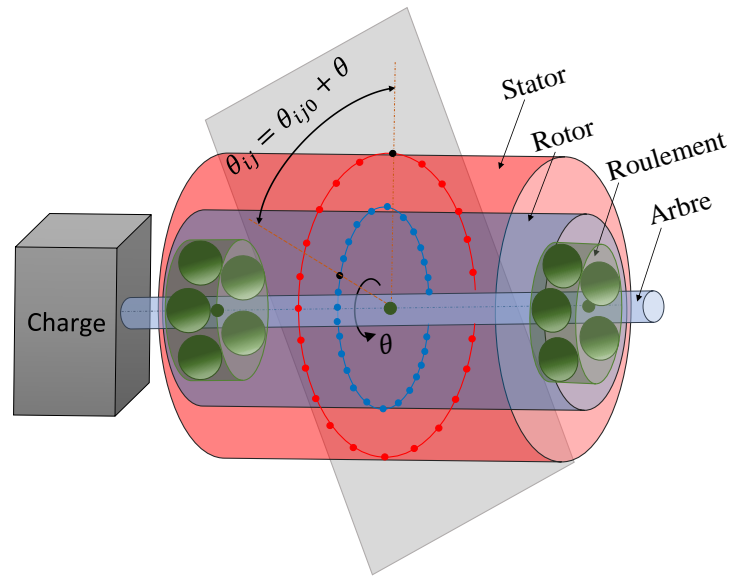
3.2 Application à la modélisation d'une machine à induction à palier à roulements

Le système multiphysique d'un moteur à induction et d'un palier à roulements est représenté dans trois domaines physiques et deux sous-systèmes : un sous-système électromagnétique du moteur à induction et un sous-système mécanique de l'arbre en rotation par rapport à un support fixe. Il est important de noter que la dénomination de rotor est purement électrique et n'est pas liée à la notion de dynamique des rotors.

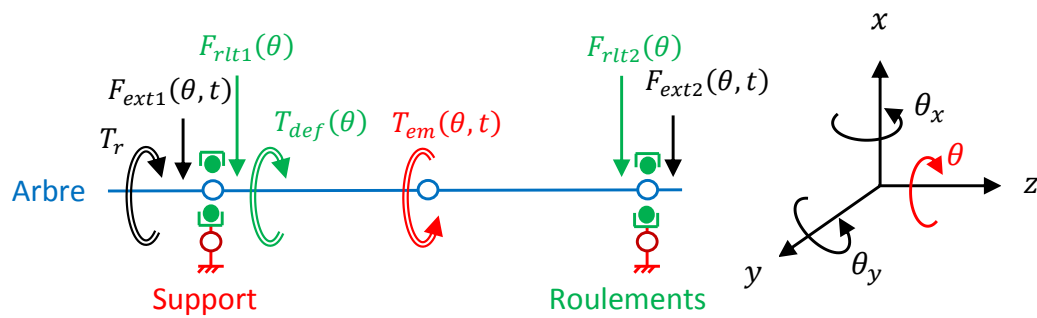
3.2.1 Couplage multiphysique : développement et méthodologie

Le comportement dynamique du modèle électro-magnéto-mécanique couplé est exprimé par un ensemble d'équations différentielles données par

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\{\hat{I}(\theta)\}}{d\theta} \\ \frac{d\{\hat{Q}(\theta)\}}{d\theta} \\ \frac{dt}{d\theta} \end{array} \right\} = \frac{1}{\hat{\omega}(\theta)} \cdot [A(\theta)] \cdot \left\{ \begin{array}{l} \{\hat{I}(\theta)\} \\ \{\hat{Q}(\theta)\} \\ t \end{array} \right\} + \frac{1}{\hat{\omega}(\theta)} \cdot [B(\theta)] \cdot \{U(\theta, t)\} \quad (3.1)$$



(a) Le système multiphysique en rotation



(b) Modèle multiphysique correspondant

FIGURE 3.1: Schématisation du système de la machine à induction couplée au palier à roulements et du modèle multiphysique proposé

3. Voie de transfert multiphysique-multifréquence

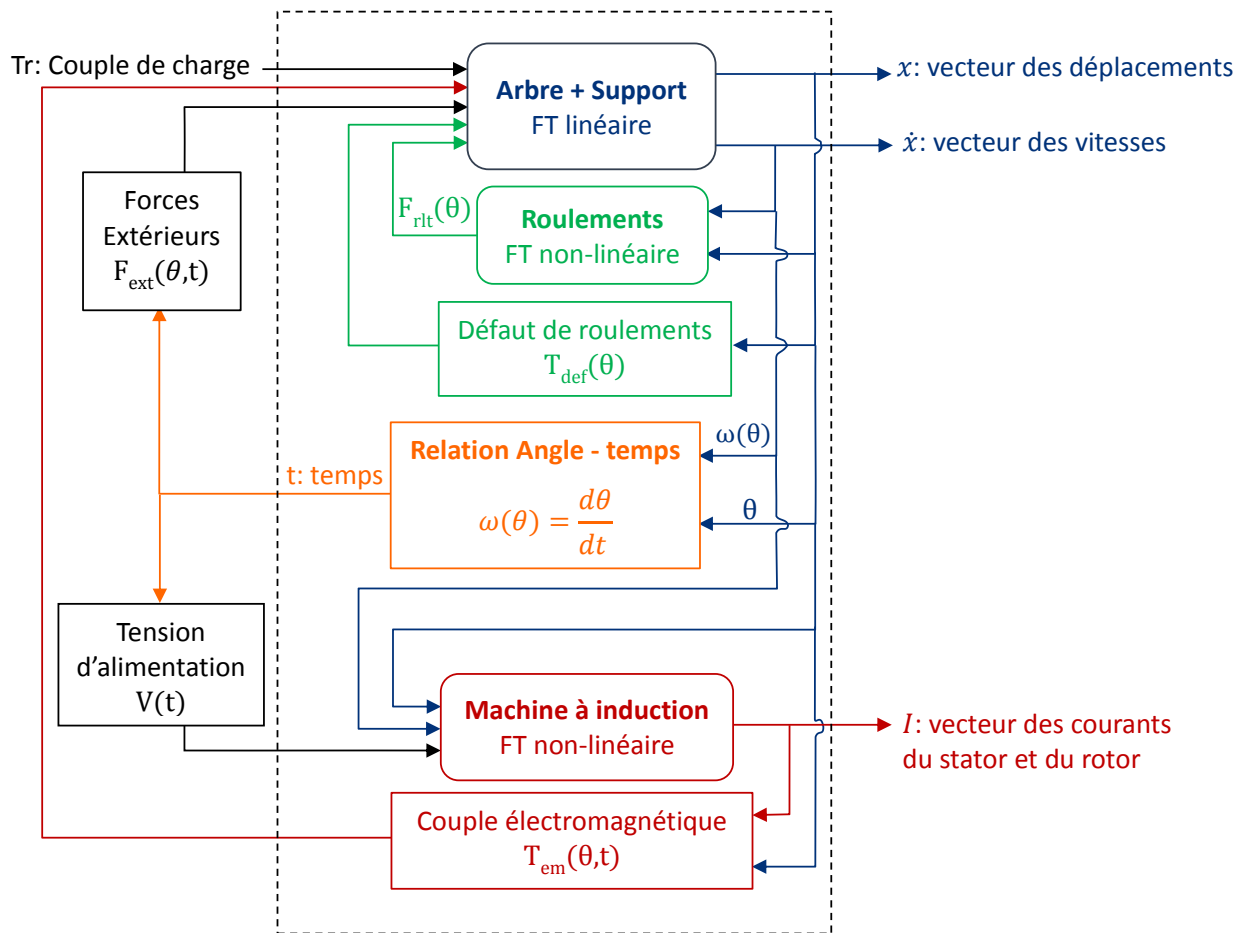


FIGURE 3.2: Méthodologie de couplage multiphysique fort entre les sous-systèmes tenant compte de la relation 'Angle-Temps'

Les matrices d'état sont définies par bloc comme suit

$$[A(\theta)] = \begin{bmatrix} [A_1(\theta)] & [0] & \{0\} \\ [0] & [A_2] & \{0\} \\ \langle 0 \rangle & \langle 0 \rangle & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

avec,

$$[A_1(\theta)] = \left[-([L] + [J(\theta)])^{-1} \cdot ([R] + \hat{\omega}(\theta) \cdot [dJ(\theta)]) \right] \quad (3.3)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} [0] & [I_d] \\ -[M]^{-1} \cdot [K] & -[M]^{-1} \cdot [C] \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

et,

$$[B(\theta)] = \begin{bmatrix} \left[([L] + [J(\theta)])^{-1} \right] & [0] & \langle 0 \rangle \\ [0] & \begin{bmatrix} [0] \\ [M]^{-1} \end{bmatrix} & \langle 0 \rangle \\ \langle 0 \rangle & \langle 0 \rangle & 1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Le vecteur des efforts extérieures incluent toutes les sources d'excitation électrique et mécaniques comme suit

$$\{U(\theta, t)\} = \left\{ \begin{array}{c} \{V(t)\} \\ \{T_{em}(\theta, t)\} + \{T_r\} + \{F_{ext}(\theta, t)\} + \{F_{rlt}(\theta)\} + \{T_{def}(\theta)\} \\ 1 \end{array} \right\} \quad (3.6)$$

$\{T_{em}(\theta, t)\}$, $\{T_r\}$, $\{F_{ext}(\theta, t)\}$, $\{F_{rlt}(\theta)\}$ et $\{T_{def}(\theta)\}$ représentent respectivement les vecteurs du couple électromagnétique produit par la machine à induction pour entraîner l'arbre du rotor, le couple résistant de charge, les efforts extérieurs qui peuvent être éventuellement appliqués au système mécanique, les forces de roulements et le couple résistant produit par le défaut.

Les variables d'état sont rassemblées dans $\{\hat{Q}(\theta)\} = \left\{ \begin{array}{c} \{\hat{X}(\theta)\} \\ \left\{ \frac{d\hat{X}(\theta)}{d\theta} \right\} \end{array} \right\}$

où la variable angulaire θ est le ddl de rotation selon l'axe z du noeud central de l'arbre. $\{\hat{X}(\theta)\}$ est le vecteur des déplacements généralisés de l'arbre exprimés en fonction de la variable angulaire. Comme l'arbre est modélisé par une représentation discrète, $\{\hat{X}(\theta)\}$ représente le déplacement des degrés de liberté sur ses différents noeuds par rapport à la variable angulaire. Par rapport à la variable temporelle, le vecteur est noté $\{X(t)\}$.

La partie structurale du modèle comporte essentiellement le support rigide et l'arbre tournant. L'arbre est discrétisé en un nombre limité de nœuds. Les deux nœuds d'extrémités correspondent aux positions des deux roulements. Les efforts radiaux relatifs aux roulements et au chargement extérieur sont alors représentés en ces deux nœuds. Le couple mécanique résistant qui peut éventuellement être appliqué par la charge est représenté sur le premier nœud d'extrémité de l'arbre comme schématisé dans la Figure 3.1(b). On considère que la machine à induction applique un couple électromagnétique responsable de l'entraînement de l'arbre en rotation au nœud central de celle-ci. En effet, tous les efforts générés par la machine électrique sont centralisés sur ce nœud.

Les efforts produits dans la machine sont concentrés sur le nœud central de l'arbre puisque le modèle électromagnétique de la machine est construit dans une section 2D perpendiculaire à l'arbre. Une modélisation plus complexe peut être envisagée en prenant en compte plusieurs sections du moteur. La rotation de l'arbre est assurée par le couple électromagnétique fourni par le moteur à induction appliqué sur ce nœud central. Le modèle prend en compte l'angle d'inclinaison des barres du rotor dans la direction axiale. Les effets dus aux phénomènes électromagnétiques sont fusionnés ce un seul nœud central de l'arbre.

L'arbre est représenté par des éléments de types poutre de section circulaire tout en considérant l'hypothèse de petites déformations.

Les six ddl de translation et de rotation sont considérés dans caractérisation de chaque nœud. Pour chaque nœud 'j', ils sont organisés dans le vecteur d'état comme suit, ici exprimés en fonction de la variable temporelle

$$\{X(t)\}_j = \left\{ x(t) \quad y(t) \quad z(t) \quad \theta_x(t) \quad \theta_y(t) \quad \theta_z(t) \right\}_j^t \quad (3.7)$$

Dans la modélisation de l'arbre, on ne considère pas les efforts et les déplacements axiaux. En conséquence, les ddl relatifs au déplacement z pour tous les nœuds du modèle structural sont bloqués.

Pour un modèle mécanique qui compte n ddl, les matrices $[M]$, $[K]$ et $[C]$ sont respectivement des matrices de taille (n, n) de masse, de raideur et d'amortissement constantes du système mécanique constitué par l'arbre et le support. Elles sont organisées par bloc comme suit :

$$[M] = \begin{bmatrix} [M_{arbre}] & [0] \\ [0] & [M_{Support}] \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$[K] = \begin{bmatrix} [K_{arbre}] & [0] \\ [0] & [K_{Support}] \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Les ddl des nœuds du support sont tous bloqués. En effet, on se sert de ces nœuds pour définir les efforts des roulements. Les efforts générés par les roulements sont alors considérés comme les efforts extérieurs intégrés au système mécanique {arbre, support}. Ils sont considérés comme des efforts de liaison entre chaque couple de nœuds qui représentent les positions de la bague intérieure et extérieure du roulement et donc qui représentent l'arbre et le support.

Les roulements sont modélisés par un simple modèle de Palmgren [63]. Ce modèle est établi par la définition de rigidités équivalentes qui relient les déplacements relatifs des bagues intérieure et extérieure aux efforts axiaux et radiaux entre les deux bagues. Dans notre cas d'étude, les efforts axiaux ne sont pas pris en compte dans la modélisation des roulements à billes à gorge profonde. La norme de l'effort radial est alors exprimée par deux composantes dans les directions x et y par

$$F_x = \frac{Z_b}{5} \cdot \sqrt{\left(\frac{\delta_x}{0.002}\right)^3 \cdot D_\omega} \quad (3.10)$$

et,

$$F_y = \frac{Z_b}{5} \cdot \sqrt{\left(\frac{\delta_y}{0.002}\right)^3 \cdot D_\omega} \quad (3.11)$$

avec Z_b et D_ω qui sont respectivement le nombre et le diamètre des billes.

$\delta_x = x_{BI} - x_{BE}$ et $\delta_y = y_{BI} - y_{BE}$. δ_x (resp. δ_y) est la différence des déplacements des bagues intérieure et extérieure (x_{BI} , x_{BE}) selon la direction x et donc des nœuds de l'arbre et du support relatifs à la position du roulement (resp. (y_{BI} et y_{BE}) selon la direction y).

Dans le modèle électromagnétique de la machine à induction, la vitesse de rotation du rotor de l'arbre correspond à la vitesse de l'arbre et l'excentricité du rotor est obtenue par le vecteur du déplacement généralisé de l'arbre en rotation. Le couple électromagnétique est calculé par post-traitement des courants et des flux magnétiques du modèle. Le temps, la vitesse de rotation et le vecteur de déplacement généralisé sont obtenus comme des sorties du sous-système mécanique. L'objectif du couplage électromagnétique-mécanique est d'obtenir un système différentiel unique combinant des variables d'état électriques et mécaniques. Il consiste à résoudre simultanément les équations différentielles électromagnétiques et mécaniques tout en conservant la rela-

tion angle-temps. Le système différentiel général est défini en combinant les équations différentielles précédentes. Les équations peuvent être écrites sous la forme état. L'avantage de cette méthodologie d'intégration est d'assurer une convergence directe pour toutes les variables d'état. Pour tenir compte des variations dynamiques, la position angulaire relative du rotor, le couple électromagnétique, la vitesse angulaire instantanée et l'excentricité du rotor sont actualisés à chaque pas. Les modèles magnétique, électrique et mécanique sont résolus à chaque itération, tout en assurant les relations entrée / sortie entre les sous-systèmes, comme le montre la Figure 3.2.

3.2.2 Grandeurs multiphysiques intervenants dans le transfert d'information

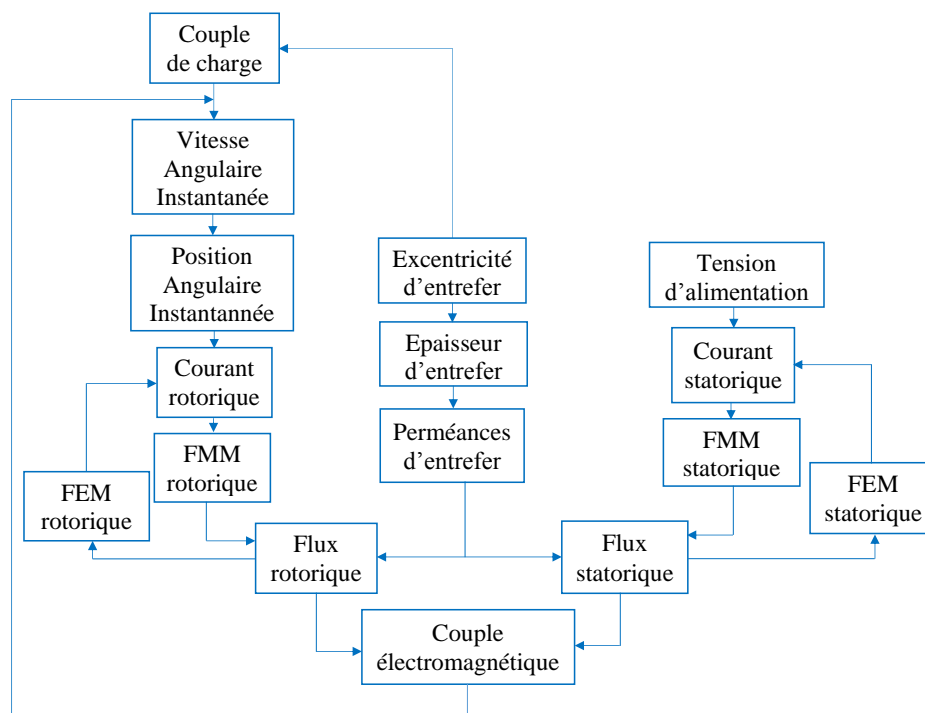


FIGURE 3.3: Interactions entre les grandeurs multiphysiques intervenants dans le transfert d'information

La Figure 3.3 permet de résumer les interactions multiphysiques entre les différents grandeurs qui caractérisent les sous-systèmes inter-connectés. En effet, cette figure permet de mettre en évidence le fait que le modèle prend en compte les couplages électromagnétique au sein de la machine ainsi que les couplages magnéto-mécaniques

dans la partie tournante du moteur.

La représentation met aussi en valeur la capacité du modèle proposé à auto-générer les valeurs instantanées ses grandeurs caractéristiques internes, particulièrement, l'excentricité d'entrefer, la vitesse instantanée de rotation et le couple électromagnétique instantané.

Également, la figure explicite les effets de l'excentricité du rotor et des variations du couple de charge sur les grandeurs électro-magnéto-mécaniques de la machine à induction.

Les perméances d'entrefer sont définies en fonction des caractéristiques géométriques de la machine. En particulier, dans le cas d'une excentricité du rotor, la valeur dynamique de l'excentricité change l'amplitude des perméances d'entrefer. Du fait que le flux magnétique dans l'entrefer est directement dépendant de ces perméances, le flux d'entrefer sera perturbé par l'excentricité du rotor. Le couple électromagnétique de la machine à induction qui dépend du champ magnétique étant l'association des perméances et des flux magnétiques produites dans l'entrefer contiendra aussi cette information. En présence de défaut sous forme de couple mécanique, la machine à induction réagit en produisant un couple électromagnétique capable de combler le couple résistant produit par le défaut. Le changement de la valeur du couple électromagnétique peut être visualisé par des variations au niveau de la vitesse de rotation de la machine. La valeur des perméances d'entrefer reste inchangée du fait que celle-ci est indépendante de la valeur de la vitesse de rotation et que l'excentricité du rotor est nulle dans ce cas. La variation de la vitesse du champ magnétique dans l'entrefer est explicitée par des variations des flux dans les branches magnétiques.

En plus du comportement multiphysique, des grandeurs internes de la machine déterminent son comportement fréquentiel. Selon la caractéristique de la grandeur considérée, celle-ci peut être une source de fréquences angulaires et/ou temporelles. Particulièrement dans le cas où les conditions de fonctionnement sont non-stationnaires, on présente dans la Figure 3.4 dans le domaine temporel et dans le domaine angulaire des quantités sources fréquentiels du système couplé. Le schéma montre la variation angulaire des perméances de couples successives de dents. Relativement à la distribution spatiale des encoches du stator et du rotor, les perméances des dents successives ont des périodicités angulaires ($\frac{2\pi}{n_s}$, $\frac{2\pi}{n_r}$). Les perméances conservent leurs caractéristiques de périodicité angulaire dans une représentation en fonction de la variable angulaire. On constate que lorsque le régime de fonctionnement est stationnaire, que la caractéristique de périodicité

3. Voie de transfert multiphysique-multifréquence

de cette grandeur magnétiques est conservée même dans une représentation fréquentielle.

