



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE CONSTANTINE 1
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electrotechnique

N^o d'ordre :
Série :

THESE

*Présentée pour obtenir le diplôme de Doctorat en sciences
En électrotechnique*

Par

BABAA FATIMA

**Contribution à la modélisation et à la commande de
la machine asynchrone : "Application au diagnostic
des défauts statoriques"**

Soutenu le : 11/06/ 2014

Devant le jury :

| | | | |
|--------------|------------------------------|-----|-------------------|
| Président : | M. Hocine BENALLA | Pr. | Univ. Constantine |
| Rapporteur : | M. Abdelmalek KHEZZAR | Pr. | Univ. Constantine |
| Examineurs : | M. Djamel LABED | MC. | Univ. Constantine |
| | M. Saïd DRID | Pr. | Univ. Batna |
| | M. Hacene BOUZEKRI | MC. | Univ. Skikda |

Table des matières

| | |
|--|----|
| INTRODUCTION GENERALE..... | 01 |
| Chapitre I | |
| Etude et synthèse des défauts statoriques dans les machines asynchrones | |
| I. Introduction..... | 07 |
| II. Préliminaires..... | 08 |
| 1. Constitution des machines asynchrones..... | 08 |
| 1.1 Le stator..... | 08 |
| 1.2 Le rotor..... | 09 |
| 2. Les défaillances des machines électriques..... | 09 |
| 2.1 Défaillances électriques..... | 09 |
| 2.1.1 Les défauts au stator..... | 09 |
| 2.1.2 Les défauts au rotor..... | 12 |
| 2.2 Défaillances mécaniques | 12 |
| 2.2.1 Les défauts d'excentricités..... | 13 |
| 2.2.2 Les défauts de roulements..... | 14 |
| 3. Formulation du problème de diagnostic..... | 14 |
| 3.1 Notion de base | 14 |
| 3.2 Recherche de signatures liées aux défaillances..... | 16 |
| 3.3 Mises au point de méthodes de surveillances..... | 16 |
| 3.4 Diagnostic de la défaillance..... | 17 |
| 3.5 Décision..... | 17 |
| III. Etat de l'art des défauts au stator des machines asynchrones..... | 17 |
| 1. Analyse des courants..... | 18 |
| 2. Analyse par l'approche des vecteurs rotationnels..... | 19 |
| 3. Analyse des flux..... | 20 |
| 4. Le diagnostic par identification paramétrique..... | 23 |
| 4.1 Analyse des résistances..... | 23 |

| | |
|---|----|
| 4.2 Analyse des impédances..... | 24 |
| 5. Le diagnostic à travers les commandes de la M.A.S..... | 24 |
| 6. Analyse à partir des techniques d'intelligence artificielle (AI)..... | 25 |
| 7. Analyse à partir d'autres techniques..... | 26 |
| IV. Surveillance et diagnostic du défaut de court-circuit entre spires..... | 27 |
| V. Conclusion..... | 28 |

Chapitre II

Modélisation et contrôle de la machine asynchrone à des fins de diagnostic

| | |
|---|----|
| I. Introduction..... | 31 |
| II. Définition des raies sensibles au défaut de court-circuit entre spires et au déséquilibre d'alimentation..... | 31 |
| III. Méthodes de diagnostic basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables..... | 33 |
| 1. Détection des signatures à partir de modèles | 33 |
| 1.1 Hypothèses de départ..... | 33 |
| 1.2 Modèle triphasé / triphasé..... | 33 |
| 1.3 Modèl de Park..... | 35 |
| 1.4 Modèle de KU..... | 36 |
| 1.5 Modèle multi-enroulements | 38 |
| 1.6 Modèle multi-spires..... | 40 |
| 1.7 Modélisation du défaut de court-circuit entre spires | 41 |
| 1.8 Discrimination des défauts | 45 |
| 1.9 Résultats de simulation | 46 |
| 2. Commande vectorielle à des fins de diagnostic..... | 49 |
| 2.1 Rappel du principe de la commande vectorielle a flux rotorique orienté..... | 49 |
| 2.2 Stratégie de la commande..... | 50 |
| 2.3 Découplage..... | 53 |
| 2.4 Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté..... | 55 |
| 2.5 Application à la commande présentant un déséquilibre statorique..... | 56 |
| 2-5-1 Etude des courants de Park | 57 |
| 2-5-2 Reformulation des courants de Park | 58 |
| 2-5-3 Résultats de simulation | 59 |
| 2.6 Application à la commande présentant un court-circuit entre spires..... | 62 |
| 2.6.1 Résultats de simulation | 62 |

| | |
|---------------------|----|
| IV. Conclusion..... | 64 |
|---------------------|----|

Chapitre III
validation expérimentale 66

| | |
|--|----|
| I. Introduction..... | 67 |
| II. Description du système expérimental..... | 67 |
| III. Etude des résultats pour la machine fonctionnant avec un déséquilibre d'alimentation..... | 69 |
| 1. Observation et discussion..... | 69 |
| IV. Etude des résultats pour la machine fonctionnant avec un court-circuit entre spires..... | 78 |
| 1. Connexions additionnelle de courts-circuits entre-spires..... | 78 |
| 2. Observation et discussion..... | 80 |
| V. Etude des résultats pour la machine fonctionnant avec un défaut combiné..... | 87 |
| 1. Observation et discussion..... | 88 |
| VI. Conclusion..... | 89 |

Chapitre IV
Analyse analytique 91

| | |
|--|-----|
| I. Introduction..... | 92 |
| II. Développement analytique de la machine saine..... | 92 |
| 1. Modèle dans le repère de KU..... | 92 |
| 2. Expression des courants..... | 93 |
| 3. Expression du couple..... | 93 |
| 4. Visualisation et interprétation des résultats..... | 94 |
| III. Développement analytique des équations en présence du déséquilibre d'alimentation..... | 96 |
| 1. Expressions des courants..... | 96 |
| 2. Expression du couple..... | 97 |
| 3. Visualisation et interprétation des résultats..... | 98 |
| 4. Visualisation analytique des fréquences susceptibles d'apparaître dans les courants statoriques suite au déséquilibre de tension..... | 102 |

| | |
|---|-----|
| 4-1. Génération de l'harmonique d'ordre 3 directe et inverse..... | 102 |
| 4-2. Représentation et interprétation des résultats..... | 105 |
| IV. Développement analytique du court-circuit entre spires..... | 108 |
| 1. Expression des tensions d'alimentation..... | 109 |
| 2. Expression des équations électriques..... | 111 |
| 3. Expression du couple électromagnétique..... | 115 |
| 4. Visualisation et interprétation des résultats..... | 115 |
| V. CONCLUSION..... | 119 |
| CONCLUSION GENERALE..... | 120 |
| ANNEXE..... | 124 |
| BIBLIOGRAPHIE..... | 126 |

Table des figures

CHAPITRE I

| | | |
|--------------|---|----|
| Figure 1-1 : | Constitution typique d'une machine asynchrone triphasée [Aderiano-06] | 08 |
| Figure 1-2 : | Détérioration typiques d'isolation menant a des court-circuits dans les enroulements statorique de la machine asynchrone. (a) courts-circuits entre spires des spires de la même phase. (b) Enroulement court-circuité. (c) Courts-circuits entre l'enroulement et le noyau statorique à l'extrémité de l'encoche statorique. (d) Courts-circuits entre l'enroulement et le noyau statorique au centre de l'encoche statorique. (f) court-circuit entre phases. [Aderiano-06] | 10 |
| Figure 1-3 : | Court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique du moteur asynchrone. (a) courts circuits dans une phase due à la surcharge du moteur (b) court-circuit dans une phase due au rotor bloqué. (c) court-circuit entre spires due aux coupures de tension. (d) Courts-circuits dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connectée en étoile. (e) Courts-circuits dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connecté en triangle. (f) Courts-circuits dans une phase due à un déséquilibre d'alimentation. [Aderiano06] | 11 |
| Figure 1-4 : | Représentation de l'excentricité statique | 13 |
| Figure 1-5 : | Représentation d'un roulement a billes | 14 |

CHAPITRE II

| | | |
|---------------|---|----|
| Figure 2-1 : | Représentation schématique des enroulements rotoriques | 38 |
| Figure 2-2 : | Circuit équivalent du stator | 40 |
| Figure 2-3 : | Représentation du court-circuit entre spires d'un enroulement élémentaire | 42 |
| Figure 2-4 : | Circuit équivalent prenant en compte la bobine de court-circuit | 42 |
| Figure 2-5 : | Courants statoriques et zoom sur les courants pour un défaut de court-circuit entre spires de 20% | 47 |
| Figure 2-6 : | Courants de court-circuit et de la phase A et zoom sur les courants pour un défaut de court-circuit entre spires de 20% | 48 |
| Figure 2-7 : | Vitesse pour un défaut de court-circuit entre spires de 20% | 48 |
| Figure 2-8 : | Couple électromagnétique pour un défaut de court-circuit entre spires de 20% | 48 |
| Figure 2-9 : | Spectre fréquentiel du vecteur de Park des courants statoriques pour une machine incluant un court-circuit entre spires de 10% (gauche), 20% (milieux), 50% (droit) | 48 |
| Figure 2-10 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge | 49 |
| Figure 2-11 : | Orientation du flux rotorique | 50 |
| Figure 2-12 : | Schéma fonctionnel d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté | 52 |
| Figure 2-13 : | Commande Découplée | 54 |

| | | |
|---------------|---|----|
| Figure 2-14 : | Dynamique des courants de phases statoriques | 55 |
| Figure 2-15 : | Dynamique de la vitesse mécanique | 56 |
| Figure 2-16 : | Courant i_{sd} et sa référence pendant une inversion de vitesse | 56 |
| Figure 2-17 : | Courant i_{sq} et sa référence pendant une inversion de vitesse | 56 |
| Figure 2-18 : | Courants statoriques et zoom sur les courants des trois phases pour un déséquilibre de 20% | 60 |
| Figure 2-19 : | Réponse de la vitesse pour un déséquilibre de 20% | 60 |
| Figure 2-20 : | Courant i_{sd} et sa référence pour un déséquilibre de 20% | 60 |
| Figure 2-21 : | Courant i_{sq} et sa référence pour un déséquilibre de 20% | 60 |
| Figure 2-22 : | Spectres fréquentiel du vecteur de Park des courants statoriques pour une machine saine (gauche), pour un déséquilibre de 20% (milieux) puis de 50% (droit) | 61 |
| Figure 2-23 : | Courant d'ordre négatif | 61 |
| Figure 2-24 : | Courant d'ordre 3 direct | 61 |
| Figure 2-25 : | Courant d'ordre 3 inverse | 61 |
| Figure 2-26 : | Contrôle du couple i_{sq} , en fonctionnement sain puis avec défauts | 63 |
| Figure 2-27 : | Courant I_{sa} en fonctionnement sain puis avec défauts | 63 |
| Figure 2-28 : | Courant de court-circuit en fonctionnement sain puis avec défauts | 63 |
| Figure 2-29 : | Spectres fréquentiel du vecteur de Park des courants statoriques pour une machine incluant un court-circuit entre spires de 10% (gauche), de 20% (centre) puis de 50% (droit) | 63 |

CHAPITRE III

| | | |
|---------------|---|----|
| Figure 3-1 : | Vues du banc d'essai LEC de Constantine | 69 |
| Figure 3-2 : | Spectre fréquentiel de la tension fournie par le réseau | 71 |
| Figure 3-3 : | Spectre du courant statorique, Pour la machine saine (gauche), machine avec 5,2% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (centre), machine avec 11,1% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (droit). La machine est à vide | 72 |
| Figure 3-4 : | Spectre du courant statorique, Pour la machine saine (gauche), machine avec 5,2% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (centre), machine avec 11,1% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (droit). La machine est à pleine charge | 72 |
| Figure 3-5 : | Spectre du courant statorique, Pour la machine saine (gauche), machine avec un déséquilibre d'alimentation de 5,2% de déséquilibre dans la phase1 et 11,1% de déséquilibre dans la phase2 (centre), machine avec un déséquilibre d'alimentation de 5,2% de déséquilibre dans la phase1 et 20% de déséquilibre dans la phase2 (droit), la machine est a 75% de sa charge | 73 |
| Figure 3-6 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-f_s$) en fonction de la charge | 75 |
| Figure 3-7 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge | 75 |
| Figure 3-8 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($+3f_s$) en fonction de la charge | 76 |
| Figure 3-9 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($+5f_s$) en fonction de la charge | 76 |
| Figure 3-10 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-5f_s$) en fonction de la charge | 77 |

| | | |
|---------------|---|----|
| Figure 3-11 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($+7f_s$) en fonction de la charge | 77 |
| Figure 3-12 : | Enroulements statoriques avec connections additionnelles pour la réalisation de défauts de court-circuit entre spires sur la machine d'essai | 78 |
| Figure 3-13 : | Phénomène mécanique et Electromagnétique dans le stator suite au défaut de court-circuit entre spires | 79 |
| Figure 3-14 : | Spectre du courant statorique, machine saine (gauche), machine avec 2% de spires d'une phase en court-circuit (centre), machine avec 20% de spires d'une phase en court-circuit (droit). la machine est a vide | 81 |
| Figure 3-15 : | Spectre du courant statorique, machine saine (gauche), machine avec 2% de spires d'une phase en court-circuit (centre), machine avec 20% de spires d'une phase en court-circuit (droit). La machine est à 50% de sa charge | 82 |
| Figure 3-16 : | Spectre du courant statorique, machine saine (gauche), machine avec 2% de spires d'une phase en court-circuit (centre), machine avec 20% de spires d'une phase en court-circuit (droit). La machine est à pleine charge | 82 |
| Figure 3-17 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-f_s$) en fonction de la charge | 84 |
| Figure 3-18 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge | 85 |
| Figure 3-19 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($+3f_s$) en fonction de la charge | 85 |
| Figure 3-20 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($+5f_s$) en fonction de la charge | 86 |
| Figure 3-21 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-5f_s$) en fonction de la charge | 86 |
| Figure 3-22 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($+7f_s$) en fonction de la charge | 87 |
| Figure 3-23 : | Spectre du courant statorique, machine avec un déséquilibre d'alimentation de 11% sans court-circuit (gauche), machine avec un déséquilibre d'alimentation de 20% sans court-circuit (centre), machine avec un déséquilibre d'alimentation de 20% et un court circuit de 10% (droit), la machine est à vide | 88 |
| Figure 3-24 : | Spectre du courant statorique, machine saine (gauche) machine avec un court-circuit de 10% (centre), machine avec un court-circuit de 10% et un déséquilibre d'alimentation de 20% (droit), la machine est a sa charge nominale | 89 |

CHAPITRE IV

| | | |
|--------------|---|-----|
| Figure 4-1 : | Courant statorique d'un moteur sain | 94 |
| Figure 4-2 : | Courants statoriques de la phase "a" d'un moteur sain | 95 |
| Figure 4-3 : | Vitesse de rotation | 95 |
| Figure 4-4 : | Courants statoriques en présence d'un déséquilibre de tension de 50% | 99 |
| Figure 4-5 : | Zoom des courants statoriques en présence d'un déséquilibre tension de 50% sur une phase d'alimentation | 99 |
| Figure 4-6 : | Couple électromagnétique en présence d'un déséquilibre de tension | 100 |

| | | |
|---------------|---|-----|
| | de 50% sur une phase d'alimentation | |
| Figure 4-7 : | Zoom du couple électromagnétique en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation | 100 |
| Figure 4-8 : | Vitesse en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation | 101 |
| Figure 4-9 : | Zoom de la vitesse en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation | 101 |
| Figure 4-10 : | Courant de pulsation 3fs direct en présence d'un déséquilibre d'alimentation de 20% sur une phase d'alimentation | 106 |
| Figure 4-11 : | Courant de pulsation 3fs inverse en présence d'un déséquilibre d'alimentation de 20% sur une phase d'alimentation | 106 |
| Figure 4-12 : | Tension induite de pulsation 3fs directe et inverse | 107 |
| Figure 4-13 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($+3f_s$) en fonction de la charge analytiquement | 107 |
| Figure 4-14 : | Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge analytiquement | 107 |
| Figure 4-15 : | Courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 20% | 116 |
| Figure 4-16 : | Zoom des courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 20% | 116 |
| Figure 4-17 : | Courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 50% | 117 |
| Figure 4-18 : | Zoom des courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 50% | 117 |
| Figure 4-19 : | Courant de court-circuit pour un court-circuit entre spires de 20% | 118 |
| Figure 4-20 : | Zoom du courant de court-circuit pour un court-circuit entre spires de 20% | 118 |
| Figure 4-21 : | Couple électromagnétique en présence d'un court-circuit entre spires de 20% | 119 |

I ntroduction générale

Les machines asynchrones à cage d'écureuil sont largement répandues dans l'industrie en raison de leur fiabilité et construction simple. Elles sont utilisées dans la majorité des secteurs industriels et commerciaux. Cependant, elles sont sujettes à de nombreux défauts comme les barres cassées ou l'excentricité au niveau du rotor ou encore les courts-circuits entre spires au stator.

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. Tous ces défauts (usure des paliers, engrenages, rupture de barre, court-circuit statorique, etc...) ont été abondamment traités dans la littérature et sont aujourd'hui bien connus. Malheureusement, les contraintes nouvelles et l'intégration de ces machines dans des systèmes de conversion d'énergie de plus en plus complexes rendent le diagnostic plus difficile. Par exemple, l'interface de puissance de la chaîne d'asservissement (l'onduleur) et les conditions d'utilisations souvent très sévères (vibration, humidité, couple transitoire important) mettent les bobinages à rude épreuve. Les courts circuits statoriques sont ainsi une des principales causes de défaillance des entraînements électriques. A partir de là apparaît le diagnostic de l'isolation électrique des machines qui devient un enjeu industriel majeur en effet, les contraintes très fortes en disponibilité de certaines machines (alternateurs de centrales électriques par exemple) nécessitent la mise en œuvre de stratégies de maintenance préventives et/ou correctives. Elles consistent essentiellement à programmer l'arrêt des machines pour la vérification et la remise en état des isolants électriques (rebobinage). Cette programmation nécessite d'estimer l'état d'avancement, normal ou anormal, du vieillissement des isolants. Malgré tous ces efforts, le court-circuit reste présent de manière persistante.

Ces défauts statoriques sont des défauts de type électrique. On peut aisément les diviser en cinq groupes soit :

- Le court-circuit entre spires
- Le court-circuit Entre deux bobines adjacentes
- L'ouverture de phase
- Le court-circuit entre phase
- Le défaut d'une phase à la terre.

Cependant, il est bien connu que les défauts de court-circuit entre phase, ou encore le défaut d'une phase à la terre, commencent comme des défauts de court-circuit non détecté pour finalement prendre de l'ampleur et devenir un défaut majeur. Nous pouvons donc dire que le défaut de court-circuit entre spires est un des défauts électriques le plus répandu et potentiellement destructif. De ce fait, la détection en ligne de ce type de défaut à un stade avancé est donc cruciale pour favoriser l'utilisation des moteurs à induction dans les différentes applications industrielles.

Selon scheaffer [scheaffer-99], un court-circuit de quelques spires est quasiment indétectable par les commandes industrielles actuelles et modifie très peu les performances dynamiques de l'asservissement. Par contre, le courant, circulant dans ces spires, est de dix à vingt fois supérieur au courant nominal de la machine, et l'échauffement anormal qui s'ensuit risque rapidement d'entraîner une destruction en cascade des isolants statoriques, et donc l'arrêt inopportun du cœur même du processus industriel.

L'idée de diagnostiquer la machine n'est donc pas nouvelle. Plusieurs techniques, pour la détection de tous ces défauts, ont été développées par des chercheurs depuis de nombreuses années. En effet, la surveillance et le diagnostic des machines électriques représentent un enjeu scientifique et économique majeure pour le fonctionnement et la continuité de service des entraînements électriques. Les techniques de diagnostic développées permettent d'accumuler des connaissances approfondies sur les défauts pouvant survenir à la machine lors de son fonctionnement. Avant de pouvoir définir et de développer la méthode de diagnostic proprement dite, il est tout d'abord nécessaire de définir la signification du mot diagnostic dans son sens le plus large possible. Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier les défaillances et défauts qui peuvent affecter un système. Le diagnostic s'intègre dans le cadre plus général de la surveillance et de la supervision. Il permet d'améliorer la qualité de vie d'un produit tout en réduisant les coûts d'entretien tout ceci en intervenant au cours de certaines phases bien définies du cycle.

Plusieurs méthodes sont proposées mais rejoignent un seul et même objectif qui consiste en la détection du défaut ou de la défaillance à un stade avancée. Parmi ces diverses méthodes on distingue l'utilisation du spectre fréquentiel qui constitue la caractéristique principale utilisée dans l'application des méthodes prédictives de détection des défauts dans les machines

électriques. Plusieurs travaux ont déjà proposé l'utilisation de la surveillance du spectre du courant de phase pour détecter les défauts comme le défaut de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique. La surveillance et le diagnostic des moteurs asynchrones, par l'analyse des courants, passe par une bonne connaissance des défauts du moteur et de leurs signatures, lorsque ces derniers sont alimentés par des tensions purement sinusoïdales. Cependant, lorsque nous les alimentons par le réseau nous nous retrouvons devant une similitude dans les indices offert par le défaut de court-circuit ou encore tout simplement ceux disponible en situation de déséquilibre au niveau de l'alimentation. Ici nous arrivons au point crucial de toute notre étude. Cette ressemblance des signatures laisse le diagnostic des défauts statorique peut priser. Beaucoup d'auteur présentent des méthodes aussi variées les unes que les autres, beaucoup d'entre eux s'appliquent à éviter ou a contourner cette ressemblance qui malheureusement est omniprésente dans la détection des défauts statorique. Un court-circuit entre spires ne peut qu'indubitablement engendrer un déséquilibre au niveau des courants. Ce déséquilibre sera inévitablement ressenti au niveau du couple. Les mêmes conséquences sont retrouvées suite au déséquilibre d'alimentation. Difficile donc de dissocier les effets engendrés par les deux donc difficile de proposer un indice de détection propre au court-circuit entre spires.

L'enjeu est de taille et pourtant c'est dans cette optique que tout le mémoire se donne le défi de présenter soit dissocier le défaut de court-circuit entre spires et le déséquilibre d'alimentation par la présentation d'un indice propre au défaut de court-circuit et ceci même en présence du déséquilibre d'alimentation.

Structure de la thèse :

Dans cette optique, nous avons trouvée nécessaire de diviser notre travail en quatre chapitres. Le premier chapitre dresse un panorama des défauts des machines électriques et de leur diagnostic, avec une référence particulière aux machines asynchrones et à leur détection de défauts, sachant que ces techniques peuvent être facilement étendues à d'autres types de machines électriques. Parmi la multitude de méthodes existante pour détecter un défaut au niveau du stator, notre choix est focalisé sur la méthode MCSA. Dans cette dernière, le choix du modèle est primordial. En effet, il est important voir nécessaire d'avoir un modèle

judicieux et le plus exhaustif possible pour représenter la machine. C'est ce qui fera l'œuvre du second chapitre.

Ce deuxième chapitre regroupera donc les modèles de simulation concernant aussi bien le court-circuit entre spires que le déséquilibre d'alimentation. Au final de ce même chapitre, nous présenterons un modèle faisant la comparaison des deux défauts cité ci-dessus.

Ayant constaté le bien fondé du diagnostic par la méthode MCSA, à partir de travaux publiés, nous allons dans le troisième chapitre faire une validation expérimentale des défauts statorique. Ce chapitre permettra de confirmer nos résultats de simulation. Cependant, des résultats nouveaux y seront présentés. Cette partie est en elle-même une étude complète afin de dissocier les défauts de court-circuit du déséquilibre d'alimentation.

Le quatrième chapitre sera principalement consacré à l'étude analytique des défauts. Jusqu'ici, il était difficile d'avoir un modèle analytique du courant statorique en situation de déséquilibre puisqu'il était seulement basé sur des observations aléatoires. Dans une machine saine, les harmoniques d'espace sont reflétés dans les courants du stator et du rotor. Cependant en situation de défaut le comportement de la machine change ce qui influe directement dans la génération d'harmoniques que l'on peu visualisé au niveau du spectre du courant. Ces composantes de fréquence associées aux harmoniques d'espace sont excitées et de nouvelles composantes apparaissent. Tout ceci montre la nécessité d'un développement analytique dans une situation de fonctionnement saine de la machine ou encore dans une situation de défaut.

Ce chapitre viendra renforcer les résultats et conclusions émises dans les chapitres précédents. L'efficacité et le potentiel de cette étude analytique en sont justifié lorsque l'on se trouve devant une similitude parfaite entre les résultats offerts par notre étude analytique et ceux déduit de la simulation.

Nous terminerons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude.

Chapitre I

Etude et synthèse des défauts statoriques dans les machines asynchrones

I. Introduction

La machine à induction, est très répandue dans le milieu industriel par sa qualité de robustesse et son faible coût de fabrication. Avant, son utilisation était l'entraînement des systèmes à vitesse non variable. Aujourd'hui, avec l'amélioration de l'électronique de puissance, celle-ci éloigne les moteurs à courant continu dans un domaine où ils excellaient, celui de la variation de la vitesse. Dans le milieu industriel le maintien de la continuité de service nécessite un effort de la part des exploitants de production. Le maillon faible est la machine électrique, car sa panne paralyse immédiatement la production et entraîne une perte financière très importante.

La surveillance et le diagnostic des machines électriques représentent donc un enjeu scientifique et économique. Cependant, le mot diagnostic nécessite la connaissance d'une terminologie variée comme par exemple, la sûreté de fonctionnement qui peut être définie par l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle est scientifiquement caractérisable par l'étude statique et dynamique des systèmes du point de vue prévisionnel, opérationnel et expérimental, en tenant compte des aspects de probabilités et de conséquences liées aux défaillances.

La démarche "sûreté de fonctionnement" s'appuie sur quelques notions de base, qui se sont précisées au cours de l'évolution de cette discipline, et qui continuent à s'affiner.

Ce premier chapitre nous permettra de revenir en premier lieu sur une brève description de la machine asynchrone. Nous parlerons ensuite du diagnostic et de la surveillance des machines asynchrones de manière générale tout en citant quelques définitions pouvant nous expliciter énormément de points. Par la suite, nous introduirons les différents types de défauts que peut rencontrer ces moteurs lors de leur fonctionnement.

Enfin, nous axerons notre synthèse sur le sujet de notre travail qui est l'occurrence des défauts statorique ainsi que la génération des méthodes et des signaux correspondant rencontré dans la littérature.

II. Préliminaires

1. Constitution des machines asynchrones

La machine asynchrone est composée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor (figure 1-1). Contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) définissent l'état magnétique de l'entrefer. Les enroulements du rotor sont raccordés sur eux-mêmes. Le moteur asynchrone ne possède donc ni enroulement d'excitation ni aimants permanents. Pour ce qui est du flux rotorique nécessaire pour la formation du couple électromagnétique, il est produit à partir de l'induction. La figure 1.1 représente la machine asynchrone.

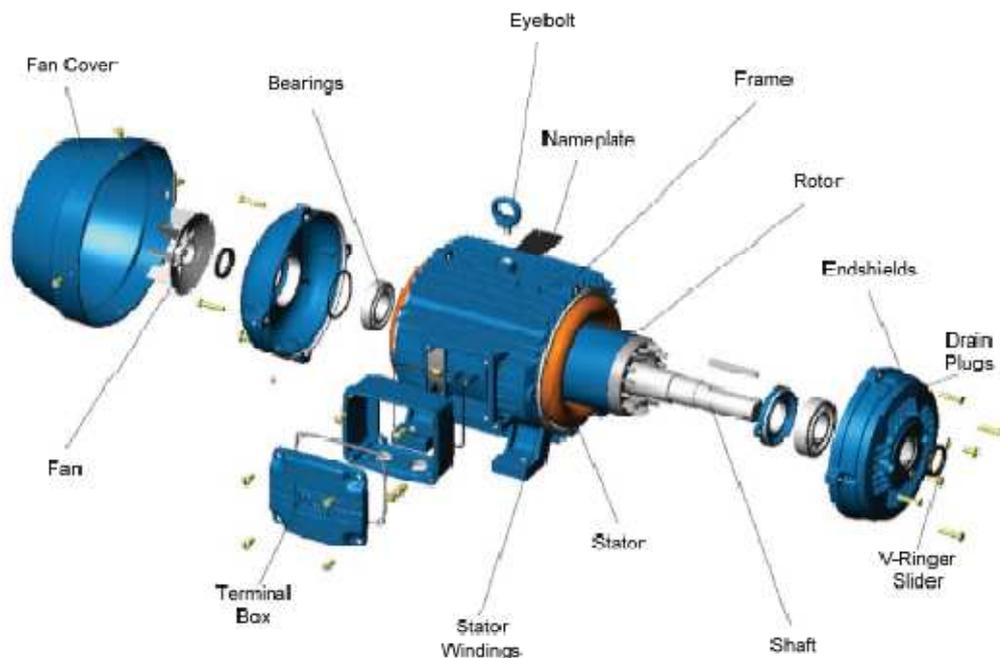


Figure 1-1 : Constitution typique d'une machine asynchrone triphasée [Aderiano-06]

1.1 Le stator

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent trois bobinages indépendants. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés. Les

topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. Le bobinage en lui-même nécessite toute une étude.

1.2 Le rotor

Le rotor présente quand à lui deux configurations dont le choix dépend de l'utilisation faite de la machine. Nous distinguons le rotor bobiné qui supporte un bobinage semblable à celui du stator où ces trois bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux même. La deuxième configuration qui est la plus usité dans l'industrie et qui est également celle utilisée au niveau des différents axes de recherche concernant la machine asynchrone est le rotor à cage d'écureuil. Les conducteurs des rotors à cage sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor.

2. Les défaillances des machines électriques

Les défaillances pouvant survenir lors du fonctionnement de la machines asynchrones sont multiples. Nous pouvons néanmoins les classer dans deux grandes familles soient : les défaillances de nature électriques et ceux de nature mécaniques.

2.1 Défaillances électriques

Dans cette famille nous pouvons citer les défauts statoriques et les défauts rotoriques.

2.1.1 Les défauts au stator

Les défauts au stator peuvent être à l'origine d'un problème électrique, thermique, mécanique ou environnemental. Ces problèmes engendrent principalement des défauts d'isolation qui à leurs tours provoquent au niveau de la machine asynchrone des défauts qui peuvent être : des courts-circuits entre spires des enroulements de la même phase ou de phase différentes, des courts-circuits phase-terre, une ouverture de phase provoque une dissymétrie au niveau du stator, ou encore un déséquilibre dans les tensions d'alimentation. La figure 1.2 représente de manière significative les différents types de court-circuit pouvant affecter le stator de la machine asynchrone. La figure 1.3 représente, quant à elle, la provenance de ces court-

circuits. Nous étudierons par la suite ces défauts de manière plus détaillée étant donné qu'ils représentent le centre d'intérêt de notre travail.

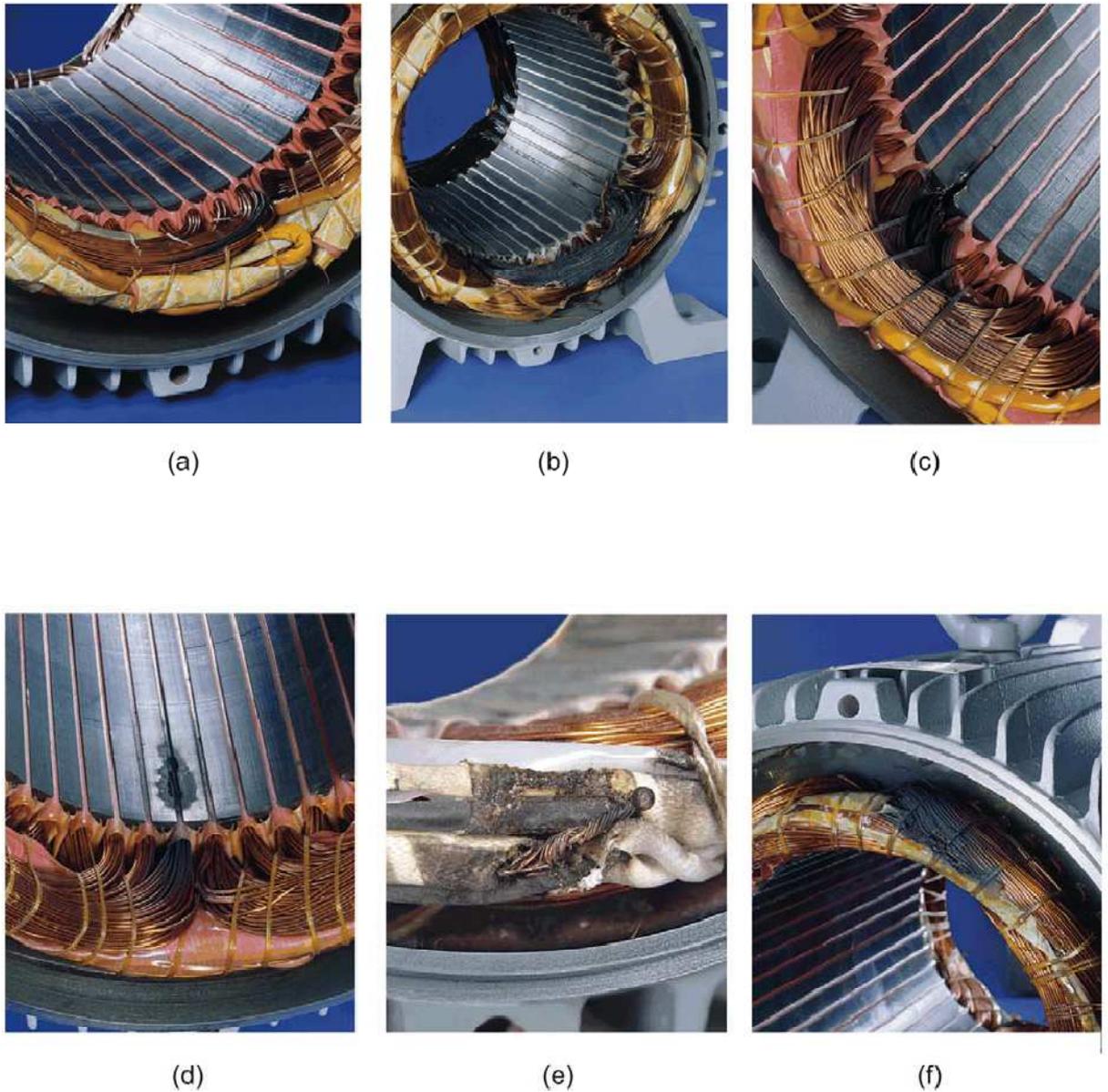


Figure 1-2: détérioration typiques d'isolation menant a des courts-circuits dans les enroulements statorique de la machine asynchrone. (a) courts-circuits entre spires des spires de la même phase. (b) Enroulement court-circuité. (c) Courts-circuits entre l'enroulement et le noyau statorique à l'extrémité de l'encoche statorique. (d) Courts-circuits entre l'enroulement et le noyau statorique au centre de l'encoche statorique. (f) court-circuit entre phases. [Aderiano-06].

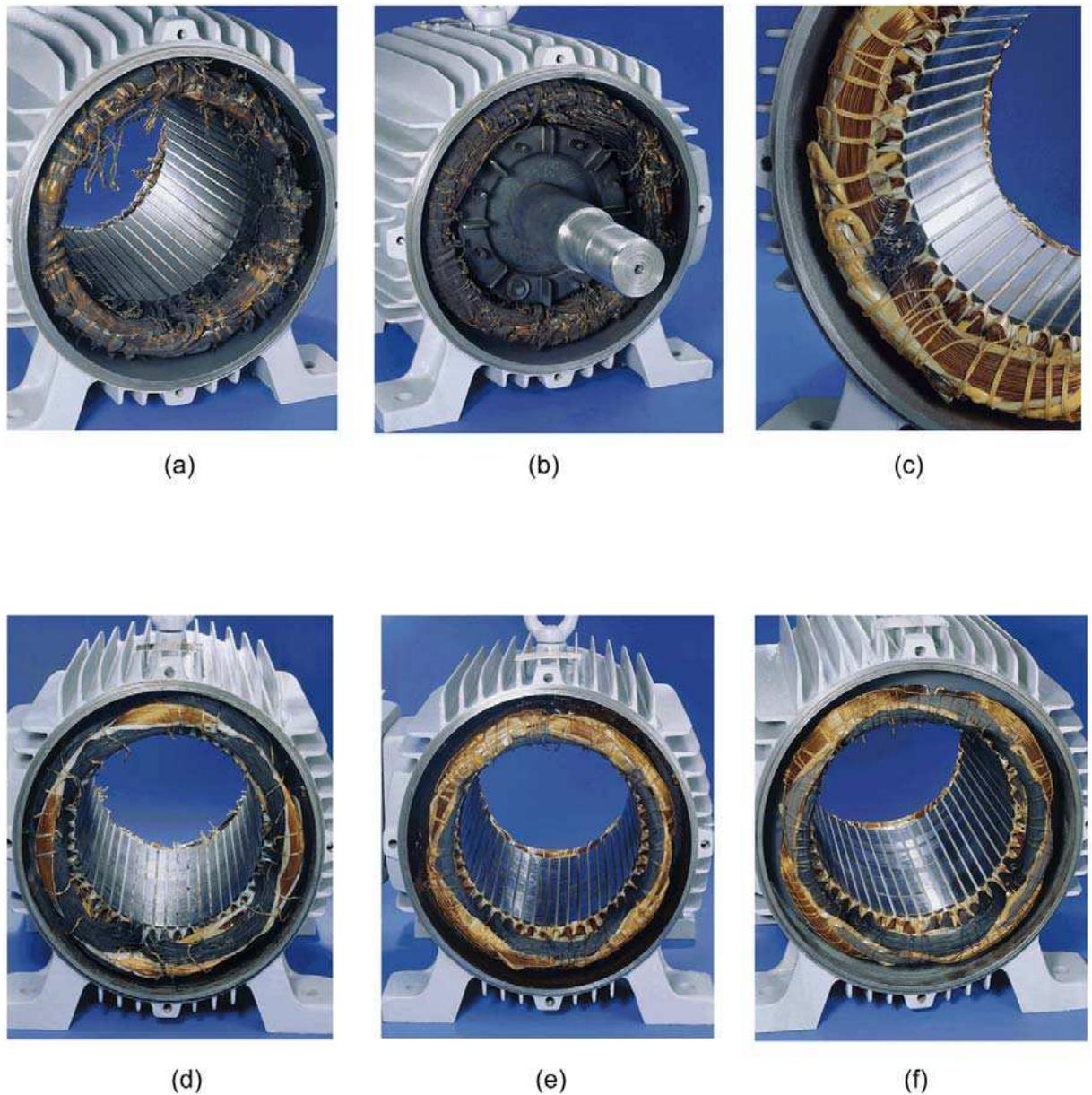


Figure 1-3 : court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique du moteur asynchrone. (a) courts-circuits dans une phase due à la surcharge du moteur (b) court-circuit dans une phase due au rotor bloqué. (c) court-circuit entre spires dû aux coupures de tension. (d) Courts-circuits dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connectée en étoile. (e) Courts-circuits dans une phase due à une perte de phase dans un moteur connecté en triangle. (f) Courts-circuits dans une phase due à un déséquilibre d'alimentation. [Aderiano-06].

2.1.2 Les défauts au rotor

Un rotor peut être affecté par les mêmes défauts que le stator s'il s'agit d'un rotor bobiné. En revanche pour un rotor à cage d'écureuil, les défauts peuvent être une rupture de barre ou encore une rupture d'anneaux de court-circuit. Ces ruptures de barres ou portions d'anneau peuvent être dues à une surcharge mécanique ou encore à un échauffement local excessif ou tout simplement à un défaut de fabrication. La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue à fonctionner.

Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant qui conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres qui provoquera l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courants au rotor et des à-coups des couples, ceci va générer des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique. Quant à la cassure de portion d'anneau, c'est un défaut aussi fréquent que la cassure de barre car un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou encore une surcharge de couple peuvent entraîner leur cassure.

Une multitude de travaux, permettant de détecter ces défauts, existe dans la littérature cependant, nous n'en citerons que quelques-uns soit : [Abed-02], [Oumaamar-05], [Bellini-00], [Khezzar-06], [Oumaamar-07], [Khezzar-09-1] ou encore [Khezzar-09-2].

Des techniques de surveillances aussi fiable les unes que les autres ont permis une avancée scientifique dans le domaine. Étant donné que ceci ne concerne pas notre centre d'intérêt nous ne développerons pas cette partie.

2.2 Défaillances mécaniques

Dans la littérature, les défauts mécaniques tiennent une grande place dans les défauts du moteur. Dans cette catégorie de défaillances nous pouvons citer les défauts d'excentricités statiques, dynamique et mixte ou encore les défauts de roulement. Nous allons définir brièvement ces défauts.

2.2.1 Les défauts d'excentricités

Les défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer par des défauts d'excentricité statique, dynamique ou mixte. L'excentricité de la machine est le résultat d'uniformité d'entrefer. Ce défaut peut être la cause d'une flexion de l'arbre, d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, de l'usure du roulement ou encore d'un déplacement du noyau statorique (voir figure 1-4). Parmi les travaux étudiant ce défaut nous distinguons [Cruz-03], [Nandi-11] ou encore [Ceban-12]. Il est pourtant bon de préciser que les défauts d'excentricité sont inévitables étant donné qu'il existe avant même le fonctionnement de la machine, soit, lors de sa construction.

- L'excentricité statique

Dans ce type d'excentricité, la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer est fixe dans l'espace. Elle peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator ou encore par le mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si cependant l'assemblage entre le rotor et l'arbre est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

- L'excentricité dynamique

Pour ce qui est de l'excentricité dynamique, le centre du rotor n'est pas en son centre de rotation et de ce fait la position d'épaisseur minimale d'entrefer tourne avec le rotor. Les causes de ce type d'excentricité sont, la flexion de l'arbre du rotor, l'usure ou le défaut d'alignement du roulement, la résonance mécanique à la vitesse critique.

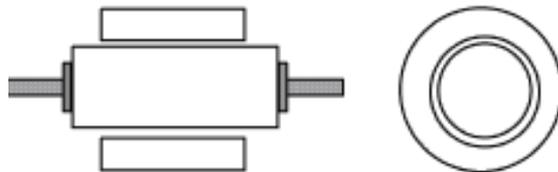


Figure 1-4 : Représentation de l'excentricité statique

- L'excentricité mixte, la plus fréquente, est la combinaison des deux excentricités précédemment citées.

2.2.2 Les défauts de roulements

Dans l'étude statistique nous remarquons que [Casimir-02] présente un pourcentage élevé pour ce type de défaut. Pourtant, ce type de défaut ainsi que sa détection est très peu mentionnée dans la littérature des électrotechniciens. Les roulements se composent généralement de deux bagues, une bague intérieure et une autre extérieure entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants (voir figure 1-5). En fonctionnement normal, la défaillance due à la fatigue commence par de petites fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et de l'élément roulant, qui se propage graduellement sur la surface. Les défauts de roulements entraînent une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations dans le couple de charge de la machine. Ces défauts ont des causes multiples telles que la contamination du lubrifiant, une charge excessive ou encore des causes électriques comme la circulation des courants de fuites induits par les onduleurs.



Figure 1-5 : Représentation d'un roulement a billes

3. Formulation du problème de diagnostic

Avant de pouvoir étudier n'importe quel système électrique, comme par exemple les machines électriques, il est tout d'abord nécessaire d'avoir des notions préliminaires.

3.1 Notion de base

Nous avons déjà défini la sûreté de fonctionnement un peu plus haut. Il est important d'y revenir car ce terme regroupe un ensemble d'autres définitions qui vont nous permettre de

comprendre un système de diagnostic. Ceci pourra également mettre à jour les techniques nécessaires pour un diagnostic de la machine asynchrone de la manière la plus fiable que possible.

- **Diagnostic** : le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système. Le diagnostic s'intègre dans le cadre plus générale de la surveillance et de la supervision. [khov -09]
- **Surveillance** : la surveillance peut être définie comme un ensemble d'actions réalisées manuellement ou automatiquement, destinées à observer l'état d'un bien ou d'un service et à détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. Les informations nécessaires à ces actions peuvent provenir de grandeurs physiques directement prélevées sur le système ou reconstituées à partir de mesures indirectes. La surveillance consiste en la mise en œuvre de techniques reposant sur l'analyse des variations de paramètres ou de grandeurs de fonctionnement de l'entité, visant à évaluer son état de dégradation, pour décider de la nécessité d'une inspection ou d'une réparation préventive afin d'éviter sa défaillance. Si la surveillance permet de détecter une défaillance, le diagnostic consiste d'une part à observer les effets de la défaillance et, d'autre part, à identifier si possible les causes et l'importance de cette défaillance. Un examen strict des définitions de la surveillance et du diagnostic montre que ce sont des outils de la maintenance qui visent à améliorer la sûreté de fonctionnement d'une entité à laquelle ils sont appliqués. [khov -09]
- **Maintenance** : ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement pour accomplir une fonction requise. Nous distinguons la maintenance préventive qui consiste à réduire la probabilité de défaillance ou de dégradation d'un bien ou d'un service rendu. Les activités correspondantes sont déclenchées selon un échéancier établi à partir d'un nombre prédéterminé d'unités d'usages, et/ou des critères prédéterminés significatifs de l'état de dégradation du bien ou du service.

La Maintenance corrective consiste en un ensemble d'activités réalisées après la défaillance d'un bien, ou la dégradation de sa fonction, pour lui permettre d'accomplir une fonction requise, au moins provisoirement. La maintenance corrective comprend en particulier la

localisation de la défaillance et son diagnostic, la remise en état avec ou sans modification, le contrôle du bon fonctionnement. Enfin la Maintenance curative regroupe un ensemble d'activités de maintenance corrective ayant pour objet de rétablir un bien dans un état spécifié ou de lui permettre d'accomplir une fonction requise. Le résultat des activités réalisées doit présenter un caractère permanent. Ces activités peuvent être:

Des réparations, des modifications ou des améliorations ayant pour objet de supprimer la ou les défaillances. Tout ceci nous permet de voir l'utilité de placer un dispositif de sûreté de fonctionnement. [khov -09]

Ce dispositif est divisé en quatre étapes bien distinctes. [khov -09]

3.2 Recherche de signatures liées aux défaillances

Cette étape consiste à cerner toutes situations pouvant mettre en péril le bon fonctionnement du système. Ceci amène alors à s'interroger sur les phénomènes pouvant conduire à une situation critique et sur les conséquences des défauts à forte probabilité d'occurrence. Il est donc nécessaire a priori de bien connaître l'objet à surveiller. Le fait de ce familiarisé avec l'objet en question va permettre d'appréhender au mieux son comportement, en l'absence et en présence de défauts.

Connaître également les éléments les plus sensibles d'un système et pouvoir de ce fait définir à travers quelles grandeurs peut-on observer au mieux les effets des défauts et comment vont se manifester ces derniers sur ces grandeurs. Tout ceci se résume finalement à la recherche de signature propre à chaque défaut. C'est une étape primordiale dans tout dispositif de sûreté de fonctionnement. La recherche de signature peut être effectuée de plusieurs manière tel que par des essais expérimentaux ou encore l'utilisation d'outils de simulation permettant au mieux de représenter le système.

3.3 Mises au point de méthodes de surveillances

L'étape 1 étant appliquée nous pouvons dès lors regrouper les informations nécessaire concernant le défaut. Ceci nous permet de passer à une étape suivante qui consiste à mettre au point des méthodes de surveillances. Chaque système aura droit à une surveillance spécifique.

Les méthodes bien évidemment sont multiples et la grande famille du diagnostic propose un éventail de ces derniers dans la littérature. [khov -09].

3.4 Diagnostic de la défaillance

Après être passé par les deux étapes précédente, nous pouvons parler de diagnostic. Cette étape consiste en l'étude des données issus des deux autres étapes afin d'identifier et de localiser la ou les causes probables de la défaillance. [khov -09]

3.5 Décision

Cette dernière étape regroupe toutes les actions nécessaires à la sûreté de fonctionnement. C'est en fait l'étape décisionnelle pour appliquer les actions les plus appropriées afin de répondre aux exigences. Le diagnostic devra être aussi robuste que possible vis-à-vis des perturbations et aussi sensible que possible aux défauts. [khov -09]

III. Etat de l'art des défauts statorique des machines asynchrones

Concrètement, le bobinage statorique est réalisé par la mise en série et parallèle de spires élémentaires. L'organisation des spires est faite en fonction de la vitesse, du couple et des tensions d'alimentation désirés de la machine. En phase finale, lorsque le bobinage est placé dans les encoches, il sera englué dans un vernis qui le maintiendra collé et améliorera l'isolation électrique. Une cale supplémentaire aide au blocage des conducteurs dans les encoches pour pallier le problème des efforts mis en jeu lors du fonctionnement (force de Lorenz). Cependant, cette isolation due à des causes variées peut être sujette à une détérioration ou une dégradation partielle ou totale conduisant ainsi à des courts-circuits de plusieurs types. Ces courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit entre-spires). Ce défaut non détecter étant donner que la machine n'est pas à l'arrêt peut dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases ou entre phase et terre. Ils sont généralement facilement détectables car ils engendrent, sur les courants de phase notamment, des effets importants. Les défauts de courts-circuits entre spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection. A terme, ces défauts destructifs pour les

couches de vernis protecteur des enroulements, conduisent à une machine déséquilibrée et à une modification de sa classe d'isolation. Cette détérioration au niveau de l'isolation peut exister pour diverse raison :

- Une augmentation de la température des enroulements ou de l'armature statorique ;
- Déconnection des attaches des enroulements ;
- contamination due à l'humidité et à la saleté ;
- courts-circuits ou contraintes de démarrage ;
- décharges électriques.

La surveillance et la détection des défauts statoriques des moteurs asynchrones ont été largement abordées dans la littérature [Arkan-01], [Assaf-04], [Sergio-01], [Babak-09]. De nombreuses méthodes ont été présentées. Beaucoup d'indicateurs peuvent être choisis pour la détection des défauts. Nous distinguons : le flux axial, le courant statorique, les tensions statoriques l'impédance, les puissances active et réactive, le couple électromagnétique, les températures, les vibrations mécaniques, les signaux d'arbres, les rayonnements électromagnétiques...etc. Le choix de l'indicateur détermine la méthode. Cette partie va nous permettre de faire un tour d'horizon sur les travaux réalisés pour la détection des différents défauts statoriques.

1. Analyse des courants

Les méthodes basées sur l'examen du courant statorique sont désignées sous le nom de "l'analyse des signatures des courants du moteur" (MCSA). Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiels ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. Cette méthode est très utilisée car elle est simple, peu coûteuse et la partie expérimentale est facile à exécuter. Elle est très populaire dans la détection des défauts statoriques et plus particulièrement des défauts de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique. Parmi les auteurs à l'avoir utilisé nous pouvons citer Gentile et ces coauteurs [Gentile-03] qui montrent que certains composants fréquentiels augmentent en amplitude lorsqu'un défaut de court-circuit apparaît. Cependant, ils pensent qu'il est difficile de préciser le pourcentage du défaut car les amplitudes des composants harmoniques sont également affectées par la saturation magnétique des dents rotoriques ainsi que le déséquilibre d'alimentation.

Lu et Ritchie [Lu-04] proposent, quant à eux le courant d'ordre négatif comme indicateur de défaut. Ce courant peut être obtenu par la méthode des composants symétriques ou par une autre méthode semblable. L'inconvénient de ce courant est qu'il dépend de plusieurs autres facteurs tels que, la non linéarité du noyau de fer, le déséquilibre de la source. Les résultats présentés dans l'article [Lu-04] montrent que pour un défaut de court-circuit entre spires quelques composants fréquentiels comme 150Hz et 450Hz augmentent lorsque le défaut est présent. Les mêmes résultats ont été trouvés par [Emara-03] et [Arkan-01]. Cependant, ces composants fréquentiels apparaissent également dans le spectre du courant pour un moteur sain à cause de la saturation du circuit magnétique ou encore au déséquilibre d'alimentation. En effet, le déséquilibre d'alimentation est considéré comme le problème majeur dans l'utilisation du courant d'ordre négatif comme indicateur de défauts de l'enroulement statorique. L'utilisation de l'impédance d'ordre négatif vient pour pallier cet effet. Les auteurs attestent également que l'utilisation de la méthode MCSA seule à la détection des défauts d'enroulement statorique est insuffisante et peu fiable.

Dans la même optique on distingue également [Babaa -06-1], [Babaa -06-2], [Babaa -07-1], [Babaa -07-2], [Nandi-02], [Neelam-10].

2. Analyse par l'approche des vecteurs rotationnels

L'étude du vecteur de Park, par exemple, est également considérée comme une des méthodes populaires dans le diagnostic des défauts statorique. L'article [Cardoso-97] utilise l'approche du vecteur de Park pour la surveillance et le diagnostic des défauts statoriques. La méthode consiste à identifier l'apparence elliptique correspondant à la représentation du vecteur courant de Park. Selon la sévérité du défaut, Cardoso trouve que l'ellipticité augmente et prend une orientation spécifique associé à la phase défectueuse. Des résultats de simulation et d'expérimentation présentés dans l'article montrent l'efficacité de la méthode à la détection de ce type de défaut.

[Jaksch-03] présente une analyse de l'enveloppe des défauts dynamiques à partir de la transformation de Park et la transformation de Hilbert. L'auteur dénote une plus grande efficacité avec l'utilisation de la transformation de Hilbert que celle de Park.

L'article [Toliat-95] utilise le modèle multi enroulements pour la détection des défauts de l'enroulement statorique. Cette approche est basée sur la théorie de la fonction d'enroulement afin de prendre en considération tous les harmoniques d'espace. Les auteurs déduisent une augmentation au niveau de l'amplitude des composants harmoniques du vecteur courant de Park avec l'occurrence du défaut.

[Cruz-00] pour sa part utilise l'approche prolongée du vecteur de Park (EPVA). Cette méthode de diagnostic est utilisée pour la détection des défauts que rencontre la machine asynchrone et synchrone. Le vecteur de Park ayant un module constant ne permet son utilisation que dans des conditions équilibrées.

Néanmoins, en situation de déséquilibre cette utilisation devient erronée et ce à cause de la présence d'un courant inverse dans le courant d'alimentation. A partir de là, apparaît une forme modifiée du vecteur de Park qui est l'approche prolongée du vecteur de Park (EPVA). Cette méthode est le résultat spectral du courant d'alimentation du moteur. Les résultats obtenus à partir de cette méthode pour le diagnostic des défauts de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique prouvent son efficacité. La signature de l'EPVA lors d'un défaut statorique présente un composant spectrale à la fréquence double de la fondamentale. L'amplitude du composant spectral est directement liée à l'ampleur du défaut.

Dans la partie expérimentale, l'auteur [Cruz-00] utilise une résistance court-circuitante afin de limiter le courant de court-circuit et, protégé de ce fait, le moteur d'une défaillance complète. Cependant l'utilisation de la méthode en pratique révèle également l'existence d'un composant spectral à la fréquence double d'alimentation même pour un fonctionnement sain. Ceci est dû à la présence d'asymétrie résiduelle dans le circuit statorique du moteur. Malgré cela, les auteurs affirment que cette méthode a démontré des résultats fiables dans le domaine industriel. [Ko00] diagnostique la machine asynchrone à partir de la fluctuation angulaire du vecteur d'espace. Cette méthode consiste à obtenir des données concernant le courant statorique par l'exploration de la position du vecteur courant statorique.

3. Analyse des flux

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion peut être affectée par tout déséquilibre de type magnétique, électrique ou électromagnétique

au niveau du rotor ou du stator. Le flux d'entrefer, le flux embrassé par les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leur sensibilité à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés. Par exemple, le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de ce flux est donc considérée par beaucoup d'auteurs comme une solution pour détecter et localiser un défaut. La méthode consiste à placer des bobines exploratrices à l'extérieur de la machine perpendiculairement à l'axe du rotor.

Dans cet axe, nous pouvons citer [Penman-94] qui surveille les variations du flux de fuite axial résultant des courts-circuits entre spires de l'enroulement statorique. Pour l'analyse harmonique du flux de fuite axial, les auteurs trouvent nécessaire de connaître la relation qui existe entre les harmoniques d'espaces et de temps afin d'interpréter correctement le spectre du courant obtenu à partir de l'enroulement additionnel.

Stavrou et Al [Stavrou-01] utilisent l'enroulement statorique lui-même comme sonde pour la détection des anomalies dans l'enroulement. Selon l'auteur, lors d'un court-circuit entre spire il y aura l'existence de F.M.M additionnelle donnée par la relation suivante :

$$F_{sadd} = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{ist=-\infty}^{\infty} F_{sk} \cos(k\theta_s \pm i_{st}\omega_1 t \pm \psi_{sk}) \quad (I-1)$$

La publication de [Henaou-02] présente l'avantage de l'utilisation d'un capteur de flux externe. L'article en question montre qu'un simple capteur de flux externe est plus efficace que l'analyse classique du courant statorique pour la détection d'un défaut de court-circuit entre spires. Il est possible de détecter aisément les défauts de l'enroulement statorique en présence d'une alimentation contenant tous les harmoniques dans le spectre du flux et ce avec une résolution de basse fréquence. L'article offre également une comparaison entre l'analyse des signatures des courants du moteur et la dispersion du flux mesuré.

Dans le domaine fréquentiel, le flux de fuite quand a lui montre clairement lors de l'occurrence du défaut une distorsion dans le signal. Dans ce cas, il n'est nullement nécessaire de passer par une analyse spectrale pour trouver l'effet du défaut.

Cependant, la présence d'harmoniques dans l'alimentation va augmenter la distorsion du flux de fuite. La présence des composants fréquentiels de l'ordre $3k$ est également mentionnée dans l'article.

Capolino et al. [Assaf-04] contribuent à la détection des défauts statoriques présentant une étude comparative entre deux méthodes de diagnostic pour la détection des défauts de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique. La première méthode consiste à étudier les composants symétriques des tensions, courants et impédance qui en présence d'un court-circuit subissent des changements. Quand à la deuxième méthode, elle consiste à diagnostiquer la machine à partir du flux de fuite axial.

L'occurrence d'un court-circuit entre spire de l'enroulement statorique provoque l'apparition d'un nouveau courant qui circule dans les spires court-circuitées. Ce nouveau courant est la cause d'une fmm induite par le court-circuit au niveau de l'entrefer.

Ce courant va à son tour engendrer au niveau des courants statorique et rotorique des harmoniques supplémentaires.

Au niveau du rotor, les nouvelles fréquences sont :

$$f_{rotor} = \left[K_s \mp \frac{\gamma_{sc}}{p} (1 - g) \right] f_{alimentation} \quad (I-2)$$

K_s : 1, 3, 5, 7,.....

γ_{sc} : est un entier différent de $2pj$ avec $j = 1, 2, 3, \dots, I$

Cette méthode donne, selon les auteurs, des résultats plus fiables par rapport à la première. En effet, l'étude faite sur les composants inverses pour la détection d'un court-circuit entre spires donne les mêmes signatures que ceux rencontrés lors d'un déséquilibre d'alimentation. Tandis que la sensibilité de certains composants fréquentiels du flux de fuite détecte aisément ce type de défaut.

On cite également dans le même contexte les références suivantes [Kim-03], [Henao-03].

4. Le diagnostic par identification paramétrique

L'estimation paramétrique s'avère également bien adaptée au diagnostic. La mise au point d'algorithmes dédiés à l'estimation réaliste des paramètres physiques, en tenant compte de la connaissance à priori de la machine, a permis une avancée prometteuse du diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique. Cette approche étant basée sur l'identification des paramètres de la machine, l'un des objectifs les plus importants concerne la mise au point de modèles mathématiques réellement représentatifs d'un fonctionnement en défaut. En situation de défaut, la machine asynchrone présente, en plus d'un comportement dynamique conventionnel, un comportement dû aux défauts

4.1 Analyse des résistances

L'un des pionniers de cette méthode et dont le travail est utilisé comme référence dans la littérature est [Schaeffer-99] qui met en évidence qu'un court-circuit entre spires se traduit non seulement par la création d'une spire fictive en court-circuit mais aussi par la diminution de spires dans la phase concernée. L'auteur résume les signatures d'un court-circuit entre spires comme suit :

- R_s augmente
- R_r diminue
- L_r diminue
- L_f diminue
- pour ce qui est de la phase en défaut par exemple la phase a nous aurons l'augmentation de R_{sa} et L_{sa} qui seront considérés comme des signatures paramétriques.

Toujours dans la même tendance on distingue [Bachir-03] qui propose à partir du modèle défectueux une variété de modèle de court-circuit pour un repère lié au stator et qui a la possibilité de considérer des courts-circuits dans les trois phases. Un filtre de Kalman est utilisé pour tenir compte des déviations en temps réel des paramètres dans le cas défectueux. Une série de résultats sont donc présentés dans l'article ce qui permet d'avoir une idée approximative sur l'évaluation des paramètres électriques et sur leurs variations pour le cas d'un fonctionnement défectueux. Des résultats expérimentaux accompagnent leur travail afin d'illustrer l'efficacité de la technique proposée.

4.2 Analyse des impédances

Des chercheurs, comme [Bossio-04], utilisent l'angle d'impédance pour la détection du court-circuit entre spire. Ce dernier peut être vu comme un indicateur efficace pour ce type de défaut. A partir de cette méthode, l'enroulement défectueux peut être aisément identifié.

On peut citer encore Lu et Ritchie [Lu-04] qui utilisent comme indicateur de défaut la différence d'angle de phase ainsi que la différence d'angle d'impédance de phase. Ils définissent cette approche comme utile pour détecter la naissance des défauts de court-circuit entre spire et pour localiser la position du défaut. L'influence des connexions en étoile ou en triangle de l'enroulement statorique est également discuté par les auteurs. Théoriquement, la différence d'angle de l'impédance de phase n'est pas influencé par le déséquilibre d'alimentation il est donc considéré par l'auteur comme un indicateur de défaut de court-circuit fiable et efficace. Le type de connexion de l'enroulement statorique n'affecte en rien le courant de court-circuit. Lorsque l'alimentation en tension est symétrique, les auteurs proposent l'indicateur de différence de phase. Cependant, il ne devient plus efficace en présence d'un déséquilibre il faudra alors utiliser l'indicateur de différence d'angle de l'impédance de phase qui est indépendant du déséquilibre de tension.

D'autres comme [Sottile-02] et [Kohler-02] diagnostiquent la machine à partir de la variation de l'impédance d'ordre négatif qui leurs semblent un indicateur de défaut de court-circuit entre spires approprié.

5. Le diagnostic à travers les commandes de la M.A.S

La signature du défaut de court-circuit entre spires à partir de la commande de la machine asynchrone est également un axe de recherche fort intéressant. Nous distinguons Cruz et Cardoso [Cruz-03-1], [Cruz-03-2] qui étudient la commande DTC (commande à couple direct) en présence d'un court-circuit entre spires, et proposent deux différentes approches pour ce type de défauts. La première consiste à analyser le spectre du courant qui montre que l'action des contrôleurs du couple et du flux introduit une forte harmonique de rang trois qui peut être considéré comme signature à ce type de défaut. L'analyse spectrale du courant révèle donc la présence d'harmoniques d'ordre $3k$ ainsi que l'existence de composants oscillatoires au niveau du couple électromagnétique. Les résultats trouvés à partir de l'analyse spectrale du courant montrent que la troisième harmonique sera présente pour n'importe quel type d'asymétries résiduelles, que ce soit pour un déséquilibre d'alimentation ou pour un

court-circuit entre spires. De là, Les auteurs concluent que l'utilisation de l'analyse spectrale du courant du moteur pour le diagnostic des moteurs n'est recommandé que lorsque la machine ne présente d'asymétrie d'aucune sorte. En revanche, la deuxième technique proposée par Cruz et Cardoso peut, selon eux, parfaitement traiter la présence des asymétries résiduelles.

[Bellini-00] étudie l'impact d'un défaut de court-circuit sur une commande en boucle fermé de la machine. A partir de la commande à flux orienté, là aussi l'auteur détermine l'apparition du composant d'ordre négatif $-f$. Des circuits équivalents qui prennent en compte les courts-circuits entre spires statoriques sont présentés dans l'article.

[Zhao-96] présente dans son article une approche de modélisation et un contrôle à flux orienté du moteur à induction triphasé et ce en présence de l'ouverture de l'une des phases statorique. La technique proposée ne permet pas de résoudre le problème mais permet d'en donner une conception claire.

Tallam et Al [Tallam-02] diagnostique les défauts statoriques à partir de la commande en boucle fermé de la machine. Dans cet axe les auteurs proposent la surveillance des variations du composant d'ordre négatif du courant. Cependant, étant donné que des asymétries de nature autre que le court-circuit, provoquent également l'apparition du courant d'ordre négatif, l'auteur propose de surveiller les tensions. Les résultats de simulations montrent que la méthode est peu sensible aux variations de l'alimentation.

6. Analyse à partir des techniques d'intelligence artificielle (AI)

D'autres auteurs comme [Casimir-03] ou encore [Filippetti-00] utilisent des techniques d'intelligence artificielle pour le diagnostic des défauts statoriques.

On distingue également Siddique et Al [Siddique-03] qui présente diverses techniques d'intelligence artificielle (AI) en accentuant les mérites et les démérites de chacune d'elles offrant ainsi un rappel de toutes ces techniques et de leurs efficacités à la détection des défauts statoriques.

7. Analyse à partir d'autres techniques

[Saleh-03] se positionne parmi ceux qui essayent de trouver un modèle orienté au diagnostic. L'article traite les fonctionnements symétrique et asymétrique à partir d'un modèle où le stator et le rotor sont représentés en coordonnées différentes. La combinaison de ces deux systèmes de coordonnées présente une augmentation au niveau du nombre des équations différentielles. Néanmoins, le modèle proposé par Saleh permet l'analyse des régimes transitoire et permanent. Toujours dans cette optique, Cruz et Cardoso [Cruz-02] proposent un modèle qui tient compte de toutes les harmoniques d'espace statorique et rotorique ainsi que l'effet de peau rotorique.

Ce modèle peut être adapté pour une connexion des phases de l'enroulement statorique en série ou en parallèle. Cependant la connexion en série est la plus utilisée car l'occurrence d'une asymétrie au niveau du stator, pour une connexion en parallèle, implique des degrés de libertés additionnels pour les courants des enroulements ayant de ce fait un effet négatif dans le comportement du moteur.

Les résultats de simulation dégagés de ce modèle, par suite de défauts, montre un déséquilibre dans les courants d'alimentation et des oscillations au niveau du couple à la fréquence double d'alimentation. L'amplitude du courant de court-circuit est très haute due au fait que en dehors de l'impédance de court-circuit, seule la résistance et la réactance de fuite de la partie défectueuse s'opposent à la circulation de ce courant.

L'effet de peau qui est également présenté dans l'article engendre une augmentation du couple électromagnétique développé pendant le régime transitoire ce qui a pour conséquence une élévation plus rapide de la vitesse rotorique.

[Houdouin-03] et ces coauteurs montrent à partir d'un modèle de simulation des machines à induction à cage sous des conditions de défauts statorique une méthode basée sur la théorie des circuits magnétiques couplés. Pour le calcul des différentes inductances magnétisantes et les inductances mutuelles, les auteurs utilisent la théorie de la fonction d'enroulement pour introduire l'inclinaison des barres rotoriques.

Dans son article, [Melero-99] base sa méthode de diagnostic sur l'identification de certains harmoniques dans le spectre du couple électromagnétique. Sachant que le couple est généré à partir d'une série d'harmoniques créée par la force magnétomotrice dans l'entrefer. Certains

composants harmoniques vont créer le couple moteur quant aux autres, ils participeront à la production des oscillations au niveau de la vitesse.

L'auteur remarque que certains composants vont voir leurs amplitudes augmenter avec l'apparition du défaut de court-circuit entre spire, en revanche, de nouveaux composants harmoniques vont apparaître avec l'occurrence du défaut. Les auteurs montrent expérimentalement qu'après l'occurrence d'un court-circuit entre spires il y aura l'apparition des fréquences $\pm 2sf$ au niveau du couple électromagnétique.

IV. Surveillance et diagnostic du défaut de court-circuit entre spires

Les modes de défaillances associés au bobinage stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées [Devanneaux-03]. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Le principe de la détection d'un défaut statorique par une approche signal repose sur l'existence, en cas de court-circuit entre spires, de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement. De nombreux travaux exploitent les courants pour extraire des signatures, permettant ainsi de statuer sur la présence d'un défaut au stator d'une machine. Par exemple, dans [Thomson-01] la méthode MCSA est utilisée pour détecter certains composants fréquentiels propre au défaut de court-circuit et se trouvant dans le courant statorique. En référence [jok00], les auteurs étudient l'interaction pouvant exister entre les courants du stator en situation de défaut avec ceux du rotor sain. Les signaux du rotor sont étudiés par les auteurs.