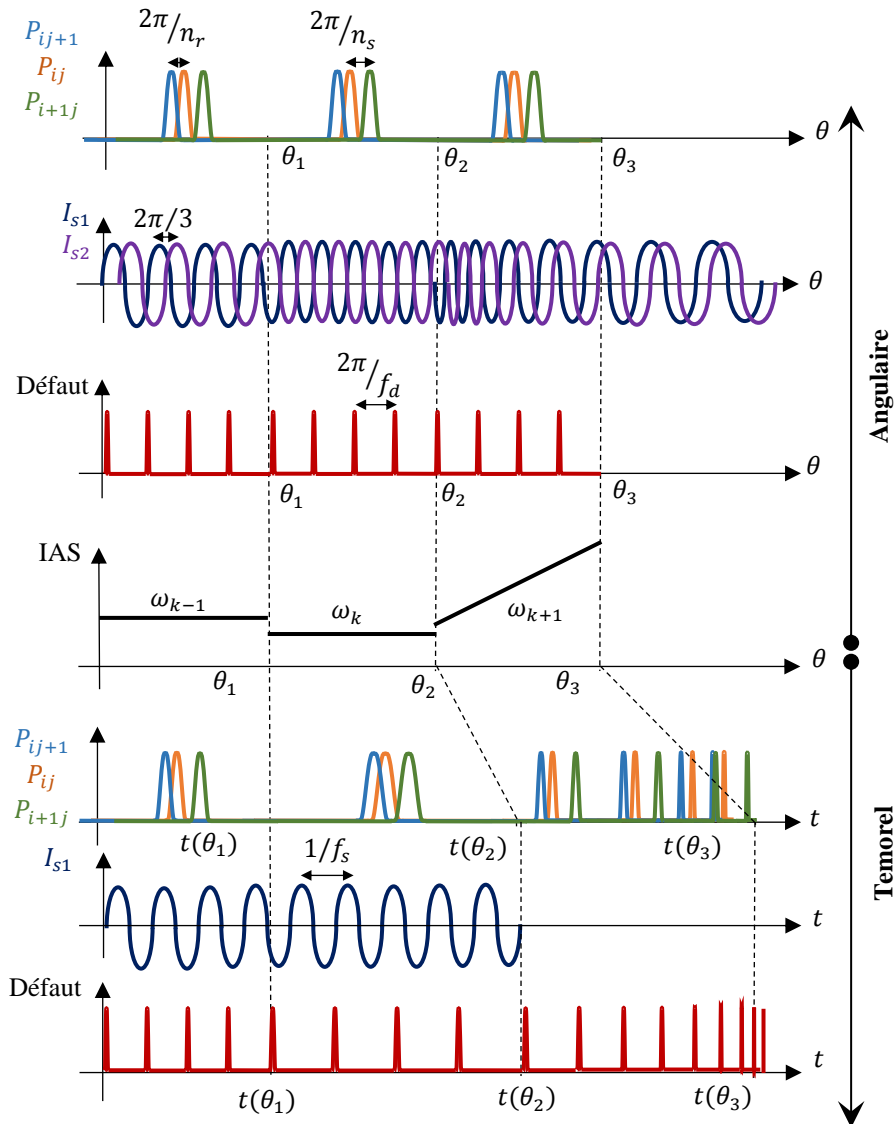


FIGURE 3.4: Représentation temporelle et angulaire pour trois régimes de fonctionnement (stationnaires et non-stationnaire) des perméances d'entrefer, des courant de phases du stator et de la perturbation par un défaut mécanique

Au contraire, lorsque le régime de fonctionnement est défini par une pente de la vitesse de rotation, la caractéristique périodique des perméances d'entrefer n'est plus explicité, elle est plutôt perturbée par l'influence du régime de fonctionnement. Les grandeurs sont schématisées pour trois niveaux de vitesse de rotation dont une est non-stationnaire. Cette idée est bien la même pour un défaut mécanique qui peut éventuellement se produire

dans la machine à une périodicité angulaire $\frac{2\pi}{f_d}$. Dans le cas contraire où les courants des phases statoriques représentent une caractéristique fréquentielle temporelle du réseau d'alimentation f_s généralement égale à (50Hz), cette caractéristique est conservée dans les régimes parfaitement stationnaires ou uniquement dans une représentation temporelle pour un régime non-stationnaire.

Suite à cette description multiphysique-multifréquentielle du système à étudier, nous voyons l'intérêt de se placer à des points de fonctionnement particuliers permettant de favoriser la compréhension de l'influence de la caractérisation du système sur la détection des défauts.

3.3 Influence des propriétés internes du système sur le comportement multiphysique

La conception et l'amélioration du comportement des moteurs asynchrones nécessitent la proposition de solutions technologiques qui interviennent dans la spécification du comportement dynamique du système global. Ces solutions concernent l'optimisation du choix des paramètres relatifs aux propriétés internes de la machine comme son architecture (type de bobinage, type d'encoques, inclinaison des barres du rotor, ...) ou sa géométrie (dimensionnement du stator et du rotor, nombre d'encoques et de barres rotoriques, ...) ou comme son fonctionnement (alimentation par un réseau triphasé, introduction d'un variateur de fréquence, ...) et sa fabrication (minimiser les excentricités dus à l'assemblage ou la non uniformité de montage). De tous ces paramètres dépendra le comportement global de la machine.

Dans ce paragraphe, on présentera les effets du nombre d'encoques, de l'angle d'inclinaison des barres du rotor, de la perturbation de la tension d'alimentation et de l'excentricité sur le comportement dynamique du modèle couplé défini précédemment. Pour cela des comparaisons entre les résultats obtenus pour ces cas particuliers sont comparés avec celui de la machine définie par les paramètres utilisés précédemment et dans le cas de fonctionnement idéal.

3.3.1 Influence de l'inclinaison des barres du rotor

Dans la conception des machines asynchrones, l'inclinaison des barres du rotor est une solution technologique qui permet de diminuer les effet des distorsions du champ

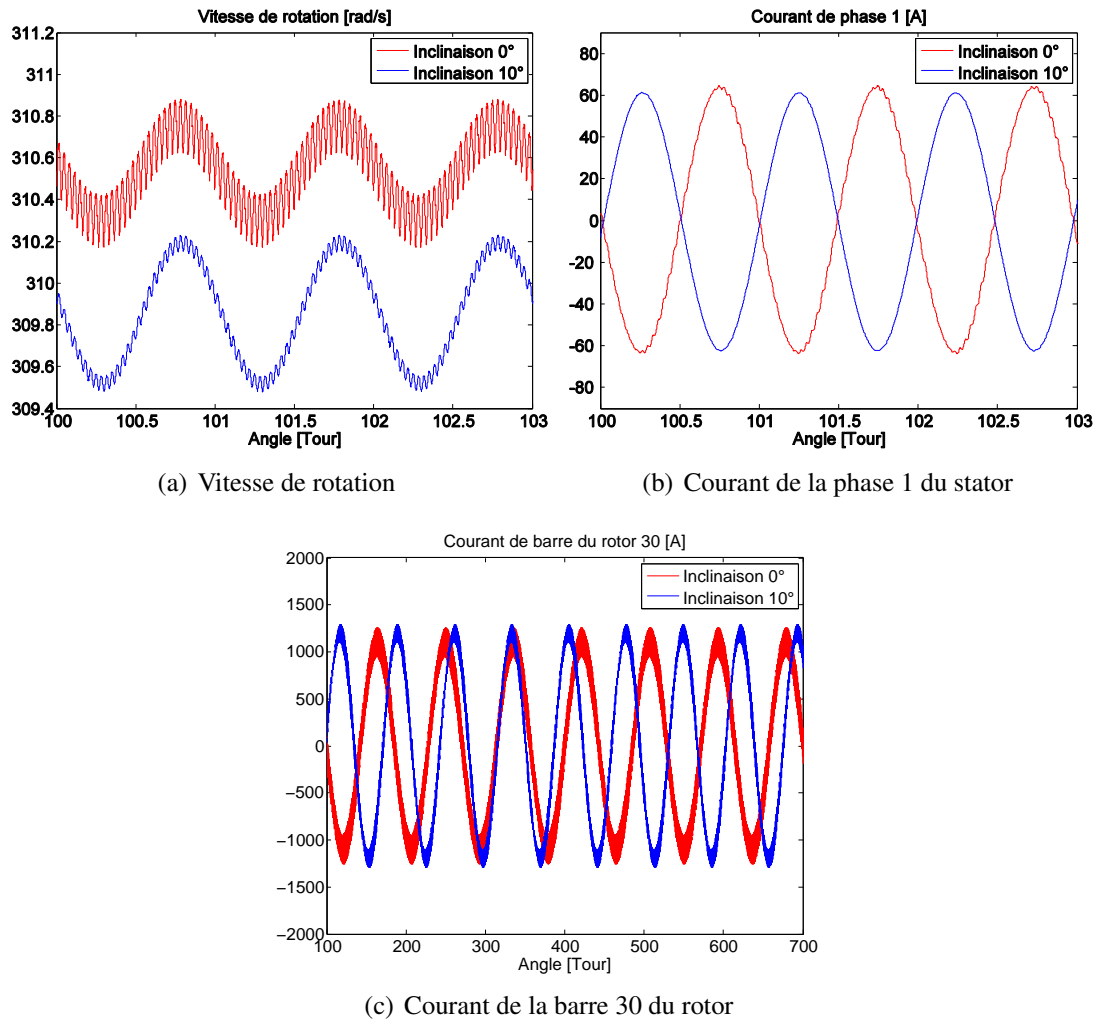
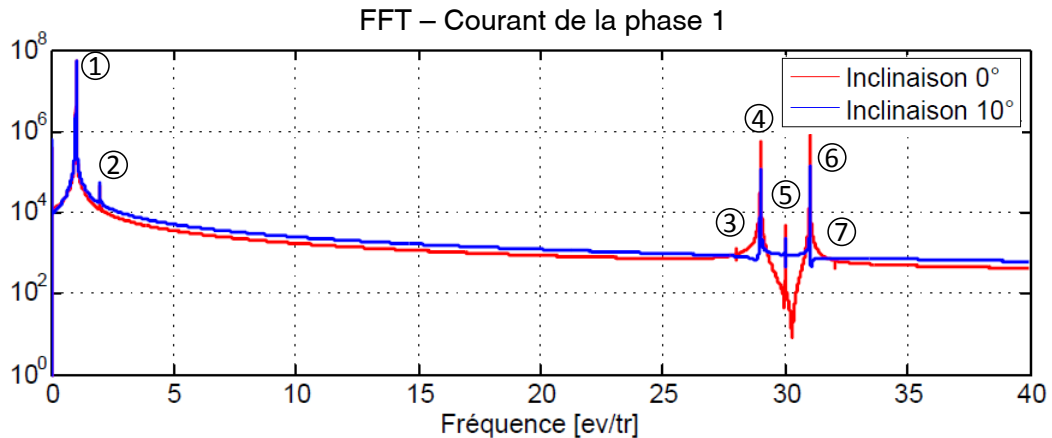


FIGURE 3.5: Vitesse de rotation, courant de la phase 1 et courant de la 30^{eme} barre rotorique d'une machine sans inclinaison et d'une machine avec une inclinaison des barres de 10°

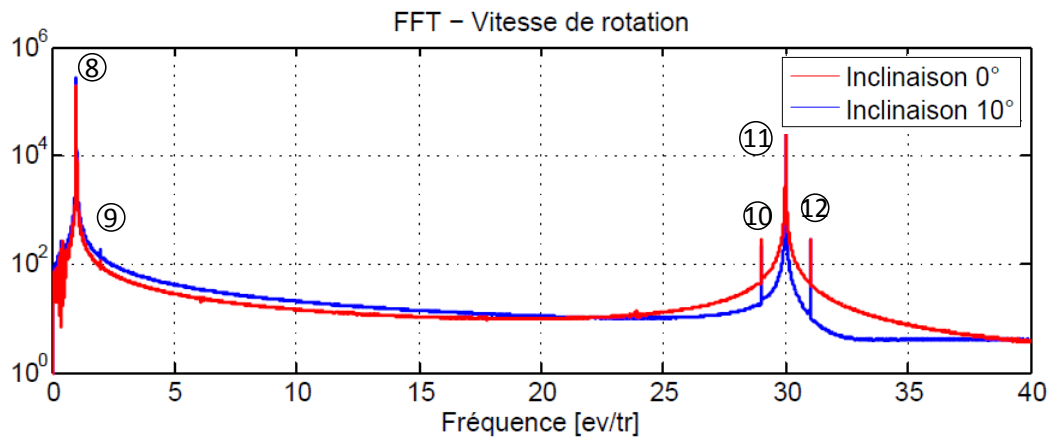
magnétique. Ces oscillations sont à l'origine de fluctuations de vitesse de rotation du rotor de la machine et ainsi d'oscillations de couple électromagnétique résultant. Le redressement de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique produit par la machine est important pour diminuer les vibrations de la structure de la machine et assurer la stabilité du moteur. En revanche, l'augmentation de l'angle d'inclinaison des barres du rotor conduit à un transfert magnétique moins performant dans l'entrefer de la machine, à une diminution des performances de la machine en production mécanique. Cela est dû à une zone de transfert magnétique moins étendue que lorsque les dents du stator et du rotor sont directement opposés. L'optimisation de la valeur de l'angle d'inclinaison est donc nécessaire.

Il a été déjà décrit dans le Chapitre 2 l'effet de l'inclinaison des barres sur les valeurs de la perméance magnétique et des angles limites de l'intervalle d'échange magnétique entre chaque couple de dents dans l'entrefer. Sur les Figures 3.5(a) et 3.5(b), on montre la réponse angulaire de la vitesse de rotation, du courant de la phase 1 du stator et le courant d'une barre du rotor pour des machines avec des angles d'inclinaison du rotor de 0° et 10° . On remarque dans l'allure de la vitesse de rotation que l'augmentation de l'angle d'inclinaison diminue la valeur moyenne de la vitesse de rotation de la machine de 310.6rad/s pour 0° à 309.8rad/s pour 10° . En contrepartie, les fluctuations de la valeur de la vitesse diminuent suite à cette augmentation d'angle. Ces fluctuations qui se manifestent dans les deux cas d'étude à 30ev/tr qui correspondent au nombre d'encoches fixe du rotor sont d'amplitude 0.24rad/s pic-à-pic pour des barres non-inclinées et d'amplitude 0.07rad/s pour un angle d'inclinaison de 10° . Le signal de courant électrique montre moins de perturbations pour un angle d'inclinaison plus grand. Sur les signaux de courant de la 30^{ème} barre du rotor, on remarque que l'inclinaison des barres intervient dans la définition de la fréquence d'oscillation des courants électriques dans les barres.

Les Figures 3.6(a) et 3.6(b) montrent le contenu fréquentiel en fréquences angulaires des signaux de courant électrique de la phase 1 du stator et de la vitesse de rotation. Sur le spectre du courant du stator et celui de la vitesse de rotation, les contenus spectraux sont les mêmes dans le cas des barres inclinées et des barres non inclinées. Les fréquences qui apparaissent sont relatives aux caractéristiques fréquentielles du fonctionnement de la machine, notamment, la fréquence d'alimentation du réseau électrique 50Hz , f_s , la fréquence de rotation du rotor f_r à 1ev/tr et la fréquence de passage par les encoches du rotor f_{sh} à 30ev/tr ainsi que des modulations de fréquence résumées dans le tableau 3.1.



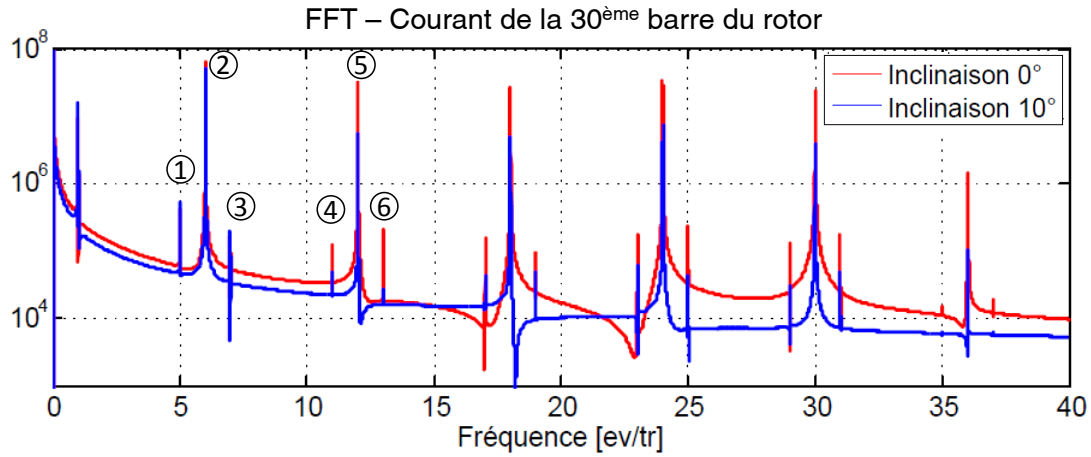
(a) Spectre du courant de la phase 1 du stator



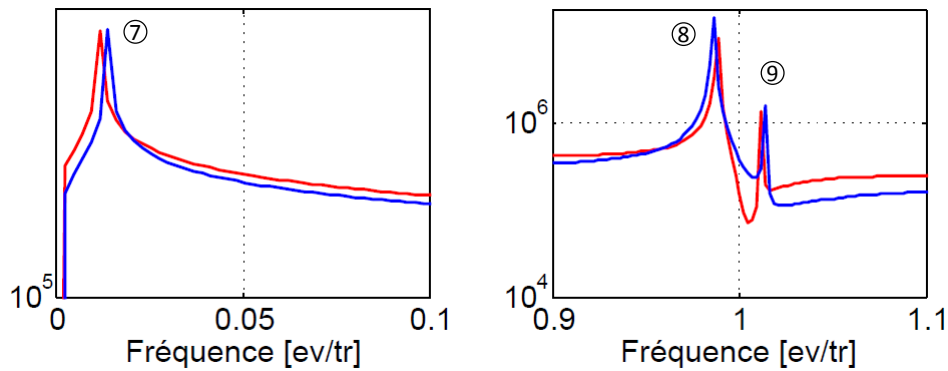
(b) Spectre de la vitesse de rotation

FIGURE 3.6: FFT angulaire de la vitesse de rotation et courant de phase 1 de la machine avec 10 degrés d'inclinaison des barres et sans inclinaison

Sur les Figures 3.7(a) et 3.7(b), on montre le spectre du courant de la barre rotorique 30. Le contenu fréquentiel du signal explicite la fréquence d'oscillation du courant du rotor pour le cas sans et avec un angle d'inclinaison. Cette fréquence variable selon l'angle d'inclinaison du rotor est modulée à la fréquence de rotation du rotor à 1ev/tr . Le spectre montre aussi la fréquence de passage des encoches du rotor f_{sh} modulée par la fréquence d'oscillation du courant du rotor. On note l'apparition de la fréquence 6ev/tr et de ses harmoniques. La valeur de cette fréquence correspond au Plus Grand Commun diviseur des nombres d'encoches du stator et du rotor ($PGCD(24, 30)$) du fait que des phénomènes répétitifs se manifestent toutes les 6 encoches (une dent du stator est directement superposées à une dent du rotor toutes les 6 encoches). Ces fréquences



(a) Spectre du courant de barre 30 du rotor



(b) Spectre du courant de barre 30 du rotor, idem 0Hz - 0.1Hz et 0.9Hz - 1.1Hz

FIGURE 3.7: FFT angulaire du courant de la barre 30 du rotor avec 10 degrés d'inclinaison des barres et sans inclinaison

sont résumées dans le tableau 3.2

TABLE 3.1: Fréquences angulaires relatives à un moteur avec une inclinaison de barres du rotor dans le courant de phase 1 et la vitesse de rotation

N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
1, 2	1.014, 2.014	$f_s, f_s + f_r$
3, 4, 5, 6, 7	27.99, 28.99, 30, 31.01 32.01	$f_{sh}, f_{sh} \pm f_s \pm f_r$
8, 9	1, 2	$f_r, 2f_r$
10, 11, 12	29, 30, 31	$f_{sh}, f_{sh} \pm f_r$

TABLE 3.2: Fréquences angulaires relatives à un moteur avec une inclinaison de barres du rotor dans le courant de la barre $N^{\circ}30$ du rotor

N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
7	0.01147, 0.01377	f_{ir}
8, 9	0.9866, 1.014 ..	$f_r \pm f_{ir}$
1, 2, 3, 4, 5, 6	5.013, 6, 6.987 ..	$k \cdot PGCD(n_s, n_r), k \cdot PGCD(n_s, n_r) \pm f_{ir}$

3.3.2 Influence de la répartition des encoches

Dans ce paragraphe, l'objectif est d'étudier l'influence de la distribution des encoches sur les phénomènes physiques et de modulation dans les grandeurs mesurées. La géométrie des encoches intervient dans le transfert magnétique du fait que les perméances magnétiques dépendent de la géométrie de celles-ci. Similairement, le nombre d'encoches intervient dans la définition des zones de distorsion au passage du flux magnétique. Particulièrement, les encoches dans le stator contiennent les bobinages du stator et définissent alors la répartition des courants électriques dans les bobines. Similairement, les encoches du rotor contiennent la cage d'écurieil et contrôle en conséquence les courants des barres rotoriques. Dans ce travail de recherche, les encoches sont supposées avoir des formes rectangulaires simples. Néanmoins, l'effet du nombre d'encoches du rotor est investigué avec l'étude d'une machine à 24 dents du rotor comparée à la machine de référence à 30 dents rotoriques.