Dans [Williamson-09], [Joksimovic-00] et [Nandi-02], ces signatures fréquentielles particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles pour mettre en évidence la présence des défauts. Dans certains travaux comme [Kostic-00], les courants statoriques sont étudiés après des transformations comme la transformation de Park. Le vecteur courant ainsi obtenu présente alors des propriétés intéressantes pour réaliser une détection des défaillances liées aux courts-circuits statoriques. Par des traitements appropriés, l'amplitude et la phase du vecteur de Park sont analysées pour mettre en évidence l'apparition de composantes fréquentielles témoignant de l'apparition du défaut. D'autres transformations sont également réalisées à partir des courants, comme les transformations en séquences inverses et directes. Dans [Kliman-96] ou encore [Kliman-00], l'apparition d'une séquence inverse sur les courants de ligne, synonyme de déséquilibre de la machine, est utilisée comme indicateur de défaut.

V. conclusion

Ce chapitre regroupe un ensemble d'information nous permettant de comprendre la genèse des défauts pouvant affecter la machine lors de sa durée de vie. En effet, compte tenu des différents types de défaillances dont elle peut être victime, les dispositifs de surveillance de leur état de santé présentent un intérêt tout particulier pour les fabricants et les exploitants. Parmi les défaillances possibles, notre intérêt s'est porté sur les défauts de court-circuit entre spires. En effet, leurs origines et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine est telles qu'il est nécessaire d'en parler. De manière générale, lors de l'apparition d'un défaut de court-circuit entre spires, la topologie de la machine est modifiée ce qui implique l'apparition des signatures particulières sur certaines grandeurs physiques ou certains paramètres représentatifs de sa structure. L'extraction, l'exploitation et l'analyse de ces changements constituent le cœur même d'un bon diagnostic. Ce chapitre a surtout été un prétexte à la définition de notions d'électrotechniques utilisées pour établir les modèles de simulation et de comportement.

Plusieurs méthodes de surveillance et de diagnostic relatifs à ce type de défauts ont également été évoquées. Nous nous sommes cependant focalisé sur la méthode MCSA. Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquents ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. Cependant, lors de la lecture des différents travaux cités au niveau de la littérature, nous avons pu constater que

toutes asymétries au niveau du bobinage statorique du moteur engendrent les mêmes signatures et ne peut donc permettre un diagnostic fiable et efficace concernant la détection du défaut de court-circuit entre spires.

Toutes ces méthodes nécessitent néanmoins la présence d'un modèle. Dans ce contexte, établir un modèle consiste dans un premier temps à se donner des objets virtuels qui seront utilisés pour la construction du modèle. Cependant, un modèle n'est qu'un reflet imparfait, simplifiée de la réalité qu'il est censée représenter. Il ne rendra compte que d'une partie des phénomènes qui se déroulent.

Au niveau de quelques travaux présentés, le point a été mis sur la nécessité d'avoir un modèle optimal afin de pouvoir diagnostiquer au mieux la machine. La modélisation de cette dernière est donc un enjeu de taille. Ce sujet fera l'intérêt du prochain chapitre.

Chapitre II

Modélisation et contrôle de la machine asynchrone en présence de défauts statoriques

I. Introduction

La simulation sur ordinateur du fonctionnement des moteurs électriques est particulièrement utile pour gagner en perspective dans le comportement dynamique ainsi que l'interaction électromécanique. Avec un modèle approprié, les défauts du moteur ainsi que le changement des paramètres correspondants peuvent être simulés. La lecture de la littérature nous révèle une multitude de modèle dédié au diagnostic et à la surveillance des défauts statoriques du moteur asynchrone. Pourtant, avant de développer une méthode de diagnostic efficace, il faudrait définir un modèle sur la base duquel une méthode de surveillance des machines pourra être construite.

Le but de ce chapitre est de présenter les modèles qui nous semblent les plus adéquats pour la simulation de la machine asynchrone orienté au défaut de court-circuit entre spires. Ce modèle doit permettre une prise en charge optimale du défaut afin d'extraire les signatures susceptibles d'être sensibles à ce dernier. Nous montrerons également, par le biais d'un modèle, la relation entre le court-circuit entre spires et le déséquilibre d'alimentation. Nous verrons par la suite l'influence de la commande sur les indices. En effet, il est important de voir le comportement de la commande suite à un défaut surgissant au niveau du stator. Il est important aussi que la commande reste robuste en situation de défaut. Ceci dit, les performances du moteur à travers la commande seront seulement étudiées à des fins de diagnostic pour voir si les indices de détections cités au niveau de la littérature suivent le même raisonnement avec ou sans l'application d'une commande. De là nous pourrions tirer les conclusions les plus adéquates.

II. Définition des raies sensibles au défaut de court-circuit entre spires et au déséquilibre d'alimentation

Le diagnostic des défauts statoriques suit son évolution, les méthodes se diversifient afin d'extraire à chaque défaut possible une signature propre à lui. Un grand nombre de travaux apparaît dans la littérature afin de détecter en temps réel les anomalies que peut rencontrer la machine asynchrone. Le chapitre 1 regroupe un ensemble de travaux concernant les défauts statoriques. Cependant, la remarque que nous avons faite est que tous se heurtent au problème de la ressemblance des différents indices pour toutes asymétries que peut rencontrer le stator du moteur. Pour pouvoir donner des conclusions correctes et fiables, et proposer enfin un

indice qui concerne seulement le défaut de court-circuit entre spires nous voyons qu'il est tout d'abord nécessaire de présenter les différentes signatures proposées dans la littérature. Ce qui suit n'est qu'un résumé de ce qui a été trouvé dans la littérature. Ces derniers restent néanmoins des indices de diagnostic.

Il est bien connu que le déséquilibre d'alimentation est caractérisé par l'apparition dans le spectre du vecteur de Park d'un composant inverse. Le court-circuit entre spires qui est également une asymétrie du stator produit lui aussi un composant d'ordre négatif dans le courant d'alimentation. L'interaction de ce courant d'ordre négatif avec les courants rotoriques de basses fréquences produit un couple pulsant à la fréquence double d'alimentation. Ce couple pulsant produit une vitesse ondulatoire qui du côté statorique est vu comme l'ondulation du flux principale et par conséquent la nouvelle FEM et le courant dans l'enroulement statorique se produisent à 150 Hz. On peut donc dire que la surveillance du contenu du spectre du courant est un bon indicateur de défaut statorique. Cependant, l'élévation de cet harmonique peut également résulter d'un déséquilibre d'alimentation.

Au niveau du couple et de la vitesse, l'amplitude $2f_s$ (deux fois la fréquence d'alimentation) peut être aussi prise comme indice de diagnostic pour la détection des défauts statoriques. Cette dernière est générée par les courants d'ordre négatif triphasé après l'apparition du défaut statorique. C'est pour cela que l'on peut suivre les changements de l'amplitude $2f_s$ pour la surveillance des défauts et ce de manière continue. Pourtant, lorsque les tensions d'alimentation sont déséquilibrées il y a également l'apparition des tensions d'ordre négatif et cause donc des courants d'ordre négatif dans le stator du moteur. L'amplitude $2f_s$ est directement affectées quant la tension d'alimentation est déséquilibré est les changements de son amplitude pourraient facilement être confondus avec le défaut de court-circuit statorique.

Le courant d'ordre négatif est également vu comme un indicateur de défaut sensible [Neti - 07]. Ce dernier peut être obtenu par la méthode du composant symétrique ou d'autres méthodes (voir chapitre 1). Cependant, un déséquilibre de tension est lui aussi source d'un courant négatif et donc fausse de manière évidente la détection du court-circuit entre spires par le seul biais du courant d'ordre négatif [J. E. Williams-54], [Kersting-97], [Lee-01], [J. Faiz-04], [Dymond-07].

Dans le domaine fréquentiel, les composants fréquents du courant statorique sont liés aux rangs $(6k \pm 1)$ (250Hz, 350Hz, 450Hz) [Emara-03]. Tout ceci nous mène vers une seule et même conclusion : un déséquilibre d'alimentation masquerait un défaut de court-circuit au niveau des courants statoriques.

III. Méthodes de diagnostic basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables

1. Détection des signatures à partir de modèles

1-1 Hypothèses de départ

Il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine comme :

- Les pertes fer sont négligées.
- La saturation du circuit magnétique est négligée.
- L'effet d'extrémité des têtes des bobines est négligé.
- La cage rotorique est assimilée à un système triphasé dont les phases sont en courts-circuits.
- Dans le modèle utilisé, nous avons supposé la linéarité du circuit magnétique (perméabilité relative du fer très grande devant 1). Cette hypothèse nous a permis d'utiliser le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.

1-2 Modèle triphasé / triphasé

Le moteur est constitué de deux parties, le circuit électrique et le circuit magnétique. Le circuit électrique est constitué de trois bobinages réparties au stator, alimenté en triphasé alternatif. Le rotor du moteur est constitué de barres court-circuitées et disposées en cage d'écureuil. Il est représenté dans le modèle triphasé-triphasé par trois phases court-circuitées entre elles et ramenées au stator. On modélise la machine asynchrone à cage, en fonctionnement sain, dans le repère a, b, c selon le système d'équations ci-après :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \\ [V_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}] \end{aligned} \quad (\text{II-1})$$

avec

$$[V_{sabc}] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t \text{ les tensions appliquées aux trois phases statoriques}$$

$$\text{et } [i_{sabc}] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^t \text{ les courants qui traversent celle-ci.}$$

$$[V_{rabc}] = [0 \quad 0 \quad 0]^t \text{ les tensions nulles du rotor étant la cage rotorique en court-circuit.}$$

$$\text{et } [i_{rabc}] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^t \text{ les courants rotoriques traversant les phases du rotor.}$$

Pour ce qui est des flux à travers les enroulements statoriques et rotoriques nous avons respectivement :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II-2})$$

$$[\phi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]$$

tel que: $[R_s]$, $[L_s]$ et $[R_r]$, $[L_r]$ sont les matrices des résistances et inductances statoriques et rotoriques respectivement.

Le couple électromagnétique est donné par:

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} [i_s]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] [i_r] \quad (\text{II-3})$$

où :

$$[i]^t = (i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc})$$

et :

$$[L] = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^t & [L_r] \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= \left[i_{sa} \sin \theta + i_{sb} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sc} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \cdot i_{ra} + \\ &+ \left[i_{sa} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sb} \sin \theta + i_{sc} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \cdot i_{rb} + \\ &+ \left[i_{sa} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sb} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sc} \sin \theta \right] \cdot i_{rc} \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

avec :

$$\theta = (1 - g)\omega_s t + \theta_0$$

Il sera accompagné des équations mécaniques suivantes:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J}(\Gamma_e - \Gamma_r) \quad (\text{II-5})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (\text{II-6})$$

où ω_r est la vitesse rotorique.

1-3 Modèle de Park

Dans ce modèle, les enroulements des phases a, b et c de la machine sont considérés en des enroulements équivalents disposés selon deux axes "o" "d" et "q" soit homopolaire, direct et en quadrature respectivement. Ce modèle est largement utilisé car il permet une diminution du nombre des équations qui régit le moteur ainsi que la disparition de l'interdépendance entre les équations statorique et rotorique localisée au niveau de la matrice des inductances mutuelles. Ces enroulements fictifs sont équivalents du point de vue électrique et magnétique aux enroulements réels.

Une matrice unique de transformation $[P(\alpha)]$ sera appliquée aux courants, aux tensions ainsi qu'aux flux du modèle triphasé/triphasé de la machine asynchrone.

$$[P(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II-7})$$

L'utilisation de cette matrice dans les équations de la machine asynchrone nous donnera:

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [P(\theta_s)] \cdot [V_{sodq}] \\ [i_{sabc}] &= [P(\theta_s)] \cdot [i_{sodq}] \\ [\phi_{sabc}] &= [P(\theta_s)] \cdot [\phi_{sodq}] \end{aligned} \quad (\text{II-8})$$

Ainsi, au final, nous aurons en prenant le composant homopolaire nul, le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sq} + M i_{rq}) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sd} + M i_{rd}) \\ 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + M \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rq} + M i_{sq}) \\ 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + M \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rd} + M i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Un choix judicieux du repère offrira une plus grande flexibilité du modèle pour différente application. Soit :

- des axes de référence fixes par rapport au stator, caractérisés par:

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

- des axes fixes par rapport au rotor :

$$\theta_r = 0 \quad ; \quad \theta_s = \theta \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

- ou enfin nous garderons les axes de référence tournant au synchronisme.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = g\omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

Pour tous les repères de la machine décrits ci-dessus, l'expression du couple électromagnétique tiré de la coénergie est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = p \cdot M (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II-10})$$

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$ représente la mutuelle inductance cyclique stator-rotor.

1-4 Modèle de KU

La matrice de la transformation de KU permet au même titre que la transformation de Park de relier les grandeurs réelles a, b, c aux grandeurs fictives homopolaire, *f* (forward), et B (bakward). La matrice de transformation sera définie comme suit:

$$[K(\theta)] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & e^{j\theta} & e^{-j\theta} \\ 1 & a^2 e^{j\theta} & a e^{-j\theta} \\ 1 & a e^{j\theta} & a^2 e^{-j\theta} \end{pmatrix} \quad (\text{II-11})$$

De manière similaire au développement fait pour la transformation de Park nous avons:

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [K(\theta_s)] \cdot [V_{s\text{of } B}] \\ [i_{sabc}] &= [K(\theta_s)] \cdot [i_{s\text{of } B}] \\ [\phi_{sabc}] &= [K(\theta_s)] \cdot [\phi_{s\text{of } B}] \end{aligned} \quad (\text{II-12})$$

Se qui donne, après transformation, le système d'équations [Babaa-05]:

$$\begin{cases} V_{sf} = R_s i_{sf} + L_s \frac{di_{sf}}{dt} + M \frac{di_{rf}}{dt} + j \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sf} + M i_{rf}) \\ V_{sB} = R_s i_{sB} + L_s \frac{di_{sB}}{dt} + M \frac{di_{rB}}{dt} - j \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sB} + M i_{rB}) \\ 0 = R_r i_{rf} + L_r \frac{di_{rf}}{dt} + M \frac{di_{sf}}{dt} + j \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rf} + M i_{sf}) \\ 0 = R_r i_{rB} + L_r \frac{di_{rB}}{dt} + M \frac{di_{sB}}{dt} - j \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rB} + M i_{sB}) \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Compte tenu de la définition même des composantes i_f et i_B et en constatant que ces deux quantités sont conjuguées, en effectuant un retour aux grandeurs réelles en l'absence de composante homopolaire, on déduit que:

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (e^{j\theta} i_{sf} + e^{-j\theta} i_{sB}) \\ i_{sa} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \times \Re(i_{sf} e^{j\theta}) \end{aligned} \quad (\text{II-14})$$

Au niveau du couple électromagnétique, l'opération de changements de variables permet d'avoir:

$$\Gamma_e = 2M j [i_{sf} \cdot i_{rf}^*] \quad (\text{II-15})$$

Comme il a été vu au niveau de la transformation de Park, la transformation de KU regroupe des relations qui permettent d’obtenir une variété de choix des repères.

1-5 Modèle multi-enroulements

Pour avoir un modèle plus fin, on représente la cage d’écureuil comme un enroulement polyphasé dont le nombre de phases est égale au nombre de barreaux (figure 2-3). En effet, il peut être considérée comme un ensemble de boucles identiques et magnétiquement couplées tel que une boucle se compose de deux barres adjacentes et de deux segments d’extrémité d’anneau qui les relient plus une boucle d’extrémité d’anneau. Les courants circulant dans les portions d’anneau de court-circuit seront considérés comme étant les courants de phase rotoriques. Les équations de tension des phases statoriques sont les mêmes que ceux pour le modèle triphasé/triphasé. En revanche, les équations du rotor sont écrites sous la forme matricielle suivante :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \tag{II-16}$$

où $[V_r] = [V_{r1} \ V_{r2} \ V_{r3} \dots \ V_{rnb} \ V_e]$ les tensions de mailles rotorique $V_{ri} = 0$; $i = 1, 2, \dots, n_b$ et la tension de l’anneau de court-circuit $V_e = 0$.

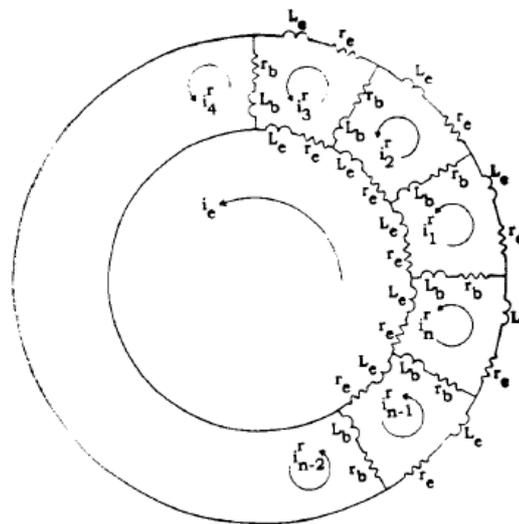


Figure 2-1 : Représentation schématique des enroulements rotoriques

$[R_r]$ est la matrice symétrique des résistances rotoriques formées de $(n_b + 1) \times (n_b + 1)$ éléments :

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

avec R_b et R_e sont les résistances d'une barre rotorique et d'un segment d'anneau de court-circuit respectivement.

Le flux rotorique sera donné comme suit:

$$[\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (\text{II-17})$$

tel que : $[L_{rr}]$ la matrice des inductances rotoriques formées de $(n_b + 1) \times (n_b + 1)$ éléments.

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \dots & L_{r1rn-1} & L_{r1rn} - L_b & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r2r3} - L_b & \dots & L_{r2rn-1} & L_{r2rn} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{rn-1r1} & L_{rn-1r2} & L_{rn-1r3} & \dots & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{rn-1rn} & -L_e \\ L_{rn r1} - L_b & L_{rn r2} & L_{rn r3} & \dots & L_{rn rn-1} & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix}$$

avec L_{mr} , L_b , L_e sont l'inductance de magnétisation de chaque maille rotorique, l'inductance de fuite d'une barre rotorique et l'inductance de fuite d'un segment de l'anneau de court-circuit respectivement. L_{rrij} est l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ et la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique.

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{11}^{sr} & M_{12}^{sr} & \dots & M_{1n}^{sr} & M_{1e}^{sr} \\ M_{21}^{sr} & M_{22}^{sr} & \dots & M_{2n}^{sr} & M_{2e}^{sr} \\ M_{31}^{sr} & M_{32}^{sr} & \dots & M_{3n}^{sr} & M_{3e}^{sr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

M_{ij}^{sr} est l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ maille statorique et la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique.

1-6 Modèle multi-spires

Pour avoir un modèle plus fin, on représente les phases statoriques comme un enroulement polyphasé dont le nombre de phases est égale au nombre de spires.

Chaque spire est constituée de quatre conducteurs « aller, retour, et têtes de bobine ». (voir figure 2-2).

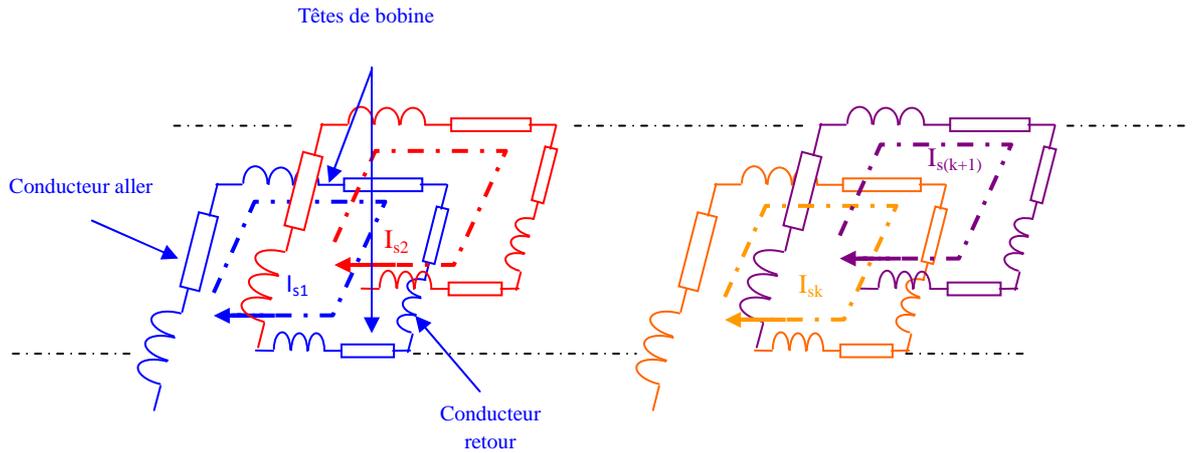


Figure 2-2 : Circuit équivalent du stator

Les équations des tensions pour les « $m = 3 \times N_t$ » spires du stator peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$[V_{ss}] = [R_{ss}][I_{ss}] + \frac{d[\varphi_{ss}]}{dt} \quad (\text{II-18})$$

N_s : Nombre de spires par phase.

Les vecteurs des tensions, des courants et des flux des « $3.N_s$ » spires statoriques et les trois phases du rotor sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} [V_{ss}] &= [v_{sa_1} \ v_{sa_2} \ \dots \ v_{sa_{N_s}} \ v_{sb_1} \ v_{sb_2} \ \dots \ v_{sb_{N_s}} \ v_{sc_1} \ v_{sc_2} \ \dots \ v_{sc_{N_s}}]^t \\ [I_{ss}] &= [i_{sa_1} \ i_{sa_2} \ \dots \ i_{sa_{N_s}} \ i_{sb_1} \ i_{sb_2} \ \dots \ i_{sb_{N_s}} \ i_{sc_1} \ i_{sc_2} \ \dots \ i_{sc_{N_s}}]^t \\ [\varphi_{ss}] &= [\varphi_{sa_1} \ \varphi_{sa_2} \ \dots \ \varphi_{sa_{N_s}} \ \varphi_{sb_1} \ \varphi_{sb_2} \ \dots \ \varphi_{sb_{N_s}} \ \varphi_{sc_1} \ \varphi_{sc_2} \ \dots \ \varphi_{sc_{N_s}}]^t \end{aligned} \quad (\text{II-19})$$

Pour les équations du rotor, on gardera ceux du système triphasé/triphasé pour cela, se référer à (II-1) et (II-2) pour les équations des tensions et des flux respectivement.

Nous obtenons finalement le système d'équations électriques nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine :

$$[V_{ss}] = [R_{ss}][I_{ss}] + \frac{d\{[L_{ss}].[I_{ss}]\}}{dt} + \frac{d\{[M_{ssr}].[i_{rabc}]\}}{dt} \quad (\text{II-20})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d\{[L_{rabc}].[i_{rabc}]\}}{dt} + \frac{d\{[M_{rss}].[I_{ss}]\}}{dt} \quad (\text{II-21})$$

L'expression du couple électromagnétique Γ_e peut être déterminée grâce à la relation :

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{ss}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix}^t \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{ssr}] \\ [M_{rss}] & [L_{rabc}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{ss}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

Les équations mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone peuvent se mettre sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - \Gamma_f \quad (\text{II-23})$$

$$\Gamma_f = f \Omega \quad \Omega = P \omega_r \quad \omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

avec ω_r la vitesse rotorique

1-7 Modélisation du défaut de court-circuit entre spires

On représente sur la figure 2.4 une bobine élémentaire dont les conducteurs d'entrée et de sortie sont respectivement notés A et X. L'aller et le retour de cette bobine, composée de cinq spires en série, sont placés dans deux encoches statoriques distinctes. On suppose ensuite l'apparition d'un court-circuit des conducteurs aux points de contact $a1$ et $a2$ entre la deuxième et la troisième spire de la bobine considérée. Cette dernière est alors composée de quatre spires en série et d'une spire en court-circuit représentée en gras sur la figure II.5. En conclusion, lors de l'occurrence d'un court-circuit des conducteurs entre spires, la bobine concernée comporte un nombre réduit de spires et elle produit par conséquent une force magnétomotrice diminuée ; une boucle dite de « court-circuit » est de plus créée.

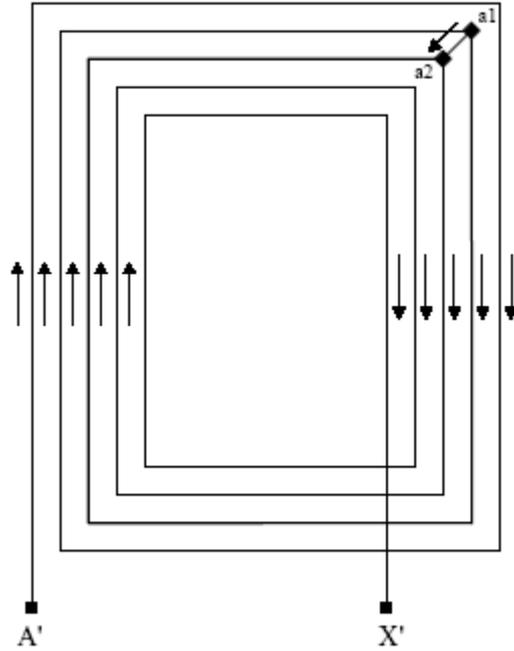


Figure 2-3: représentation du court-circuit entre spires d'un enroulement élémentaire

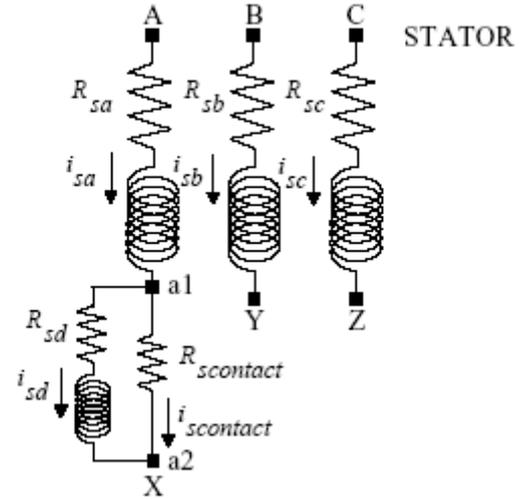


Figure 2-4: circuit équivalent prenant en compte la bobine de court-circuit

➤ *Système d'équations*

Afin de tenir compte de la présence du court-circuit entre spires des enroulements statoriques du moteur à induction, nous considérons l'ajout d'enroulements court-circuités additionnels dans l'axe des trois phases. Ce qui nous mènera au système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{cc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{cc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + [L_{Tcc}] \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{cc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{pmatrix} [L_{Tcc}] \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{cc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \tag{II-24}$$

où $[L_{Tcc}]$ représente la matrice inductance totale après avoir inclus le court-circuit.

$$[L_{Tcc}] = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s & \eta_{cc} l_s & M_{sr} & 0 \\ M_s & l_s & M_s & \eta_{cc} M_s & -\frac{1}{2} M_{sr} & \frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} \\ M_s & M_s & l_s & \eta_{cc} M_s & -\frac{1}{2} M_{sr} & -\frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} \\ \eta_{cc} l_s & \eta_{cc} M_s & \eta_{cc} M_s & \eta_{cc}^2 l_s & \eta_{cc} M_{sr} & 0 \\ M_{sr} & -\frac{1}{2} M_{sr} & -\frac{1}{2} M_{sr} & \eta_{cc} M_{sr} & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} & -\frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} & 0 & 0 & L_r \end{pmatrix}$$

Si nous réarrangeons les équations en procédant à la sommation de l'équation de la phase court-circuitée avec l'équation de court-circuit au niveau du système (II.24) nous obtenons :

$$\begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} + \eta_{cc} i_{cc} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{pmatrix} [L_{Tcc2}] \begin{pmatrix} i_{sa} + \eta_{cc} i_{cc} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + [L_{Tcc2}] \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sa} + \eta_{cc} i_{cc} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{II-25})$$

$$[L_{Tcc2}] = \begin{pmatrix} (1 + \eta_{cc}) l_s & (1 + \eta_{cc}) m_s & (1 + \eta_{cc}) m_s & (1 + \eta_{cc}) M_{sr} & 0 \\ m_s & l_s & m_s & -\frac{1}{2} M_{sr} & \frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} \\ m_s & m_s & l_s & -\frac{1}{2} M_{sr} & -\frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} \\ (1 + \eta_{cc}) M_{sr} & -\frac{1}{2} M_{sr} & -\frac{1}{2} M_{sr} & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} & -\frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} & 0 & L_r \end{pmatrix} \quad (\text{II-26})$$

où $[L_{Tcc2}]$ représente la nouvelle matrice totale des inductances toujours après avoir inclus le court-circuit. La division de la première équation de (II.25) par le terme $(1+\eta_{cc})$, les équations de la machine deviendront : [Babaa -13-1]

$$\begin{pmatrix} \frac{V_{sa}}{1+\eta_{cc}} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s}{1+\eta_{cc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i'_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{pmatrix} [L_T] \begin{pmatrix} i'_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + [L_T] \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{II-27})$$

avec

$$i'_{sa} = i_{sa} + \eta_{cc} i_{cc}$$

Ajoutons à notre système d'équation l'équation du couple électromagnétique qui sera, après transformation de Park au niveau des équations rotoriques :

$$\Gamma_e = p \times [i_{sabccc}]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{II-28})$$

$$\Gamma_e = p \times [i_{sabccc}]^t \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] [P(\theta_r)] [i_{rodq}] \quad (\text{II-29})$$

$$\Gamma_e = p \times [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{cc}] \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{2}{-2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{II-30})$$

$$\Gamma_e = p \times \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \left(- (i_{sa} \times i_{rq}) + i_{sb} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{rd} + \frac{1}{2} i_{rq} \right) + i_{sc} \times \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{rd} + \frac{1}{2} i_{rq} \right) + i_{cc} \times (-\eta_{cc} \times i_{rq}) \right) \quad (\text{II-31})$$

De la même manière, réarrangeons l'équation (II-31) en procédant à la sommation du courant de la phase court-circuitée avec le courant de court-circuit nous obtiendrons :

$$\Gamma_e = p \times \begin{bmatrix} i'_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{II-32})$$

$$\Gamma_e = p \times \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \left(- (i'_{sa} \times i_{rq}) + i_{sb} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{rd} + \frac{1}{2} i_{rq} \right) + i_{sc} \times \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{rd} + \frac{1}{2} i_{rq} \right) \right) \quad (\text{II-33})$$

A partir des systèmes d'équations (II-27) et (II-30), et si on considère la variation au niveau de la résistance statorique minimale on peut aisément constater que nous sommes devant le système d'équation de la machine saine avec la division de la tension de la première phase avec le rapport $(1 + \eta_{cc})$. On peut donc conclure que le court-circuit entre spires est similaire à un déséquilibre de la tension d'alimentation.

1-8 Discrimination des défauts

Peu utilise le modèle triphasé/triphasé et ceci est due à la dépendance des paramètres électriques (inductances, inductances mutuelles) par rapport à la position angulaire entre le stator et le rotor. En effet, la rotation de ce dernier va provoquer un mouvement relatif entre les deux systèmes (stator et rotor) ce qui induit un changement au niveau des paramètres électriques. Cependant, ce modèle qui représente réellement les trois phases statoriques permet de différencier le comportement de chaque phase. Il permet une grande flexibilité d'interprétation suite au défaut de court-circuit entre spires sachant que la phase incluant le court-circuit apparaît seule nous pouvons dès lors connaître l'impact du pourcentage du défaut de court-circuit sur l'amplitude du courant de court-circuit. Les modèles basés sur la transformation de Park ou encore KU, reviennent plus souvent car ils offrent une certaine souplesse et n'exigent point un temps de calcul prohibitif. Pourtant à travers ce qui a été vu au niveau de la littérature, on remarque que l'utilisation de Park ou encore KU nécessiterait un

changement complet du modèle lorsque on procède à des petites modifications tel que le changement de la phase de court-circuit. Mais aussi, le changement de repère cache énormément d'information tel que le pourcentage de défauts. Ces anomalies sont inexistantes au niveau du modèle triphasé qui en ne procédant à aucune modification permet de traiter les données de manière commode. Le modèle multi enroulement nécessite de recalculer les paramètres de la machine. Les inductances stator-stator restent inchangées par rapport au modèle triphasé/triphasé, en revanche, il est impératif de recalculer les inductances rotor-rotor ainsi que les inductances mutuelles stator-rotor. Ce modèle reste très prisée pour ceux qui diagnostiquent les défauts au niveau du rotor de la machine asynchrone comme les cassures de barre ou encore les défauts d'excentricités. Le fait de recalculer les inductances permet de traiter les défauts de manière plus concrète. Ceci dit, ce modèle reste pour nous d'une utilité minime étant donné que nous étudions principalement les défauts au niveau du stator. C'est pour cela on privilégie le modèle multi spires qui consiste à développer de manière plus fine le stator afin de pouvoir détecter le court-circuit à sa naissance. Il est nécessaire de procéder au calcul des inductances nécessaire au bon fonctionnement de ce modèle. Il est assez difficile de décrire exactement la succession des phénomènes physiques qui entrent en jeu lors d'un court-circuit. La dégradation des isolants fait qu'à un moment donné il existe entre deux points de différentes spires (entre deux bornes de dipôles élémentaires) un chemin dont la résistance devient très faible, voire nulle, si les processus ont abouti à une quasi soudure des spires au point de court-circuit.

1-9 Résultats de simulation

La figure (2-5) représente les courants statorique incluant un défaut de court-circuit de 20%. On note le classique appel de courant au démarrage. Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Un zoom sur cette figure montre clairement l'influence du court-circuit sur les courants statorique en effet le déséquilibre entre les courants des trois phases est appréciable. La figure (2-6) représente, quant à elle, l'importance du le courant de court-circuit et son zoom. L'importance de ce courant par rapport au courant d'une des trois phases est évidente et n'est pas négligeable. Il peut effectivement à long terme ou dans des délais très courts conduire à la destruction totale de l'enroulement de la phase contenant le court-circuit. Cela va dépendre du nombre de spires en court-circuit ou encore de l'emplacement du défaut. La

figure (2-7) représente la vitesse qui est quasi linéaire au début du démarrage. La durée de mise en vitesse (environ 0,2 s) est déterminée par l'inertie totale autour de l'arbre de rotation, le moteur n'étant pas chargé. Les ondulations provenant de la fréquence double d'alimentation montre l'influence néfaste qu'a le court-circuit sur les performances du moteur. La figure (2-8) montre que le couple est également ondulé. A la fin de la phase de démarrage, le couple oscille au alentour de 0 puisque le moteur n'est pas chargé. La figure (2-9) indique le spectre du courant de Park pour différent pourcentage de court-circuit entre spires. Il est clair que le pourcentage a une influence sur l'amplitude des raies fréquentielles. Nous remarquons que la fréquence d'ordre 3 inverse est plus sensible au défaut de court-circuit entre spires que celle d'ordre direct. Nous pouvons donc considérer cette fréquence comme indice de défaut fiable. La figure (2-10) nous montre l'évolution de l'amplitude de la fréquence d'ordre 3 inverse pour une machine saine sous une alimentation déséquilibrée ainsi que pour une machine comportant un défaut de court-circuit entre spires, la machine fonctionnant sous différentes charges. Cette figure vient vérifier ce qui a été trouvé au niveau de la figure (2-9). En effet, il est nécessaire de vérifier l'évolution de cette raies et voir si elle est également sensible suite a un déséquilibre d'alimentation. Il est clair que cet harmonique est nettement plus sensible au court-circuit entre spires qu'au déséquilibre au niveau des tensions d'alimentation ou l'on voit bien que l'amplitude reste pratiquement inchangée. Nous pouvons souligner également que la charge n'influe en rien sur l'augmentation de cette raie suite au pourcentage du défaut. On constate au niveau des résultats de simulation que l'harmonique ($-3f_s$) est fortement sensible au défaut de court-circuit entre spires et donc peu être considéré comme un bon indicateur de défaut.

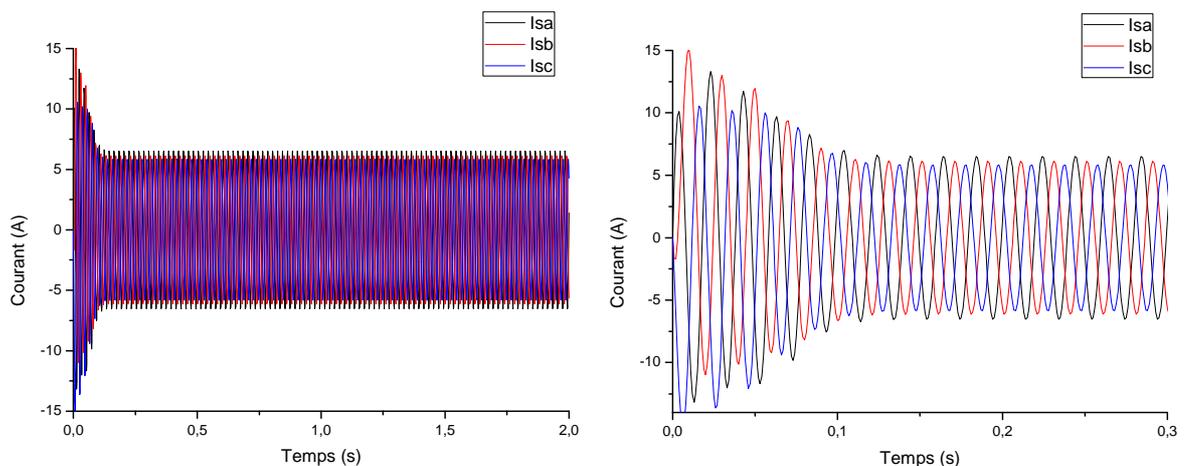


Figure 2-5: Courants statoriques et zoom sur les courants pour un défaut de court-circuit entre spires de 20%

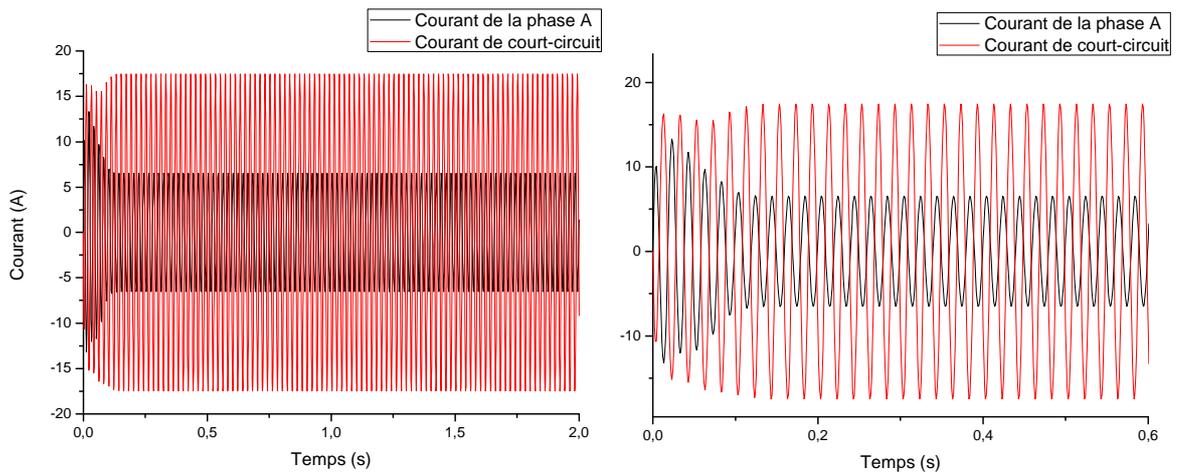


Figure 2-6: courants de court-circuit et de la phase A et zoom des courants Pour un court-circuit de 20%

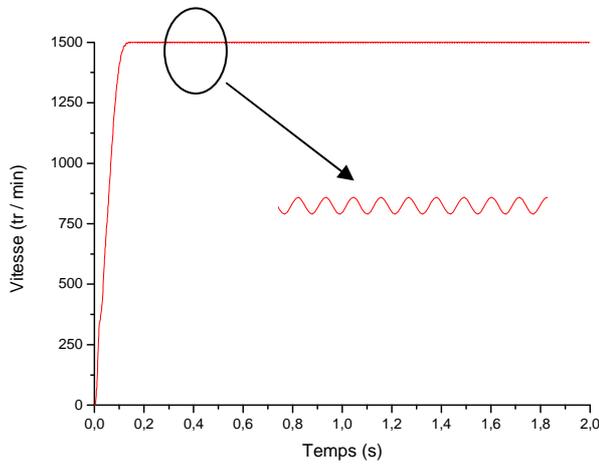


Figure 2-7: Vitesse pour un défaut de court-circuit entre spires de 20%

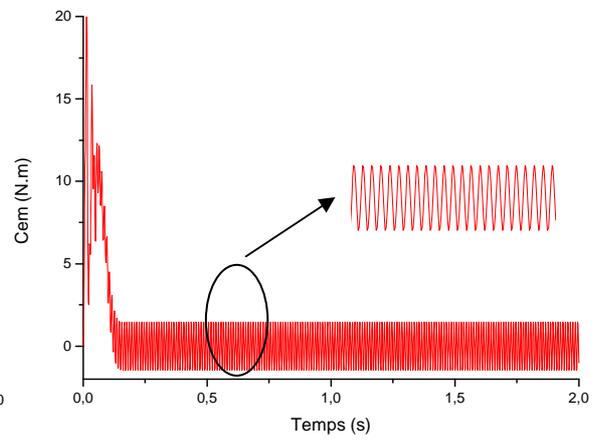


Figure 2-8: Couple électromagnétique pour un défaut de court-circuit entre spires de 20%

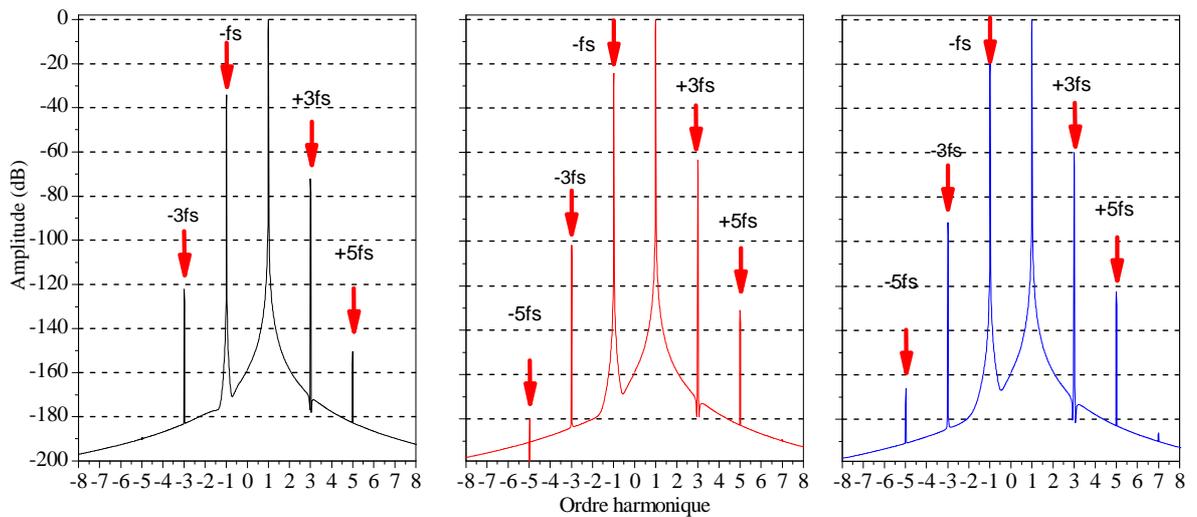


Figure 2-9: Spectres fréquentiel du vecteur de Park des courants statoriques pour une machine incluant un court-circuit entre spires de 10% (gauche), 20% (centre), 50% (droit)

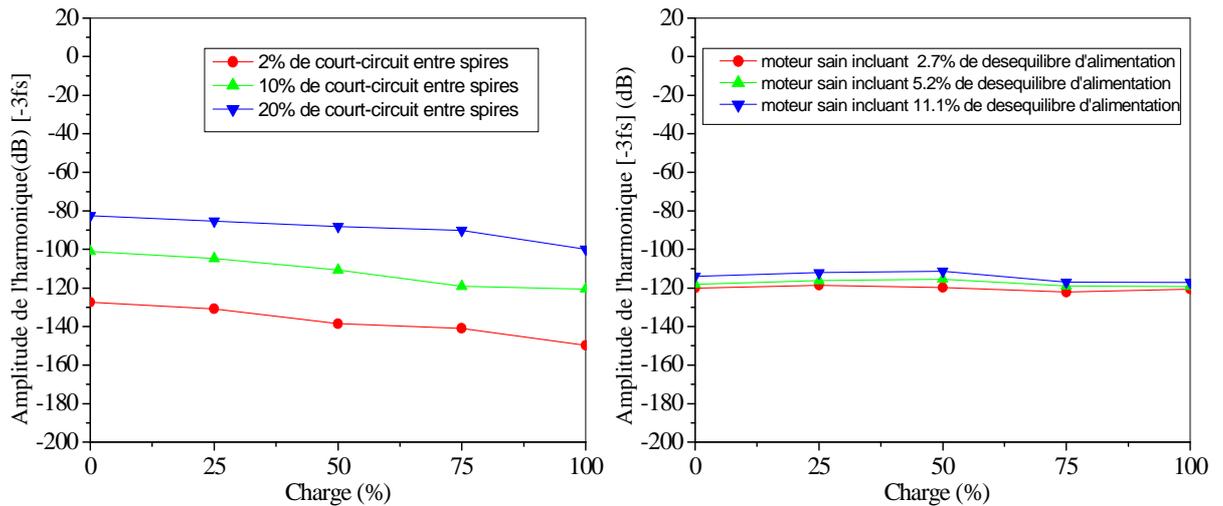


Figure 2-10: Evolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge

2. Commande vectorielle de la machine asynchrone à des fins de diagnostic

Dans les applications industrielles actuelles, la machine asynchrone est rarement alimentée directement par le réseau électrique parce que ce dernier ne permet pas d'effectuer la variation de vitesse : elle est plutôt connectée à un onduleur. Dans plusieurs applications comme la traction à grande vitesse, la machine a besoin d'un système bouclé pour présenter une dynamique élevée. Le recours à la commande vectorielle s'avère inévitable. Avec les contraintes de fonctionnement que cela suppose, le système d'entraînement n'est pas à l'abri d'une défaillance en effet, les machines qui ne sont pas construites afin de fonctionner dans ces conditions fatiguent rapidement. Un défaut au niveau du moteur supposera une remise en équation du système pouvant gérer la panne survenu sachant que le modèle de Park suppose un système ne comportant aucun défaut. Cependant, il semble bien adapté à la commande.

Pour cela, la commande étant mise en place, nous considérerons le cas où un déséquilibre soudain apparaît au niveau de la machine puis, nous verrons l'effet du défaut sur les consignes de commande. Le suivi des fréquences caractéristiques du défaut sera finalement traité. En premier lieu, nous sommes amenés tout d'abord à présenter la commande vectorielle de la machine saine.

2-1 Rappel du principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une

machine à courant continu. La composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe q joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée « commande à flux orienté » est basée sur un choix judicieux du repère (d,q) . Ce dernier est orienté de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux désiré. L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) et peut être contrôlé par celle-ci. Nous allons par le biais des équations régissant le système comprendre le principe de la commande vectorielle.

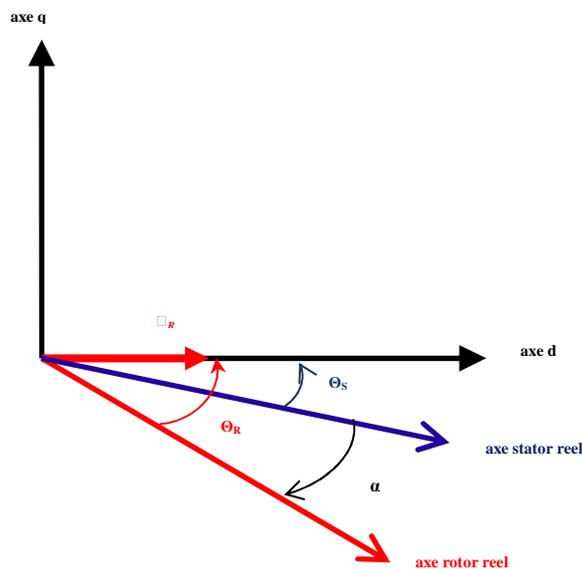


Figure 2-11: orientation du flux rotorique

2-2 Stratégie de la commande

Pour la mise en équation de la machine asynchrone, nous retenons les hypothèses et les mêmes transformations de Park, sous les différents référentiels, que nous avons présentés plus haut. Chaque référentiel a comme souci primaire de réduire le nombre de grandeurs essentielles à la simulation du fonctionnement de la machine.

- axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques ;
- axes liés au stator ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques ;
- axes liés au champ tournant : étude de la commande.

C'est donc ce référentiel qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent. Nous pouvons donc écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

L'orientation du flux, consiste à orienter l'axe d - q de manière à ce que l'axe d soit en phase

$$\begin{aligned} \text{avec le flux c'est-à-dire :} \quad & \phi_{rd} = \phi_r \\ & \phi_{rq} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II-35})$$

Nous aurons alors les équations de la machine, pour un référentiel lié au champ tournant, suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ \tau_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{\tau_r \phi_r} I_{sq} \\ \Gamma_e = p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

Après La transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + p \sigma L_s) I_{sd} + p \frac{M}{L_r} \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + \sigma L_s) I_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + p \tau_r} I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{\tau_r \phi_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

Ainsi, en régime permanent nous aurons : $\phi_r = M I_{sd}$

Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante I_{sd} du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que, la composante I_{sq} permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la machine à courant continu. Le principe de la commande vectorielle ou la commande par flux orienté appliqué au cas du moteur asynchrone consiste à réaliser un découplage "efficace" entre les deux variables principales : le couple électromagnétique et le flux. Il faut préciser aussi que seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc les estimer à partir des grandeurs statoriques. Il existe deux méthodes de commande vectorielle directe et indirecte. Pour notre cas, nous utiliserons la commande indirecte qui consiste à calculer l'angle de Park θ_s à partir de la pulsation statorique qui est elle-même reconstituée à partir de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r . Quant au flux, il est imposé par I_{sd} . L'angle θ_s utilisé aussi bien pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(p\Omega + \frac{I_{sq}^*}{\tau_r I_{sd}^*} \right) dt \quad \text{ou} \quad I_{sq}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \quad (\text{II-38})$$

La figure ci-dessous représente le schéma fonctionnel d'une commande à flux rotorique orienté

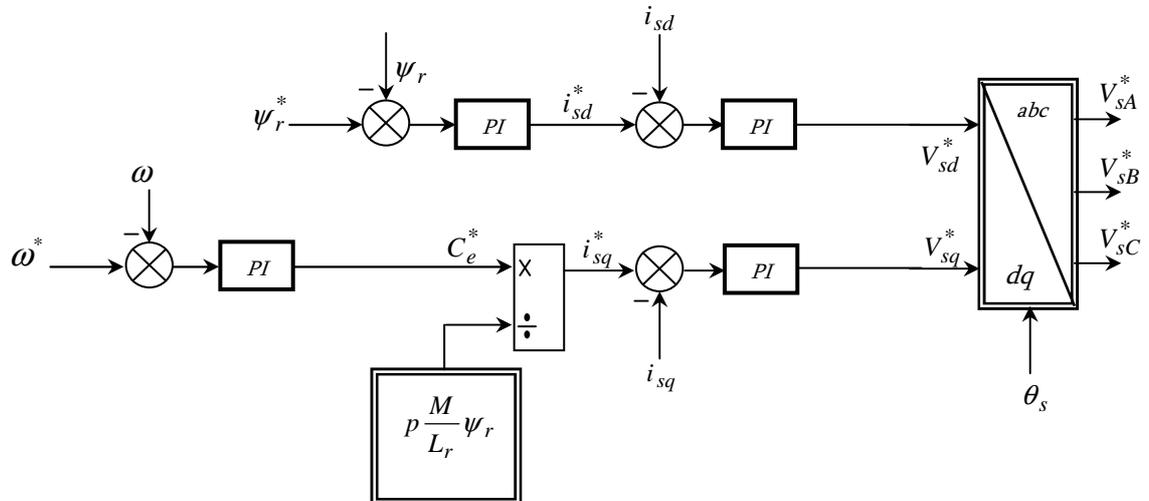


Figure 2-12: Schéma fonctionnel d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté

2-3 Découplage

Le principe de la commande vectorielle ou la commande par flux orienté appliqué au cas du moteur asynchrone consiste à réaliser un découplage "efficace" entre les deux variables principales : le couple électromagnétique et le flux dont l'interdépendance est montrée dans l'équation du couple :

$$\Gamma_e = p \frac{M}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II-39})$$

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus près possible des tensions de référence. Pour cela, il faut à partir des courants, et reconstituer les tensions « d'attaques » V_{sd} et V_{sq} . A partir du système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d i_{sd}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d \phi_r}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d i_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

On remarque que l'orientation du flux au niveau de l'estimateur rotorique ne peut plus suffire pour avoir une commande linéaire découplée. Car on observe de nouveau l'interférence des axes d et q avec les termes de couplages bien spécifiés soient :

$$e_{sq} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} \quad (\text{II-41})$$

Qui représente une f.é.m de rotation créée par la composante « q » donne un couplage non linéaire sur l'axe « d ».

$$e_{sd} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r \quad (\text{II-42})$$

La f.é.m de rotation créée par la composante « d » donne un couplage non linéaire sur l'axe « q ». Il faudrait donc compenser en temps réel par retour d'état pour pouvoir découpler définitivement la commande en tension. Dans le souci d'alléger les calculs, nous définissons

une nouvelle variable. En effet la réduction du nombre de paramètres du modèle de la machine utilisés au niveau de la commande, qui a tendance à augmenter sa robustesse, laisse à

définir une nouvelle variable soit le courant de magnétisation du rotor : $i_\mu = \frac{\phi_r}{M}$

Il en découlera les fonctions d'estimation suivantes :

$$i_\mu = \frac{1}{1 + p T_r} i_{sd} \quad (\text{II-43})$$

$$\omega_r = \frac{1}{T_r i_\mu} i_{sq} \quad (\text{II-44})$$

On voit bien que ces deux estimateurs montrent clairement l'insuffisance de leur précision, il apparaît d'emblée que toute erreur sur la constante de temps rotorique T_r se répercutera directement sur les grandeurs estimées. Ainsi, après calcul et en définissant les nouvelles entrées U_{sd} et U_{sq} par des transferts linéaire, bien sur qui suppose que le découplage non linéaire est bien réalisé, nous pouvons avoir réellement une commande vectorielle alimentée en tension et dont le flux est orienté.

On a donc :

$$\begin{cases} U_{sd} = V_{sd} + e_{sq} \\ U_{sq} = V_{sq} + e_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-45})$$

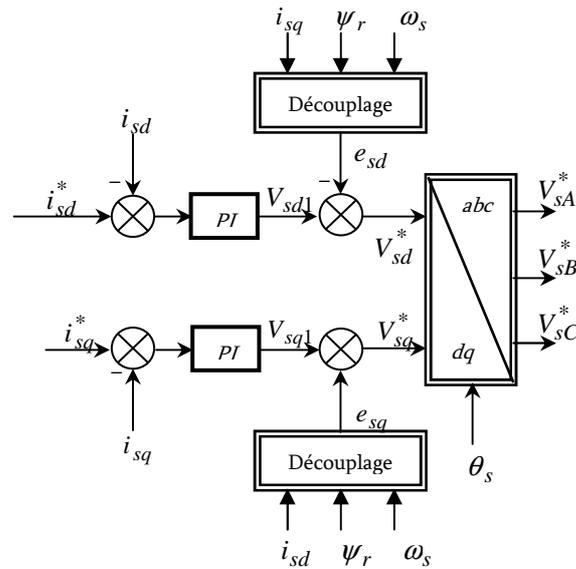


Figure 2-13: Commande Découplée

2-4 Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

Les figures (2-14, 2-15, 2-16 et 2-17) présentent les simulations effectuées pour une commande à flux rotorique orienté. La simulation est effectuée pour une inversion de vitesse de 1000tr/mn à -1000tr/mn à vide. Afin de tester les performances du contrôle de vitesse, nous avons également procédé à une augmentation au niveau de la consigne de vitesse soit de 1000tr/mn à 2000tr/mn à vide.

Soit : pour $0 < t < 1\text{s}$: la consigne de vitesse évolue de 0 à 1000tr/mn ;

- Pour $1 < t < 3\text{s}$: après établissement du flux, la consigne de vitesse se stabilise évolue à 1000tr/mn , le couple de charge C_r restant nul ;

- Pour $t > 4\text{s}$: après un changement de consigne provoqué par l'inversion de vitesse, et après le temps nécessaire à suivre sa nouvelle référence, la consigne de vitesse reste fixé à -1000tr/mn est reste constante et égale à sa référence.

On retrouve également dans la représentation des courants le temps de montée prévu par les calculs. Ceci se reflète sur l'allure des courants I_{sd} et I_{sq} ou on voit clairement qu'ils suivent bien leur référence avec précision. Les courants montrent une bonne dynamique et sont peu perturbés par la phase de mise en vitesse. Les mêmes conclusions peuvent être tirées pour une augmentation de vitesse.

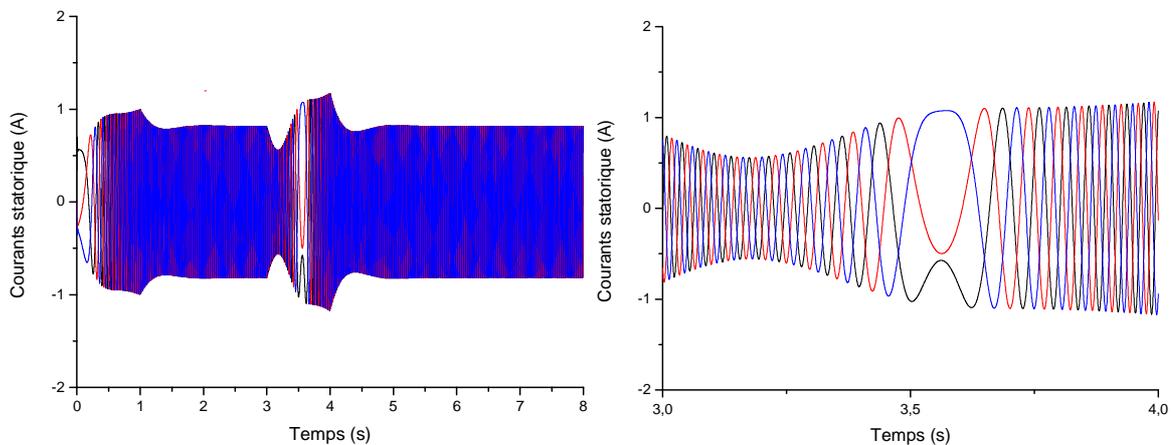


Figure 2-14: Dynamique des courants de phases statoriques

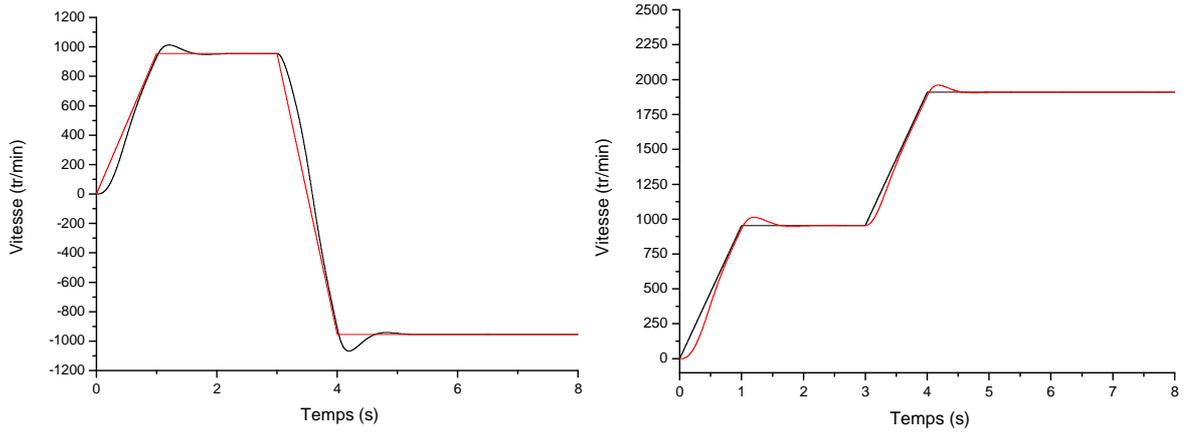


Figure 2-15: Dynamique de la vitesse mécanique

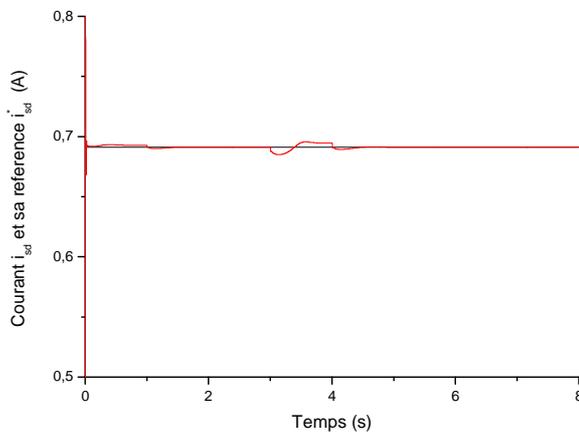


Figure 2-16: Courant i_{sd} et sa référence pendant une inversion de vitesse

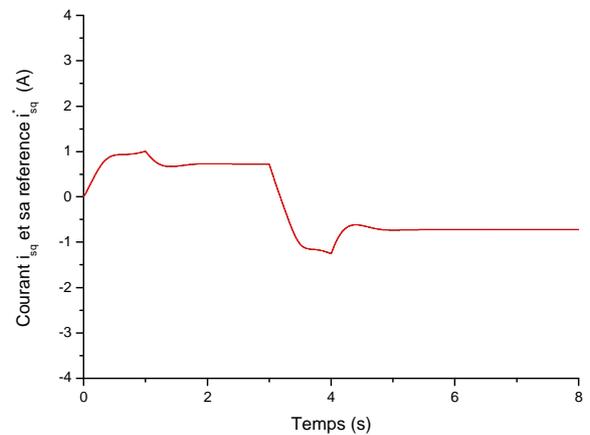


Figure 2-17: Courant i_{sq} et sa référence pendant une inversion de vitesse

2-5 Application à la commande présentant un déséquilibre des courants statorique

Nous savons que la méthode MCSA consiste en l'étude des fréquences susceptibles d'être la cause d'un éventuel défaut au niveau du stator. En effet, nous avons vu que n'importe qu'elle asymétrie au niveau du stator va engendrer la création d'un courant d'ordre négatif au niveau des courants. Cette fréquence existe dans la machine avant même sa mise en service car elle présente des inhérences inévitables lors de sa construction. Dans cette partie, nous présentons l'influence d'un déséquilibre au niveau du stator de la machine asynchrone en commande vectorielle sur les signatures de détection des défauts. Ce déséquilibre peut être de nature diverse comme une anomalie au niveau de sa construction ou encore un déséquilibre d'alimentation qui provient d'un état défectueux de l'onduleur. Notre souci n'est pas de

détecter ou encore de compenser un défaut au niveau de l'onduleur mais plutôt d'étudier l'impact d'un déséquilibre au cœur même de la machine asynchrone, au niveau du stator dans sa commande et de voir si les harmoniques, engendrées par le défaut, vont garder le même comportement que ceux rencontrés lors d'une alimentation directe au réseau. Nous verrons également si la commande reste robuste à ces perturbations. Il est important de passer par cette étape car beaucoup de conclusions vont être émises à partir des résultats trouvés dans cette partie.

2-5-1 Etude des courants de Park

Une multitude d'outils nécessaires à la visualisation des signatures de défauts existent. Une des plus connues et des plus appropriées est celle qui utilise le vecteur de Park à partir du calcul des courants statoriques. La visualisation du spectre des courants statoriques est justifiée par l'utilisation de la méthode MCSA pour diagnostiquer la machine mais aussi, car un déséquilibre au niveau de la machine se reflète directement au niveau des courants. En fonction des courants de phase $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$ les courants de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$ peuvent être calculés comme suit :

$$i_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t) \quad (\text{II-46})$$

$$i_q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t) \quad (\text{II-47})$$

Où $i_d(t)$ et $i_q(t)$ représentent les courants d'axe direct et en quadrature respectivement.

Dans des conditions idéales, lorsque nous sommes confrontés à aucune anomalie, au niveau de la commande, nous aurons les courants d'ordre positif seulement et donc le vecteur de Park aura les composantes suivantes :

$$i_d(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} I \cos(\phi) \quad (\text{II-48})$$

$$i_q(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} I \sin(\phi) \quad (\text{II-49})$$

tel que : I représente la valeur maximale du courant direct et ω la pulsation angulaire de l'alimentation.

Un déséquilibre quelconque, aussi bien au niveau de la machine qu'au niveau des tensions d'alimentation, cause indubitablement un déséquilibre au niveau des courants statorique. Ces courants peuvent être représentés par un courant d'ordre positif et un autre d'ordre négatif que l'on peut noter comme suit :

$$\begin{cases} I_a = I_+ \cos(\omega t + \phi_+) + I_- \cos(\omega t + \phi_-) \\ I_b = I_+ \cos\left(\omega t + \phi_+ - \frac{2\pi}{3}\right) + I_- \cos\left(\omega t + \phi_- + \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c = I_+ \cos\left(\omega t + \phi_+ + \frac{2\pi}{3}\right) + I_- \cos\left(\omega t + \phi_- - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-50})$$

Finalement les courants de Park sont les suivants :

$$i_d(t) = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}\right) (I_+ \cos(\phi_+) + I_- \cos(2\omega t + \phi_-)) \quad (\text{II-51})$$

$$i_q(t) = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}\right) (I_+ \sin(\phi_+) + I_- \sin(2\omega t + \phi_-)) \quad (\text{II-52})$$

Fondamentalement, tout courant extrait du moteur asynchrone peu être exprimé en coordonnée d'axe direct, inverse et homopolaire. Les courants de Park doivent être étudiés avec minutie car se sont eux qui vont donner les différents vecteurs de commande. Ces composants, devront donc contenir les informations les plus pertinentes correspondants aux effets dus au défaut.

2-5-2 Reformulation des courants de Park

Si l'on considère un déséquilibre des courants, que l'on résumera comme une diminution de la résistance d'une des trois phases. Dans ce cas, la répercussion du défaut se trouvera directement au niveau des courants statorique de Park.

Nous aurons alors :

$$\begin{bmatrix} i_{sdq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sdq0} \end{bmatrix}^+ + \begin{bmatrix} i_{sdq0} \end{bmatrix}^- \quad (\text{II-53})$$

Où les indices + et - dénotes les composants d'ordre positif et négatif respectivement. Ces courants d'ordre négatif vont engendrer des pulsations à la fréquence double d'alimentation

au niveau de la vitesse qui vont à leur tour créer des fréquences d'ordres $\pm 3kf_s$. Nous aurons également un élément supplémentaire au niveau de la fondamentale qui se traduit par :

$$\left[i_{sdqo} \right]^+ = \left[i_{sdqo} \right]^+_{sain} + \left[i_{sdqo} \right]^+_{defaut} \quad (\text{II-54})$$

soit :

$$\begin{aligned} \left[i_{sd} \right]^+ &= \left[i_{sd} \right]^+_{sain} + \left[i_{sd} \right]^+_{defaut} \\ \left[i_{sq} \right]^+ &= \left[i_{sq} \right]^+_{sain} + \left[i_{sq} \right]^+_{defaut} \end{aligned} \quad (\text{II-55})$$

$$\phi_r = M \left(\left[I^+ \right]_{sd} + \left[I^+ \right]_{sd}^{defaut} \right) \quad (\text{II-56})$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \phi_r} \left(\left[I^+ \right]_{sq} + \left[I^+ \right]_{sq}^{defaut} \right) \quad (\text{II-57})$$

$\left[I^+ \right]_{sd}^{defaut}$ et $\left[I^+ \right]_{sq}^{defaut}$ vont varier en fonction du pourcentage de défaut. La surveillance de ces grandeurs suite au défaut va permettre de diagnostiquer la machine à partir de sa commande. Si le pourcentage de déséquilibre est faible, la grandeur provenant du déséquilibre peut être considéré comme nul et donc nous retrouvons avec les équations pour la machine saine. En revanche, il est clair qu'une appréciation non nulle du pourcentage de défaut laisse apparaître un composant nouveau qui doit être considéré dans la commande.