Sur les Figures 3.8(a) et 3.8(b), le signal du courant électrique de la phase 1 du stator

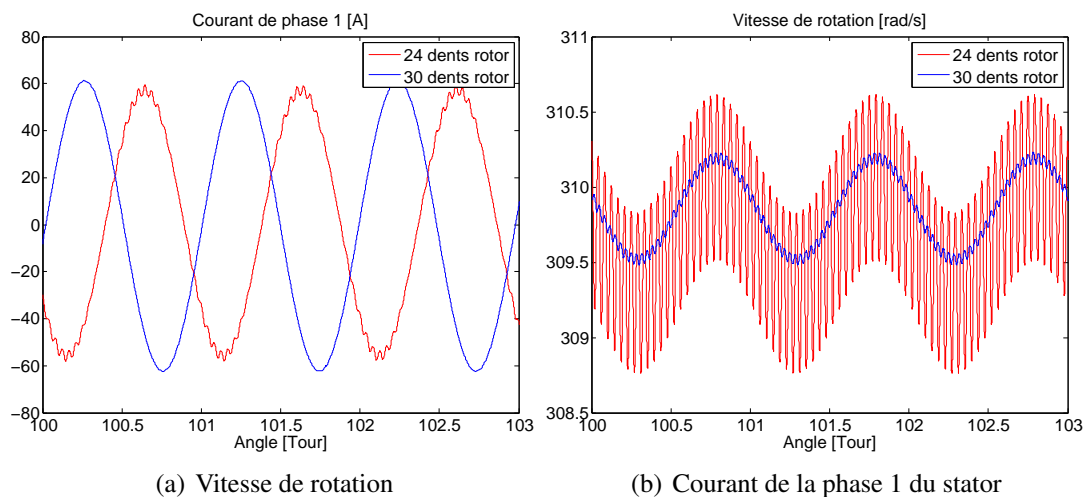


FIGURE 3.8: Variations en fonction de l'angle de rotation du rotor de la vitesse de rotation et courant de phase 1 d'une machine avec 24 et d'une machine à 30 barres du rotor

et la vitesse de rotation pour le cas d'un moteur à 24 dents rotoriques par rapport à un moteur de référence à 30 dents du rotor. La figure montre que le signal de courant est plus perturbé pour un nombre d'encoches plus petit. De même la vitesse de rotation présente des fluctuations plus marquées lorsque le nombre d'encoche du rotor est diminué.

Sur la Figure ??, le spectre du courant de phase montre la fréquence $24ev/tr$ et sa modu-

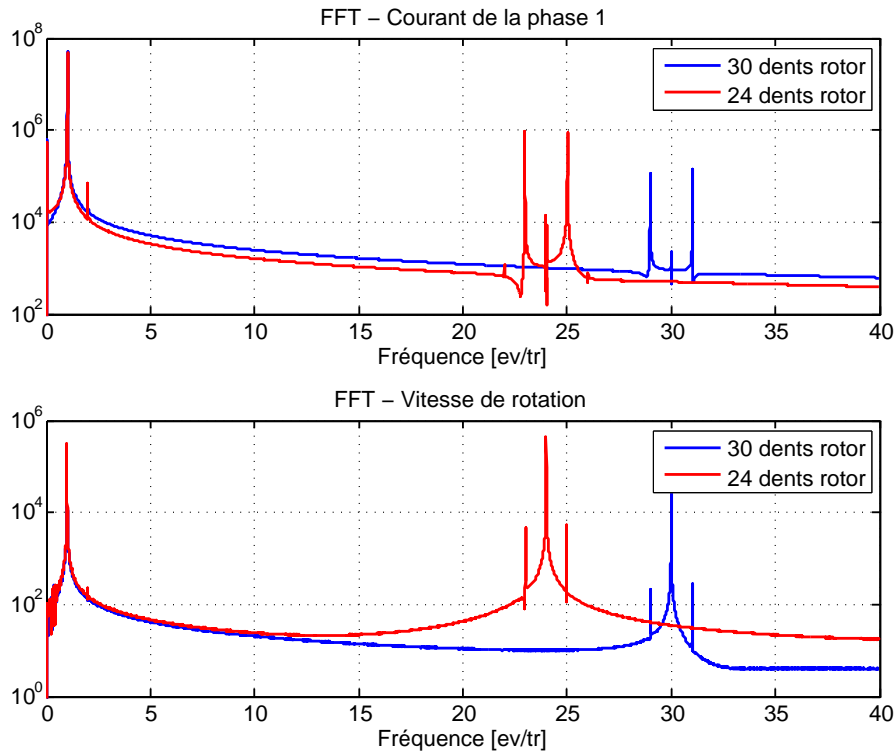


FIGURE 3.9: FFT angulaire de la vitesse de rotation et du courant de la phase 1 du stator pour une machine à 30 barres du rotor et une machine à 24 barres du rotor

lation avec la fréquence d'alimentation du courant électrique. Cette même fréquence de $24ev/tr$ est modulée par la fréquence de rotation du rotor $1ev/tr$ dans le spectre de la vitesse de rotation. Cette fréquence est la fréquence géométrique de la machine à induction caractérisant le nombre d'encoches du rotor.

3.3.3 Influence de la tension d'alimentation

Les signaux de tension d'alimentation triphasés relevés dans les réseaux industriels s'éloignent dans la majorité des cas des signaux typiques sinusoïdaux et équilibrés pour prendre des allures diverses. Le signal déformé est à l'origine des échauffements supplémentaires (effet Joule) dans les enroulements statoriques, des couples oscillatoires

et à l'augmentation du bruit dans les moteurs triphasés ou alternateurs. Ce signal peut être décomposé en la somme du signal fondamental (à la fréquence fondamentale de 50Hz) et de ses harmoniques. Selon [64], au moment où les harmoniques paires sont un indice d'imperfection dans l'équipement ou dans le transducteur utilisé dans les mesures, les harmoniques impaires est un cas habituel avec les tensions des systèmes d'alimentation. On considèrera dans cette partie l'exemple d'un signal perturbé par la troisième et la

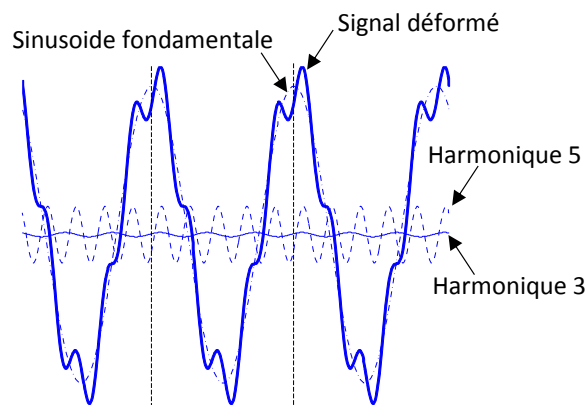


FIGURE 3.10: Tension triphasée perturbée du réseau d'alimentation

cinquième harmonique du signal fondamental. Il est défini comme suit

$$V_{ph,k} = \sum_{n=1,3,5} V_{max,n} \cdot \sin \left(n \cdot 2\pi f_{st} + (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3} \right), \quad k = 1..3 \quad (3.12)$$

L'allure du signal somme déformé et des signaux élémentaires décomposés sont représentés dans la Figure 3.10.

Dans notre cas d'étude, les amplitudes des signaux élémentaires considérées pour la définition du signal perturbé sont constantes. En effet, la fondamentale est fixée à la tension d'un réseau équilibré soit 220 V (100%). L'harmonique 3 et l'harmonique 5 sont respectivement à 0.15% et à 0.19% de cette valeur. Il est clair que le modèle qu'on présente est capable d'intégrer tout type de variation de fréquence et d'amplitude.

Les FFT angulaires des signaux du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation sont représentés dans les Figures globales Figure 3.12(a) et Figure 3.12(c) et sur la Figure agrandie du spectre du courant Figure 3.12(b). On constate l'apparition des fréquences modulées relatives aux harmoniques des perturbations de la tension d'alimentation. Ces fréquences modulées sont résumées dans le tableau 3.3. La variation de la fréquence d'ali-

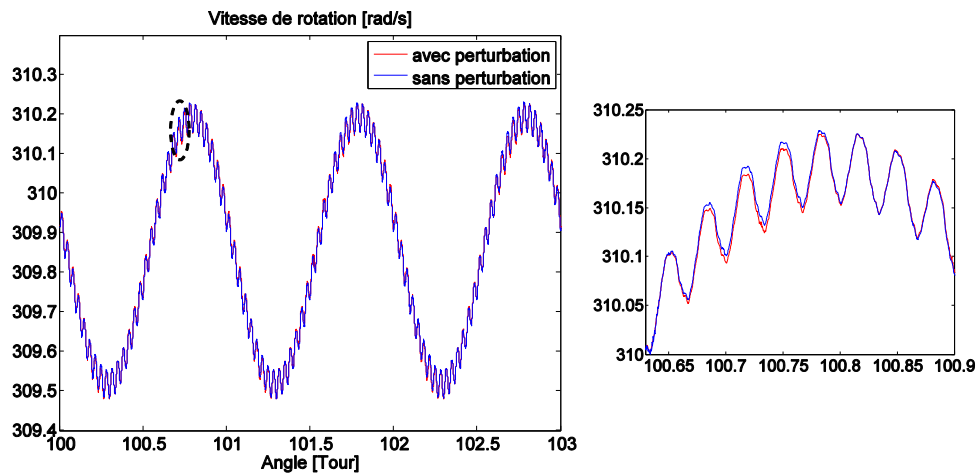
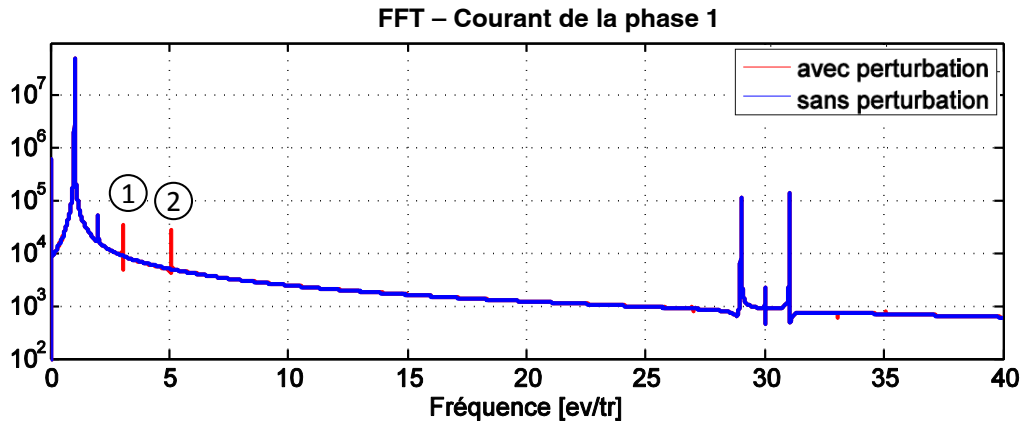


FIGURE 3.11: Variations en fonction de l'angle de rotation du rotor de la vitesse de rotation et courant de phase 1 de la machine en présence des perturbations de tension d'alimentation

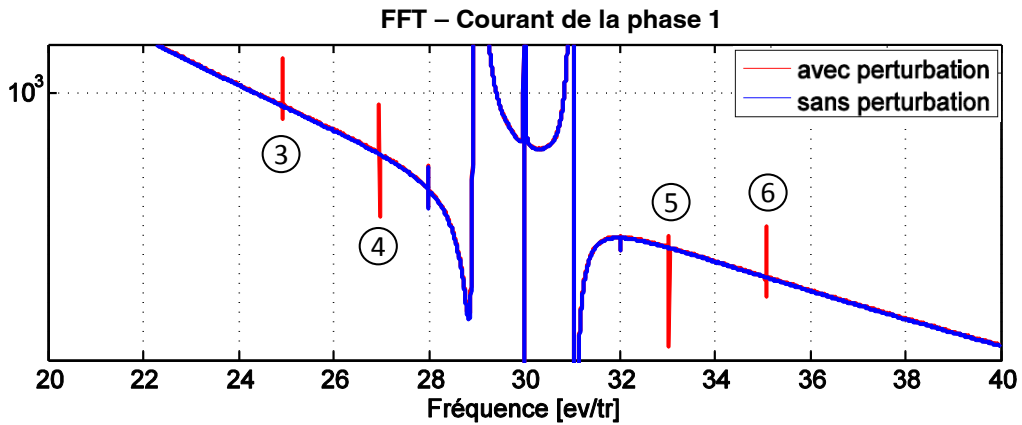
mentation induit du retard ou de l'avance (la non-synchronisation) avec les signaux définit en angle. Cette perte de synchronisation sera à l'origine de l'apparition des perturbations au niveau de la dynamique globale du système et qui va être explicite dans les différentes grandeurs multiphysiques.

TABLE 3.3: Fréquences angulaires relatives aux perturbations de tension d'alimentation dans le courant de phase 1 et de vitesse de rotation

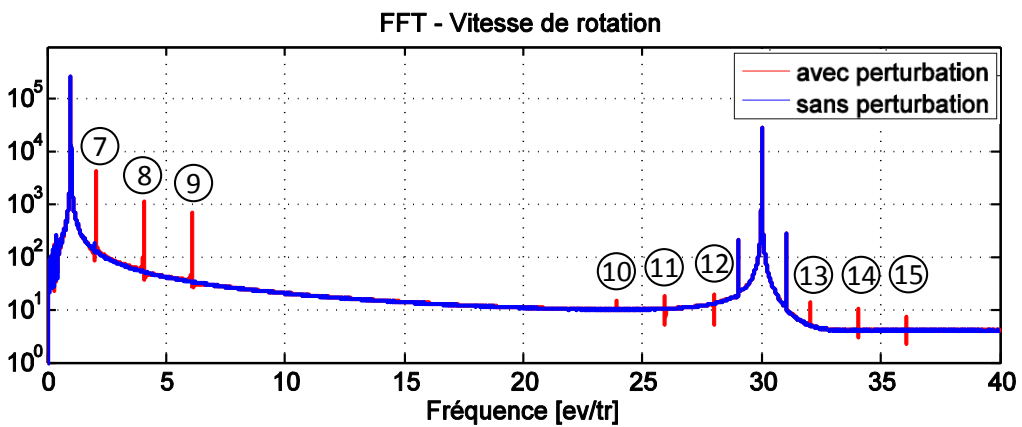
N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
1, 2	3.042, 5.07	$3f_s, 5f_s$
3, 4, 5, 6	24.93, 26.96, 33.04, 35.07	$f_{sh} \pm 3f_s, f_{sh} \pm 5f_s$
7, 8, 9	2.028, 4.054, 6.083	$2f_s, 4f_s, 6f_s$
10, 15	23.92, 36.08	$f_{sh} \pm 2f_s$
11, 14	25.94, 34.06	$f_{sh} \pm 4f_s$
12, 13	27.97, 32.03	$f_{sh} \pm 6f_s$



(a) Spectre en fréquences angulaires du courant de la phase 1



(b) Spectre en fréquences angulaires du courant de la phase 1, idem 20Hz - 40Hz



(c) Spectre en fréquences angulaires de la vitesse de rotation

FIGURE 3.12: FFT angulaire du courant de phase 1 du stator et de la vitesse de rotation dans le cas perturbation de la tension d'alimentation

3.3.4 Influence des oscillations de couple

Les oscillations de couple définies dans ce paragraphe sont sinusoïdales à la fréquence de rotation. Ces oscillations peuvent être engendrées par un balourd. Le couple résistant appliqué à la machine est la somme algébrique du couple résistant et du couple oscillant. L'amplitude maximale de l'oscillation de couple est choisie de l'ordre de 20% de la valeur constante du couple résistant. Les Figures 3.13(a) et 3.13(b) représentent respectivement les allures de la vitesse de rotation et du courant de la phase 1 du stator. Les variations pic à pic de l'amplitude de la vitesse de rotation apparaissent clairement dans le signal à la fréquence de rotation. Les perturbations ne sont pas visibles dans le signal de courant.

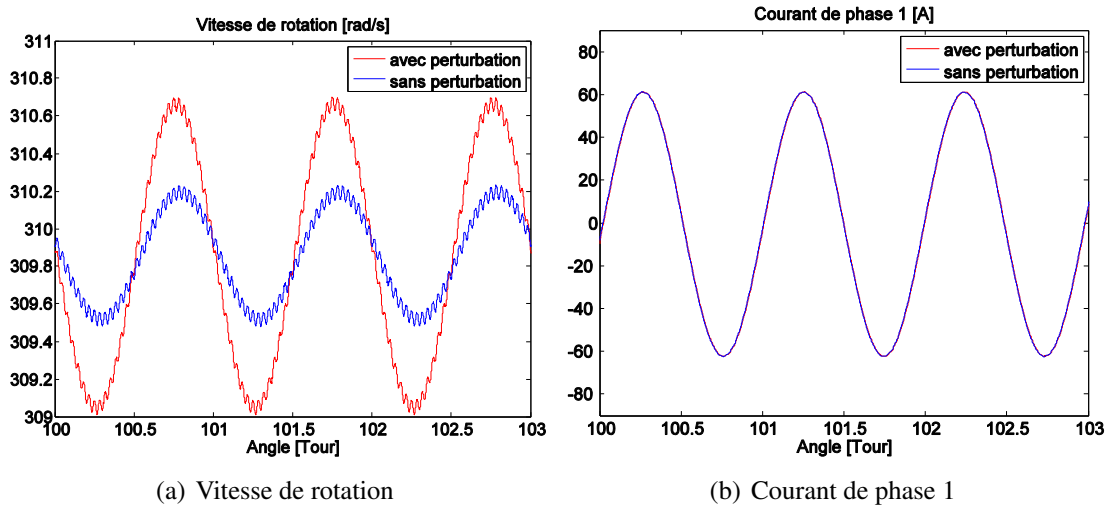


FIGURE 3.13: Variations en fonction de l'angle de rotation du rotor de la vitesse de rotation et du courant de la phase 1 de la machine en présence des oscillations de couple

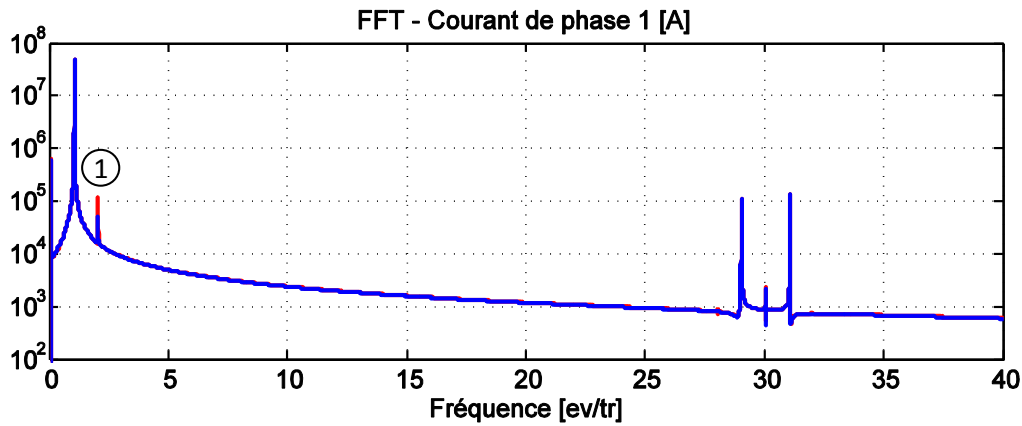
TABLE 3.4: Fréquences angulaires relatives aux oscillations de couple dans le courant de phase 1 et de vitesse de rotation

N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
1	2.014	$f_s + f_r$
2	2	$2f_r$

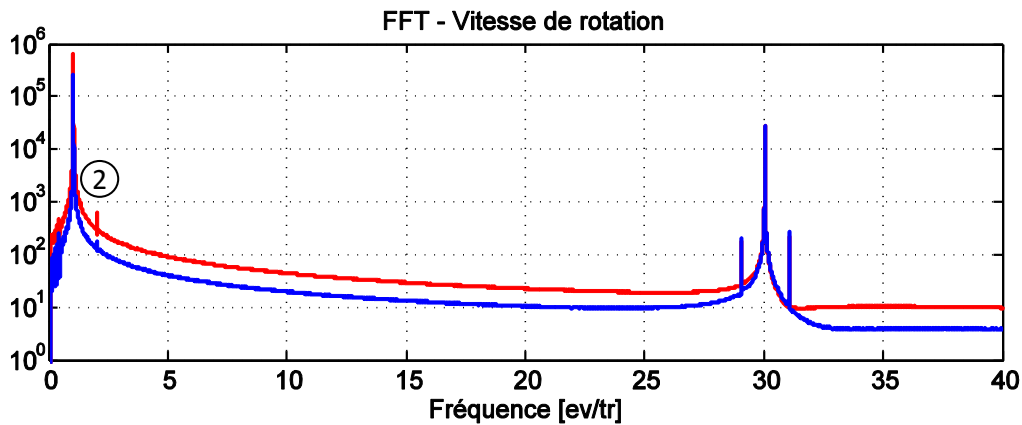
La Figure 3.14(b) montre les spectres angulaires du courant électrique et de la vitesse de rotation avec et sans présence d'oscillation de couple. Pour les deux grandeurs, les courbes montrent la composante relative à l'oscillation de couple. Celle-ci n'est pas nulle même en absence d'oscillation de couple. Cela est dû au fait de la prise en compte des

3. Voie de transfert multiphysique-multifréquence

excentricités du rotor qui se manifestent à cette même fréquence. Les pics relatifs aux aux oscillations du couple sont résumées dans le tableau 3.4.