2-5-3 Résultats de simulation

Pour les différentes simulations qui suivent, un déséquilibre de tension de 20% est considéré. Nous avons laissé l'inversion de vitesse pour analyser le comportement de la commande en situation de déséquilibre. La figure (2-18) permet d'évaluer la robustesse de la commande malgré un déséquilibre évident des courants. La figure (2-19) montre la dynamique de la vitesse. Des ondulations créées par le déséquilibre sont présentes au niveau de la vitesse de consigne mais restent néanmoins autour de sa consigne. D'ailleurs, sur la figure (2-19), on constate que la vitesse est ondulée autour de sa référence. Les figures (2-20 et 2-21) montrent que le défaut affecte les courants de Park. Les courants de commande du flux et du couple oscillent proche de leurs consignes. La figure (2-22) représente le spectre du courant statorique. On y distingue l'ordre des raies harmoniques suite au déséquilibre. Cette figure confirme les résultats trouvés pour une alimentation directe au réseau. L'apparition des raies spectrales est fonction du pourcentage de déséquilibre considéré. L'ordre des fréquences, citées au niveau de la littérature, y sont présents. L'augmentation de l'harmonique $-3f_s$ est très

peu affectée par le pourcentage de déséquilibre. Nous pouvons néanmoins dire que nous avons une bonne tolérance de la commande vis-à-vis du défaut. Rappelons que le but de cette étude et non pas une reconfiguration de la commande suite au défaut mais plutôt la visualisation des raies spectrales générées par le défaut via la commande.

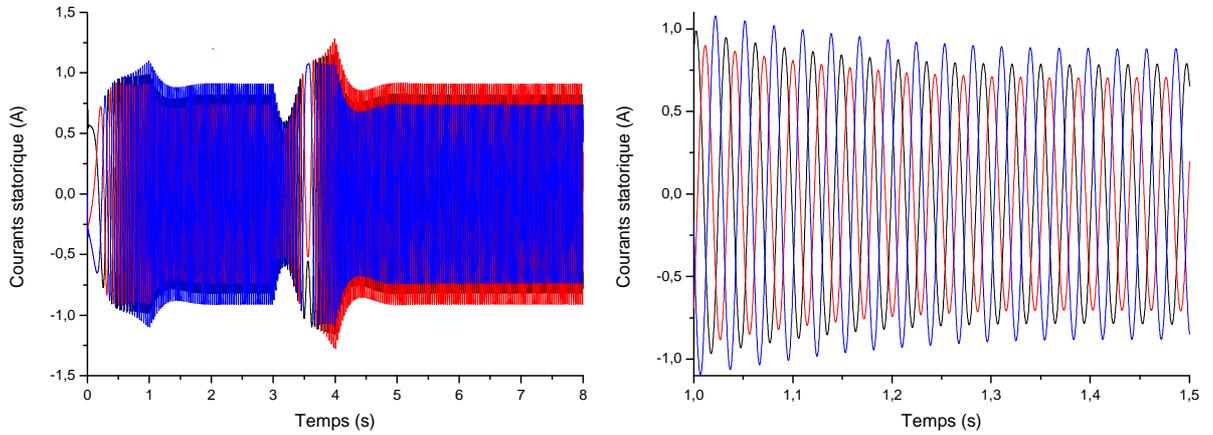


Figure 2-18: Courants statoriques et zoom sur les courants des trois phases pour un déséquilibre de 20%

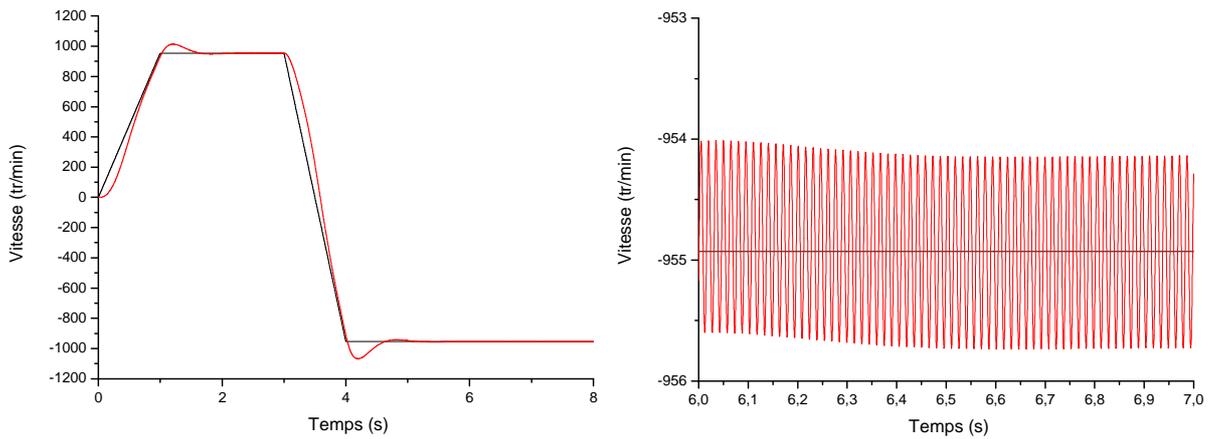


Figure 2-19: Réponse de la vitesse pour un déséquilibre de 20%

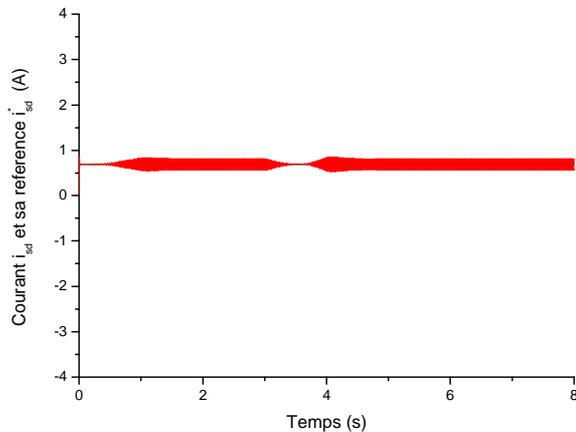


Figure 2-20: Courant i_{sd} et sa référence pour un déséquilibre de 20%

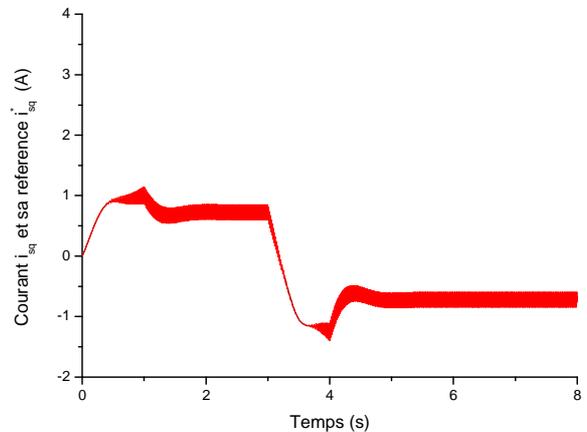


Figure 2-21: Courant i_{sq} et sa référence pour un déséquilibre de 20%

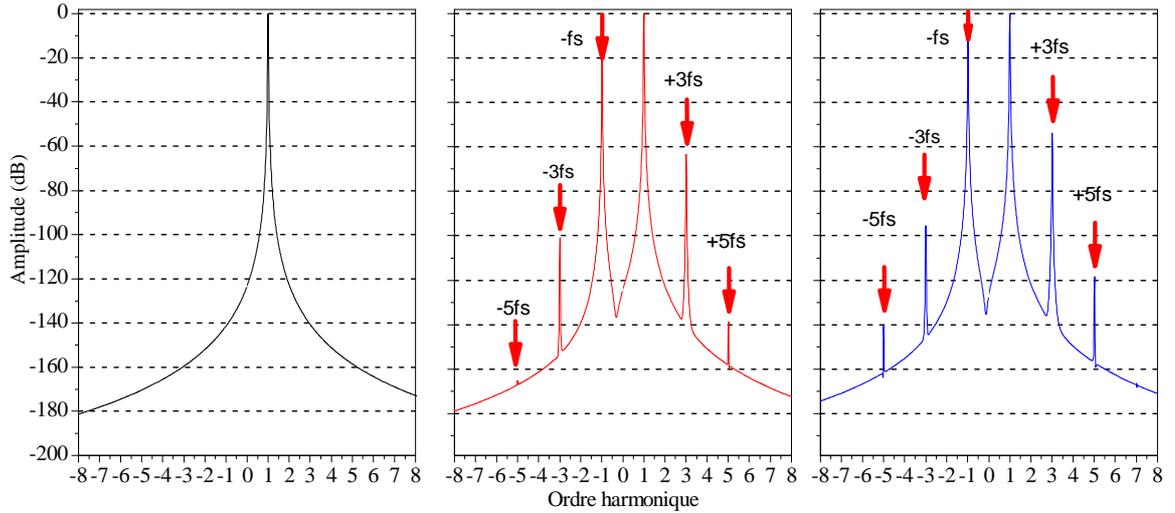


Figure 2-22: Spectres fréquentiel du vecteur de Park des courants statoriques Pour une machine saine (gauche), pour un déséquilibre de 20% (milieux) puis de 50% (droit)

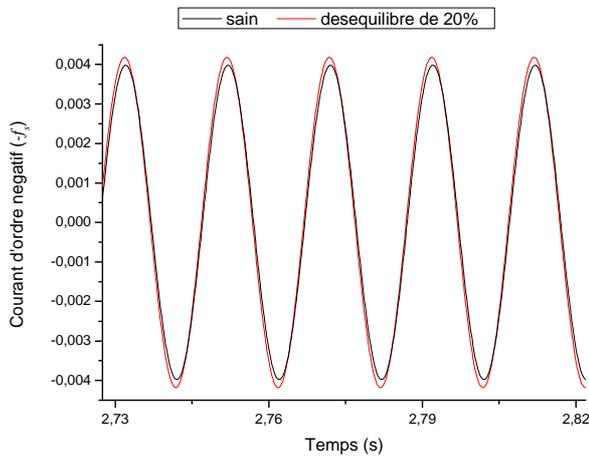


Figure 2-23: Courant d'ordre négatif

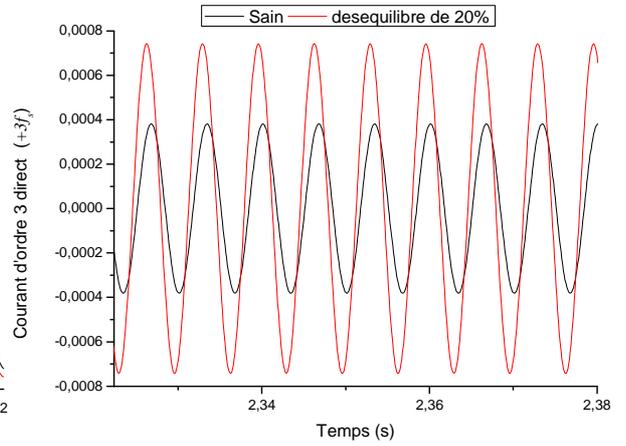


Figure 2-24: Courant d'ordre 3 direct

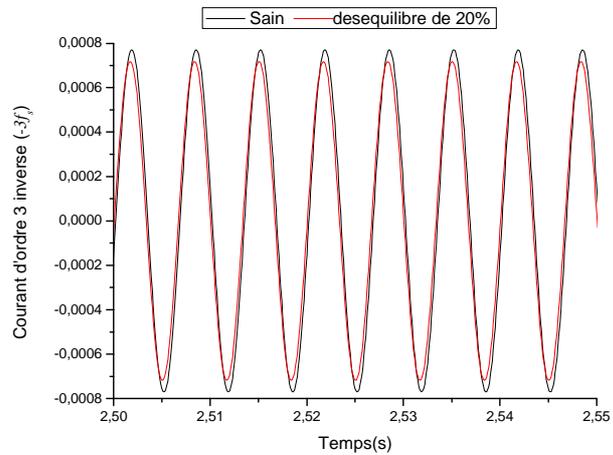


Figure 2-25: Courant d'ordre 3 inverse

2-6 Application à la commande présentant un court-circuit entre spires

Nous considérons dans cette partie le cas où un défaut de court-circuit entre spires surviendrait à la machine. Nous proposons notamment l'étude de l'effet du défaut sur les fréquences caractéristiques du défaut. Nous rappelons que le court-circuit entre spires au stator génère des fréquences qui dépendent de la vitesse de rotation de la machine. En effet, si la vitesse est ondulée par l'action du composant inverse, nous aurons les différentes fréquences générées par le défaut. L'étude d'un déséquilibre au niveau des courants du stator, en analysant le courant directement issu de la mesure, nous a montré que le comportement des différentes fréquences suite à une référence de vitesse imposée à la machine, suit le même résonnement que celles apparaissant lors d'une alimentation directe au réseau. Dans cette partie, nous avons voulu présenter également l'influence d'un court-circuit entre spires dans le cas d'une commande vectorielle de la machine asynchrone en vitesse, et montrer par la suite, qu'une variation de vitesse n'influe en rien sur le comportement des fréquences caractéristiques du défaut et rejoint la même problématique de départ : toutes asymétries au niveau du stator engendrent les mêmes indices de défauts quelque soit le type d'alimentation. Lors de la mise en place du défaut, l'utilisation de l'algorithme de commande de la machine à l'état sain reste toujours applicable et garantit un bon contrôle de vitesse. L'application d'un court-circuit entre spires se fait par la mise en place du système d'équations (II-27).

2-6-1 Résultats de simulation

Nos simulations de la marche en commande vectorielle, suite à l'implantation du défaut de court-circuit entre spires, montrent également une bonne tolérance de panne. De part les figures (2-26, 2-27), nous avons voulu mettre en avant l'impact du défaut pour différents pourcentages sur le courant chargé du contrôle de couple ainsi que le courant statorique de la phase A. On remarque que plus le défaut est fort plus ils sont ondulés. La figure (2-28) montre le courant de court-circuit ainsi que son importance vis-à-vis d'un des courants des phases statorique. La figure (2-29) met en avant l'ordre des fréquences apparaissant de part et d'autre de la fondamentale. Il est clair que les mêmes fréquences sont sujettes à une augmentation dans leur amplitude suite au défaut et ceci est remarquable quelque soit le type d'alimentation. Une observation plus détaillée de l'harmonique $-3f_s$ montre l'augmentation de son amplitude avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit. Ceci rejoint ce qui a été vu pour une alimentation directe au réseau.

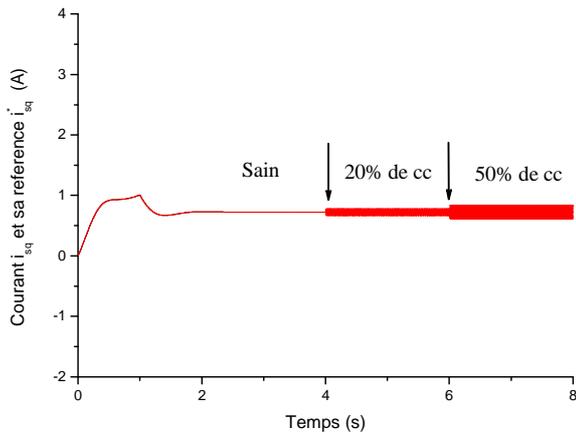


Figure 2-26: contrôle du couple i_{sq} en fonctionnement sain puis avec défauts

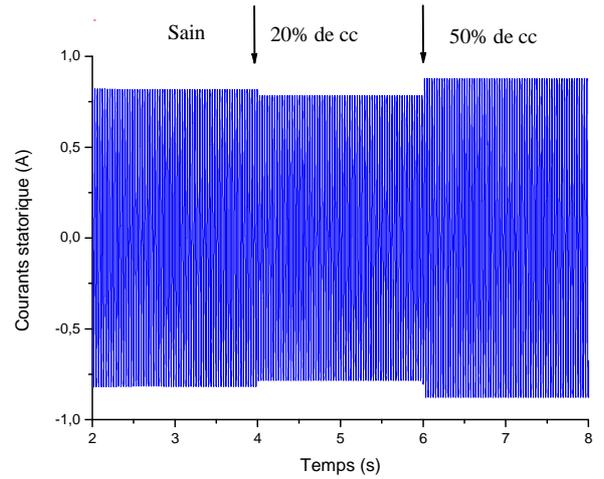


Figure 2-27: Courant i_{sa} en fonctionnement sain puis avec défauts

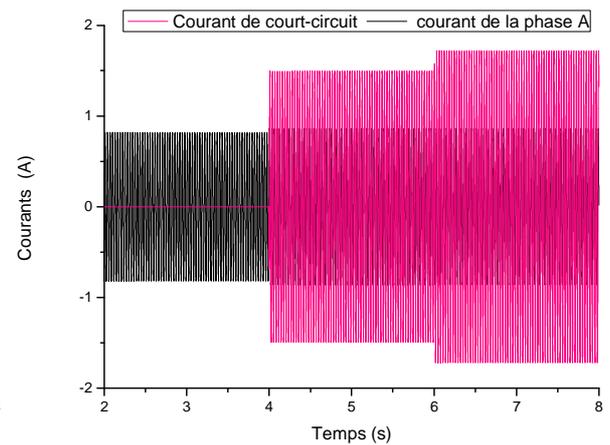
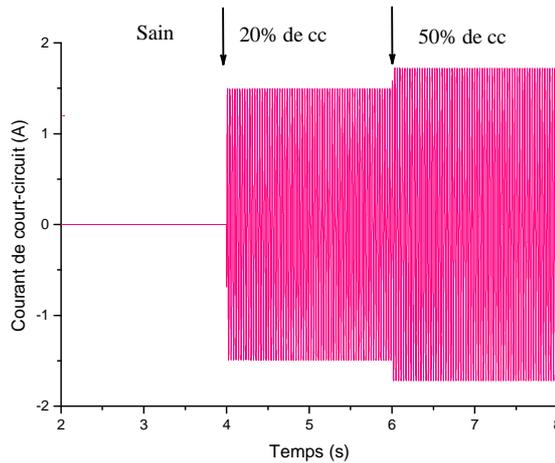


Figure 2-28: Courant de court-circuit en fonctionnement sain puis avec défauts

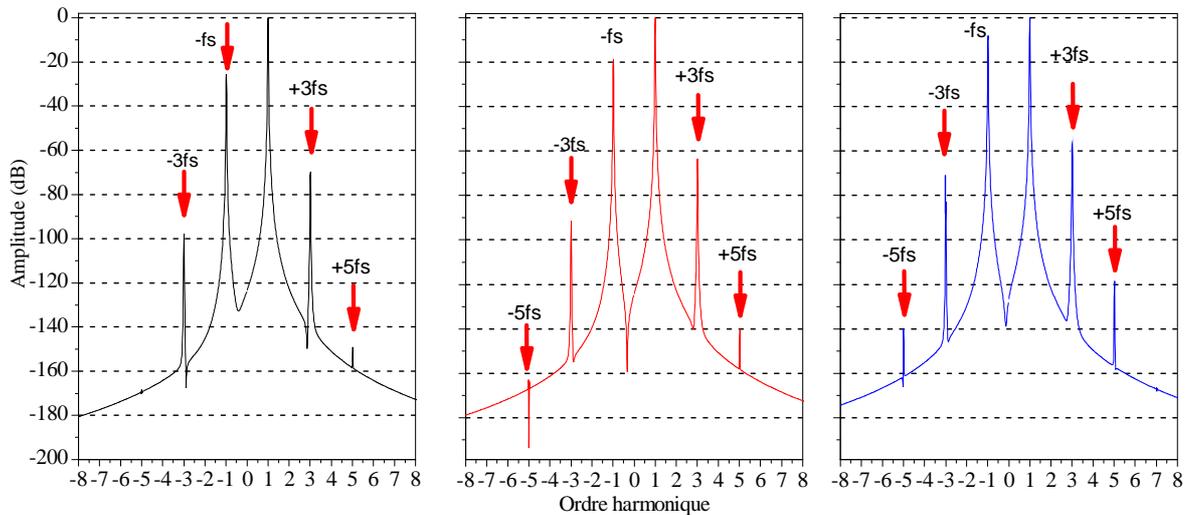


Figure 2-29: Spectres fréquentiel du vecteur de Park des courants statoriques Pour une machine incluant un court-circuit entre spires de 10% (gauche), de 20% (milieux) puis de 50% (droit)

IV. Conclusion

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone dans l'objectif de sa commande et du dimensionnement de l'entraînement électrique ont été (et restent), l'objet de nombreux travaux [Devanneaux-02], [Didier-04]. Dans le cadre du diagnostic de la machine, les objectifs d'un modèle de simulation sont cependant différents, ce qui a motivé la mise au point de nouveaux modèles spécifiquement dédié à la simulation des défauts statoriques. Il serait intéressant de disposer d'un outil simple et ouvert, utilisable par les différents protagonistes du diagnostic des défauts statoriques de la machine en vitesse variable, avec des temps de simulation acceptables, et de façon suffisamment juste pour être exploitable pour le diagnostic. C'est dans cet esprit que nous avons développé notre modèle de simulation. Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre 1, les défauts de court-circuit statoriques apparaissent nativement sous la forme de court-circuit entre spires dégénéralant par la suite en court-circuit entre phases ou encore court-circuit entre phase et neutre. Cet effet d'avalanche montre l'importance dans un premier abord de limiter notre travail à la défaillance initiatrice soit le défaut de court-circuit entre spires. Nous avons dans cette optique, représenté les modèles les plus couramment utilisés dans la littérature afin de pouvoir définir l'impact du défaut sur le fonctionnement de la machine ainsi que l'extraction des signatures significatives. La discrimination des défauts présentée pour chaque modèle permet de montrer l'utilité et l'orientation de chacun d'eux dans le domaine du diagnostic. Les mêmes performances pour chaque modèle sont obtenues. Le développement détaillé du modèle de la machine incluant le défaut de court-circuit entre spires nous a montré, au final, qu'un court-circuit de η_{cc} % entre spires se reflète finalement comme une diminution de la tension d'alimentation ainsi que de la résistance de la phase concernée par le rapport $(1 + \eta_{cc})$. Ceci dit, toutes asymétries aussi bien lors de la construction suite à des contraintes lors du fonctionnement donnent les mêmes signatures ce qui fausse un bon diagnostic. Par la suite, nous avons présenté le comportement de la commande incluant tout d'abord un déséquilibre de tension puis, un défaut de court-circuit entre spires de l'enroulement statorique. Ce travail visait principalement à voir si les raies spectrales varient de la même manière suite au défaut. L'étude nous a montré qu'en plus de donner les mêmes indices, la commande doit impérativement compenser le défaut pour garder de bonnes performances. De là découle l'importance de trouver un indice de détection du défaut de court-circuit fiable pour pouvoir reconfigurer correctement les algorithmes de commande.

Les résultats présentés pour les deux types d'alimentation montrent une nette augmentation de la raie spectrale d'ordre 3 inverse suite au défaut de court-circuit entre spires et reste insensible au déséquilibre des tensions d'alimentation. Nous pouvons donc dire que cet harmonique peut éventuellement être considéré comme un indice de défaut de court-circuit entre spires fiable. Cette affirmation ne peut être juste que si nous accompagnons ces résultats de simulation par une validation expérimentale venant affirmer et renforcer cette hypothèse. C'est le principal objectif du prochain chapitre.

Chapitre III

V alidation expérimentale

I. Introduction

Le fonctionnement des moteurs asynchrones sous une tension d'alimentation déséquilibrée a longtemps suscité un grand intérêt dans la littérature [H.R.Reed-36], [J. E. Williams-54], [J. Faiz-04]. Le chapitre 2 a principalement présenté des simulations du défaut de court-circuit entre spires et du déséquilibre dans les tensions d'alimentation aussi bien pour une alimentation directe ou encore à travers un onduleur. Nous avons pu remarquer que la raie spectrale d'ordre 3 inverse est fortement liée au pourcentage de court-circuit et reste pratiquement inchangée suite à un déséquilibre de tension d'alimentation. Rappelons que notre souci majeur soulevé dès le début de cette thèse est de pouvoir donner des indices propre au court-circuit entre spires indépendamment de ceux engendré par le déséquilibre d'alimentation. Ce chapitre va tout d'abord confirmer la pertinence de notre modèle mais aussi nous allons voir si en pratique le comportement des raies spectrales, et plus particulièrement celle d'ordre 3 inverse, est similaire à celui tiré de la simulation. classiquement faite par le biais de l'analyse spectral du signal issu, dans notre cas, d'une sonde de courant, nous avons représenté le contenu spectral du courant absorbé par le moteur asynchrone fonctionnant à vide puis en charge lorsqu'il ne représente aucun défauts puis, sous des conditions similaires en présence du défaut de court-circuit entre spires ou encore d'un déséquilibre au sein des tensions d'alimentation. Ce chapitre est essentiel pour la compréhension du phénomène des différents défauts étudiés. Il permet, de premier abord, de confirmer les résultats de simulation trouvés au deuxième chapitre. Il est cependant important de préciser qu'il est d'une grande importance et que c'est à partir de ce dernier que beaucoup de conclusions ont été tirées.

II. Description du système expérimental

Le banc d'essai utilisé pour nos expériences a été monté au Laboratoire d'électrotechnique de Constantine, sous la tutelle de Mr Oumaamar. La machine à induction utilisé en expérimentation est un moteur asynchrone triphasé, 50 Hz, 2 pôles, d'une puissance de 1.1 kW (figure 3-1). La charge est un frein à poudre magnétique, qui permet d'appliquer les différents couples de charge à la machine asynchrone. Pour la machine à induction, les mesures du courant statorique et des tensions de la machine sont effectuées en utilisant les sondes de tension et de courant. Puis ces valeurs sont enregistrées par l'oscilloscope LeCroy

Wave Runner 6050 qui comprend 4 voies d'acquisition de signaux, offre 5GS/s sur chaque canal ADC et 1 Mo de mémoire standard. La fréquence d'échantillonnage choisie pour chaque acquisition de données est de 25kHz, pour une durée de 2s. Après l'acquisition, les programmes MATLAB seront utilisés pour l'analyse du domaine fréquentiel. Comme énoncé un peu plus haut, nous avons procédé à des essais dont les paramètres figurent en annexe. La machine a été re-bobinée avec des prises intermédiaires. Celles-ci ont été réparties sur deux des trois phases en ayant pour objectif de pouvoir court-circuiter un nombre de spires préalablement choisi. Concrètement des fils soudés aux prises sont ramenés jusqu'à la plaque à bornes. Au cours de l'étude expérimentale, les conditions de déséquilibre d'alimentation ont été réalisées au laboratoire LEC de Constantine au moyen de résistance variable en série à l'entrée du système posée en amont avec les phases du moteur. Les pourcentages de déséquilibre ont été appliqués pour un fonctionnement à vide et en charges. Les méthodes basées sur l'examen du courant statorique sont désignées sous le nom de "l'analyse des signatures des courants du moteur" (MCSA). Cette méthode consiste à détecter les défauts par l'étude de certains composants fréquentiels ou par la vérification de la variation de certains des composants déjà existant. Cette méthode est très utilisée car elle est simple, peu coûteuse et la partie expérimentale est facile à exécuter. Les grandeurs mesurées sont analysées du point de vue spectral et une comparaison de l'amplitude des composantes signataires du défaut avec un seuil de référence calculé lorsque la machine est saine est faite. Tous ces nouveaux phénomènes vont se traduire par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation. Facile en soit, elle reste néanmoins difficile à expliciter et à tirer les conclusions nécessaires et fiables pour un bon diagnostic.



Figure 3-1 : Vue du banc d'essai LEC de Constantine

III. Etude des résultats pour la machine fonctionnant avec un déséquilibre d'alimentation

1. Observation et discussion

La figure (3-2) représente le spectre fréquentiel de la tension fournie par le réseau. Une analyse rapide de son contenu témoigne de la richesse en harmonique et donc la réelle difficulté de faire un diagnostic sûr et fiable.

En figures (3-3) et (3-4) sont représentés les spectres du courant statorique pour une machine contenant des déséquilibres d'alimentation de l'ordre de 5,2% et 11,1%. Nous pouvons remarquer la présence des raies témoignant le déséquilibre d'alimentation pour La machine étant à vide et à 75% de sa charge.

Nous sommes donc en présence d'un certain nombre de fréquences qui restent inchangées avec l'augmentation du déséquilibre. A l'inverse de ce que nous avons pu voir pour le court-circuit entre spires ici l'harmonique d'ordre trois inverse n'est pas sous l'influence du défaut de déséquilibre d'alimentation.

L'élévation ou la diminution de l'amplitude de l'harmonique 3 d'ordre direct ce fait de manière très aléatoire cet harmonique peut être également le fruit de plusieurs autres imperfections du moteur qui peuvent survenir lors de son fonctionnement.

Ces imperfections naturelles rendent la surveillance de ces raies difficile et peut conduire à un diagnostic inefficace. Pour voir l'influence du défaut sur le contenu spectral, nous avons procédé à l'application du défaut de déséquilibre d'alimentation sur deux phases différentes en simultané.

La figure (3-5) concerne ce type d'application. Nous avons appliqué en simultané un déséquilibre d'alimentation de 5,2% dans la phase 1 et 11,1% dans la phase 2. Ou encore, un déséquilibre de 5,2% dans la phase 1 et 20% dans la phase 2 pour une machine chargée à 75% de sa charge nominale.

Cette distribution du défaut dans deux phases différentes n'influe en rien les remarques émises un peu plus haut. L'application du défaut dans deux phases différentes en simultané suit notre résonnement et ceci lorsque la machine est chargée. On remarque bien que l'harmonique $(-3f_s)$ n'est pas influencé par le déséquilibre d'alimentation qu'elle que soit le type de déséquilibre.

On remarque également que toutes ces fréquences existent déjà avant même l'application du défaut.

Le tableau II consigne les différentes amplitudes des composantes introduites par le défaut et trouvées importantes lors de notre étude. Ces valeurs ont été relevées pour différentes charges.

La figure (3-6) concerne les amplitudes de l'harmonique inverse $(-f_s)$. Cette harmonique provient suite à un couple oscillatoire. Elle existe déjà à l'état sain donc l'interprétation de cette raie varie d'une étude à une autre étant donnée quelle existe quelque soit le type de défaut.

Cette raie et le fruit même d'un déséquilibre qui peut survenir dans la machine asynchrone. Elle nous montre clairement l'augmentation de l'amplitude suite à l'application du déséquilibre d'alimentation.

Plus le pourcentage de défaut augmente plus la raie augmente en amplitude. Cette augmentation reste pratiquement constante avec le changement de régime soit de l'état à vide jusqu'à la pleine charge de la machine.

Une analyse de la (3-7) qui concerne l'harmonique $(-3f_s)$ rejoint ce qui a été vu dans les figures (3-3) et (3-4) et (3-5). Que se soit pour une machine chargée ou déchargée la variation de l'amplitude est pratiquement inexistante. Le déséquilibre d'alimentation n'influe en rien cette raie.

La figure (3-8) laisse entrevoir une modification aléatoire de l'amplitude de l'harmonique $(+3f_s)$.

En figure (3-9) et (3-10) sont représentés les variations des amplitudes de l'harmonique ($5f_s$) direct et inverse. Le composant direct de cette raie subit une variation dans son amplitude suite à l'augmentation du déséquilibre d'alimentation.

Cette variation est proportionnelle avec l'augmentation du pourcentage de défaut. Cette augmentation est relativement significative. En revanche, le composant d'ordre inverse voit son amplitude inchangée.

Nous pourrions être sceptique dans l'utilisation de cette raie comme indice dans le suivi du défaut de déséquilibre d'alimentation.

La figure (3-11) représente la variation de l'amplitude ($+7f_s$). La aussi nous ne voyons pas l'intérêt d'étudier cette raie étant donnée qu'elle reste pratiquement inchangée suite à l'application du défaut.

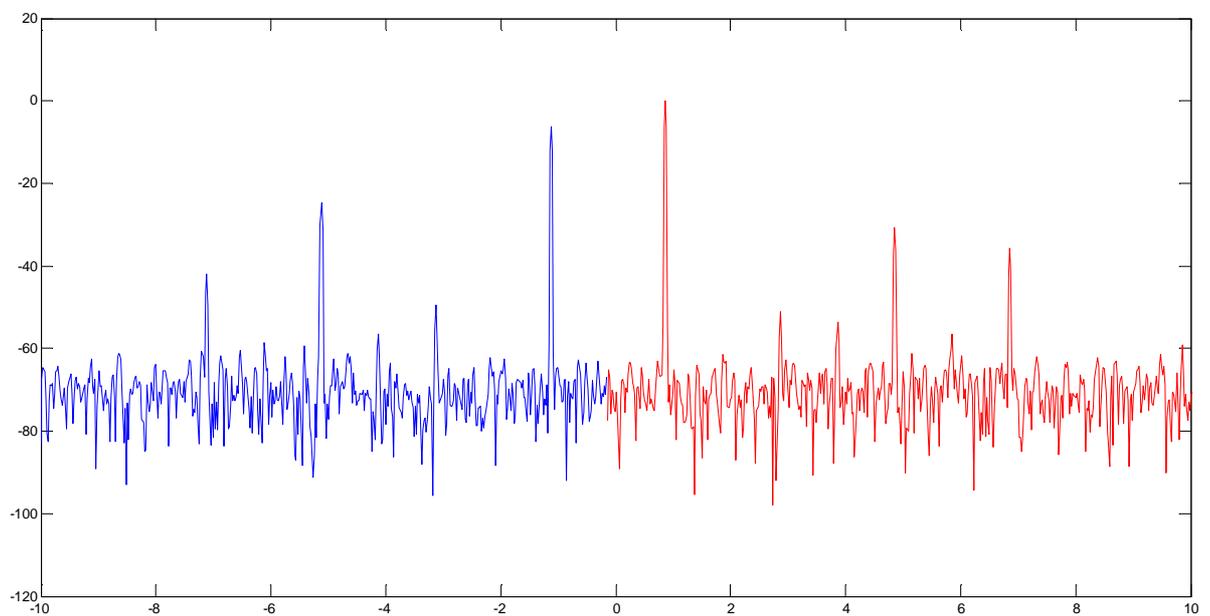


Figure 3-2 : Spectre fréquentiel de la tension fournie par le réseau

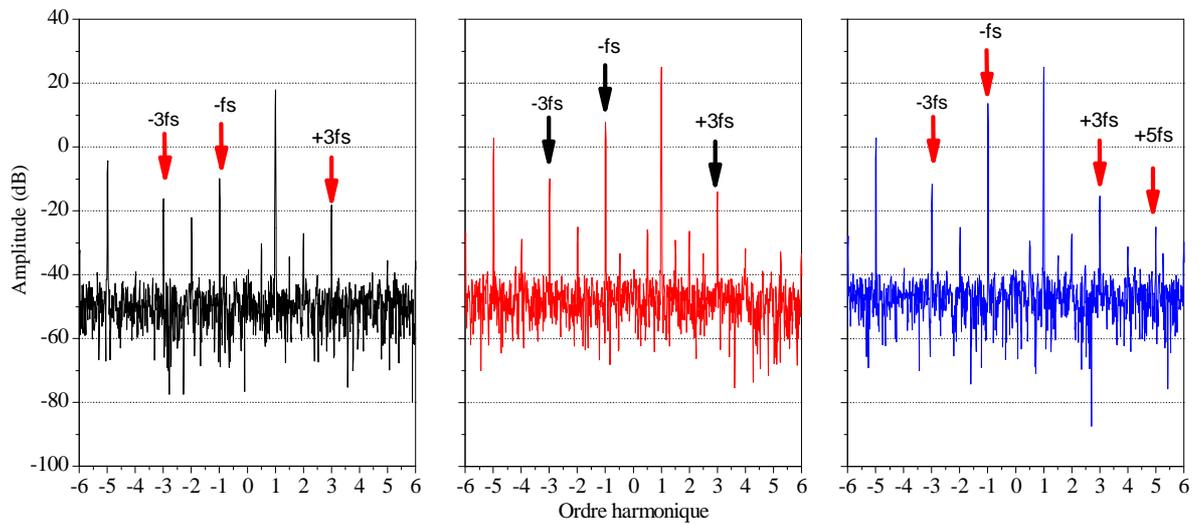


Figure 3-3 : Spectre du courant statorique,
 Pour la machine saine (gauche),
 machine avec 5,2% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (centre),
 machine avec 11,1% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (droit).
 la machine est a vide.

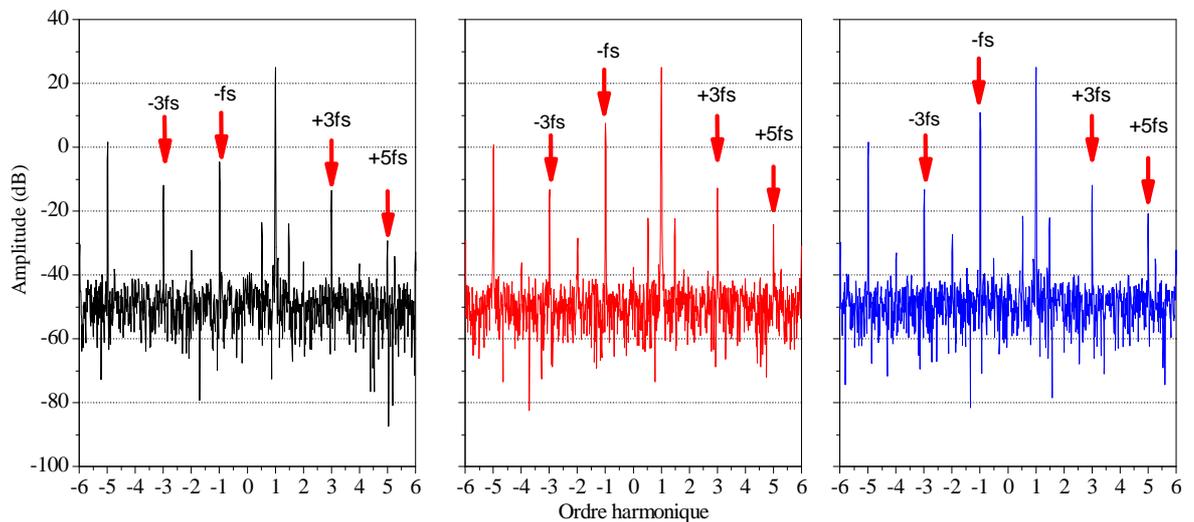


Figure 3-4 : Spectre du courant statorique,
 Pour la machine saine (gauche),
 machine avec 5,2% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (centre),
 machine avec 11,1% de déséquilibre d'alimentation dans la phase 1 (droit).
 la machine est a pleine charge.

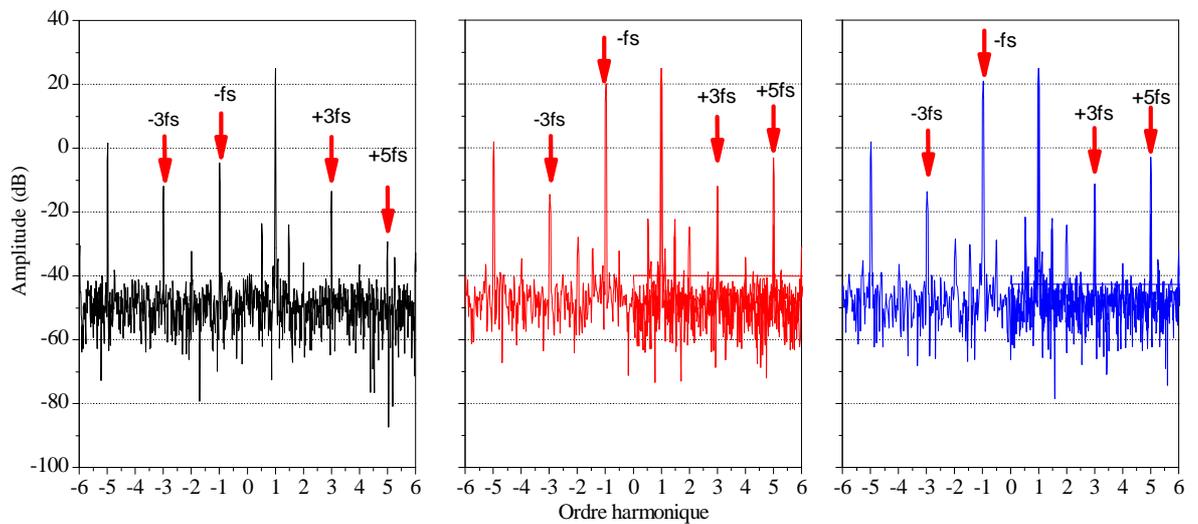


Figure 3-5 : spectre du courant statorique,
 Pour la machine saine (gauche),
 machine avec un déséquilibre d'alimentation de 5,2% de déséquilibre dans la phase1 et 11,1% de déséquilibre dans la phase2 (centre),
 machine avec un déséquilibre d'alimentation de 5,2% de déséquilibre dans la phase1 et 20% de déséquilibre dans la phase2 (droit),
 la machine est a 75% de sa charge.

| Type de source | Signal fréquence | Charge | Machine saine | Machine avec défaut | |
|----------------|------------------|--------|---------------|---------------------|---|
| | | | // | % du défaut | Machine avec un défaut de déséquilibre d'alimentation |
| Réseau | (-fs) | À vide | -26.54 | 5,2% | -21.78 |
| | | | | 11,1% | -18.05 |
| | | 25% | -27.78 | 5,2% | -22.45 |
| | | | | 11,1% | -18.46 |
| | | 50% | -28.93 | 5,2% | -23.05 |
| | | | | 11,1% | -20.65 |
| | 75% | -29.52 | 5,2% | -23.30 | |
| | | | 11,1% | -20.85 | |
| | 100% | -30.38 | 5,2% | -26.04 | |
| | | | 11,1% | -21.23 | |
| | (+3fs) | À vide | -43.05 | 5,2% | -43.11 |
| | | | | 11,1% | -41.95 |
| 25% | | -44.48 | 5,2% | -45.04 | |
| | | | 11,1% | -45.34 | |
| 50% | | -44.56 | 5,2% | -47.45 | |
| | | | 11,1% | -48.95 | |

| | | | | | |
|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | 75% | -44.35 | 5,2% | -48.36 |
| | | | | 11,1% | -53.14 |
| | | 100% | -45.37 | 5,2% | -50.42 |
| | | | | 11,1% | -63.01 |
| | (-3fs) | À vide | -45.13 | 5,2% | -44.87 |
| | | | | 11,1% | -44.22 |
| | | 25% | -45.43 | 5,2% | -44.29 |
| | | | | 11,1% | -44.83 |
| | | 50% | -47.28 | 5,2% | -46.74 |
| | | | | 11,1% | -46.05 |
| | | 75% | -48.24 | 5,2% | -47.76 |
| | | | | 11,1% | -46.75 |
| | | 100% | -48.61 | 5,2% | -48.54 |
| | | | | 11,1% | -49.77 |
| Réseau | (+5fs) | À vide | -57.99 | 5,2% | -52.32 |
| | | | | 11,1% | -49.49 |
| | | 25% | -59.29 | 5,2% | -53.77 |
| | | | | 11,1% | -48.38 |
| | | 50% | // | 5,2% | -55.73 |
| | | | | 11,1% | -52.37 |
| | | 75% | // | 5,2% | -64.34 |
| | | | | 11,1% | -58.64 |
| | | 100% | // | 5,2% | -62.94 |
| | | | | 11,1% | -57.11 |
| | (-5fs) | À vide | -28,47 | 5,2% | -28.38 |
| | | | | 11,1% | -28.22 |
| | | 25% | -28.94 | 5,2% | -29.01 |
| | | | | 11,1% | -28.51 |
| | | | | 11,1% | -29.72 |
| | | 75% | -30.27 | 5,2% | -30.39 |
| | | | | 11,1% | -30.06 |
| | | 100% | -30.79 | 5,2% | -30.60 |
| | | | | 11,1% | -31.54 |
| | | | | 11,1% | -31.54 |
| | (+7fs) | À vide | -41.83 | 5,2% | -43.52 |
| | | | | 11,1% | -43.85 |
| | | 25% | -43.68 | 5,2% | -44.56 |
| | | | | 11,1% | -43.72 |
| 50% | | -45.59 | 5,2% | -47.21 | |
| | | | 11,1% | -46.47 | |
| 75% | | -50.78 | 5,2% | -51.38 | |
| | | | 11,1% | -47.98 | |
| 100% | | -53.09 | 5,2% | -51.77 | |
| | | | 11,1% | -54.98 | |

*Tableau I : Amplitudes des raies relatives
aux différents pourcentages de défauts
pour différentes charges.*

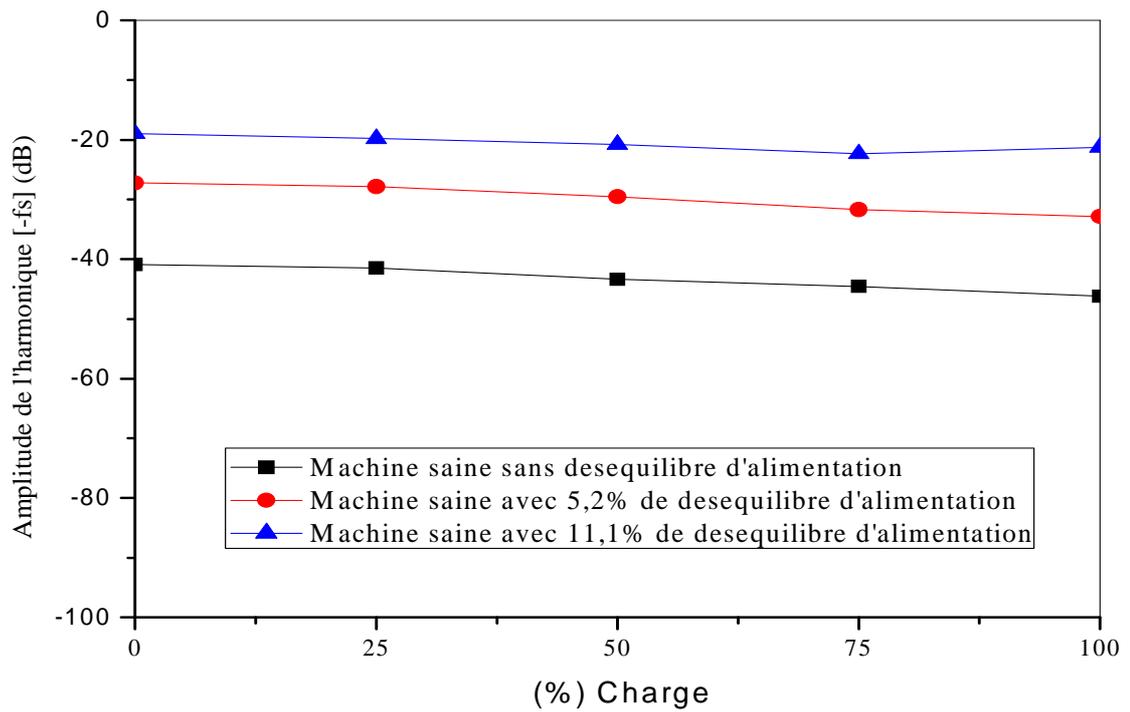


Figure 3-6: évolution de l'amplitude de l'harmonique ($-f_s$) en fonction de la charge

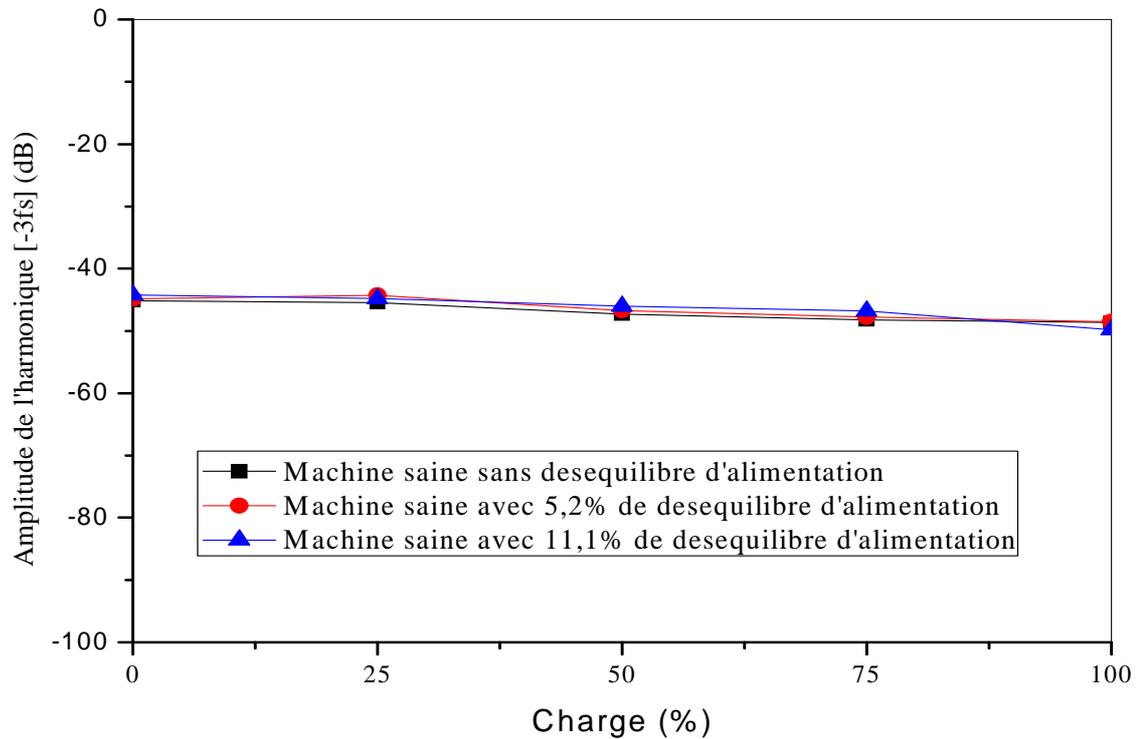


Figure 3-7: évolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge

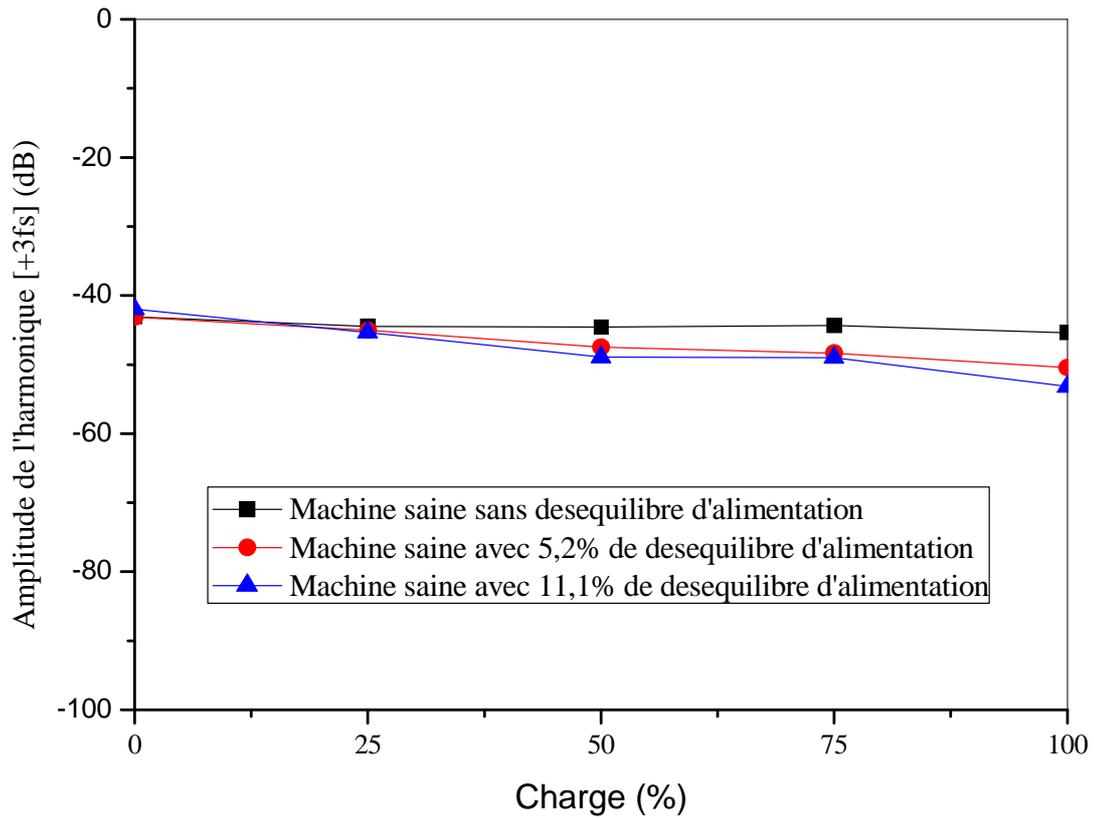


Figure 3-8 : évolution de l'amplitude de l'harmonique ($+3f_s$) en fonction de la charge

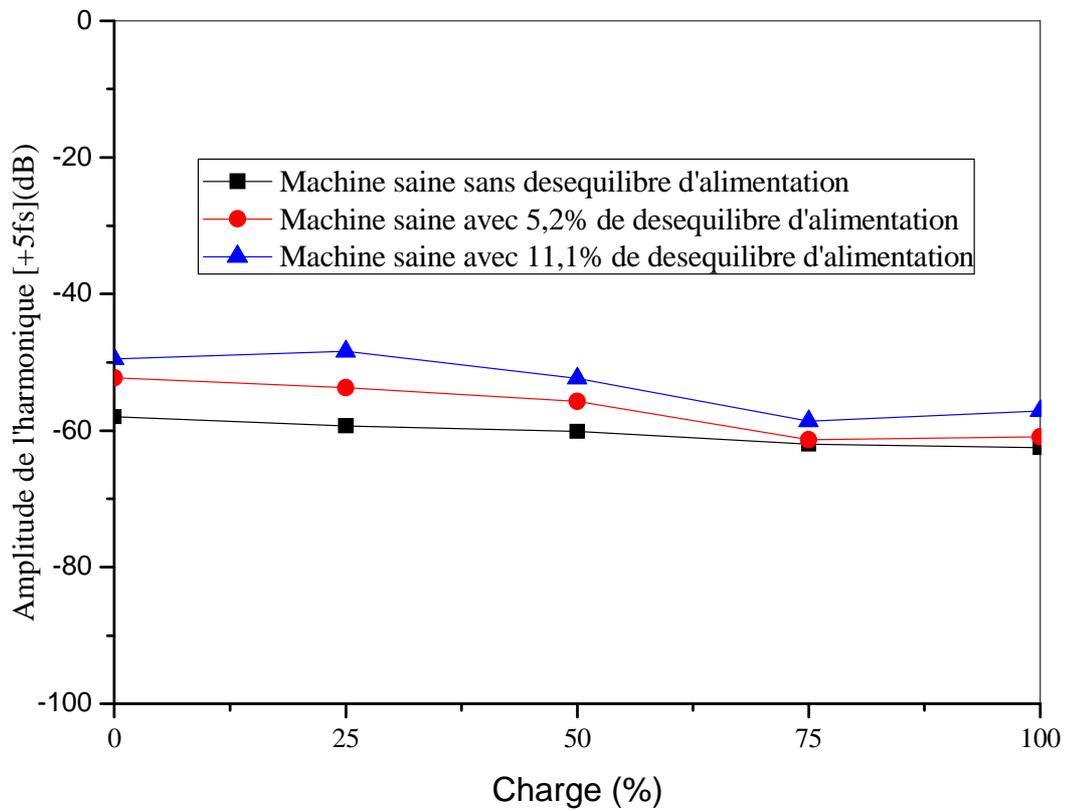


Figure 3-9 : évolution de l'amplitude de l'harmonique ($+5f_s$) en fonction de la charge

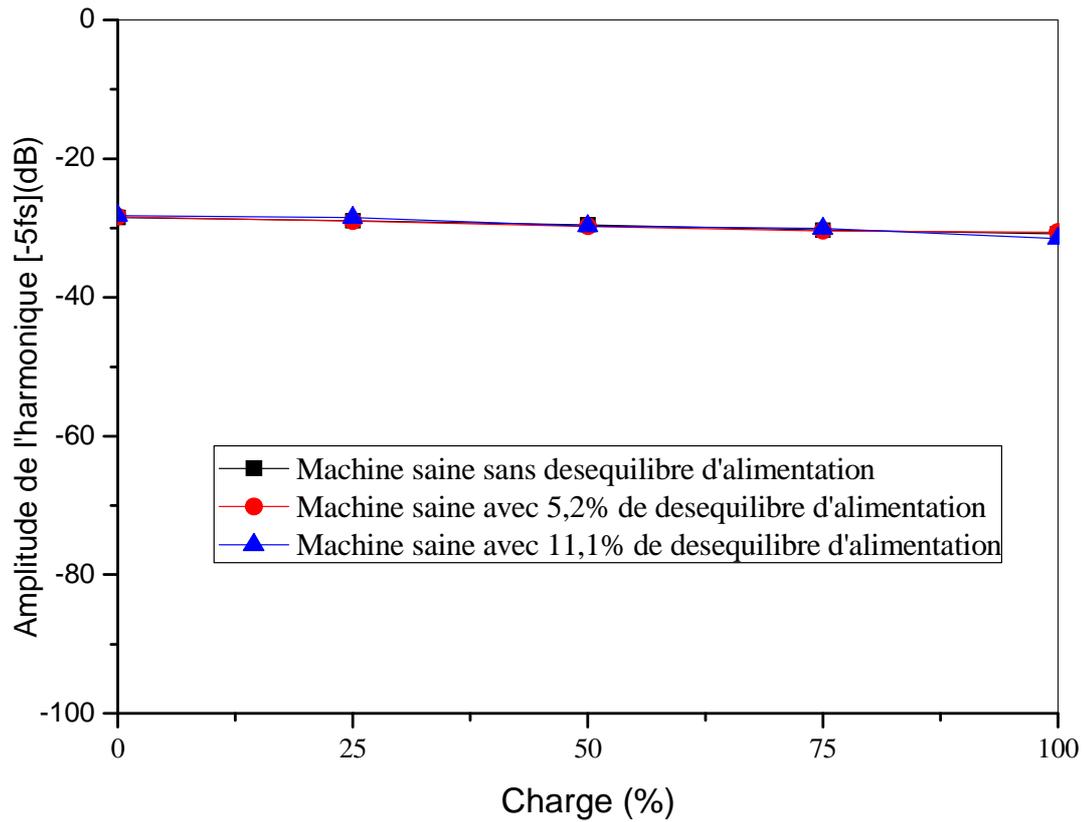


Figure 3-10 : évolution de l'amplitude de l'harmonique ($-5f_s$) en fonction de la charge

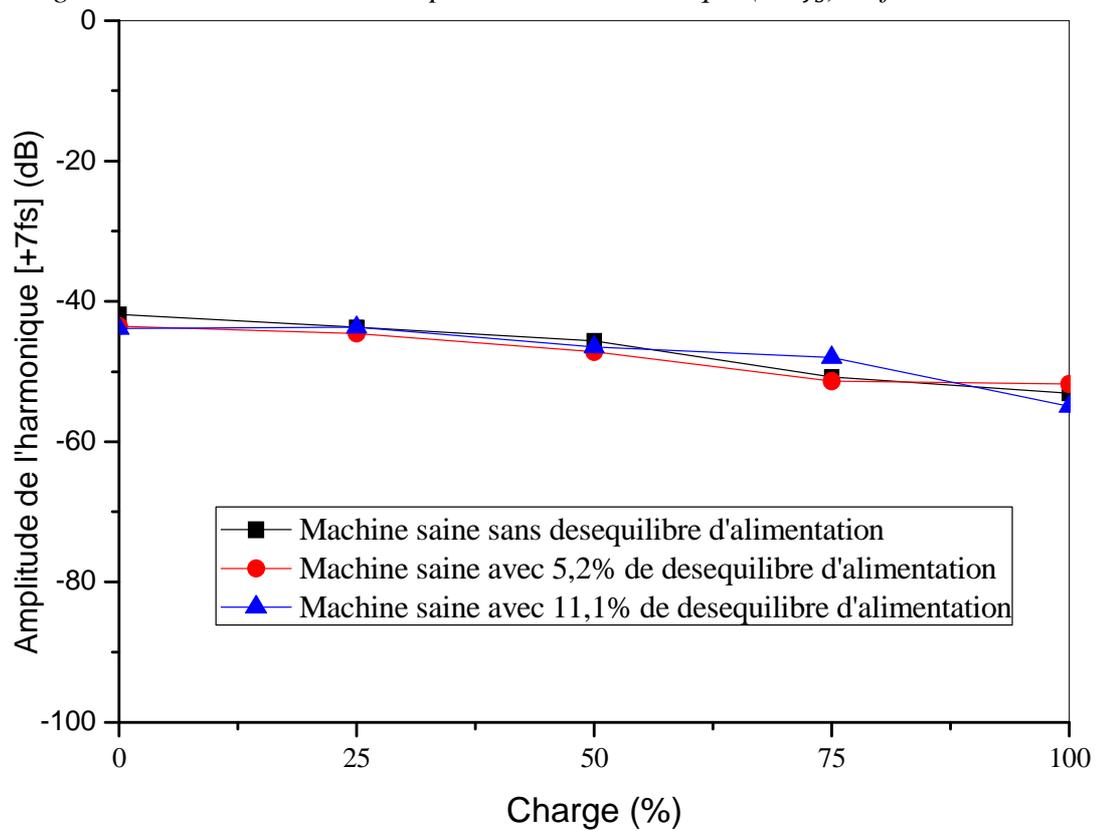


Figure 3-11 : évolution de l'amplitude de l'harmonique ($+7f_s$) en fonction de la charge

IV. Etude des résultats pour la machine fonctionnant avec un court-circuit entre spires

Pour l'étude du défaut de court-circuit entre spires, notre moteur d'expérimentation (voir annexe) est un moteur où chaque phase contient quatre bobines. Chaque bobine contient 94 spires. Les pourcentages de défauts sont repartis comme suit :

1% = 4 spires.

2% = 7 spires.

10% = 37 spires.

20% = 75 spires.

1. Connexions additionnelle de courts-circuits entre-spires

La modification du bobinage a consisté à sortir des connexions additionnelles sur les bobinages des phases A et B. des bornes intermédiaires au niveau de deux enroulements statoriques ont été ajoutées pour permettre la réalisation de court-circuit avec différents nombres de spires (1%, 2%, 10% et 20% de spires en court-circuit, voir figure 3-12).

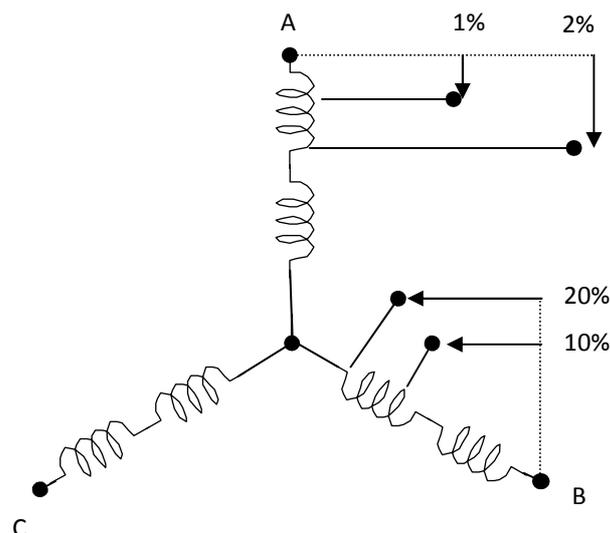


Figure 3-12: Enroulements statoriques avec connexions additionnelles pour la réalisation des défauts de court-circuit entre spires sur la machine d'essai

Il est donc très simple d'introduire le défaut de court-circuit et de mesurer aussi le courant de court-circuit étant donné que les bornes de court-circuit sont à l'extérieur de la machine. Nous procédons à des courts-circuits francs.

Cependant, en raison de l'amplitude de ce courant, il est important de signaler que la durée du court-circuit ne doit pas dépasser 10 secondes tout au moins afin d'élargir au maximum la durée de vie du notre moteur. Plusieurs essais ont été effectués pour différents régimes de fonctionnement (à vide, mi-charge et pleine charge) à l'état sain et avec 7 (soit 2% de spires en court-circuit), 37 (soit 10% de spires en court-circuit) puis 75 spires en court-circuit (soit 20% de spires en court-circuit). Pour chaque essai, on a enregistré les trois courants d'alimentation.

Nous présentons en figure (3.13) les phénomènes mécanique et électromagnétique que l'on peut arriver lorsque le défaut de court-circuit entre spires survient.

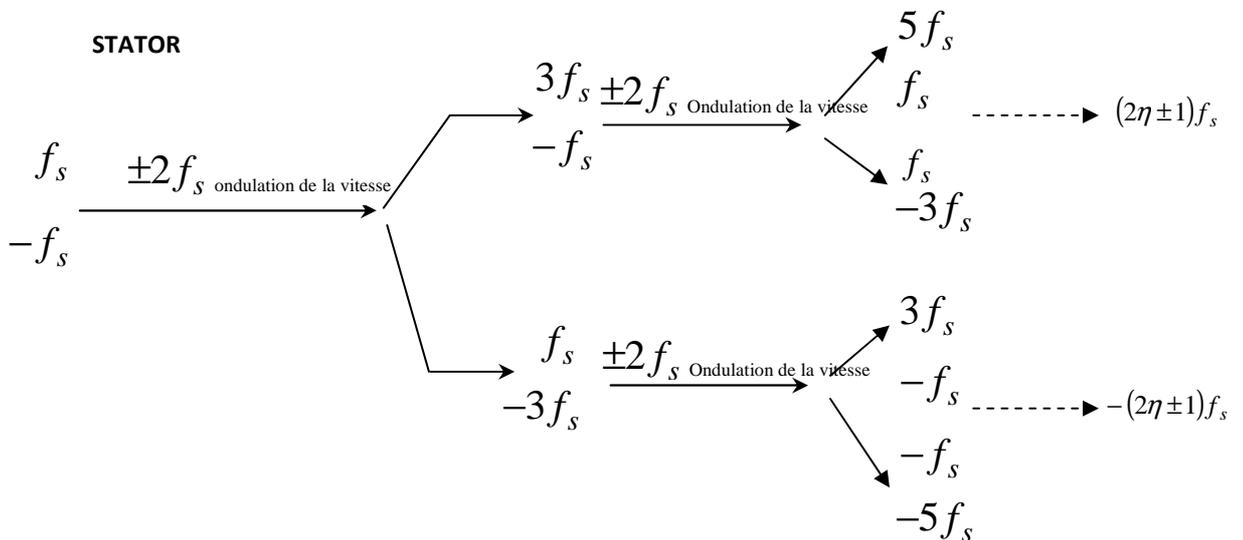


Figure 3-13: Phénomène mécanique et Electromagnétique dans le stator suite au défaut de court-circuit entre spires

2. Observation et discussion

Une succession d'essais ont été effectués sur la machine asynchrone en présence du défaut de court-circuit entre spires. Ces essais ont été faits à plusieurs reprises répartis sur plusieurs jours. Ceci nous a permis de tirer les conclusions correctes suite au défaut. Nous ne présentons dans ce chapitre qu'une partie de ces résultats. Nous avons en réalité calculé la moyenne de tous les résultats trouvés puis nous les avons regroupés dans des tableaux. Nous avons représenté le contenu spectral du courant absorbé par le moteur lorsqu'il ne présente aucun défaut puis en présence du défaut de court-circuit entre spires. Une analyse de ces spectres témoigne de la richesse de ces contenus et de la découle la difficulté de faire un diagnostic sûr et fiable. La figure (3-14) montre les spectres du courant statorique du moteur en fonctionnement à vide pendant l'état sain puis avec 2% puis 20% de spires en court-circuit. Il est clairement visible que la plupart des harmoniques du courant statorique augmentent en amplitude à cause de la présence d'un court-circuit entre spires et cette augmentation dépend de la sévérité de ce défaut. Ces mêmes figures montrent clairement que le défaut de court-circuit entre spires statoriques engendre seulement des champs statoriques additionnels: direct et inverse, possédant la même fréquence du fondamental. Donc, il n'y a aucune nouvelle composante fréquentielle dans le champ statorique et par conséquent, il n'y aura pas des nouveaux courants induits dans les enroulements statoriques. Cela signifie que le défaut de court-circuit entre spires statoriques fait seulement modifier les amplitudes des différents harmoniques qui existaient déjà dans le spectre du courant à l'état sain. Il faut bien noter ici que le spectre du courant à l'état sain est riche en harmoniques tels que les harmoniques du temps (TH), les harmoniques d'encoche rotoriques (RSH). Les figures (3-15) et (3-16) représentent les spectres du courant statorique pour une machine chargée à 50% et à pleine charge respectivement. Lorsque le défaut survient, on constate nettement l'augmentation de la composante $-3f_s$, conformément aux phénomènes que nous avons mis en évidence en simulation. Cependant, la proportionnalité par rapport au nombre de spires en court-circuit n'est pas encore tirée au clair. La raie $-3f_s$ témoigne de la présence du défaut, à l'inverse, l'harmonique $+3f_s$ voit son amplitude très peu influencée par le défaut. Le tableau I regroupe les fréquences ainsi que les amplitudes des composants introduites par le défaut et ce pour différentes charges. Ceci nous permet de voir de manière quantitative l'effet qu'a le court-

circuit entre spires sur les différentes raies spectrales du courant statorique. Les figures (3-17) et (3-18) représentent les variations des amplitudes ($-f_s$) et ($-3f_s$) respectivement. Nous voyons fort bien l'intérêt d'étudier ces raies étant donné qu'elles sont pratiquement en proportionnalités suite au défaut. Il est clair que le défaut de court-circuit influe énormément sur ces amplitudes. La première harmonique est le résultat de tout déséquilibre pouvant survenir à la machine lors de sa durée de vie. En revanche, il est clair que l'harmonique ($-3f_s$) est directement liée à l'apparition du défaut de court-circuit entre spires. Nous pouvons alors considérer cette raie comme une signature propre au défaut. La figure (3-19) représente l'harmonique ($+3f_s$), on voit bien que le changement de l'amplitude suite au défaut se fait de manière aléatoire. Nous ne pouvons émettre alors aucunes conclusions suite à ces harmoniques. Ces résultats viennent de manière très claire annuler l'utilisation de l'harmonique ($+3f_s$) comme indice du défaut de court-circuit entre spires. La figure (3-20) et (3-21) concernent la variation de l'amplitude ($5f_s$) directe et inverse respectivement. Cette harmonique est rarement citée dans la littérature. Cependant, nous pourrions émettre quelques conclusions. Ceci sera traité de manière plus détaillé lorsque nous étudierons les défauts combinés. Nous y reviendrons par la suite. La figure (3-22) représente la variation de l'amplitude ($+7f_s$). Nous ne voyons pas l'intérêt d'étudier cette raie étant donné qu'elle reste pratiquement inchangée suite à l'application du défaut.