(a) Le système multiphysique en rotation



(b) Modèle multiphysique correspondant

FIGURE 3.14: FFT angulaire du courant de phase 1 du stator et de la vitesse de rotation dans le cas d'oscillation de couple

Suite à cette étude, une particularité du modèle à s'adapter aux conditions de fonctionnement est à simuler les modulations de fréquence est prouvée. En conclusion, on déduit l'influence de l'architecture du système tournant et des conditions de fonctionnement à la génération des modulations de fréquence. Ces modulations qui sont introduites par des modifications des paramètres physiques du modèles et générées naturellement par le couplage multiphysique. En terme de diagnostic des défauts et de localisation de la source des perturbations, on conclut suite à ces résultats que des causes différents peuvent conduire aux mêmes composantes spectrales. On constate alors qu'une connaissance du

système dans son environnement de fonctionnement permettra une meilleure interprétation du contenu spectral.

3.4 Conslusion

Dans ce chapitre, en s'appuyant sur le modèle électro-magnétique de la machine à induction, un couplage électro-magnéto-mécanique du moteur à un arbre tournant supporté par des roulements représentés par un simple modèle de Palmgren a été montré. La méthodologie de couplage multiphysique fort a été démontrée. Le modèle étant représenté sous approche angulaire permet les investigations dans des conditions réalistes de fonctionnement. Particulièrement, l'effet des oscillations de couple et des fluctuations de la tension d'alimentation ont été investigués. Du fait que le modèle du moteur électrique considère la distribution géométrique de la machine, les effets de la répartition des encoches et de l'inclinaison des barres ont été explicités. Les modulations de fréquence sont générées naturellement dans les grandeurs physiques du système.

Dans le prochain chapitre, on investiguera sur la base d'un modèle plus sophistiqué, les effets des défauts des roulements sur le comportement dynamique du système, particulièrement dans des conditions non-stationnaires de fonctionnement.

Chapitre 4

Modélisation complète : investigation des défauts de roulements

4.1 Introduction

Les chapitres précédents ont permis de définir les modèles de la machine électrique en présence des variations de la vitesse de rotation et la méthodologie du couplage multiphysique avec les modèles dynamiques en rotation. L'influence d'un défaut cyclique de la machine dans son environnement de travail a été investiguée. En effet, le couplage a permis de décrypter la voie de transfert de ce défaut sur les grandeurs caractéristiques du système et l'influence du couplage multiphysique sur la réponse du système. L'objectif de ce dernier chapitre est de présenter un modèle qui intègre le comportement dynamique précis des roulements en prenant en compte le défaut. Dans cette partie, on propose d'étudier la signature des défauts dans la réponse dynamique du système. Du fait que le défaut est représenté géométriquement, sa signature apparaîtra naturellement dans la réponse du système.

4.2 Modélisation des roulements à billes

La modélisation des roulements dans ce travail a pour objectif d'assurer une meilleure représentation de la dynamique interne du roulement considéré. Le but de compléter la modélisation et la compréhension de la façon avec laquelle le défaut impacte le système multiphysique global afin d'assurer un meilleur diagnostic.

Classiquement, les efforts tangentiels produits par la dynamique des roulements sont négligés dans la modélisation. Dans ce cadre, nombreuses sont les recherches qui ont proposé des modèles de roulements. Dans [65], un modèle Eléments Finis a été développé dans l'objectif de simuler le glissement entre les rouleaux et les bagues d'un roulement à rouleaux. Le modèle a été validé par la vérification que la distribution des forces de contact correspond à celle prédite analytiquement par le modèle de Harris-Jones [66]. [67] a étudié la variation des raideurs de contact dans les roulements via un modèle dynamique multi-corps de roulements à billes à double rangées sollicités radialement. Le modèle a permis d'investiguer les efforts de contact dans les roulements et les vibrations pour différentes tailles de défauts.

Les efforts induits dans les roulements sont directement liés à la vitesse de l'arbre. Expérimentalement, il a été démontré qu'un défaut dans un des composants de roulements engendre des variations de vitesse de rotation. Il est donc important de prendre en considération le phénomène responsable d'établir le couplage entre les variations de vitesse et la présence du défaut. Du fait que le modèle de la machine électrique considère

les variations de vitesse et les cas des régimes non-stationnaires de fonctionnement, il est intéressant d'étendre cette investigation pour le modèle multiphysique couplé. Cela assurera la continuité dans la description du chemin de transfert multiphysique du défaut.

Dans [68], un modèle dynamique combiné de roulement a été présenté dans l'objectif de tester les cas de présence de défaut de roulement dans un système tournant d'engrenage/roulement. Le modèle de roulement proposé est à 34 ddl. Il prend en considération le contact Hertzien, la non-linéarité de la raideur et le glissement des roulements. Il a été testé pour différents types de défauts de roulements. Sur la base de ce travail, Gomez [4] a proposé un modèle de roulements à billes sous approche angulaire. L'originalité de ce modèle est la considération des effets de la rotation et de la variation de vitesse sur la dynamique du composant. Le modèle considère les variations de vitesse de rotation. L'intégration des efforts tangentiels suite au phénomène de résistance au roulement permet de justifier les variations de vitesse instantanée dans le modèle de roulement. Dans la partie suivante, on rappellera ce modèle qui sera intégré dans la modélisation du système global.

4.2.1 Caractérisation géométrique des roulements à billes à gorge profonde : couplage avec la rotation

Dans cette partie, on rappelle le modèle dynamique des roulements considérés dans ce mémoire. La modélisation se base sur les travaux [4]. La Figure 4.1 présente la géométrie des roulements. Le roulement est un roulement à gorge profonde à une seule rangée de billes. R_i et R_e sont respectivement les rayons de la bague intérieure et de la bague extérieure. Le roulement comprend Z_b éléments roulants de masse m et de rayon r uniformément répartis par l'intermédiaire de la cage.

On considère θ le ddl maître de modélisation. Ce ddl coïncide avec le ddl de rotation du nœud central de l'arbre. La rotation des éléments tournants du roulement est référencée par rapport à cette variable. Pour un élément roulant ' j ', la position angulaire θ_j est calculée selon la relation suivante :

$$\theta_j = \theta_{jo} + \theta_c \quad (4.1)$$

avec θ_{jo} est la position angulaire initiale de l'élément roulant ' j ' calculée par la relation suivante

$$\theta_{jo} = (j - 1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{Z_b} \quad (4.2)$$

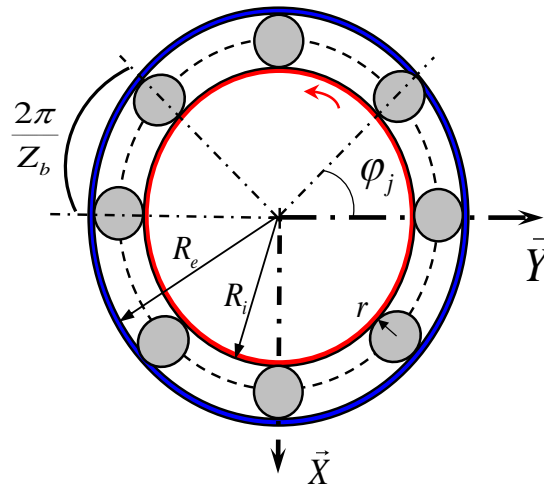


FIGURE 4.1: Représentation du roulement à billes à gorge profonde [4]

et ϕ_c est la position angulaire de la cage. En respectant les hypothèses de roulement sans glissement dans les zones de contact, on exprime alors la relation entre la rotation de l'arbre et la rotation de la cage.

$$\theta_c = \theta \cdot FTF \quad (4.3)$$

où FTF est la fréquence de rotation de la cage.

4.2.2 Calcul des efforts radiaux des roulements

Dans ce modèle, le calcul des efforts radiaux est réalisé en considérant certaines hypothèses :

- absence du glissement au niveau du contact entre la bille et les bagues intérieure et extérieure,
- chaque bille élémentaire est en équilibre statique dans le plan radial, ce qui permet d'écrire l'égalité entre les efforts normaux de la bille sur les bagues extérieure et intérieure,
- les effets centrifuges sont négligés.

Le modèle considéré est non-linéaire. La non-linéarité provient des efforts radiaux normaux. Le calcul de ces efforts est basé sur la théorie de Hertz pour le contact entre deux surfaces sphériques. Dans le cas où le rapprochement entre les deux corps est positif,

l'effort normal est calculé selon la théorie de Hertz comme suit,

$$N_j = C_b (\delta_j)^{\frac{3}{2}} \quad (4.4)$$

avec δ_j le rapprochement entre l'élément roulant 'j' et les bagues intérieure et extérieure selon la direction de contact.

4.2.2.1 Prise en compte du défaut

Dans le cas où un défaut existe dans un des éléments constituant le roulement, la géométrie du défaut intervient directement dans le calcul des efforts appliqués à chaque bille et modifie la répartition des charges sur l'ensemble des billes. En effet, le calcul du rapprochement de la bille dans ce cas est donné comme suit :

$$\delta_j = (x_{BI} - x_{BE}) \cos \theta_j + (y_{BI} - y_{BE}) \sin \theta_j - c - p \quad (4.5)$$

avec

x_{BI} , x_{BE} , y_{BI} et y_{BE} sont les déplacements sur les directions X et Y des bagues intérieure et extérieure, c est le jeu radial dans le roulement et p est la profondeur du défaut. La valeur de p peut être décrite comme une fonction de l'angle afin de définir une géométrie précise du défaut.

4.2.2.2 Caractérisation paramétrique de la géométrie du défaut

Selon la localisation et la géométrie du défaut, son impact change dans le calcul des efforts radiaux. En effet, il est plus simple de définir la géométrie d'un défaut situé sur la bague extérieure fixe des roulements qu'un défaut situé sur la bague intérieure ou sur les éléments roulants. Dans ces deux derniers cas la géométrie ne dépendra pas uniquement de la position angulaire de la circonférence des roulements mais aussi de la vitesse de rotation de l'arbre. Particulièrement, les défauts considérés dans ce travail sont de tailles réalistes. En effet, les géométries des défauts sont définies en considérant une profondeur d'une dizaine de micromètres et une largeur angulaire ne dépassant pas l'écart angulaire entre deux éléments roulants. Sur la Figure 4.2, on schématise la géométrie d'un défaut réaliste de roulement. Dépendamment de la géométrie du défaut et de sa localisation, les paramètres caractéristiques du défaut sont modifiés. En effet, la taille du défaut caractérise l'amplitude de la perturbation et sa période angulaire. Selon la localisation du défaut (sur

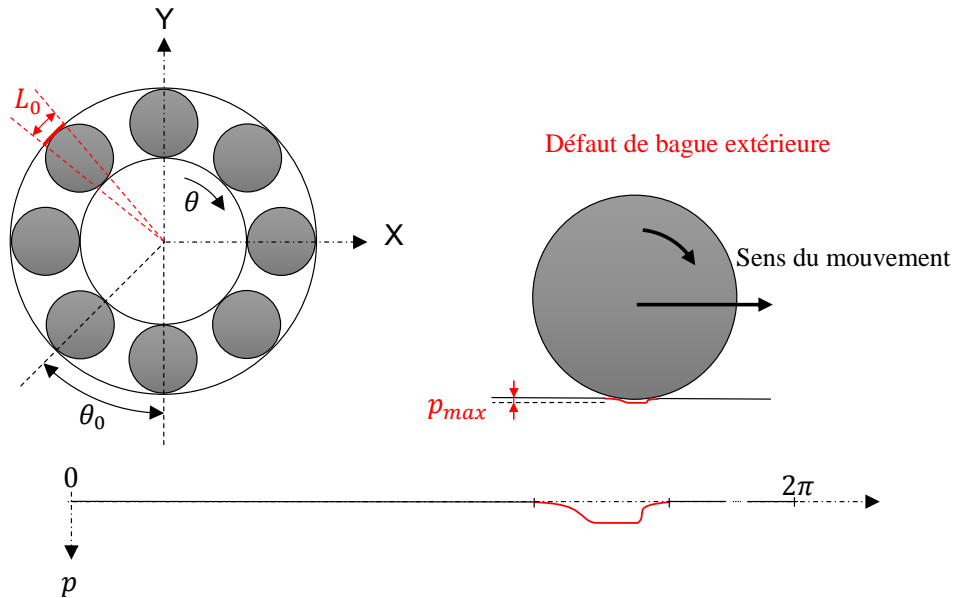


FIGURE 4.2: Géométrie du défaut dans le cas de défaut localisé de bague extérieure

la bague extérieure, intérieure ou élément roulant), la fréquence angulaire d'apparition du défaut change.

4.2.3 Couplage avec la variation de vitesse : intégration des efforts tangentiels

L'intégration des efforts tangentiels dans les modèles de roulements représente l'originalité des travaux développés dans [4]. En effet, en se basant sur le phénomène de résistance au roulement présent dans le contact entre les billes et les bagues, un écart entre l'axe du roulement et la direction des efforts normaux existe. Cet écart est la source de création d'efforts tangentiels. Il est noté b_i pour le contact avec la bague intérieure et b_e pour le contact avec la bague extérieure. L'amplitude de ces efforts est calculée relativement aux efforts normaux. Dans la Figure 2, on représente l'ensemble des efforts appliqués sur chaque élément roulant en considérant le phénomène de résistance au roulement. Considérant un corps roulant élémentaire 'j' l'écriture de l'équilibre des efforts dynamiques permet d'explicitier les expressions 4.8 et 4.9 des efforts appliqués à chaque élément. T_i et T_e sont respectivement les efforts tangentiels de l'élément roulant par rapport à la bague intérieure et extérieure dans la direction de contact.

$$T_i = D_{i\omega} \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + T_{iT} \quad (4.6)$$

$$T_e = D_{e\omega} \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + T_{eT} \quad (4.7)$$

$$\text{avec } \begin{cases} T_{iT} = \frac{1}{2 \cdot r} \cdot N \cdot (b_i + b_e) \\ D_{i\omega} = \frac{1}{2 \cdot r} \cdot (I \cdot BSF + r \cdot m \cdot R) \end{cases} \quad (4.8)$$

$$\text{et } \begin{cases} T_{eT} = -T_{iT} \\ D_{e\omega} = \frac{1}{2 \cdot r} \cdot (r \cdot m \cdot FTF \cdot R - I \cdot BSF) \end{cases} \quad (4.9)$$

avec ω la vitesse angulaire instantanée de rotation de la bague intérieure ; donc de l'arbre en rotation.

En réécrivant les équations de mouvement de chaque élément roulant tout en considérant la condition d'équilibre statique il est possible d'explicitier les vecteurs des forces nodales de la bague intérieure. Le vecteur de forces peut être défini en trois parties $\{F_{IRN}\}$, $\{F_{IRT}\}$ et $\{F_{IR\omega}\}$. Ces vecteurs représentent respectivement les efforts normaux constants, les efforts tangentiels constants et les efforts tangentiels dépendant de la vitesse instantanée de rotation comme suit :

$$\{F_{IR}(\theta)\}_j = \{F_{IRN}(\theta)\}_j + \{F_{IRT}(\theta)\}_j + \frac{d\omega(t)}{dt} \cdot \{F_{IR\omega}(\theta)\}_j \quad (4.10)$$

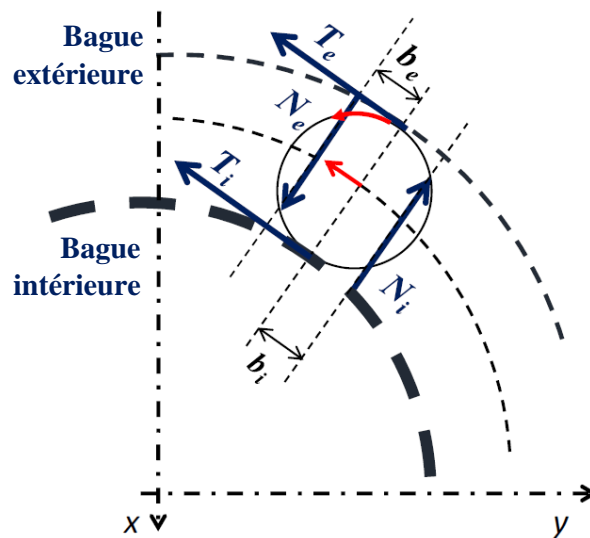


FIGURE 4.3: Bilan des efforts sur un élément roulant [4]

avec

$$\{F_{IRN}(\theta)\}_j = \begin{Bmatrix} -N_j \cdot \cos(\theta_j) \\ -N_j \cdot \sin(\theta_j) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\{F_{IRT}(\theta)\}_j = \begin{Bmatrix} T_{iT} \cdot \sin(\theta_j) \\ -T_{iT} \cdot \cos(\theta_j) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -R_i \cdot T_{iT} - N_i \cdot b_i \end{Bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\{F_{IR\omega}(\theta)\}_j = \begin{Bmatrix} D_{i\omega} \cdot \sin(\theta_j) \\ -D_{i\omega} \cdot \cos(\theta_j) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -R_i \cdot D_{i\omega} \end{Bmatrix} \quad (4.13)$$

Similairement, les efforts relatifs aux éléments roulants en contact avec la bague extérieure sont définis comme suit :

$$\{F_{OR}(\theta)\}_j = \{F_{ORN}(\theta)\}_j + \{F_{ORT}(\theta)\}_j + \frac{d\omega(t)}{dt} \cdot \{F_{OR\omega}(\theta)\}_j \quad (4.14)$$

avec

$$\{F_{ORN}(\theta)\}_j = \begin{Bmatrix} N_j \cdot \cos(\theta_j) \\ N_j \cdot \sin(\theta_j) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\{F_{ORT}(\theta)\}_j = \begin{pmatrix} T_{eT} \cdot \sin(\theta_j) \\ -T_{eT} \cdot \cos(\theta_j) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -R_e \cdot T_{eT} - N_e \cdot b_e \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

et

$$\{F_{IR\omega}(\theta)\}_j = \begin{pmatrix} D_{e\omega} \cdot \sin(\theta_j) \\ -D_{e\omega} \cdot \cos(\theta_j) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -R_e \cdot D_{e\omega} \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

La généralisation du calcul des efforts peut être faite pour tous les éléments roulants des roulements considérés dans le système mécanique. Le vecteur des efforts global est constitué par la somme des efforts sur les bagues extérieure et intérieure de tous les éléments roulants en considérant les positions instantanées de chaque élément roulant.

$$\{F_{bea}(\theta)\} = \{F_{beaN}(\theta)\} + \{F_{beaT}(\theta)\} + \sum_{k=1}^{N_{bea}} \frac{d\omega(t)}{dt} \cdot \{F_{bea\omega}(\theta)\}_k \quad (4.18)$$

avec N_{bea} le nombre de roulements dans le système mécanique.

Les vecteurs $\{F_{beaN}\}$ and $\{F_{beaT}\}$ sont les efforts respectivement normaux et tangentiels générés dans les N_{bea} roulements. $\{F_{bea\omega}\}$ est le vecteur des efforts dépendant de la vitesse instantanée de rotation et ω_k est la valeur de la vitesse instantanée angulaire à la position de chaque roulement.

Le modèle de roulement prend en compte les variations de vitesse de rotation et donc des efforts tangentiels induits par la dynamique des roulements considérés. Les efforts calculés seront intégrés dans un couplage du modèle électro-magnéto-mécanique. Ces efforts seront considérés comme efforts extérieurs et constituent un moyen pour aboutir à un couplage fort entre les sous-systèmes multiphysiques puisqu'ils s'expriment en fonction des déplacements.

4.3 Comportement dynamique global de la machine à induction couplée à un palier à roulement avec prise en compte des variations de la vitesse de rotation

Dans la section précédente, les efforts induits par la dynamique d'un roulement ont été présentés. Le calcul de ces efforts dépend à chaque instant de la position angulaire de de rotation de l'arbre supporté par le roulement et de sa vitesse de rotation. L'intégration de ce modèle dans le modèle dynamique globale nécessite un couplage fort pour évaluer les interactions réciproques entre le modèle du moteur et celui des deux roulements.

4.3.1 Formalisme des équations différentielles : couplage fort

Le développement analytique du modèle complet intègre les efforts des roulements calculés précédemment dans le système dynamique défini dans le chapitre 3. Les efforts des roulements sont intégrés dans le vecteur des efforts extérieurs. On obtient le système différentiel suivant sous sa forme d'état :

$$\begin{Bmatrix} \frac{d\{\hat{I}(\theta)\}}{d\theta} \\ \frac{d\{\hat{Q}(\theta)\}}{d\theta} \\ \frac{dt}{d\theta} \end{Bmatrix} = \frac{1}{\hat{\omega}(\theta)} \cdot ([A(\theta)] \cdot \begin{Bmatrix} \{\hat{I}(\theta)\} \\ \{\hat{Q}(\theta)\} \\ t \end{Bmatrix} + [B(\theta)] \cdot \{U(\theta, t)\}) \quad (4.19)$$

Les matrices d'état ont été déjà présentées dans le chapitre 3. Le vecteur des efforts extérieurs est défini comme suit

$$\{U(\theta, t)\} = \begin{Bmatrix} \{V(t)\} \\ \{F(\theta, t)\} \\ 1 \end{Bmatrix} \quad (4.20)$$

avec

$$\begin{aligned} \{F(\theta, t)\} = \\ \{T_{em}(\theta, t)\} + \{T_r\} + \{F_{ext}(\theta, t)\} + \{F_{beaN}(\theta)\} + \{F_{beaT}(\theta)\} + \sum_{k=1}^{N_{bea}} \frac{d\omega(t)}{dt} \cdot \{F_{bea\omega}(\theta)\}_k \end{aligned} \quad (4.21)$$

L'expression de la dérivée de la vitesse de rotation peut être exprimée en fonction de la dérivée du vecteur d'état comme suit

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \hat{\omega}(\theta) \cdot \langle T \rangle \cdot \frac{d\{\hat{Q}(\theta)\}}{d\theta} \quad (4.22)$$

avec $\langle T \rangle$ est un vecteur de taille $(1, 2n)$. Les coefficients de ce vecteur sont nuls, sauf la composante qui correspond à la vitesse de rotation du ddl maître de modélisation.

En considérant cette relation, le système devient alors :

$$\begin{Bmatrix} \frac{d\{\hat{I}(\theta)\}}{d\theta} \\ \frac{d\{\hat{Q}(\theta)\}}{d\theta} \\ \frac{dt}{d\theta} \end{Bmatrix} = \frac{1}{\hat{\omega}(\theta)} \cdot [S(\theta)]^{-1} \cdot ([A(\theta)]) \cdot \begin{Bmatrix} \{\hat{I}(\theta)\} \\ \{\hat{Q}(\theta)\} \\ t \end{Bmatrix} + [B(\theta)] \cdot \{v(\theta, t)\} \quad (4.23)$$

avec la matrice $[S(\theta)]$ définie comme suit :

$$[S(\theta)] = \begin{bmatrix} [I] & [0] & \{0\} \\ [0] & [I] - [H(\theta)] & \{0\} \\ \{0\} & \{0\} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

où $[I]$ est la matrice identité et, $[H(\theta)]$ est construite par :

$$[H(\theta)] = [B(\theta)] \cdot \sum_{k=1}^{N_{bea}} (\{F_{bea\omega}(\theta)\}_k \cdot \langle T \rangle_k) \quad (4.25)$$

et

$$\{v(\theta, t)\} = \begin{Bmatrix} \{V(t)\} \\ \{f(\theta, t)\} \\ 1 \end{Bmatrix} \quad (4.26)$$

où

$$\{f(\theta, t)\} = \{T_{em}(\theta, t)\} + \{T_r\} + \{F_{ext}(\theta, t)\} + \{F_{beaN}(\theta)\} + \{F_{beaT}(\theta)\} \quad (4.27)$$

4.3.2 Étude de l'influence de l'intégration du moteur asynchrone sur la dynamique du palier à roulements

L'objectif de cette section est d'évaluer l'influence de l'intégration du modèle de moteur asynchrone, une étude comparative entre les grandeurs physiques issues du modèle

4. Modélisation complète : investigation des défauts de roulements

mécanique avec et sans la présence du moteur. Afin d'évaluer l'effet de l'entraînement par le modèle de machine à induction sur le comportement dynamique du palier à roulement, une étude préliminaire d'un palier à roulements entraîné par une alimentation en couple mécanique constant est réalisée. En termes de mise en équation, la simulation du système mécanique sans couplage signifie que seules les équations différentielles représentant le comportement dynamique mécanique sont simulées dans le cas d'un fonctionnement sans défaut.

Le modèle de palier à roulement simulé est celui d'un arbre de longueur 240mm et de diamètre 80mm . L'arbre est discrétisé en 3 nœuds dont les nœuds d'extrémité sont confondus aux nœuds des bagues intérieures des roulements. Les deux roulements choisis sont identiques. Le nœud central de l'arbre est l'emplacement de l'entraînement mécanique.

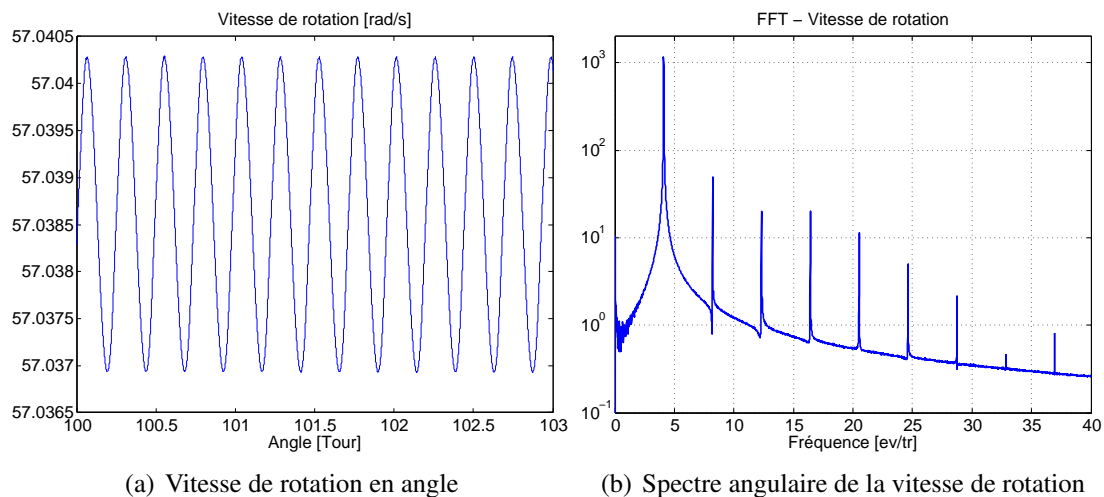


FIGURE 4.4: Réponse angulaire de la vitesse de rotation et FFT angulaire dans le cas de palier sans défaut

Dans la Figure 4.4, la réponse de la vitesse de rotation du palier à roulement sans défaut est donnée en représentation angulaire ainsi que le spectre angulaire correspondant à cette grandeur. Le palier est simulé dans ce cas par un couple d'entraînement constant égal à 12N.m . La simulation est réalisée pour 150tours de l'arbre. Dans le signal de vitesse, on représente 3tours de l'arbre. On remarque que malgré une valeur macroscopique constante de la vitesse, des fluctuations d'amplitude 0.0033rad/s apparaissent dans le signal. Ces fluctuations apparaissent à une fréquence de 4.1045ev/tr qui correspond à la fréquence de passage des éléments roulants sur la bague extérieure.

Le spectre angulaire de la vitesse explicite cette fréquence et ces harmoniques. Physiquement, les efforts tangentiels considérés dans la modélisation sont à l'origine des fluctuations de couple. Les variations cycliques de la vitesse de rotation relativement à la géométrie des roulements sont alors une conséquence de ces variations du couple. L'origine de ces variations est la répartition de l'effort radial sur l'arbre sur les différents éléments roulants.

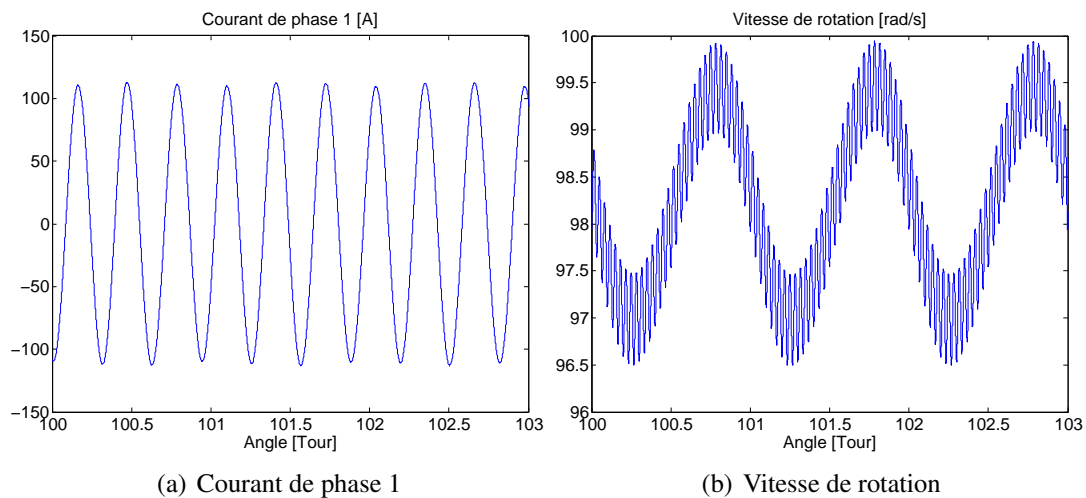


FIGURE 4.5: Réponse du système en courant de phase 1 du stator et de vitesse de rotation dans le cas d'un palier alimenté par une machine à induction sans défaut

Le même modèle de palier à roulement est simulé couplé au modèle de machine à induction sur une durée correspondant à 150 tours. Sur la Figure 4.5, on présente les réponses de 3 tours de la vitesse de rotation et de courant de la phase 1 du moteur par rapport à la rotation de l'arbre. Sur le signal de la vitesse de rotation, on remarque que l'effet de passage des éléments roulants est masqué par l'effet des variations de vitesse de rotation induite par le moteur.

Le spectre de courant électrique représenté sur la Figure 4.6. Le spectre est obtenu par une Transformée de Fourier directe du signal de courant simulé et présenté dans une échelle logarithmique pour illustrer les contributions des fréquences à énergies faibles comme celles induits par les éléments roulants des roulements. Le spectre explicite clairement des modulations des fréquences relatives à la fréquence d'alimentation électrique, de passage des encoches avec la vitesse de rotation de l'arbre. Les fréquences relatives à ces modulations sont résumées dans le tableau 4.1. La fréquence fondamentale du signal du

courant électrique f_s à $50Hz$ apparait. Cette fréquence est modulée dans un premier temps par la fréquence de rotation f_r à $1ev/tr$ qui caractérise le comportement en rotation de la machine tournante et en un deuxième temps avec les harmoniques de la fréquence de passage par les encoches du rotor f_{sh} à $30ev/tr$ qui caractérise les distorsions du flux magnétique à chaque encoche élémentaire.

En agrandissant le signal, on pourra remarquer dans la Figure des pics mineurs ($10.4ev/tr$

TABLE 4.1: Fréquences angulaires relatives à la géométrie et la dynamique du système tournant dans le signal du courant de la phase 1

N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
1, 2, 3, 4, 5	1.2, 2.2, 3.2, 4.2, 5.2	$f_s \pm k \cdot f_r$
6, 11	25.8, 34.2	$f_{sh} \pm f_s \pm f_r$
7, 10	26.8, 33.2	
8, 9	27.8, 32.2	

et $12.4ev/tr$) qui signifient analytiquement $f_s + 2f_d \pm f_r$ et qui représentent la contribution de la deuxième harmonique de la fréquence de passage des éléments roulants f_d à $4.1045ev/tr$ sur la bague extérieure. Cette contribution de ces fréquences existedans la dynamique de la machine mais elle est clairement mineure par rapport à l'harmonique de la porteuse sinusoidale du courant électrique en se référant au spectre du courant de la phase 1.

Sur la Figure 4.7, on représente le spectre en fréquences angulaires entre 0 et $40ev/tr$ de la vitesse de rotation. Le signal explicite les modulations de fréquence dans le signal. On peut remarquer la richesse du spectre de la vitesse de rotation par rapport au spectre du courant électrique. Les modulations de fréquences qui apparaissent dans ce signal sont clairement plus nombreuses et intenses. Cela est du à une porteuse sinusoidale moins marquante de que celle du courant électrique, en plus, à une voie de transfert de la l'information de passage des éléments roulants sur la bague extérieure moins longue que dans le signal électrique.

Dans le but de simplifier l'interprétation des fréquences produites naturellement du couplage multiphysique, le spectre angulaire de la vitesse de rotation est décomposés en sous-figures explicitées en trois intervalles fréquentiels agrandis. Le peremier interval limité entre 0 et $7ev/tr$ met en valeur les modulations relatives à la fréquence de rotation. L'intervalle fréquentiel limité entre $25.5ev/tr$ et $34.5ev/tr$ explicite les modulations de fréquence relative à f_{sh} . Le dernier intervalle compris entre $4ev/tr$ et $26.5ev/tr$ contient

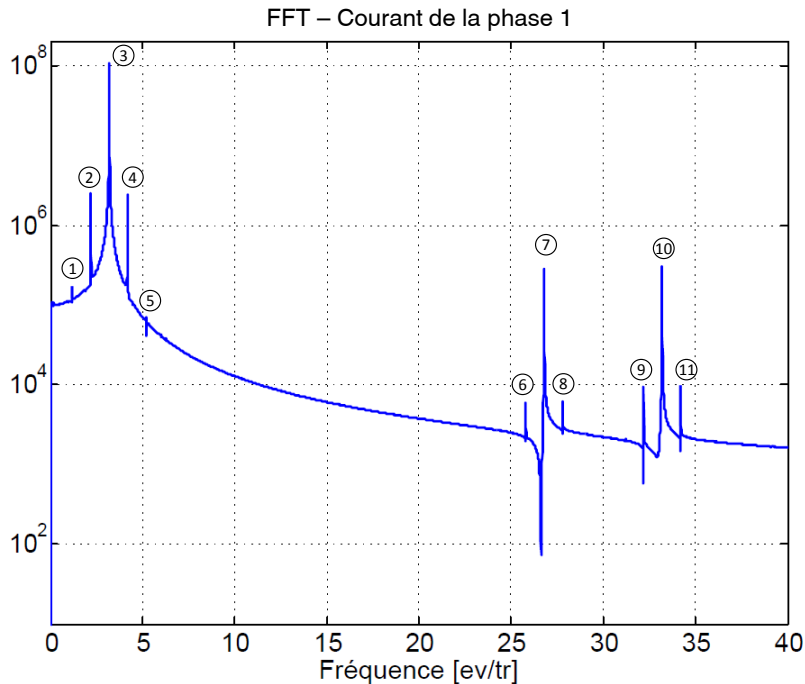


FIGURE 4.6: FFT angulaire du courant de la phase 1 dans le cas d'un palier alimenté par une machine électrique sans défaut

toutes les fréquences modulées relatives à la fréquence de passage des éléments roulants par la bague extérieure.

Le signal agrandi entre 0 et 7 ev/tr représente les harmoniques de la fréquence de rotation (1 ev/tr) et les modulations de la fréquence de rotation dans la fréquence d'alimentation du réseau (50 Hz). Les fréquences qui correspondent aux pics montrés dans cette figure sont résumées dans le tableau 4.2.

TABLE 4.2: Fréquences angulaires relatives à la géométrie et la dynamique du système tournant dans le signal du courant de la phase 1

N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
1, 2, 3	1, 2, 3	$k \cdot f_r$
4, 5, 6, 7	4.1, 5.1, 6.1	$f_d + k \cdot f_r$

L'agrandissement entre 25.5 ev/tr et 34.5 ev/tr explicite les fréquences de modulations de la fréquence de passage par les barres rotoriques 30 ev/tr par les fréquences de rotation, de l'alimentation électrique et du passage des billes par la bague extérieure 4.1045 ev/tr . Ces fréquences sont résumés dans le tableau 4.3

4. Modélisation complète : investigation des défauts de roulements

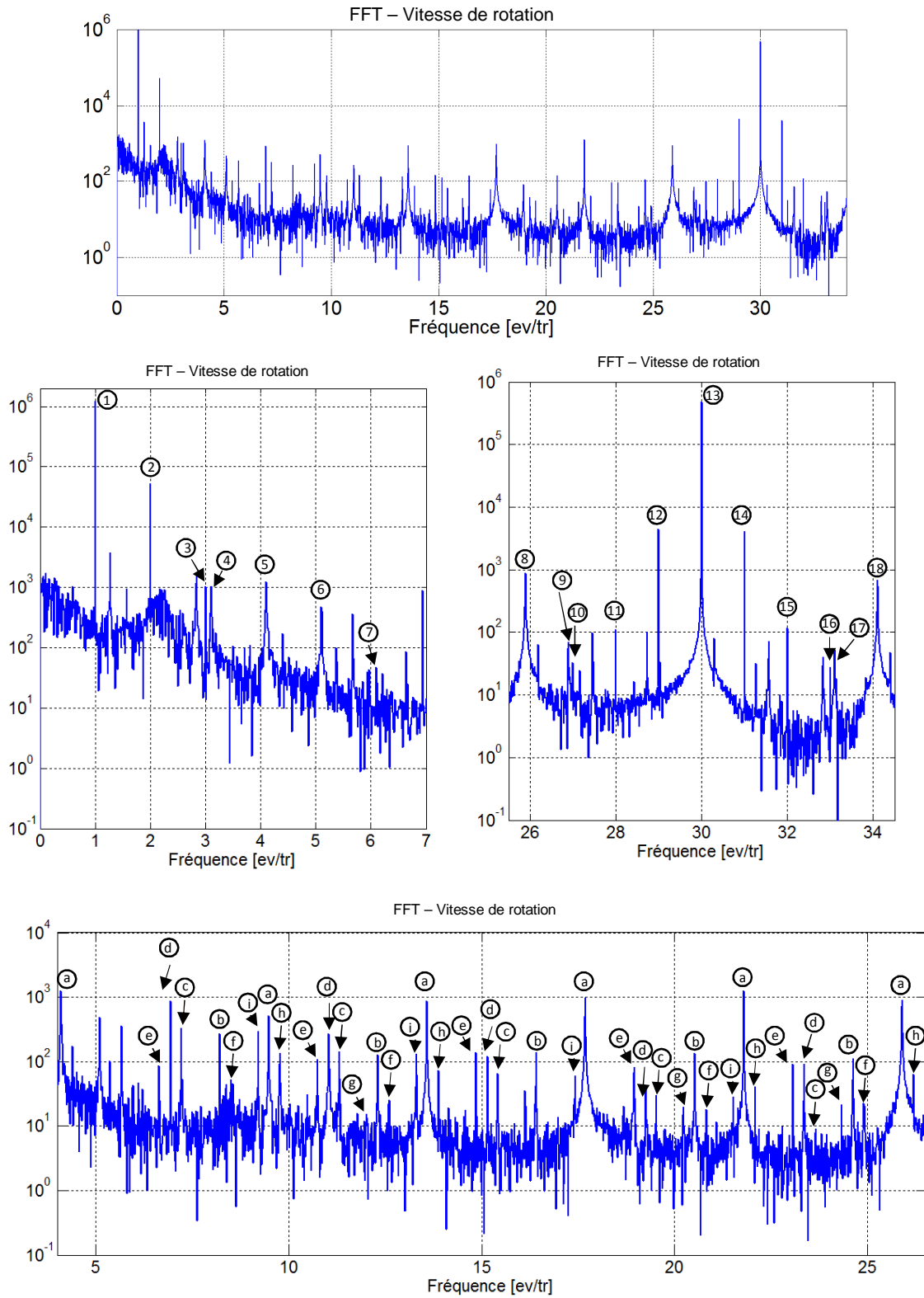


FIGURE 4.7: FFT angulaire de la vitesse de rotation dans le cas d'un palier alimenté par une machine électrique sans défaut

TABLE 4.3: Fréquences angulaires relatives à la géométrie et la dynamique du système tournant dans le signal du courant de la phase 1

N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
10, 11, 12, 13, 14, 15, 16	27, 28, 29, 30, 31, 32, 33	$f_{sh} \pm k \cdot f_r$
8, 9, 17, 18	25.89, 26.9, 33.11, 34.1	$f_{sh} \pm f_d + f_r$

Sur l'agrandissement entre $4ev/tr$ et $26.5ev/tr$, on explicite à part les harmoniques de la fréquence de passage des billes par la bague extérieure, des fréquences relatives à trois niveaux de modulations de fréquence :

- "b" : $k \cdot f_d$ avec k un entier ;
- "a" : $f_{sh} - k \cdot f_d$ avec k un entier ;
- "c" : $k \cdot f_d - f_r$ avec k un entier ;
- "d" à "i" : $f_{sh} - k_1 \cdot f_d - k_2 \cdot f_r$ avec k_1 et k_2 deux entiers. Selon les valeurs de k_1 et k_2 , les fréquences prennent des valeurs "d" à "i".