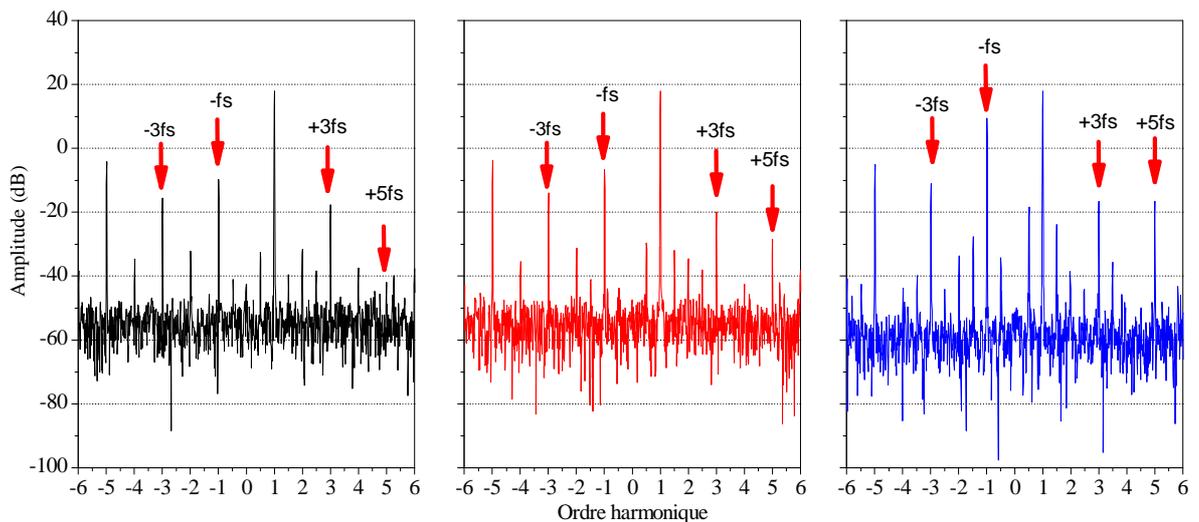


Figure 3-14 : spectre du courant statorique, machine saine (gauche), machine avec 2% de spires d'une phase en court-circuit (centre), machine avec 20% de spires d'une phase en court-circuit (droit).

la machine est a vide.

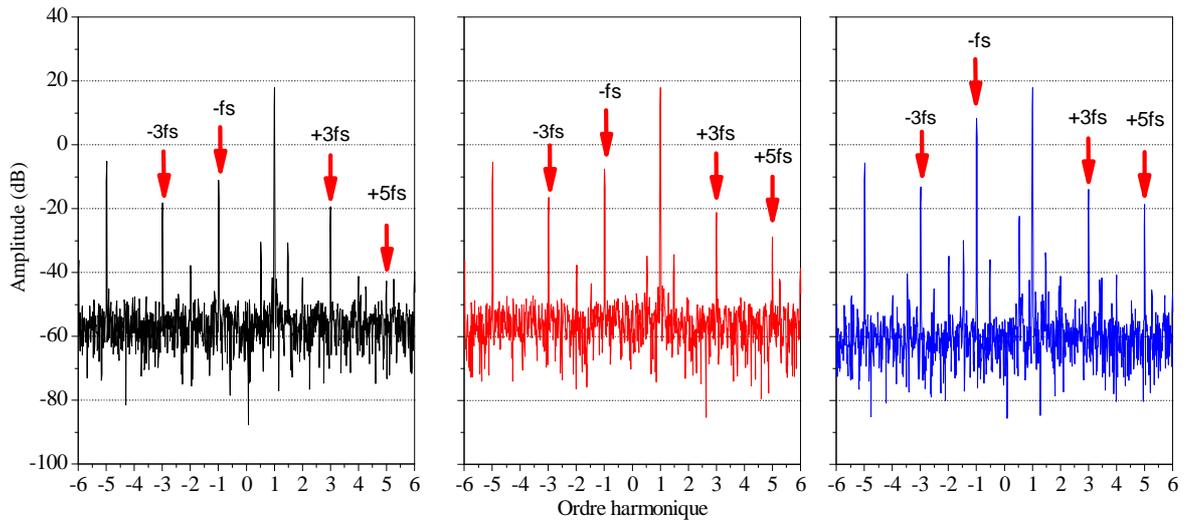


Figure 3-15 : spectre du courant statorique, machine saine (gauche), machine avec 2% de spires d'une phase en court-circuit (centre), machine avec 20% de spires d'une phase en court-circuit (droit). la machine est a 50% de sa charge.

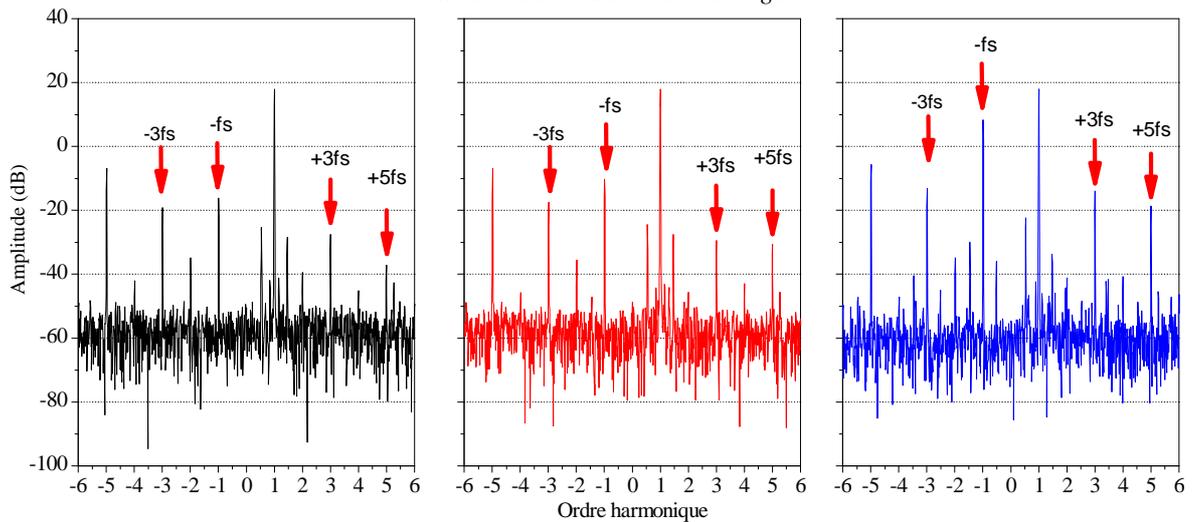


Figure 3-16 : Spectre du courant statorique, machine saine (gauche), machine avec 2% de spires d'une phase en court-circuit (centre), machine avec 20% de spires d'une phase en court-circuit (droit). la machine est a pleine charge.

| fréquences | Charge | Amplitude (dB) | | |
|------------|--------|----------------|-------------|-------------------|
| | | Machine saine | % du défaut | Machine en défaut |
| (-fs) | À vide | -33.19 | 2% | -27.53 |
| | | | 10% | -21.04 |
| | | | 20% | -18.84 |

| | | | | |
|----------|--------|--------|-----|--------|
| | 25% | -34.01 | 2% | -27.64 |
| | | | 10% | -22.32 |
| | | | 20% | -19.78 |
| | 50% | -33.85 | 2% | -28.40 |
| | | | 10% | -23.52 |
| | | | 20% | -20.70 |
| | 75% | -33.59 | 2% | -28.77 |
| | | | 10% | -25.01 |
| | | | 20% | -21.73 |
| | 100% | -33.16 | 2% | -29.03 |
| | | | 10% | -21.58 |
| | | | 20% | -19.22 |
| $(+3fs)$ | À vide | -42.50 | 2% | -43.84 |
| | | | 10% | -41.86 |
| | | | 20% | -41.74 |
| | 25% | -44.09 | 2% | -45.88 |
| | | | 10% | -46.83 |
| | | | 20% | -41.26 |
| | 50% | -46.50 | 2% | -47.44 |
| | | | 10% | -56.77 |
| | | | 20% | -40.44 |
| | 75% | -48.52 | 2% | -51.00 |
| | | | 10% | -68.17 |
| | | | 20% | -40.49 |
| | 100% | -52.50 | 2% | -54.07 |
| | | | 10% | -39.72 |
| | | | 20% | -43.10 |
| $(-3fs)$ | À vide | -44.69 | 2% | -42.74 |
| | | | 10% | -35.91 |
| | | | 20% | -42.21 |
| | 25% | -46.02 | 2% | -45.06 |
| | | | 10% | -37.05 |
| | | | 20% | -43.70 |
| | 50% | -48.08 | 2% | -48.07 |
| | | | 10% | -38.33 |
| | | | 20% | -44.47 |
| | 75% | -51.12 | 2% | -51.28 |
| | | | 10% | -39.09 |
| | | | 20% | -44.25 |
| | 100% | -54.10 | 2% | -53.01 |
| | | | 10% | -35.65 |
| | | | 20% | -39.81 |
| $(+5fs)$ | À vide | -58.02 | 2% | -60.07 |
| | | | 10% | -50.62 |
| | | | 20% | -46.50 |
| | 25% | -62.15 | 2% | -58.20 |
| | | | 10% | -47.90 |
| | | | 20% | -46.43 |
| | 50% | // | 2% | -62.88 |
| | | | 10% | -47.32 |
| | | | 20% | -46.49 |
| | 75% | // | 2% | -59.15 |
| | | | 10% | -47.27 |
| | | | 20% | -47.01 |
| | 100% | // | 2% | -60.27 |
| | | | 10% | -52.09 |
| | | | 20% | -46.20 |
| $(-5fs)$ | À vide | 32.36 | 2% | -32.16 |
| | | | 10% | -33.36 |
| | | | 20% | -33.43 |

| | | | | |
|--------|--------|--------|-----|--------|
| | 25% | -33.03 | 2% | -32.91 |
| | | | 10% | -33.40 |
| | | | 20% | -33.36 |
| | 50% | -33.70 | 2% | -33.50 |
| | | | 10% | -33.39 |
| | | | 20% | -33.23 |
| | 75% | -34.66 | 2% | -34.69 |
| | | | 10% | -34.33 |
| | | | 20% | -34.04 |
| | 100% | -34.87 | 2% | -34.94 |
| | | | 10% | -33.94 |
| | | | 20% | -33.75 |
| (+7fs) | À vide | -48.48 | 2% | -50.65 |
| | | | 10% | -52.11 |
| | | | 20% | -46.23 |
| | 25% | -51.98 | 2% | -53.87 |
| | | | 10% | -53.48 |
| | | | 20% | -47.55 |
| | 50% | -53.93 | 2% | -53.75 |
| | | | 10% | -52.50 |
| | | | 20% | -47.92 |
| | 75% | -57.47 | 2% | -60.30 |
| | | | 10% | -54.45 |
| | | | 20% | -49.13 |
| | 100% | -54.99 | 2% | -56.40 |
| | | | 10% | -52.72 |
| | | | 20% | -47.94 |

Tableau II : Amplitudes des raies relatives aux différents pourcentages de défauts pour différentes charges.

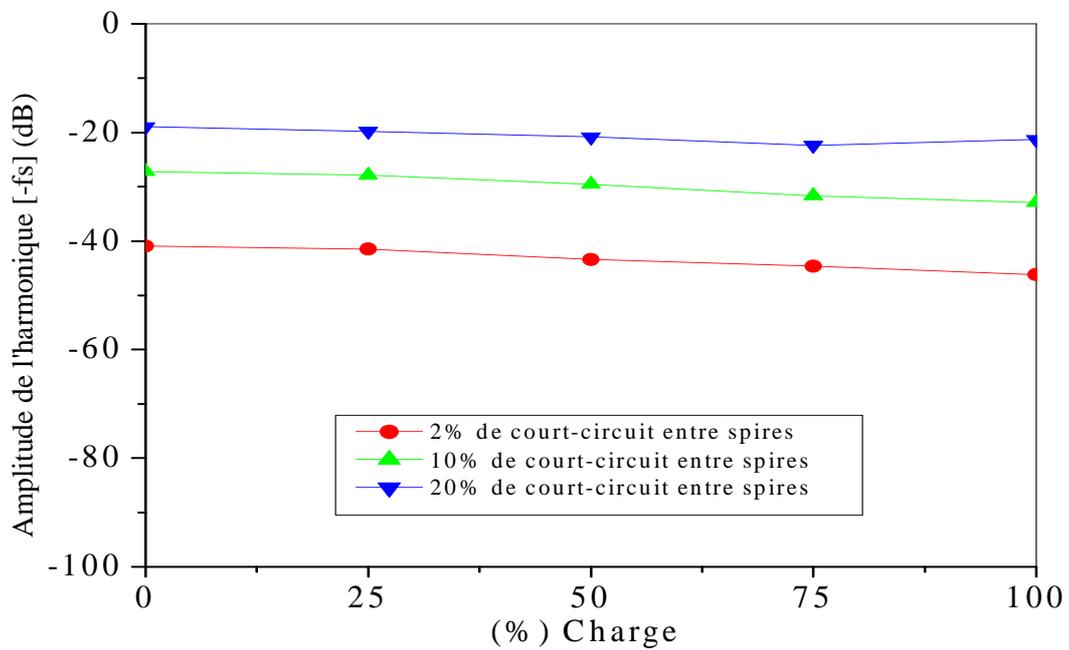


Figure 3-17 : évolution de l'amplitude de l'harmonique $(-f_s)$ en fonction de la charge

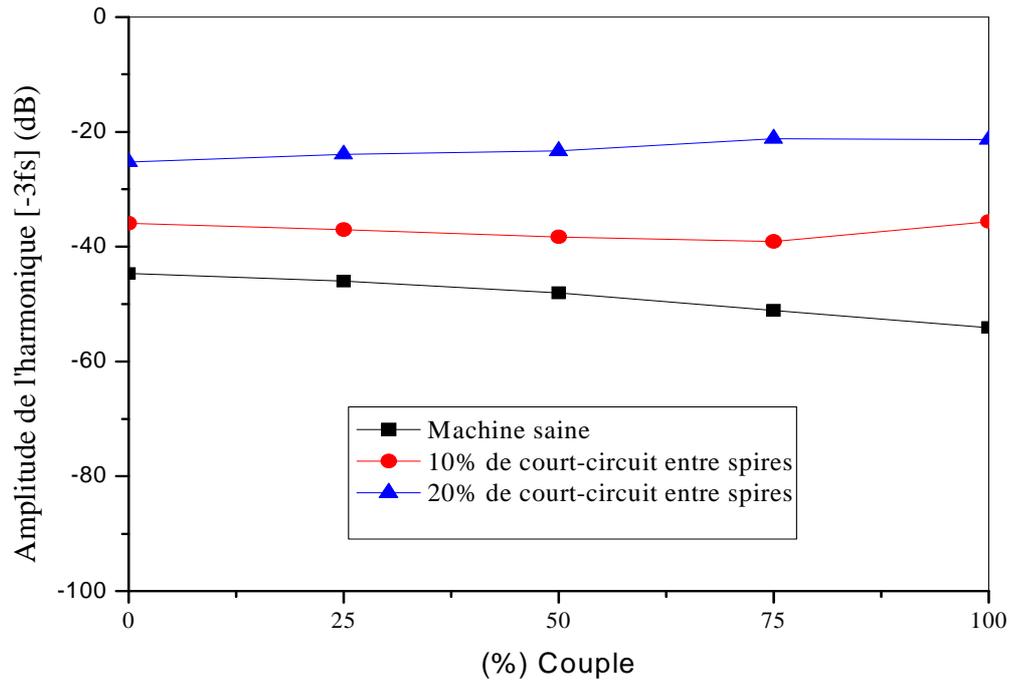


Figure 3-18 : évolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge

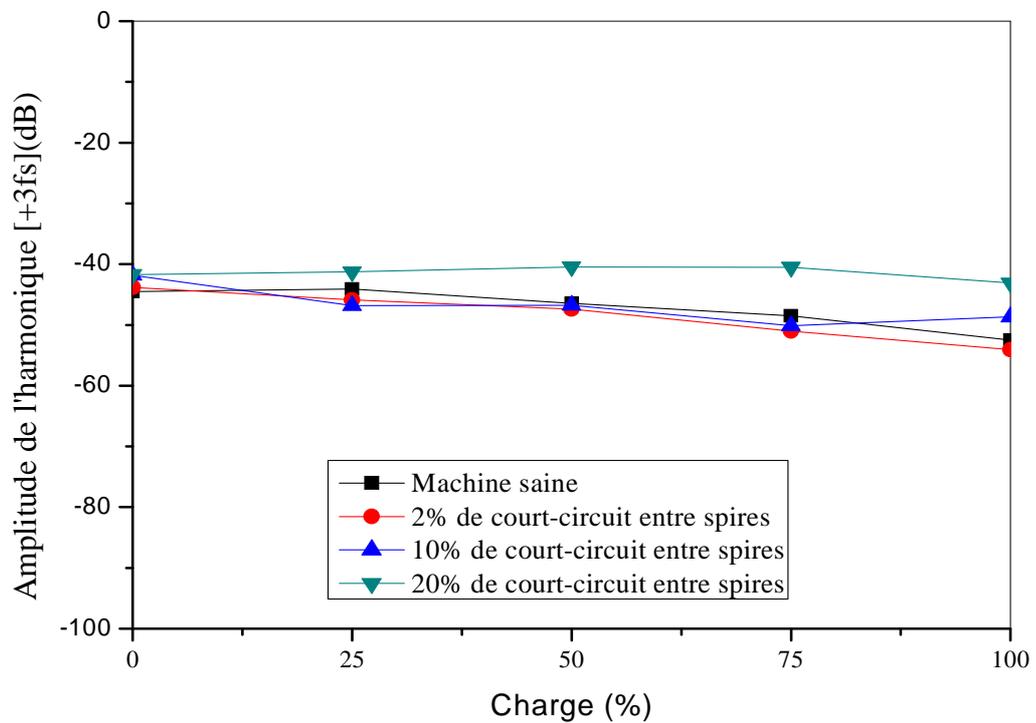


Figure 3-19: évolution de l'amplitude de l'harmonique ($+3f_s$) en fonction de la charge

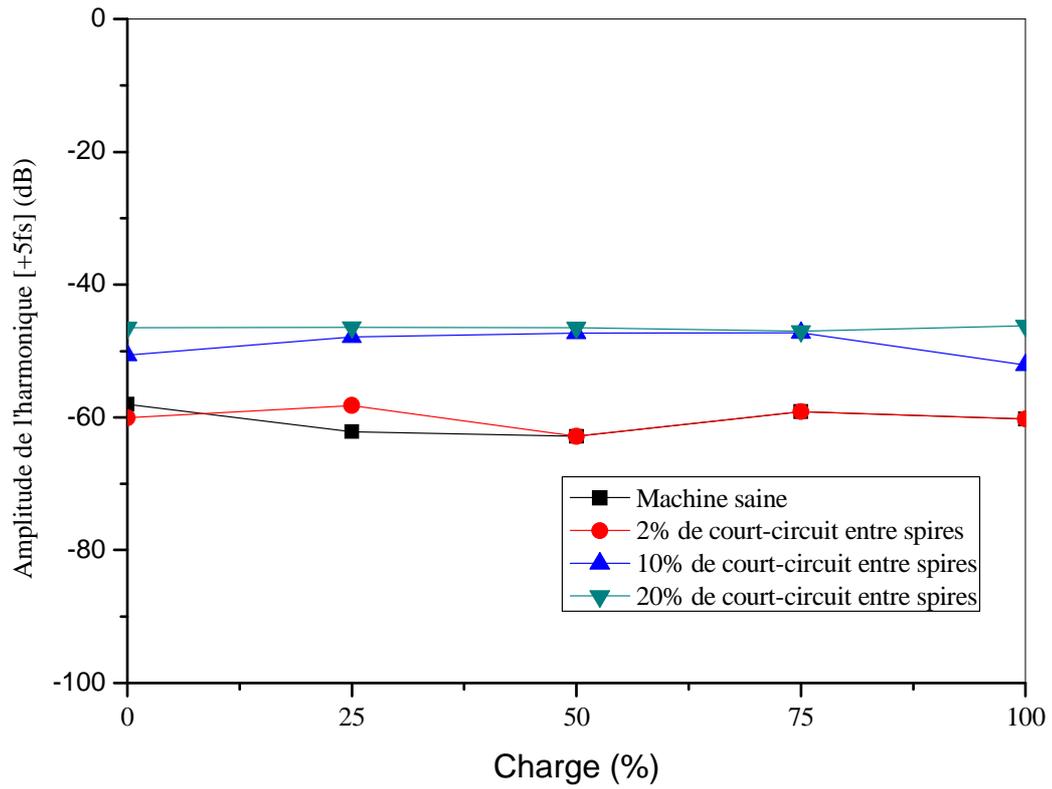


Figure 3-20 : évolution de l'amplitude de l'harmonique ($+5f_s$) en fonction de la charge

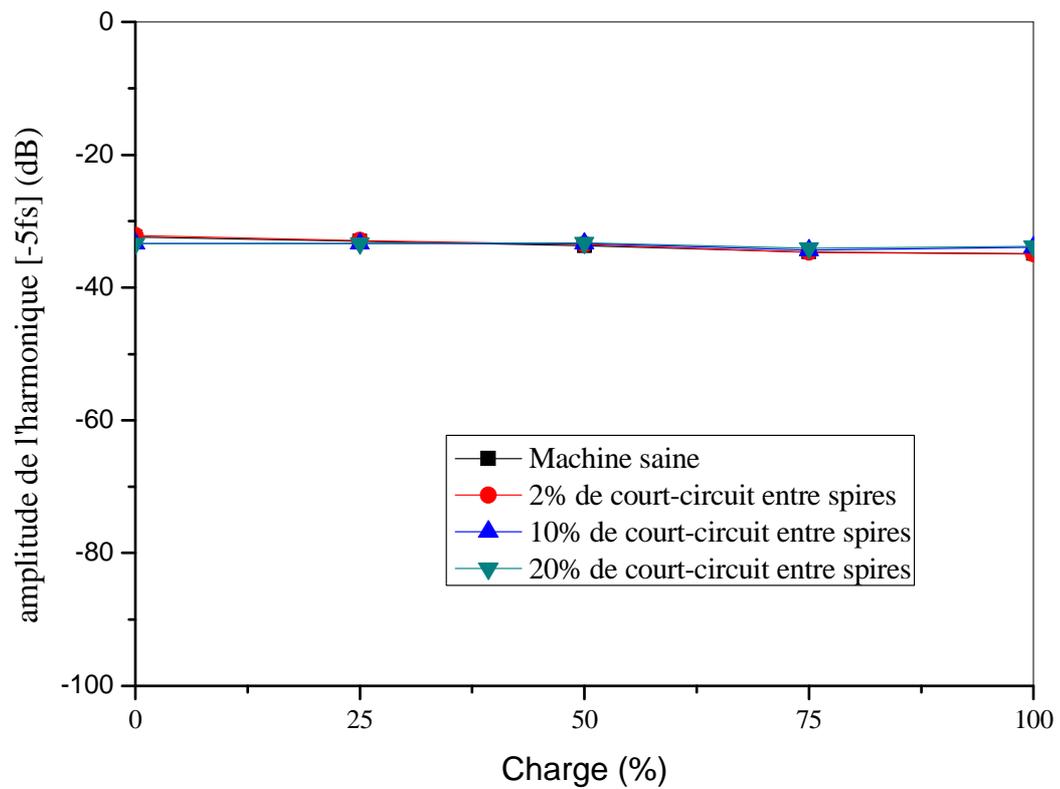


Figure 3-21: évolution de l'amplitude de l'harmonique ($-5f_s$) en fonction de la charge

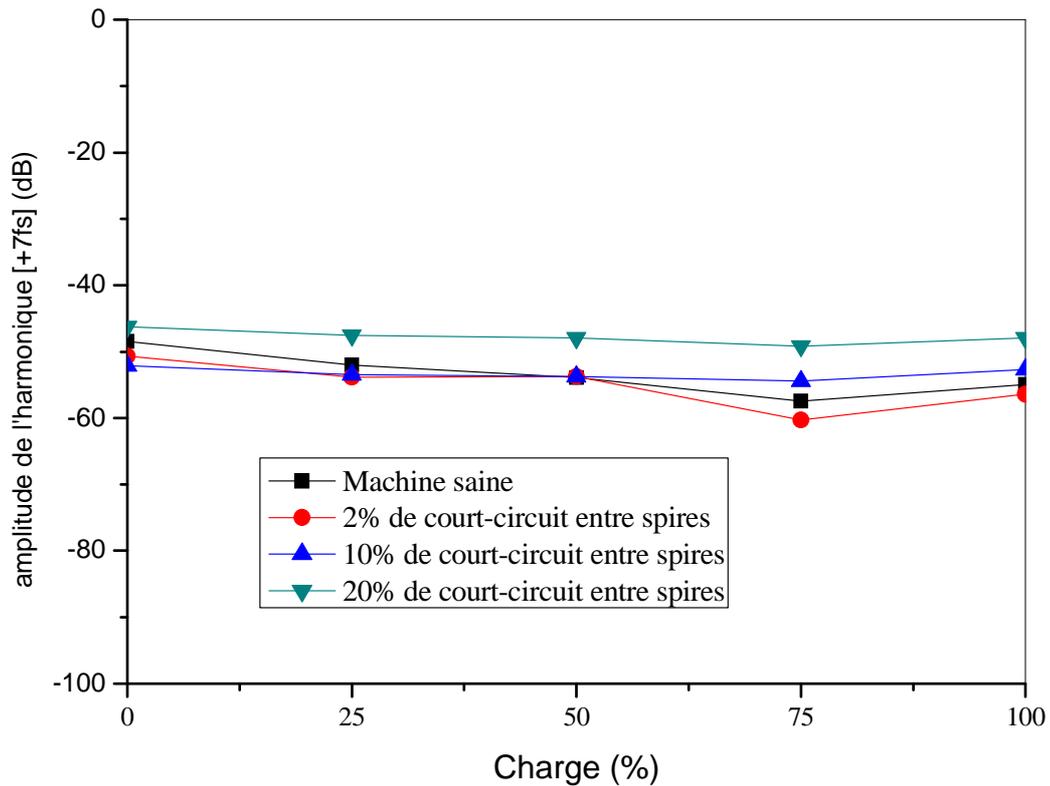


Figure 3-22: évolution de l'amplitude de l'harmonique ($+7f_s$) en fonction de la charge

V. Etude des résultats pour la machine fonctionnant avec un défaut combiné

Cette partie va s'intéresser à la compréhension du défaut combiné. Cette étude doit pouvoir permettre de donner des conclusions plus ou moins correctes sur la génération des indices suites au défaut de court-circuit entre spires en présence d'un déséquilibre d'alimentation. La difficulté majeure dans un bon diagnostic est de pouvoir donner les conclusions, aussi pertinentes qu'elles soient, suite à un défaut se situant dans notre cas au stator. Nous terminons ce chapitre par le défaut combiné. Nous avons choisi de fixer un nombre défini de spires en court-circuit puis, nous avons appliqué différentes valeurs de déséquilibre d'alimentation pour vérifier si le comportement des indices suit toujours le même raisonnement que celui vu précédemment. Nous pouvons néanmoins développer de manière plus claire cette partie. Cependant nous utiliserons ce type de défaut seulement pour confirmer nos hypothèses et

voir si cela viens en accord avec les parties précédentes de ce chapitre. Notre but étant de premier abord de dissocier le défaut de court-circuit de celui de déséquilibre d'alimentation le par la présentation d'un indice de défaut aussi fiable que possible dans n'importe qu'elle situation et ceci quelque soit régime de la machine asynchrone.

1. Observation et discussion

Les figures (3-23) et (3-24) représentent le spectre du courant statorique pour différents comportement de la machine en situation de défauts combinés à vide et en charge respectivement. Nous avons appliqué différent déséquilibre d'alimentation en présence d'un court-circuit entre spires de l'ordre de 10%. On remarque que l'amplitude de la raie ($-3f_s$) reste inchangée même si nous augmentons le pourcentage du déséquilibre. Ceci vient parfaitement en accord avec nos conclusions émises dans la partie précédente. On observe dans ces figures que effectivement l'harmonique ($-3f_s$) est fortement influencé par le court-circuit entre spires mais en revanche son amplitude reste pratiquement inchangée face au déséquilibre d'alimentation. Ceci confirme donc nos résultats précédents.

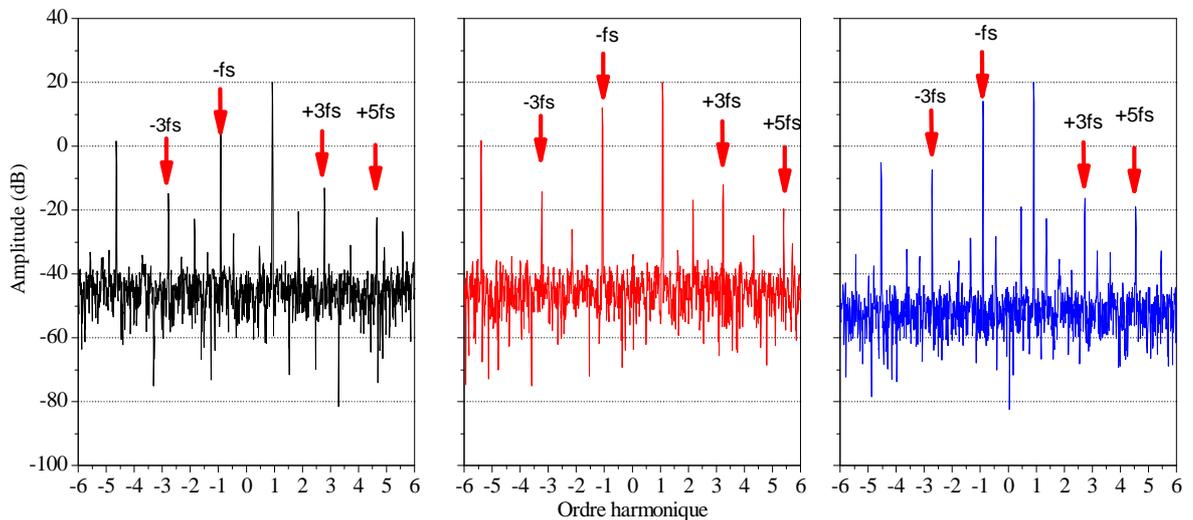


Figure 3-23 : spectre du courant statorique,
 machine avec un déséquilibre d'alimentation de 11% sans court-circuit (gauche)
 machine avec un déséquilibre d'alimentation de 20% sans court-circuit (centre)
 machine avec un déséquilibre d'alimentation de 20% et un court-circuit de 10%
 la machine est a vide.

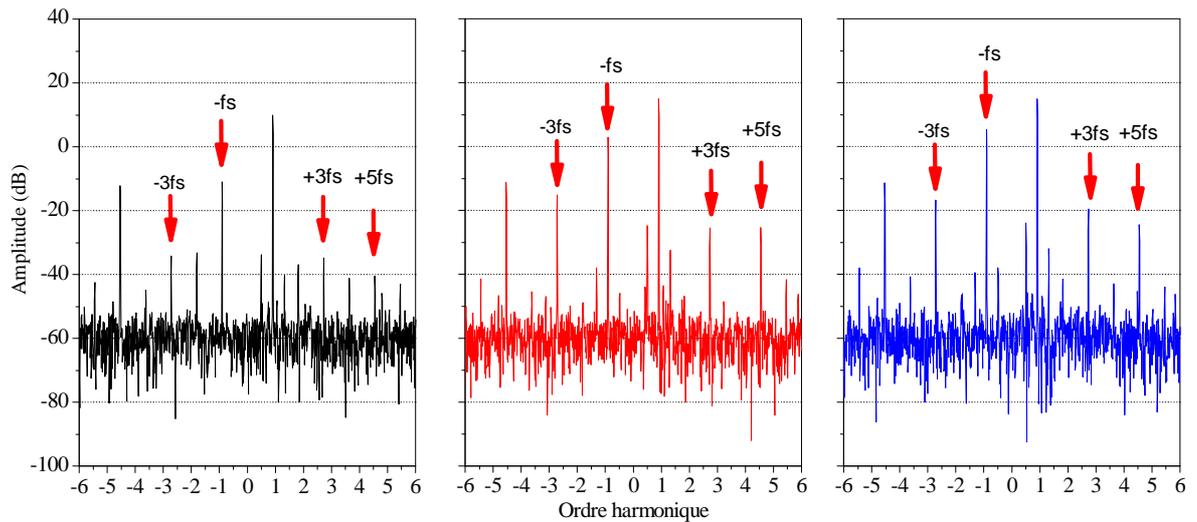


Figure 3-24 : spectre du courant statorique,
machine saine (gauche)
machine avec un court-circuit de 10% (centre)
machine avec un court-circuit de 10% et un déséquilibre d'alimentation de 20% (droit)
la machine est a sa charge nominale.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons essayé au mieux de représenter les différents défauts étudiés tout au long de ce mémoire soit le court-circuit entre spires et le déséquilibre au niveau des tensions d'alimentation. La nécessité de disposer d'un indice fiable pour le défaut de court-circuit entre spires a conduit à la réalisation de plusieurs manipulations. L'objectif primaire de ce chapitre était tout d'abord de confirmer à travers différents résultats expérimentaux les résultats obtenus et hypothèses émises dans le chapitre 2. Ensuite, renforçant nos hypothèses par des résultats expérimentaux, nous avons pu émettre des conclusions pertinentes en ce qui concerne les différents défauts. Pour le défaut de court-circuit entre spires, nous avons a priori trouvé que même en présence d'un déséquilibre d'alimentation les indices d'ordre inverse sont plus sensible au défaut que ceux d'ordre directe par exemple, l'harmonique 3 d'ordre inverse est très étroitement lié au défaut de court-circuit entre spires à l'inverse, il est très peu voir pas du tout influencé par le déséquilibre d'alimentation. Ceci rejoint ce qui a été vu au chapitre 2 et donc nous pouvons dire que cet harmonique est un indice de défaut fiable est sensiblement proportionnel à l'augmentation du pourcentage du court-circuit entre spires. Pour confirmer nos dires, nous avons étudié le déséquilibre d'alimentation seul. Puis, nous avons appliqué différents pourcentage de court-circuit entre spires. Il est claire que les résultats obtenus confirment effectivement que l'indice 3 d'ordre inverse est sensible au

défaut de court-circuit entre spires seulement et que le déséquilibre n'influe en rien sur cet harmonique. Enfin, nous avons présenté quelques résultats sur les défauts combinés. Ces derniers viennent appuyer les résultats trouvés. Expérimentalement, l'étude d'un déséquilibre d'alimentation nous a permis de vérifier la teneur en harmonique dans le courant statorique, et de la, nous avons pu donner quelques conclusions sur le comportement des raies spectrales suite au court-circuit entre spires et au déséquilibre de tension d'alimentation. A partir du chapitre 2 et de ce dernier, les mêmes conclusions ont pu être émises et un indice de défaut fiable concernant le court-circuit entre spires a pu enfin être discerné. Cependant la compréhension du comportement des raies spectrales suite aux différents défauts n'est pas claire. Par exemple, il paraît difficile de voir pourquoi le court-circuit a une influence directe sur la raie spectrale d'ordre 3 inverse et pas le déséquilibre de tension. Pour pouvoir mettre définitivement une différence au niveau des indices engendrés par le court-circuit ou encore le déséquilibre de tension et pour comprendre la genèse des raies spectrales suite au défaut nous avons trouvé nécessaire d'accompagner ces deux chapitres par une analyse analytique des deux défauts, les explicitant de la manière la plus claire possible. C'est l'objectif du prochain chapitre.