On conclut de cette partie l'influence d'une modélisation convenable des roulements pour la visualisation des phénomènes mineurs à périodicité cycliques relative au passage des éléments roulants dans le roulement. L'importance de l'intégration d'un modèle qui considère la géométrie et les variations de vitesse sur le contenu spectral en spectre angulaire a été aussi mise en évidence. Des modulations de fréquences sont produites directement par la dynamique du système couplé. L'influence d'un défaut dans les roulements sur les modulations de fréquence sera investiguée dans la prochaine section.

4.4 Détection d'un défaut de roulement par caractérisation des spectres du courant et de la vitesse de rotation

Dans cette partie, on s'intéresse à l'étude de l'influence d'un défaut de roulement sur différents signaux particulièrement la vitesse de rotation et le courant de phase du stator. Principalement, on s'intéressera aux modulations de fréquence produites naturellement par la dynamique interne du système couplé. L'objectif ultime est de comparer les deux méthodes de diagnostic des roulements. Pour ce faire, des simulations sont menées pour

différents cas. Dans cette partie, on se limitera à des régimes stationnaires de fonctionnement.

Le modèle considéré consiste à un modèle d'arbre entraîné par son nœud central par une machine à induction et supporté de ces deux extrémités par des roulements identiques. L'arbre est de diamètre 80mm et de longueur 240mm correspondant aux dimensions de l'axe de la machine à induction. Un couple résistant extérieur d'amplitude constante 5N.m est appliqué à une des extrémités de l'arbre. Sur chacun des roulements un effort radial est appliqué d'amplitude constante 1kN . Les roulements choisis sont à une seule rangée de billes et à gorge profonde. La fréquence caractéristique correspondant aux défauts de bague extérieure est 4.1045ev/tr . Les simulations sont réalisées pour 150tours et en considérant 20000 points par tour de l'arbre dans l'objectif d'obtenir une description fréquentielle précise. Le défaut de bague extérieure est de profondeur $50\mu\text{m}$ et de largeur angulaire 4 degrés dans le plan radial.

Sur la réponse du courant électrique de la phase 1 et la réponse de la vitesse de rotation du système en présence du défaut, le signal de courant est porté par la sinusoïdale du réseau électrique d'amplitude pic-à-pic 230A et le signal de vitesse de rotation représente des oscillations à 1ev tour suite au mouvement de rotation du rotor. En conséquence, les petites contributions des défauts de roulements n'apparaissent pas clairement dans les signaux de dynamiques angulaires.

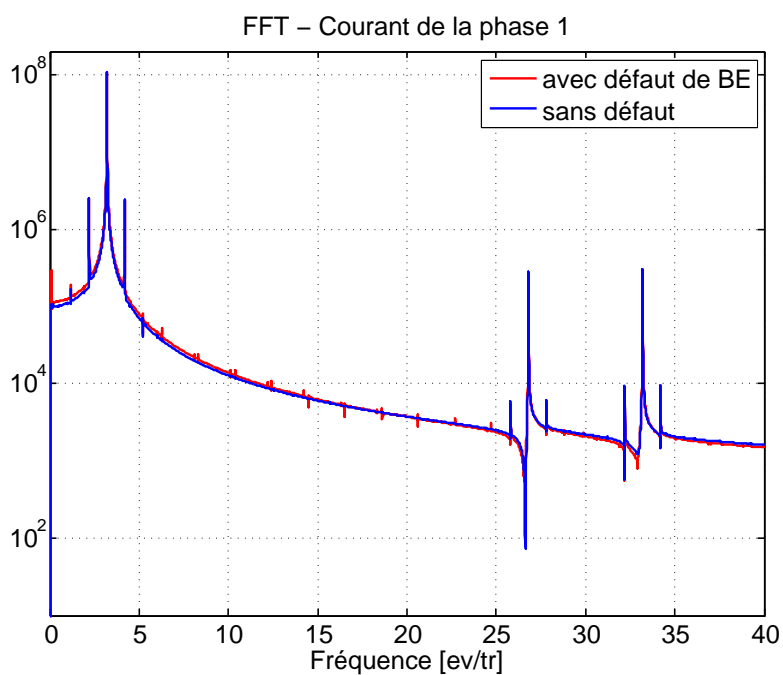
Par un passage dans le domaine fréquentiel, les spectres en fréquence angulaire des signaux du courant et de la vitesse de rotation sont représentés respectivement sur les Figures 4.8(a), 4.8(b) et 4.9. On note dans ces figures, à part les fréquences caractéristiques de la machine à induction, des fréquences relatives à la présence du défaut.

Dans les signal du courant électrique, les fréquences identifiées sont résumées dans le tableau 4.4. Elles traduisent des modulations de la fréquence caractéristique du défaut avec les fréquences caractéristiques du système dynamique. Elles peuvent être exprimées sous la forme analytique générale

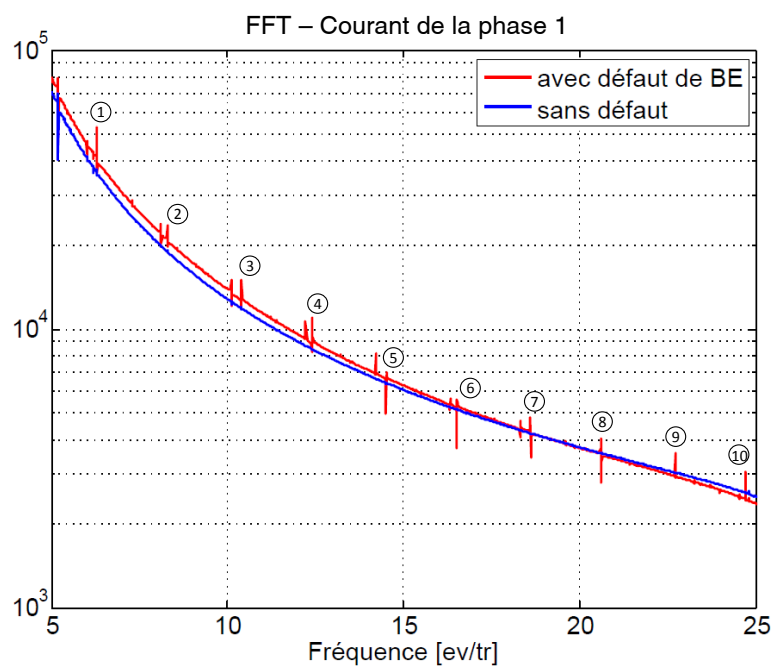
$$f = f_s + k \cdot f_d \pm f_r \quad (4.28)$$

avec k un entier.

Sur la Figure 4.9, on montre le spectre de la vitesse de rotation avec et sans présence d'un défaut de bague extérieure. L'analyse fréquentielle en fréquence angulaire montre que le contenu fréquentiel de la machine avec défaut est similaire à celui sans défaut. Cependant, l'amplitude des harmoniques de la fréquence du défaut et des fréquences modulés avec la fréquence du défaut ont augmenté considérablement d'amplitude,



(a) Spectre angulaire du signal de courant de phase 1



(b) Spectre angulaire du signal de courant de phase 1. idem 5 ev/tr - 25 ev/tr

FIGURE 4.8: Spectre angulaire du courant de la phase 1 en cas de présence de défaut de bague extérieure

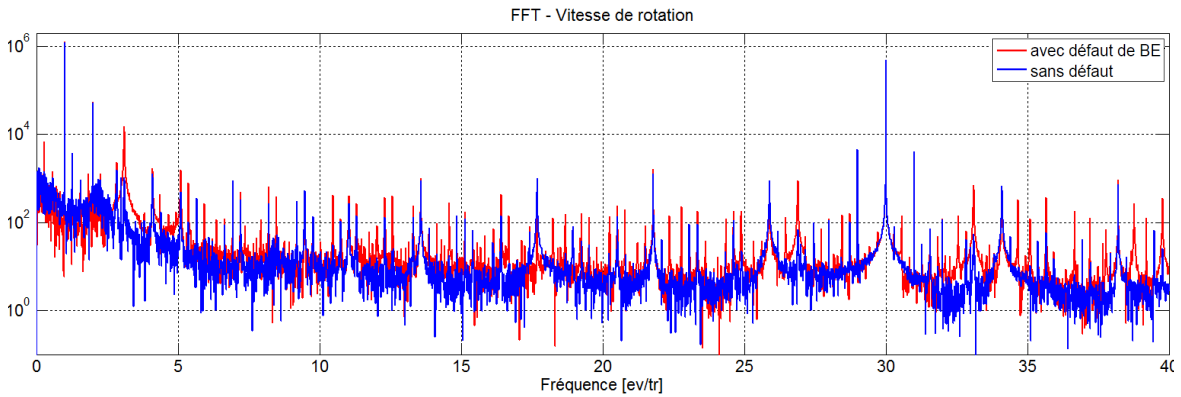


FIGURE 4.9: Spectre angulaire de la vitesse de rotation en cas de présence de défaut de bague extérieure

TABLE 4.4: Fréquences angulaires relatives aux défauts de bague extérieure dans le signal du courant de phase 1

N° pics	Fréquences [ev/tr]	Signification
1, 2	6.3, 8.3	$f_d + f_s \pm f_r$
3, 4	10.41, 12.41	$2f_d + f_s \pm f_r$
5, 6	14.52, 16.52	$3f_d + f_s \pm f_r$
7, 8	18.62, 20.62	$4f_d + f_s \pm f_r$
9, 10	22.72, 24.72	$5f_d + f_s \pm f_r$

conséquence de l'effet du défaut.

4.5 Caractérisation fréquentielle des défauts en régime non-stationnaire

Le diagnostic des défauts de machines tournantes, et plus particulièrement de celui des défauts qui représentent des contributions à faible énergie, nécessite des simulations de longue durée. La simulation des grandeurs dynamiques contenant la contribution des défauts se produit lorsque les machines sont dans leur environnement de fonctionnement. Pratiquement, assurer des conditions de fonctionnement parfaitement stationnaires pendant cette longue durée de mesure demeure une caractéristique qui impacte considérablement la pertinence des résultats du diagnostic.

Comme montré récemment dans le cas de défaut d'un roulement, des fréquences modulées apparaissent dans les spectres du courant et de la vitesse de rotation. Ces mo-

dulations se manifestent entre des fréquences "angulaires" représentatives du défaut, de la géométrie de la machine et de la rotation, et une fréquence temporelle qui représente l'alimentation électrique. Dans cette partie, on va investiguer deux cas typiques de fonctionnement non-stationnaire seront analysés induites soit par un variateur de fréquence soit par un chargement variable. L'objectif est de mettre en évidence l'effet de ces conditions sur le diagnostic et d'évaluer la capacité des analyses de courant et de vitesse de rotation à extraire l'information pertinente à propos du défaut existant dans des conditions non-stationnaires.

Deux cas de conditions non-stationnaires sont définies. En effet, on distingue les conditions fortement non-stationnaires et les conditions faiblement non-stationnaires. En effet, dans cette partie, les conditions fortement non-stationnaires sont relatives au changement remarquable de régime de fonctionnement de la machine asynchrone. Les conditions faiblement non-stationnaires sont illustrées par des fluctuations éventuelles dans les des conditions de chargement ou d'alimentations qui existent naturellement dans les applications industrielles.

4.5.1 Fonctionnement en régime fortement non-stationnaire

Dans cette partie, on s'intéressera au régime fortement non-stationnaire. Cette non-stationnarité sera illustrée par trois régimes de fonctionnement du moteur, notamment, le régime d'accélération, un régime stable de fonctionnement de la machine et un régime de décélération. Selon la source de non-stationnarité, par un variateur de fréquence ou un chargement variable, la capacité du signal de courant du stator et de la vitesse de rotation à détecter un défaut de bague extérieure du roulement sera investiguée.

4.5.1.1 Cas de forte non-stationnarité induite par un variateur de fréquence

Dans cette partie, nous allons investiguer l'effet des changements de conditions de fonctionnement sur le diagnostic des défauts des machines tournantes. Dans les applications industrielles, les variations des conditions de fonctionnement d'un système tournant alimenté par une machine asynchrone passe par l'intégration d'un variateur de fréquence. Le variateur intervient dans le conditionnement de la fréquence du réseau d'alimentation et donc de la vitesse de rotation du champ magnétique à l'origine du mouvement de rotation du rotor. Afin de simuler ce cas, la fréquence d'alimentation intégrée au modèle n'est plus constante. Une variation continue est introduite à la fréquence électrique au courant du stator de la machine à induction. Les charges extérieures sont dans ce cas maintenues

constantes durant le fonctionnement de la machine.

Sur les Figures 4.10(a) et 4.10(b), on représente l'allure des variations de vitesse de rotation et de courant de la phase 1 du stator de la machine à induction dans le cas d'un défaut localisé de bague extérieure. La vitesse de rotation du rotor de la machine à induction varie entre 31rad/s et 50rad/s dans un intervalle de 50tours du rotor. En conséquence, l'amplitude maximale et la fréquence du courant électrique changent.

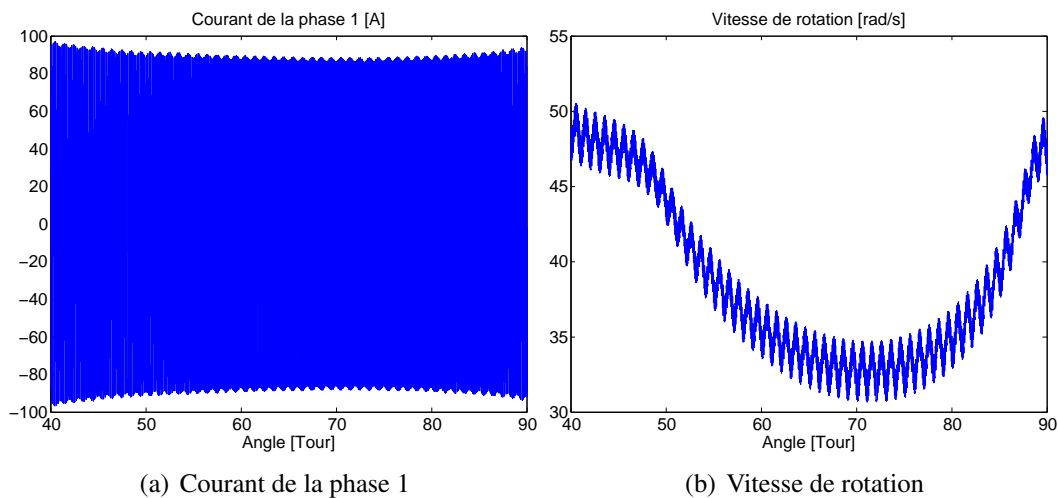


FIGURE 4.10: Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence

On présente sur la Figure 4.11 les contenus fréquentiels en fréquence angulaire du signal de courant et de la vitesse de rotation en présence d'un défaut de bague extérieure. Du fait que la fréquence du courant électrique est fortement variable suite aux conditions non-stationnaires, le spectre du courant en fréquence angulaire apparaît trop perturbé pour être utile au diagnostic. A l'inverse, le spectre de la vitesse de rotation en fréquence angulaire permet d'extraire les fréquences relatives au défaut du fait de que les modulations de celles-ci sont indépendantes de la fréquence temporelle d'alimentation du courant électrique. Les fréquences explicitées sont relatives à la rotation (1 ev/tr), à la fréquence de passage par les encoches (30 ev/tr) et à la fréquence du défaut de bague extérieure (4.1045 ev/tr). Leurs harmoniques apparaissent aussi clairement dans le spectre fréquentiel de la vitesse de rotation.

En fréquences temporelles, les spectres de courant et de vitesse de rotation sont présentés sur la Figure 4.12. Comme montré dans la figure, les spectres du courant et

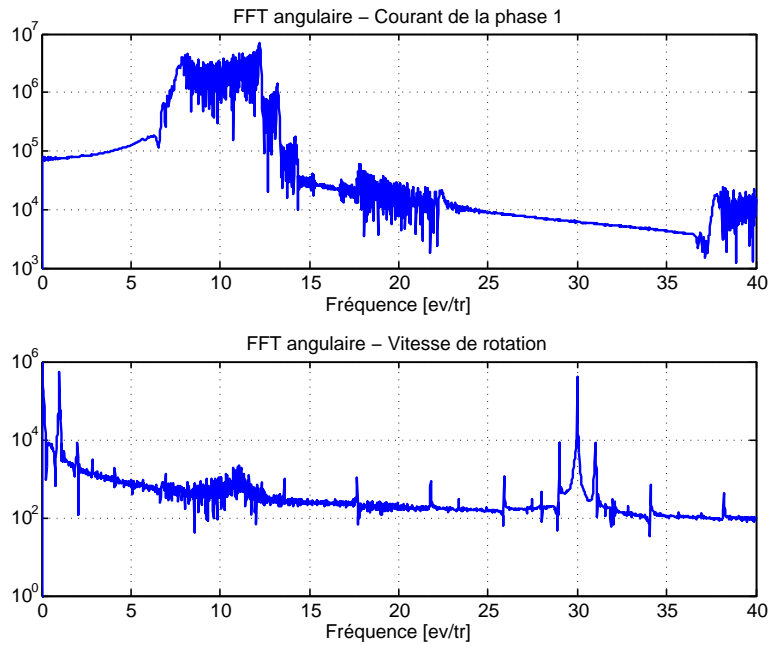


FIGURE 4.11: FFT angulaire du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence

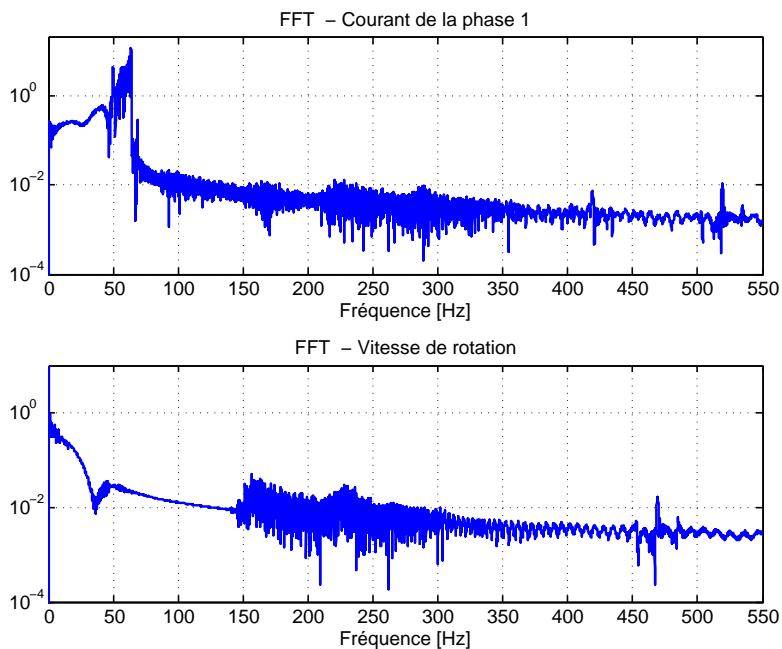


FIGURE 4.12: FFT classique du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence

de la vitesse de rotation sont tellement perturbés que le contenu fréquentiel devient illisible. Sur le spectre du courant, on peut remarquer une plage d'oscillations de fréquences entre 50Hz et 60Hz qui correspond à la plage de variation de vitesse définie pour illustrer les conditions non-stationnaires.

4.5.1.2 Cas de forte non-stationnarité induite par un couple de charge

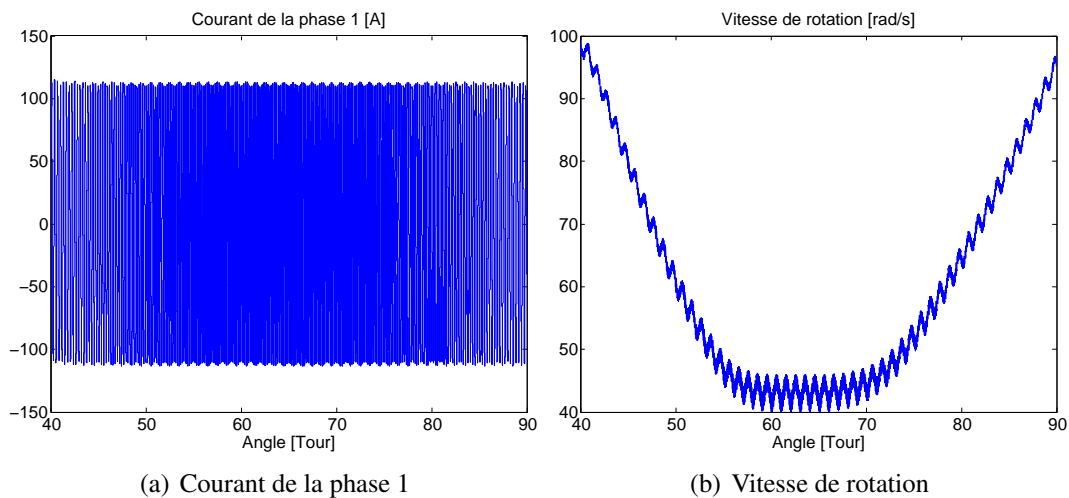


FIGURE 4.13: Réponse angulaire en courant de phase 1 et vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un couple de charge

Dans cette partie, on propose d'étudier le cas des non-stationnarités induites par le couple de charge. Le moteur électrique est couplé à un récepteur qui applique un couple résistant à l'entraînement électrique. Le changement des conditions de fonctionnement proviennent très fréquemment dans les applications industrielles des changements incontrôlables du couple de charge. La fréquence d'alimentation du réseau est considérée constante à 50Hz . Le changement du chargement induit des conditions non-stationnaires de fonctionnement. Sur les Figures 4.13(b) et 4.13(a), on présente le signaux du courant électrique de la phase 1 et la vitesse de rotation en représentation angulaire. Le signal de vitesse de rotation montre à part les petites fluctuations de vitesse, des variations macroscopique de la vitesse de rotation entre 40rad/s et 100rad/s . Du fait de ce changement, on remarque dans la représentation angulaire du courant électrique, la variation de la fréquence de ce signal alors que l'amplitude maximale demeure constante.

Sur la Figure 4.14, on présente le spectre angulaire du courant de la phase 1 et de

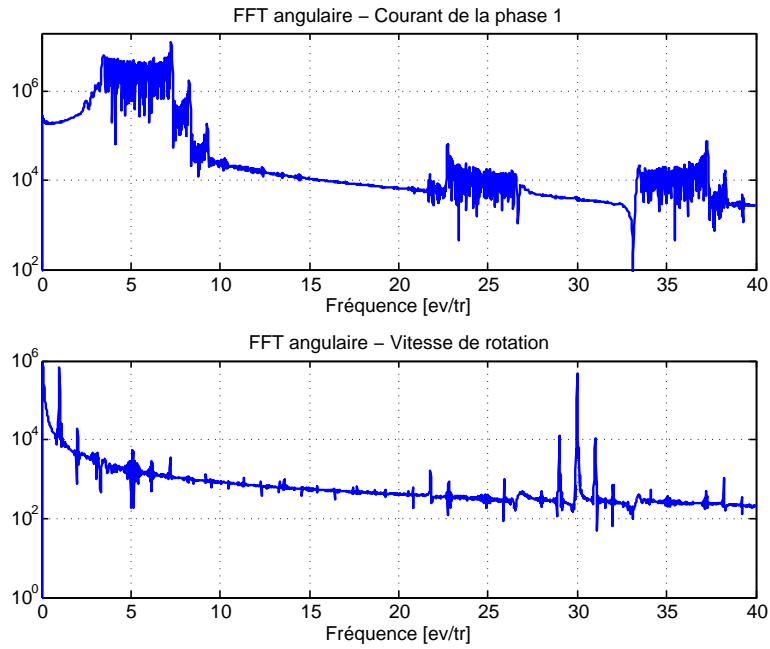


FIGURE 4.14: FFT angulaire du courant de phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un couple de charge

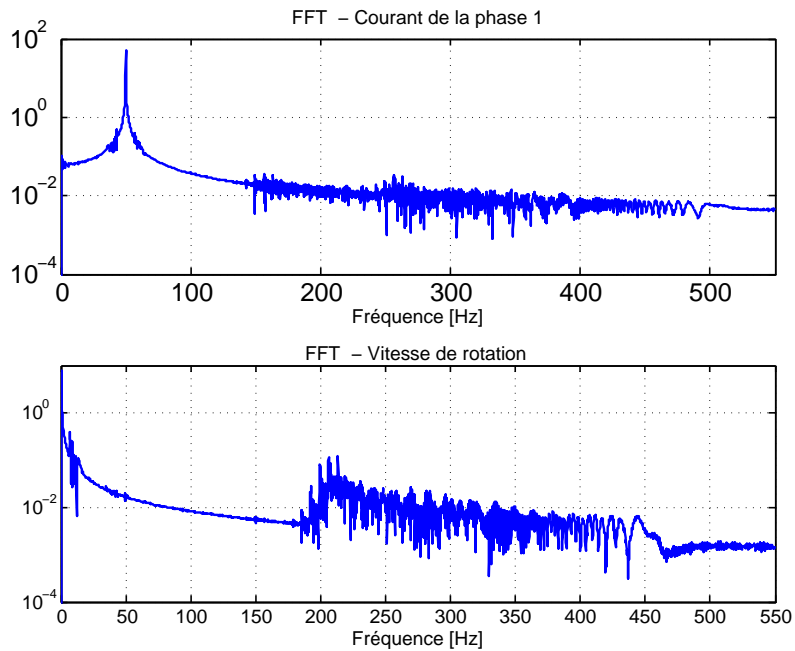


FIGURE 4.15: FFT du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un couple de charge

vitesse de rotation. Malgré que le signal de courant apparaisse être très perturbé pour être utilisé pour un objectif de diagnostic, le spectre de vitesse permet d'explicitier les fréquences relatives au défaut. Sur la Figure 4.15, les spectres temporels du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation ne permettent pas d'explicitier les informations caractéristiques ni du système tournant ni celles relatives au défaut. Seule la fréquence du réseau fixée $50Hz$ de l'alimentation apparait dans le spectre du courant électrique.

4.5.2 Fonctionnement en régime faiblement non-stationnaire

Dans cette partie, on propose d'évaluer le diagnostic d'un défaut de bague intérieur du roulement dans le cas d'une machine à induction en fonctionnement non-stationnaire. Contrairement à la section précédente où le régime est fortement non-stationnaire contrôlé par l'amplitude du couple de charge et l'amplitude de la fréquence du réseau d'alimentation, les régimes faiblement non-stationnaires dans ce paragraphe sont conditionnés par une oscillation de couple à fréquence variable. Ce choix de cette variation est justifié par la définition d'un régime faiblement non-stationnaire qu'on adopte dans ce travail. Ce régime est défini par une vitesse de rotation macroscopique constant malgré les fluctuations introduites par les oscillations du couple à une amplitude constante égale à $1N.m$ et à une fréquence qui varie dans l'intervalle entre 0 et $6ev/tr$.

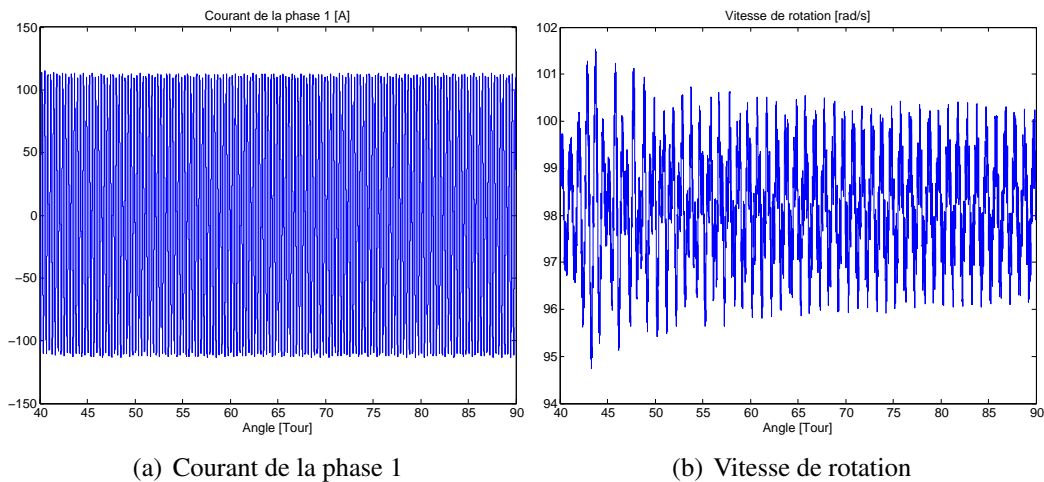


FIGURE 4.16: Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence

Dans la Figure 4.16, malgré que le signal de courant de la phase 1 ne permet pas d'explicitier les faibles variations non-stationnaires, le signal de la vitesse de rotation

montre des fluctuations autour de la valeur macroscopique constante égale à 98.27 rad/s . L'amplitude de ces fluctuations est relatif à la fréquence d'oscillation du couple oscillatoire.

Les Figures 4.17 et 4.18 présentent respectivement les spectres angulaire et temporel des signaux du courant de la phase 1 et de la vitesse de rotation. Du fait que la fréquence du réseau électrique, du défaut et de rotation restent constantes dans ce cas de simulation régi par les oscillations du couple mécanique, la signature fréquentielle du défaut apparaissent dans les spectres temporelle et angulaire des signaux du courant de la vitesse représentés. Mais, la contribution de ces composantes fréquentielles a atteint suite au régime nonstationnaire. Les défauts dans ce cas sont moins explicites dans les signaux de courant relativement au signal de vitesse.

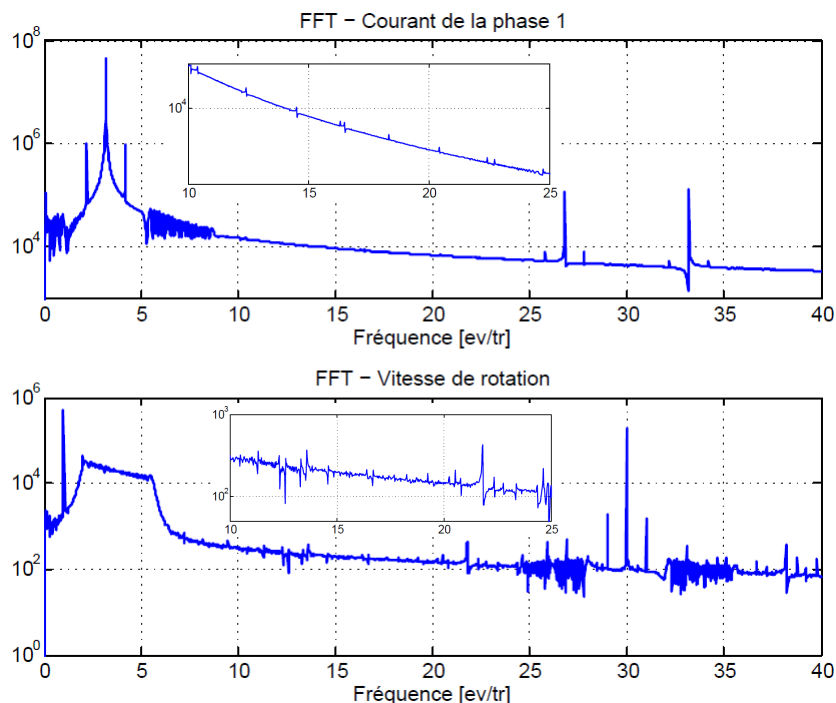


FIGURE 4.17: Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence

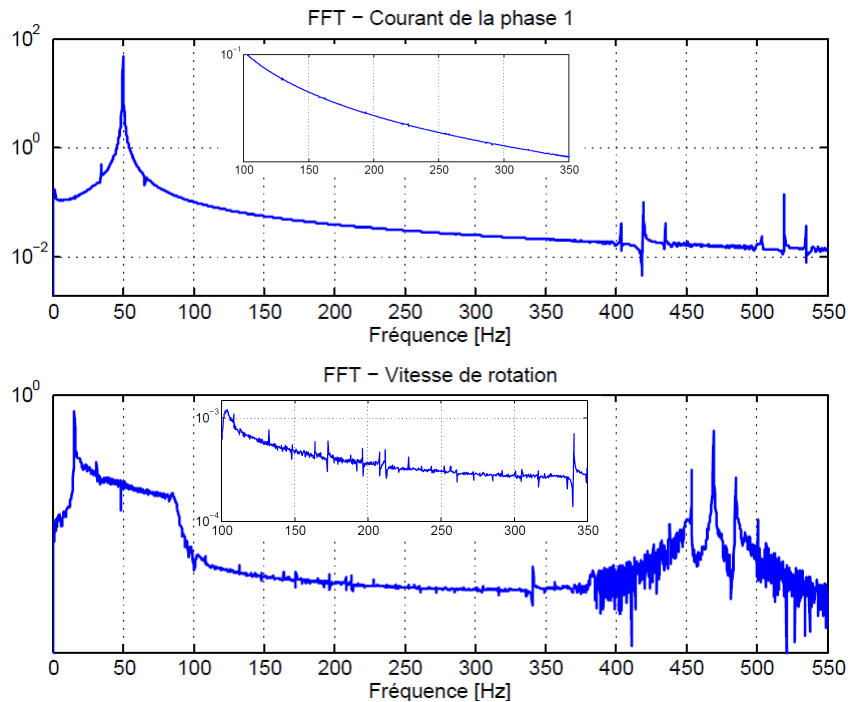


FIGURE 4.18: Réponse angulaire en courant de la phase 1 et en vitesse de rotation dans le cas de fonctionnement non-stationnaire induit par un variateur de fréquence

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle de la dynamique interne des roulements a été présenté. Le modèle qui considère les variations de vitesse de rotation a été intégré dans la modélisation du système moteur-palier à roulement.

Le couplage est fort du fait de la prise en considération des interactions entre les grandeurs multiphysiques des sous-systèmes multiphysiques, particulièrement des interactions entre le courant électrique et le flux magnétique dans la machine à induction et le couple électromagnétique et la rotation de l'ensemble mécanique arbre-roulements.

La modélisation dans le domaine angulaire a permis les simulations dans des régimes non-stationnaires de fonctionnement.

La présence d'un défaut dans les roulements a été remarquée par un changement dans le contenu spectral des signaux représentés dans le domaine fréquentiel en temps et en angle.

Sur la base de résultats du modèle électro-magnéto-mécanique, on conclut que

- l'effet des défauts de roulement est lisible dans les grandeurs multiphysiques de la vitesse de rotation et de courant de phase statorique par le fait que la dynamique du

système global est fortement liée,

- la vitesse de rotation permet une meilleure détectabilité des défauts relativement au courant électrique quelque soit le régime de fonctionnement de la machine tournante stationnaire ou non-stationnaire,
- les modulations de fréquence sont produites naturellement lors du fonctionnement de la machine tournante,
- le système proposé pour inclure d'autres sources de modulations de fréquence. Ces fréquences peuvent être en temps et/ou en angle,
- dans le cas d'un système qui inclut simultanément des fréquences en temps et en angle, l'analyse spectrale en temps et en angle est nécessaire simultanément pour une détection pertinente des défauts.

Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse était la mise en place d'un modèle dynamique capable de représenter au plus juste le comportement dynamique d'un système multi-physique de machine à induction couplé à un palier à roulement. Ce travail s'inscrit dans la continuité des travaux de modélisation dynamique sous "Approche angulaire" de modélisation des systèmes dynamiques tournants et dans le cadre du diagnostic des défauts de machines tournantes. Les résultats présentés dans ce travail confirment la capacité de cette nouvelle approche à la description du comportement du système dynamique global, conduisant à des explications des phénomènes physiques se manifestant dans le système dynamique représenté. Ces résultats viennent s'associer et s'adhérer à d'autres travaux en parallèle dans le cadre de diagnostic des défauts de roulements par analyse de signaux de la vitesse de rotation.

Le premier chapitre a présenté une étude bibliographique des travaux de recherche menés sur les défauts de machines tournantes et les méthodes et techniques de diagnostic actuellement émergent. Un développement critique des approches traditionnelles de modélisation et diagnostic est explicité dans ce chapitre introductif de la nouvelle vision angulaire de modélisation et de diagnostic des machines tournantes.

Le deuxième chapitre a été l'occasion d'appliquer l'approche angulaire sur un modèle développé de machine asynchrone. L'origine de ces travaux est fondée sur un modèle temporel de la machine à induction qui prend en compte les excentricités statique du rotor, la géométrie du rotor de la machine et du bobinage du stator. Les travaux réalisés dans cette partie ont ensuite permis la reformulation analytique sous approche angulaire étendant les conditions de fonctionnement du moteur à des régimes non-stationnaires, assurant la convergence du modèle et de réduisant de 72% le temps de calcul. Les détails de la modélisation sont bien clairement explicités. En particulier, la description des effets des perméances d'entrefer angulairement périodiques et l'écriture des matrices sous la

nouvelle approche.

L'objectif principal du troisième chapitre est de montrer le couplage électro-magnéto-mécanique fort afin d'arriver à décrypter la voie de transfert entre le défaut et sa manifestation dans le système multiphysique et multifréquentiel. L'idée consiste à représenter les défauts de roulement par des perturbations angulairement périodiques de couple résistant. L'effet de la géométrie de la machine et des conditions de fonctionnement ont été investigués dans ce chapitre.

Dans le dernier chapitre, un modèle fin et détaillé du comportement interne des roulements est introduit dans le modèle couplé. Le modèle de roulement considéré prend en compte le phénomène de résistance au roulement pour justifier de la manifestation des défauts de roulement par une variation de couple résistant et donc de vitesse angulaire de rotation. Une étude préliminaire a investigué l'influence des défauts avec et sans intégration du modèle de machine asynchrone dans l'objectif de montrer l'influence de l'intégration de la machine électrique sur le diagnostic des défauts d'un palier à roulement. La géométrie du défaut étant définie paramétriquement, des modulations de fréquence produites naturellement par la dynamique du système et apparaissant sur les spectres de fréquence en temps et en angle pour différents régimes stationnaires et non-stationnaires ont été ainsi présentés et analysés.

Le travail proposé dans cette thèse a contribué à une meilleure description des phénomènes de couplages multiphysiques et l'interprétation de la dynamique de la machine tournante dans un cadre angulaire. Cette façon de présenter les systèmes dynamiques tournants permet de franchir la limitation des conditions de fonctionnement non-stationnaires, d'explicitier la vitesse de rotation du système tournant et de mettre en valeur la caractéristique angulairement périodique du système en rotation. À l'issue de ce modèle, un couplage multiphysique est proposé tout en considérant le degré de liberté de rotation et le couple électromagnétique comme élément de couplage. Ce couplage fort a permis de représenter la voie de transfert de l'information dans les cas de défauts de roulements. En effet, l'approche considérée dans ce travail démontre que la transmission de la signature du défaut est réalisée par le couple mécanique. Au moment où il est traditionnellement admis de considérer les perturbations impulsionnelles à durée courte afin de représenter les influences des défauts localisés de roulement sur le comportement dynamique des machines tournantes, les modulations de fréquence dans le

modèle proposé sont induites naturellement par les couplages du modèle multiphysique-multifréquence. Du fait de la dissociation entre les fréquences "temporelles" et les fréquences "angulaires", l'interprétation des spectres fréquentiels est possible même en régime non-stationnaire.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses et nécessitent évidemment des développements complémentaires :

- l'extension du développement analytique du modèle de la machine à induction vers une modélisation 3D plus réaliste. Ce développement permettra en plus de l'optimisation du modèle la possibilité d'une prise en compte des effets axiaux dans la machine et des efforts radiaux comme particulièrement ceux liés aux excentricités dynamiques,
- la prise en compte des effets de la saturation magnétique dans la modélisation de la machine à induction par le réseau de perméances,
- l'optimisation du couplage multiphysique entre les sous-systèmes considérés. L'optimisation devra surtout concerner plus de précision au niveau du calcul du couple électromagnétique induit par la machine et une intégration de la distribution des efforts radiaux dans le couplage,
- comme le système développé permet d'inclure toute source extérieure d'excitation, l'extension du modèle analytique à un système réaliste qui inclut des systèmes tournants (une charge entraînée en rotation) en relation avec le fonctionnement de la machine est envisageable pour adapter la modélisation aux besoins industriels au diagnostic.
- enfin, ces premiers modèles ouvrent la voie à l'élaboration d'excitations externes pilotées (variations de tensions d'alimentation par exemple) pour solliciter la machine électrique et la mettre en situation de fournir des signaux électriques révélateurs de l'état de santé du composant comme le roulement.

Annexe A : Développement analytique des matrices élémentaires de la matrice de perméance nodale

$$[P_{11n}]_{(n_s, n_s)} = \begin{bmatrix} 2P_{sy} + P_{st} & -P_{sy} & 0 & \cdots & 0 & -P_{sy} \\ -P_{sy} & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 \\ 0 & & & & & -P_{sy} \\ -P_{sy} & 0 & \cdots & 0 & -P_{sy} & 2P_{sy} + P_{st} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$[P_{22n}(\theta)]_{(n_s, n_s)} = \begin{bmatrix} 2P_{sl} + P_{st} + \sum_{j=1}^{n_r} P_{1,j}(\theta) & -P_{sl} & 0 & \cdots & 0 & -P_{sl} \\ -P_{sl} & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 \\ 0 & & & & & -P_{sl} \\ -P_{sl} & 0 & \cdots & 0 & -P_{sl} & 2P_{sl} + P_{st} + \sum_{j=1}^{n_r} P_{n_s,j}(\theta) \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$[P_{33n}(\theta)]_{(n_r, n_r)} = \begin{bmatrix} 2P_{rl} + P_{rt} + \sum_{i=1}^{n_s} P_{i,1}(\theta) & -P_{rl} & 0 & \cdots & 0 & -P_{rl} \\ -P_{rl} & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 \\ 0 & & & & & -P_{rl} \\ -P_{rl} & 0 & \cdots & 0 & -P_{rl} & 2P_{rl} + P_{rt} + \sum_{i=1}^{n_s} P_{i,n_r}(\theta) \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$[P_{44n}]_{(n_r-1, n_r-1)} = \begin{bmatrix} 2P_{ry} + P_{rt} & -P_{ry} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -P_{ry} & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & & 0 \\ 0 & & & & & -P_{ry} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & -P_{ry} & 2P_{ry} + P_{rt} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$[P_{23n}(\theta)]_{(n_s, n_r)} = \begin{bmatrix} -P_{1,1}(\theta) & \cdots & -P_{1,n_r}(\theta) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -P_{n_s,1}(\theta) & \cdots & -P_{n_s,n_r}(\theta) \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$[P_{32n}(\theta)]_{(n_r, n_s)} = \begin{bmatrix} -P_{1,1}(\theta) & \cdots & -P_{n_s,1}(\theta) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -P_{1,n_r}(\theta) & \cdots & -P_{n_s,n_r}(\theta) \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$[P_{12n}]_{(n_s, n_s)} = \begin{bmatrix} -P_{st} & 0 \\ & \ddots \\ 0 & -P_{st} \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$[P_{21n}]_{(n_s, n_s)} = \begin{bmatrix} -P_{st} & 0 \\ & \ddots \\ 0 & -P_{st} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$[P_{34n}]_{(n_r, n_r-1)} = \begin{bmatrix} -P_{rt} & 0 \\ & \ddots \\ 0 & -P_{rt} \\ 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$[P_{43n}]_{(n_r-1, n_r)} = \begin{bmatrix} -P_{rt} & 0 & 0 \\ & \ddots & \vdots \\ 0 & -P_{rt} & 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

Annexe B : Matrices de passage entre les flux aux dents du stator et les flux aux phases

Le développement analytique suivant concerne un bobinage diamétrale à une seule couche de bobinage. Le passage entre le flux dans les dents et les phases du stator est réalisé par l'intermédiaire de l'expression des flux dans les spires. La matrice est définie en deux étapes en multipliant deux matrices :

- La matrice de transition des flux de stator-phase aux flux stator-bobines $[\tau_{w1}]$
- La matrice de transition entre les flux stator-bobines et les flux stator-dents $[\tau_{w2}]$

telque,

$$[\tau_w] = [\tau_{w1}]_{(n_{ph}, \frac{n_s}{2})} \cdot [\tau_{w2}]_{(\frac{n_s}{2}, n_s)} \quad (39)$$

Matrices de passage entre les flux aux phases et les flux dans les spires

La matrice est construite en considérant pour chaque phase les spires qui la constituent et le nombre de conducteurs dans chaque spire. Cette matrice est contituée comme suit :

$$[\tau_{w1}] = \begin{bmatrix} w_{1,1} & \cdots & w_{1, \frac{n_s}{2n_{ph}}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & w_{2, \frac{n_s}{2n_{ph}}+1} & \cdots & w_{2, \frac{n_s}{n_{ph}}} & 0 & \cdots & 0 \\ & & & \vdots & & \vdots & & & \\ & & & \cdots & & \cdots & & & \\ 0 & & \cdots & & & 0 & w_{n_{ph}, \frac{n_s}{2} - \frac{n_s}{2n_{ph}} + 1} & \cdots & w_{n_{ph}, \frac{n_s}{2}} \end{bmatrix} \quad (40)$$

avec,

les coefficients de la matrice représentent le nombre de conducteur par chaque spire.

Matrices de passage entre les flux dans les spires et les flux aux dents

La matrice est construite de façon à affecter à chaque spire les dents statoriques à travers lesquels elle passe et le sens de bobinage. En considérant la un bobinage diamétral, la forme analytique de la matrice est l'assemblage de matrices élémentaires correspondante à chaque groupe de spires. La matrice élémentaire est définie comme suit :

$$[\tau_e]_{\left(\frac{n_s}{2n_{ph}}, \frac{n_s}{2n_{ph}} + \frac{n_s}{2}\right)} = \begin{bmatrix} e_{1,1} & \cdots & \cdots & e_{1,\frac{n_s}{2}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \\ 0 & \cdots & 0 & e_{\frac{n_s}{2n_{ph}}, \frac{n_s}{2n_{ph}}} & \cdots & \cdots & e_{\frac{n_s}{2n_{ph}}, \frac{n_s}{2n_{ph}} + \frac{n_s}{2} - 1} & 0 \end{bmatrix} \quad (41)$$

avec,

les coefficients de la matrice sont unitaires. Dans notre cas d'étude, les matrices élémentaires sont disposées dans la matrice globale de façon à ce que

$$[\tau_{w2}] = \begin{bmatrix} [\tau_e] & [\tau_o] \\ [\tau_o] & [\tau_e] \\ \begin{bmatrix} e_{1, \frac{n_s}{4} + \frac{n_s}{4n_{ph}} + 1} & \cdots & e_{1, \frac{n_s}{2} + \frac{n_s}{2n_{ph}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{\frac{n_s}{2n_{ph}}, \frac{n_s}{4} + \frac{n_s}{4n_{ph}} + 1} & \cdots & e_{\frac{n_s}{2n_{ph}}, \frac{n_s}{2} + \frac{n_s}{2n_{ph}}} \end{bmatrix} & [\tau_o] \\ [\tau_o] & \begin{bmatrix} e_{1,1} & \cdots & e_{1, \frac{n_s}{4} + \frac{n_s}{4n_{ph}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{\frac{n_s}{2n_{ph}}, 1} & \cdots & e_{\frac{n_s}{2n_{ph}}, \frac{n_s}{4} + \frac{n_s}{4n_{ph}}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (42)$$

avec,

la matrice $[\tau_o]$ est une matrice nulle si les groupes de spires sont orientés positivement, et elle est pleine de 1 si les groupes de spires sont orientés négativement.

Annexe C : Caractéristiques du système électro-magnéto-mécanique

TABLE 5: Caractéristiques électromagnétiques de la machine asynchrone

Paramètre	Signification	Valeur
n_s	Nombre de dents du stator	24
n_r	Nombre de dents du rotor	30
R_s	Résistance du stator (Ω)	0.051
L_s	Inductance de fuite du stator (H)	$3.02394e - 3$
R_r	Résistance d'une portion d'anneau (Ω)	$6.41e - 7$
R_b	Résistance d'une barre du rotor (Ω)	$6.6397e - 5$
L_r	Inductance de fuite d'une portion d'anneau (H)	$6.41e - 8$
L_b	Inductance de fuite d'une barre du rotor (H)	$5.9611e - 7$
P_{st}	Perméance de dent du stator (H)	$2.984e - 4$
P_{sy}	Perméance de culasse du stator (H)	$6.617e - 4$
P_{rt}	Perméance de dent du rotor (H)	$3.174e - 6$
P_{ry}	Perméance de culasse du rotor (H)	$2.035e - 5$
P_{max}	Perméance d'entrefer maximale (H)	$3.033e - 6$

TABLE 6: Caractéristiques mécaniques du palier à roulements

Paramètre	Signification	Roulement 1	Roulement 2
Z_b	Nombre de billes	8	10
d	diamètre de la bille (m)	0.0254	0.0174
R_i	Rayon de la bague extérieure (m)	0.075	0.062
R_e	Rayon de la bague intérieure (m)	0.035	0.035
C_b	Coefficient de rigidité ($N.m^{-\frac{3}{2}}$)	$2.7e10$	$2.17e10$

Bibliographie

- [1] A. H. Bonnett and C. Yung. Increased efficiency versus increased reliability. Technical report, *IEEE Industry Applications Magazine*, 14(1)., (2008).
- [2] A. Bourdon, S. Chesne, H. André, and D. Remond. Estimation of the size of a spall defect on a rolling bearing outer ring using instantaneous angular speed measurements. In *ISMA international conference on noise and vibration engineering*, 2014.
- [3] PD McFadden and JD Smith. Model for the vibration produced by a single point defect in a rolling element bearing. *Journal of sound and vibration*, 96(1) :69–82, 1984.
- [4] J. L. Gomez, A. Bourdon, H. André, and D. Rémond. Modelling deep groove ball bearing localized defects inducing instantaneous angular speed variations. *Tribology International*, 98 :270 – 281, 2016.
- [5] M. Fisher R.Turner G. Arce, M.D. Campbell. Global standards for rotating machinery : Navigating worldwide industry requirements for electric motors. *IEEE Industry Applications Magazine*, 23(1) :58–69, 2017.
- [6] AV Olver. The mechanism of rolling contact fatigue : an update. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part J : Journal of Engineering Tribology*, 219(5) :313–330, 2005.
- [7] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G.A. Capolino. Advances in diagnostic techniques for induction machines. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(12) :4109–4126, 2008.
- [8] L. Laouar A.M Bouchelaghem S. Saad D. Rémond, I. Khelf. Adaptive fault diagnosis in rotating machines using indicators selection. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 40(2) :452–468, November 2013.

- [9] B. Trajin, J. Regnier, and J. Faucher. Indicator for bearing fault detection in asynchronous motors using stator current spectral analysis. In *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pages 570–575. IEEE, 2008.
- [10] S Edwards, AW Lees, and MI Friswell. Fault diagnosis of rotating machinery. *Shock and Vibration Digest*, 30(1) :4–13, 1998.
- [11] M.H. Benbouzid. A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection. *IEEE transactions on industrial electronics*, 47(5) :984–993, 2000.
- [12] R.B. Randall and J. Antoni. Rolling element bearing diagnostics a tutorial. *Mechanical systems and signal processing*, 25(2) :485–520, 2011.
- [13] M. Abdesh Shafiel Kafiey Khan and M. Azizur Rahman. *Wavelet Based Diagnosis and Protection of Electric Motors, Fault Detection*,. 2010.
- [14] B.Trajin, M. Chabert, J. Regnier, and J. Faucher. Wigner distribution for the diagnosis of high frequency amplitude and phase modulations on stator currents of induction machine. In *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009. IEEE International Symposium on*, pages 1–6. IEEE, 2009.
- [15] E. Elbouchikhi, V. Choqueuse, and M. Benbouzid. Induction machine diagnosis using stator current advanced signal processing. *International Journal on Energy Conversion*, 3(3) :76–87, 2015.
- [16] V. Choqueuse, M. Benbouzid, J.F. Charpentier, et al. Induction machine fault detection enhancement using a stator current high resolution spectrum. In *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3913–3918. IEEE, 2012.
- [17] E. Elbouchikhi, V. Choqueuse, Y. Trachi, and M. Benbouzid. Induction machine bearing faults detection based on hilbert-huang transform. In *Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE 24th International Symposium on*, pages 843–848. IEEE, 2015.
- [18] E. Elbouchikhi, V. Choqueuse, and M. Benbouzid. Induction machine bearing faults detection based on a multi-dimensional music algorithm and maximum likelihood estimation. *ISA transactions*, 63 :413–424, 2016.

-
- [19] Y. Trachi, E. Elbouchikhi, V. Choqueuse, and M. Benbouzid. Stator current analysis by subspace methods for fault detection in induction machines. In *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*, pages 003479–003484. IEEE, 2015.
- [20] Gustavo Myrria, Fabien Chauvicourt, and Cassio Faria. Fast computation of the acoustic response of electrical machines via analytical means. *International Conference on Noise and Vibration Engineering*, 2016.
- [21] Y Han and YH Song. Condition monitoring techniques for electrical equipment—a literature survey. *IEEE Transactions on Power delivery*, 18(1) :4–13, 2003.
- [22] N Sawalhi and RB Randall. Simulating gear and bearing interactions in the presence of faults : Part ii : Simulation of the vibrations produced by extended bearing faults. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 22(8) :1952–1966, 2008.
- [23] N Sawalhi, RB Randall, et al. Simulation of vibrations produced by localised faults in rolling elements of bearings in gearboxes. In *Proceedings of the 5th Australasian Congress on Applied Mechanics*, page 496. Engineers Australia, 2007.
- [24] G. DALPIAZ, A. RIVOLA, and R. RUBINI. Effectiveness and sensitivity of vibration processing techniques for local fault detection in gears. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 14(3) :387 – 412, 2000.
- [25] Zeki Kiral and Hira Karagulle. Simulation and analysis of vibration signals generated by rolling element bearing with defects. *Tribology International*, 36(9) :667–678, 2003.
- [26] Mohamed El Hachemi Benbouzid and Gerald B Kliman. What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis? *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(2) :238–244, 2003.
- [27] Alberto Bellini, Fabio Immovilli, Riccardo Rubini, and Carla Tassoni. Diagnosis of bearing faults of induction machines by vibration or current signals : A critical comparison. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS’08. IEEE*, pages 1–8. IEEE, 2008.
- [28] Jawad Faiz, Bashir Mahdi Ebrahimi, Bilal Akin, and HA Toliyat. Dynamic analysis of mixed eccentricity signatures at various operating points and scrutiny of related indices for induction motors. *IET electric power applications*, 4(1) :1–16, 2010.
-

- [29] S. Nandi, S. Ahmed, and 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*, 16(3) :253–260, 2001.
- [30] B. Trajin, M.Chabert, J. Regnier, and J. Faucher. Hilbert versus concordia transform for three-phase machine stator current time-frequency monitoring. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 23(8) :2648 – 2657, 2009.
- [31] I.Y. Önel and M.E.H. Benbouzid. Induction motor bearing failure detection and diagnosis : Park and concordia transform approaches comparative study. *IEEE/ASME Transactions on mechatronics*, 13(2) :257–262, 2008.
- [32] V.F. Pires, M. Kadivonga, J.F. Martins, and A.J. Pires. Motor square current signature analysis for induction motor rotor diagnosis. *Measurement*, 46(2) :942–948, 2013.
- [33] L. Renaudin, F. Bonnardot, O. Musy, J.B. Doray, and D. Rémond. Natural roller bearing fault detection by angular measurement of true instantaneous angular speed. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 24(7) :1998–2011, 2010.
- [34] A. Bourdon, H. André, and D. Rémond. Introducing angularly periodic disturbances in dynamic models of rotating systems under non-stationary conditions. *Mechanical systems and signal processing*, 44(1) :60–71, 2014.
- [35] H. Andre, F. Girardin, A. Bourdon, J. Antoni, and D. Rémond. Precision of the ias monitoring system based on the elapsed time method in the spectral domain. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 44(1) :14–30, 2014.
- [36] B. Trajin, J. Regnier, and J. Faucher. Comparison between vibration and stator current analysis for the detection of bearing faults in asynchronous drives. *IET Electric Power Applications*, 4 :90–100(10), February 2010.
- [37] B. Trajin, J. Regnier, and J. Faucher. Detection of bearing faults in asynchronous motors using luenberger speed observer. In *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pages 3073–3078. IEEE, 2008.
- [38] J. Faiz, B.M. Ebrahimi, B. Akin, and H.A. Toliyat. Finite-element transient analysis of induction motors under mixed eccentricity fault. *IEEE transactions on magnetics*, 44(1) :66–74, 2008.

-
- [39] J.F. Gieras, C. Wang, and J.C. Lai. *Noise of polyphase electric motors*. CRC press, 2005.
- [40] J.R. Cameron, W.T. Thomson, and A.B. Dow. Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors. In *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, volume 133, pages 155–163. IET, 1986.
- [41] G. Joksimović, J. Riger, T. Wolbank, N. Perić, M. Vašak, G. Stojčić, and V. Lešić. Dynamic induction machine model accounting for stator and rotor slotting. In *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, pages 207–212. IEEE, 2012.
- [42] N. Sawalhi. *Diagnostics, prognostics and fault simulation for rolling element bearings*. PhD thesis, The University of New South Wales Australia, 2007.
- [43] D. Ho and R.B. Randall. Optimisation of bearing diagnostic techniques using simulated and actual bearing fault signals. *Mechanical systems and signal processing*, 14(5) :763–788, 2000.
- [44] N. Tandon and A. Choudhury. An analytical model for the prediction of the vibration response of rolling element bearings due to a localized defect. *Journal of sound and vibration*, 205(3) :275–292, 1997.
- [45] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing. Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(4) :1813–1822, April 2008.
- [46] N. Féki, G. Clerc, and P. Vex. Gear and motor fault modeling and detection based on motor current analysis. *Electric power systems research*, 95 :28–37, 2013.
- [47] S.H. Kia, H. Henao, and G.A. Capolino. Torsional vibration effects on induction machine current and torque signatures in gearbox-based electromechanical system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11) :4689–4699, 2009.
- [48] M.H. Marzebali, S.H. Kia, H. Henao, G.A. Capolino, and J. Faiz. Planetary gearbox torsional vibration effects on wound-rotor induction generator electrical signatures. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(6) :4770–4780, 2016.
- [49] J.R. Ottewill, A. Rusczyk, and D. Broda. Monitoring tooth profile faults in epicyclic gearboxes using synchronously averaged motor currents : Mathematical modeling
-

- and experimental validation. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 84 :78–99, 2017.
- [50] J.R. Ottewill and M. Orkisz. Condition monitoring of gearboxes using synchronously averaged electric motor signals. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 38(2) :482–498, 2013.
- [51] M. Blodt. *Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [52] D. Rémond, J. Antoni, and R.B. Randall. Editorial for the special issue on instantaneous angular speed (ias) processing and angular applications. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 44(1–2) :1 – 4, 2014. Special Issue on Instantaneous Angular Speed (IAS) Processing and Angular Applications.
- [53] J.M. Aller T.G. Habetler R.G. Harley S. Rajagopalan, J.A. Restrepo. Selecting time-frequency representations for detecting rotor faults in bldc motors operating under rapidly varying operating conditions. *In Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, pages (pp. 6–pp)., (2006, January).
- [54] B. Yazici and G.B. Kliman. An adaptive statistical time-frequency method for detection of broken bars and bearing faults in motors using stator current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(2) :442–452, 1999.
- [55] M. Blodt, J. Regnier, M. Chabert, and J. Faucher. Fault indicators for stator current based detection of torque oscillations in induction motors at variable speed using time-frequency analysis. *In Power Electronics, Machines and Drives, 2006. The 3rd IET International Conference on*, pages 56–60. IET, 2006.
- [56] W. Bartelmus, F. Chaari, R. Zimroz, and M. Haddar. Modelling of gearbox dynamics under time-varying nonstationary load for distributed fault detection and diagnosis. *European Journal of Mechanics-A/Solids*, 29(4) :637–646, 2010.
- [57] C.J. Stander and P.S. Heyns. Instantaneous angular speed monitoring of gearboxes under non-cyclic stationary load conditions. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 19(4) :817–835, 2005.
- [58] J. Antoni, F. Bonnardot, A. Raad, and M. El Badaoui. Cyclostationary modelling of rotating machine vibration signals. *Mechanical systems and signal processing*, 18(6) :1285–1314, 2004.

-
- [59] S. Baudin, D. Rémond, J. Antoni, and O. Sauvage. Non-intrusive rattle noise detection in non-stationary conditions by an angle/time cyclostationary approach. *Journal of Sound and Vibration*, 366 :501–513, 2016.
- [60] J. Antoni, J. Daniere, and F. Guillet. Effective vibration analysis of ic engines using cyclostationarity. part ia methodology for condition monitoring. *Journal of sound and vibration*, 257(5) :815–837, 2002.
- [61] A. Bourdon, H. André, and D. Rémond. A new way of writing motion equation in rotating machines by translation into the angular domain. In *8th IFToMM International Conference on Rotordynamics, KIST*, page CDRom, Séoul, South Korea, September 2010.
- [62] V. Ostovic. *Dynamics of saturated electric machines*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [63] E.V. Zaretsky. A. palmgren revisited : A basis for bearing life prediction. 1997.
- [64] E. Fuchs and M.A.S. Masoum. *Power quality in power systems and electrical machines*. Academic press, 2011.
- [65] E. Laniado-Jacome, J. Meneses-Alonso, and V. Diaz-Lopez. A study of sliding between rollers and races in a roller bearing with a numerical model for mechanical event simulations. *Tribology International*, 43(11) :2175–2182, 2010.
- [66] T.A. Harris. *Rolling bearing analysis 4th ed.* John Wiley and Sons, New York, NY, 2001. The book can be consulted by contacting : EN-ACE-SU : Kemppinen, Juha Mikko Kalervo.
- [67] D. Petersen, C. Howard, N. Sawalhi, A.M. Ahmadi, and S. Singh. Analysis of bearing stiffness variations, contact forces and vibrations in radially loaded double row rolling element bearings with raceway defects. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 50 :139–160, 2015.
- [68] N. Sawalhi and R.B. Randall. Simulating gear and bearing interactions in the presence of faults : Part i. the combined gear bearing dynamic model and the simulation of localised bearing faults. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 22(8) :1924–1951, 2008.
-