Chapitre IV

A

nalyse analytique

I. Introduction

Un défaut est par définition un phénomène qui a pour effet de changer le comportement d'un processus de telle sorte qu'il ne remplisse plus sa fonction nominale attendue. Ce défaut peut rapidement se propager dans le processus et conduit, de se fait, a la dégradation de ce dernier ou pire, a des défaillances catastrophiques et irrémédiables. C'est pourquoi, il est impératif de prendre des décisions afin d'éviter des dommages irréversibles au cœur de la machine.

Les chapitres 2 et 3 ont proposés un indice de défaut fiable pouvant de part sa présence au niveau du spectre du courant statorique confirmer la présence d'un court-circuit entre spires, et qui reste valable même si l'alimentation en tension est déséquilibrée.

Ceci vient définitivement apporter des explications au problème de la ressemblance des indices de défaut de court-circuit entre spires et du déséquilibre d'alimentation soulevés au niveau du chapitre 1.

On se propose dans ce chapitre une étude analytique venant renforcer les résultats des chapitres précédents mais également il va formuler de nouvelles informations qui vont nous permettre de comprendre de manière plus claire la génération des indices de défauts. Ce travail a été débuté lors de notre magister [BABAA-05] cependant nous n'avions en ce temps présenté que le développement analytique du déséquilibre d'alimentation. Celui-ci n'a pas été complètement achevé car les résultats présentés, concernant les raies spectrales, divergeaient de manière évidente de ceux tirés de la simulation. Difficile donc de donner des conclusions pertinentes vis-à-vis du défaut. On se propose donc dans ce chapitre de tout d'abord mettre une mise à jour du développement analytique du déséquilibre d'alimentation en régime permanent en mettant les corrections adéquates mais aussi de présenter le développement analytique du défaut de court-circuit entre spires. Cette étude va contribuer à trouver enfin une dissemblance dans les indices provenant du court-circuit entre spires et du déséquilibre d'alimentation.

II. Développement analytique de la machine saine

1. Modèle dans le repère de KU

Se développement a été présenté dans le mémoire de magister [BABAA.05]. Cependant, pour la compréhension de notre raisonnement tout au long de ce chapitre nous allons ici présenter

les équations les plus pertinentes. Le système d'équation régissant le modèle devient, en adoptant la notation complexe pour l'étude du régime permanent, (les d/dt sont remplacés par $j\omega$ dans un repère lié au stator) devient :

$$\begin{cases} V_{sf} = (R_s + j\omega L_s) \cdot i_{sf} + j\omega M \cdot i_{rf} \\ 0 = (R_r + j(\omega - \omega_r)L_r) \cdot i_{rf} + j(\omega - \omega_r)M \cdot i_{sf} \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

2. Expression des courants

Après développement on trouve les courants suivants:

$$i_{sf} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_s e^{j\omega t} \frac{\left(1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega - \omega_r) - j(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega - \omega_r)^2)\right)}{R_s \det A_1} \quad (\text{IV-2})$$

$$i_{rf} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_s e^{j\omega t} M (\omega - \omega_r) \frac{\left((\tau_s \omega + \tau_r (\omega - \omega_r)) + j(1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega (\omega - \omega_r))\right)}{R_s R_r \det A_1}$$

En définissant les constantes par :

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ la constante de temps du stator.}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ la constante de temps du rotor.}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{ le coefficient de dispersion.}$$

$$\det A_1 = (\tau_s \tau_r \sigma (\omega - \omega_r) \omega - 1)^2 + (\tau_r (\omega - \omega_r) + \omega \tau_s)^2$$

Le retour au courant réel se fait à partir de la relation suivante :

$$i_{sa} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times \Re(i_{sf} e^{j\theta}) \quad (\text{IV-3})$$

3. Expression du couple

Le couple électromagnétique est :

$$\Gamma_e = 3V_s^2 M^2 (\omega - \omega_r) \frac{C_C - T_{cd1} \omega_r + T_{cd2} \omega_r^2}{R_s^2 R_r (\det A_1)^2} \quad (\text{IV-4})$$

où les différentes constante sont définies par :

$$C_c = 1 + \left((\tau_s + \tau_r)^2 - 2\tau_s\tau_r\sigma \right) \omega^2 + \sigma^2 \tau_s^2 \tau_r^2 \omega^4$$

$$T_{cd1} = 2 \left[\tau_r^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) + \sigma^2 \tau_s^2 \tau_r^2 \omega^2 \right] \cdot \omega$$

$$T_{cd2} = \tau_r^2 + \sigma^2 \tau_s^2 \tau_r^2 \omega^2$$

4. Visualisation et interprétation des résultats

Pour confirmer la pertinence des expressions analytiques vues jusqu'ici, nous les comparons avec des résultats de simulation issus du chapitre 2.

Si l'on prend par exemple la forme d'onde de la figure (4-1), il s'agit de la superposition des courants statoriques d'une machine asynchrone à cage alimenté par des tensions équilibrées extrait de la simulation avec ceux déduit du développement analytique en régime permanent.

La figure (4-2) représente le courant de simulation et celui extrait de l'analytique de la phase A. Cette figure vient montrer de manière plus claire l'exactitude du développement.

La figure (4-3) indique que la vitesse calculée analytiquement suit parfaitement celle tirée de la simulation.

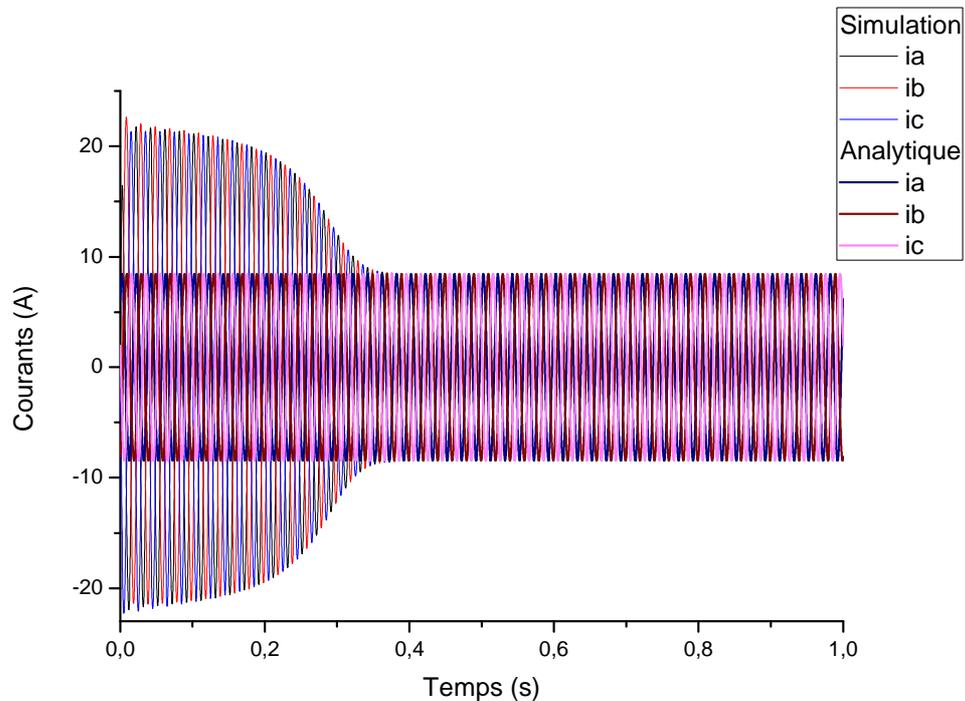


Figure 4-1 : Courants statoriques d'un moteur sain

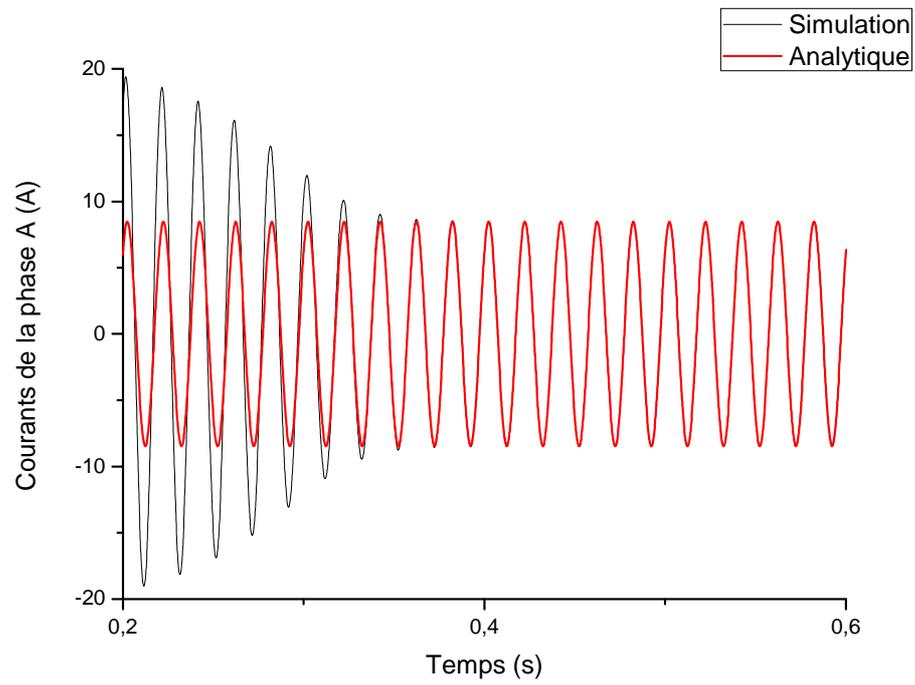


Figure 4-2 : Courants statoriques de la phase "a" d'un moteur sain

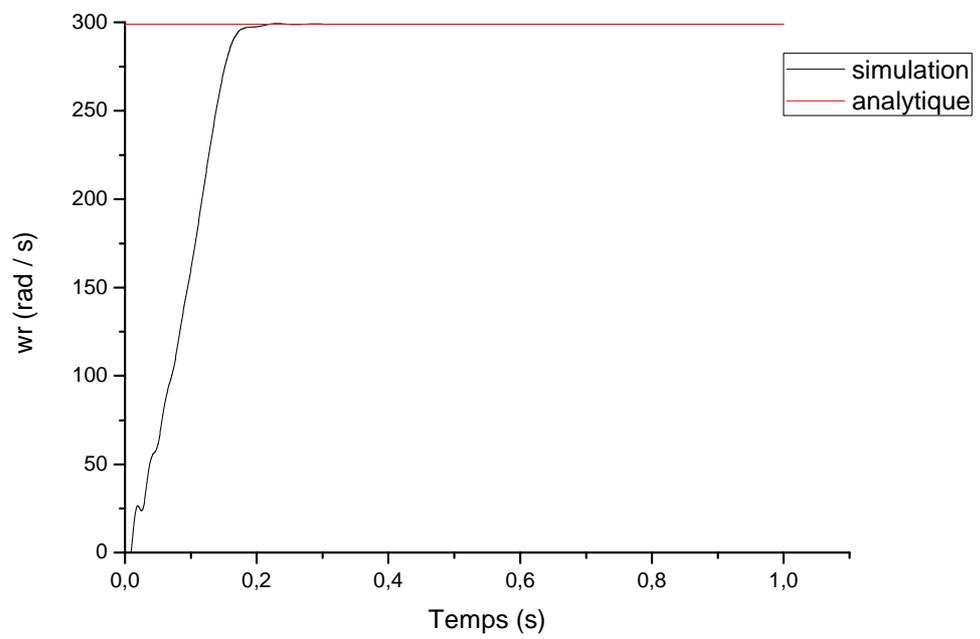


Figure 4-3 : Vitesse de rotation

III. Développement analytique des équations en présence du déséquilibre d'alimentation

Dans cette partie, nous ne présenterons que les équations nécessaires pour la suite du développement. Pour tout détail se référer à [BABAA-05].

Un système triphasé de courant déséquilibré peut être représenté par l'association d'un système direct, d'un système inverse et d'un système homopolaire. Dans un système où le neutre n'est pas relié le système homopolaire est nul. Se système s'écrit après transformation de KU comme suit :

$$V_{sf} = \sqrt{\frac{3}{2}} (V_{sd} e^{+i\omega t} + V_{si} e^{-i\omega t}) \quad (\text{IV-5})$$

tel que V_{sd} et V_{si} sont les valeurs efficaces des tensions d'alimentation du système direct et inverse respectivement.

1. Expressions des courants

Pour le cas d'une situation de déséquilibre, nous considérons lors du développement deux systèmes bien distinct l'un de l'autre. Dans notre étude en régime permanent en situation de déséquilibre, nous remplaçons toujours pour le système équilibré et ce en notation complexe les d/dt par $j\omega$ en revanche, pour le système inverse nous considérons les d/dt comme étant $-j\omega$. Le signe "-" venant marquer la présence d'un système inverse. Finalement, de l'étude de ces deux systèmes nous avons respectivement des courants directs par le fait qu'il provienne de l'alimentation direct, et des courants inverses qui proviennent pour leur part de l'alimentation inverse. Nous les résumons comme suit :

Pour le stator :

$$i_{sfd} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{sd} e^{j\omega t} \frac{\left(1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega - \omega_r) - j(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega - \omega_r)^2)\right)}{R_s \det A_1}$$

$$i_{sfi} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{si} e^{-j\omega t} \frac{\left(\left(1 + \tau_r^2 (\omega + \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega + \omega_r)\right) + j(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega + \omega_r)^2)\right)}{R_s \det A_2}$$

(IV-6)

Pour le rotor :

$$\begin{aligned}
i_{rfd} &= \sqrt{\frac{3}{2}} V_{sd} e^{j\alpha} M(\omega - \omega_r) \frac{((\tau_s \omega + \tau_r (\omega - \omega_r)) + j(1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega (\omega - \omega_r)))}{R_s R_r \det A_1} \\
i_{rfi} &= \sqrt{\frac{3}{2}} V_{si} e^{-j\alpha} (\omega + \omega_r) M \frac{((\tau_s \omega + \tau_r (\omega + \omega_r)) - j(1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega (\omega + \omega_r)))}{R_s R_r \det A_2}
\end{aligned}
\tag{IV-7}$$

Nous aurons alors :

$$i_{sf} = i_{sfd} + i_{sfi}$$

$$i_{rf} = i_{rfd} + i_{rfi}$$

2. Expression du couple

En situation de déséquilibre d'alimentation, le couple n'est rien d'autre que la sommation :

- d'un couple direct Γ_{ed} dû à l'interaction des champs directs statorique et rotorique
- Un couple inverse Γ_{ei} dû à l'interaction des champs inverses statorique et rotorique
- Un couple ondulatoire $\Delta\Gamma_e$ dû à l'interaction des champs direct et inverse, statorique et rotorique.

$$\Delta\Gamma_e = 2M \cdot \Im(\bar{i}_{sfd} \bar{i}_{rfd}^* + \bar{i}_{sfi} \bar{i}_{rfi}^* + \bar{i}_{sfd} \bar{i}_{rfi}^* + \bar{i}_{sfi} \bar{i}_{rfd}^*) \tag{IV-8}$$

Ces propos peuvent être traduits par les relations suivantes :

$$\Gamma_e = \Gamma_{ed} + \Gamma_{ei} + \Delta\Gamma_e$$

$$\Gamma_{ed} = 2M \cdot \Im(i_{sfd} i_{rfd}^*)$$

$$\Gamma_{ei} = 2M \cdot \Im(i_{sfi} i_{rfi}^*)$$

$$\Delta\Gamma_e = 2M \cdot \Im(i_{sfd} i_{rfi}^* + i_{sfi} i_{rfd}^*)$$

avec

$$\begin{aligned}
i_{sf} \times i_{rf}^* &= \left(\frac{3}{2} R_s R_r^2 \left(\begin{aligned} &(V_d e^{+i\alpha} + V_i e^{-i\alpha}) (1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega - \omega_r)) \\ &- j(V_d e^{+i\alpha} + V_i e^{-i\alpha}) (\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega - \omega_r)^2) \end{aligned} \right) \right) \times \\
&\left(\frac{3}{2} \left((\omega - \omega_r) M L_s L_r \left(\begin{aligned} &(V_d e^{-i\alpha} + V_i e^{+i\alpha}) (\tau_s (\omega - \omega_r) + \omega \tau_r) \\ &- j(V_d e^{-i\alpha} + V_i e^{+i\alpha}) (\omega^2 \sigma - \omega \omega_r (2 - \sigma) - \tau_s \tau_r) \end{aligned} \right) \right) \right)
\end{aligned}$$

Finalement :

$$\Gamma_e = -3R_s R_r^2 \times (\omega - \omega_r) M^2 L_s L_r \times \left(\begin{array}{l} \left(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega - \omega_r)^2 \right) \times \\ \left(\tau_s (\omega - \omega_r) + \omega \tau_r \right) \left(1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega - \omega_r) \right) \times \\ \left(\omega^2 \sigma - \omega \omega_r (2 - \sigma) - \tau_s \tau_r \right) \end{array} \right) \times (V_d + V_d V_i e^{-2i\omega t} + V_i + V_d V_i e^{+2i\omega t}) \quad (\text{IV-9})$$

$$\Gamma_e = \left(\begin{array}{l} -3R_s R_r^2 \times (\omega - \omega_r) M^2 L_s L_r \times \left(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega - \omega_r)^2 \right) \times \\ \left(\tau_s (\omega - \omega_r) + \omega \tau_r \right) \left(1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega - \omega_r) \right) \times \\ \left(\omega^2 \sigma - \omega \omega_r (2 - \sigma) - \tau_s \tau_r \right) \end{array} \right) \times (V_d + V_i + 2 \cdot V_d V_i \cos 2\omega t) \quad (\text{IV-10})$$

nous avons finalement :

$$\Delta \Gamma_e(t) = 6V_d V_i M^2 \omega_r \frac{\left((C_2 + \omega T_{C12}) + (-\omega T_{C32} + T_{C22}) \omega_r^2 \right) \cos(2\omega t) + \left((C_1 - \omega T_{C11}) + (T_{C21} - \omega T_{C31}) \omega_r^2 \right) \sin(2\omega t)}{R_s^2 R_r \cdot \det A_1 \cdot \det A_2} \quad (\text{IV-11})$$

L'influence de l'ondulation du couple électromagnétique sur la vitesse est donnée par la relation suivante:

$$J \frac{d}{dt} \omega_r(t) = \Gamma_e(t) \quad (\text{IV-12})$$

$$J \frac{d}{dt} \omega_r(t) = \Gamma_{ed} + \Gamma_{ei} + \Delta \Gamma_e$$

Finalement nous aurons :

$$\omega_r(t) = \omega_{r0} - \frac{\Delta \Gamma_e}{J 2\omega} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (\text{IV-13})$$

3. Visualisation et interprétation des résultats

Les figures (4-4) et (4-5) représentent la forme d'onde des courants statoriques ainsi que le zoom pour un déséquilibre de l'ordre de 50%. L'exactitude des développements est donc confirmée. Les figures (4-6), (4-7) et (4-8) et (4-9) indiquent que les équations du couple

électromagnétique ainsi que de la vitesse respectivement suivent convenablement ceux de la simulation en régime permanent.

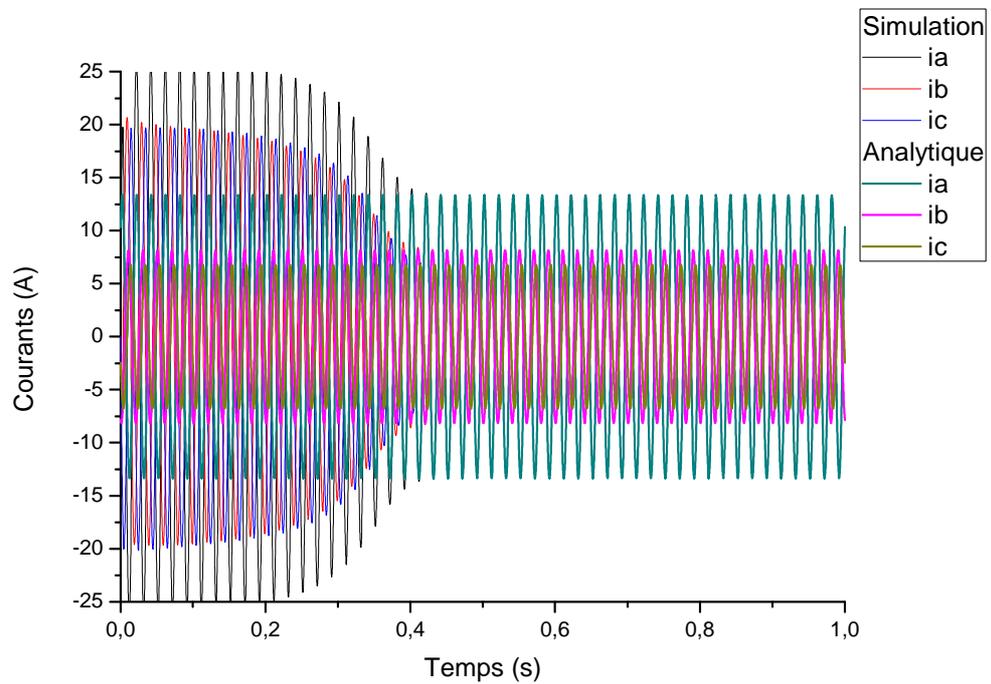


Figure 4-4 : Courants statoriques en présence d'un déséquilibre de tension de 50%

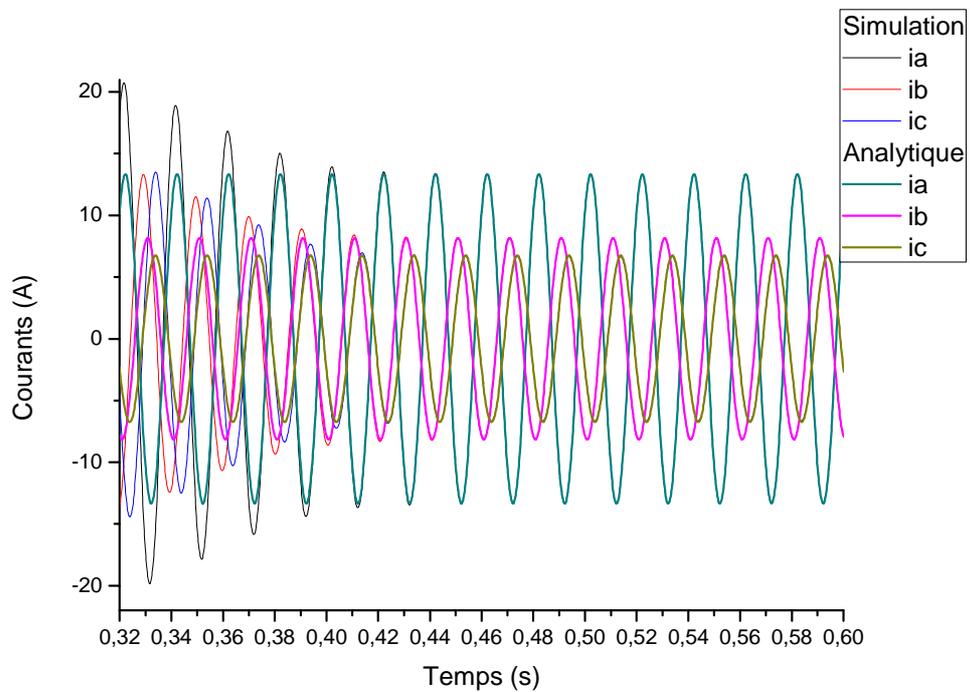


Figure 4-5 : Zoom des courants statoriques en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation

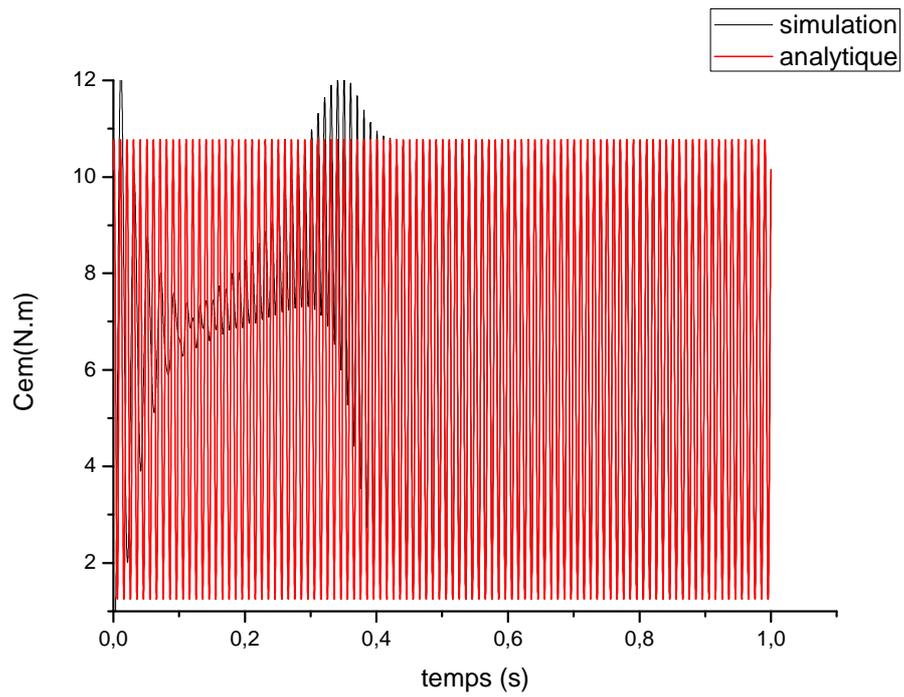


Figure 4-6: Couple électromagnétique en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation

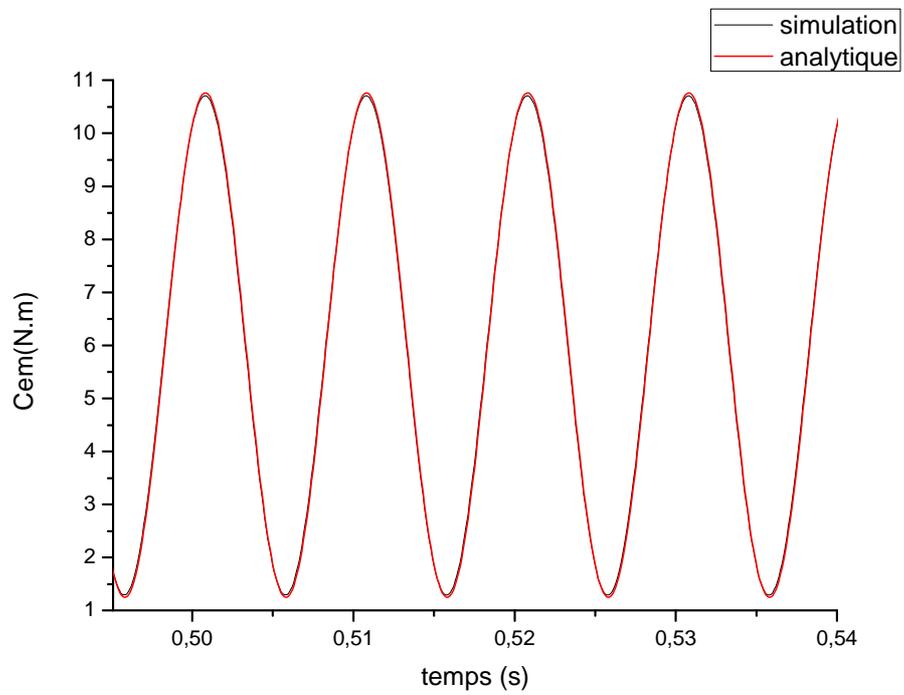


Figure 4-7 : Zoom du couple électromagnétique en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation

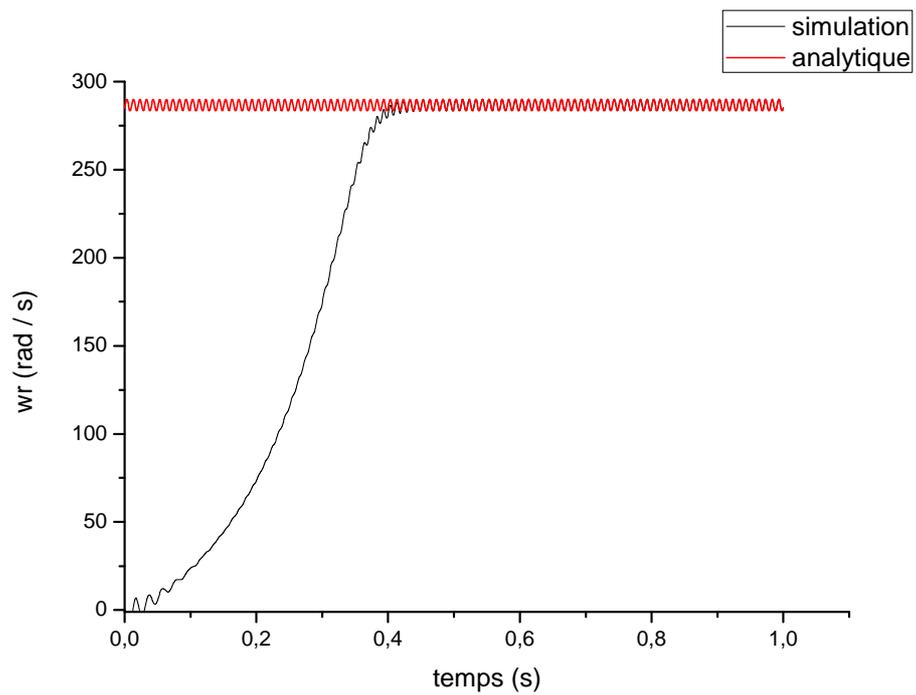


Figure 4-8: Vitesse en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation

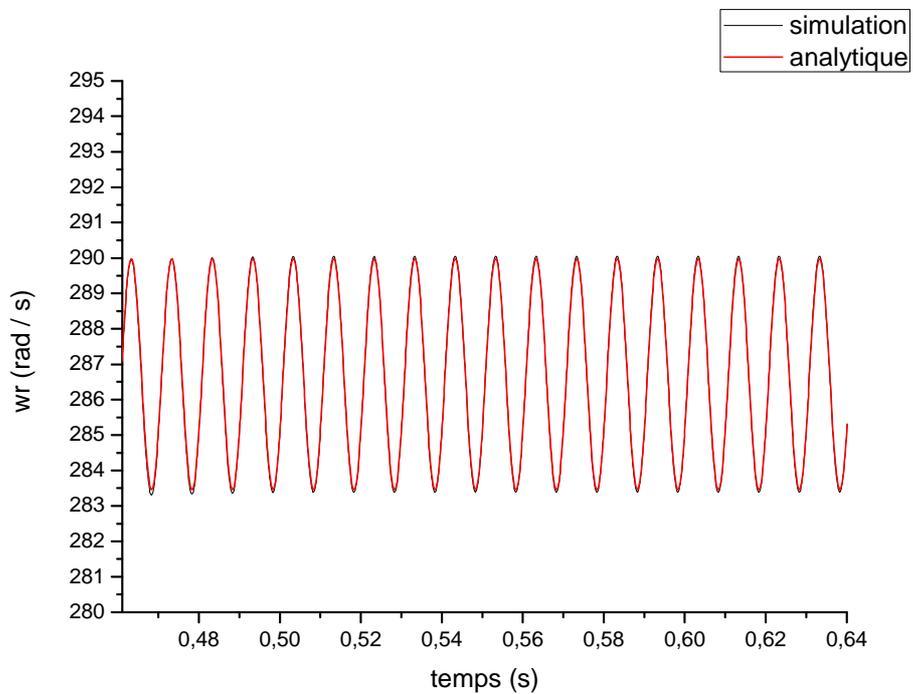


Figure 4-9 : Zoom de la vitesse en présence d'un déséquilibre de tension de 50% sur une phase d'alimentation

4. Visualisation analytique des fréquences susceptibles d'apparaître dans les courants statoriques suite au déséquilibre de tension.

4.1 Génération de l'harmonique d'ordre 3 directe et inverse

On sait que

$$\begin{aligned} V_{sf} &= R_s i_{sf} + L_s j\omega i_{sf} + M j\omega i_{rf} \\ V_{rf} &= R_r i_{rf} + L_r j\omega i_{rf} + M j\omega i_{sf} - j\omega_r (L_r i_{rf} + M i_{sf}) \end{aligned} \quad (\text{IV-14})$$

On pose

$$\omega = \omega_{r0} + \Delta\omega$$

$$V_{rf} = 0 = (R_r + jL_r(\omega - \omega_r))i_{rf} + jM(\omega - \omega_r)i_{sf} \quad (\text{IV-15})$$

$$V_{rf} = 0 = (R_r + jL_r(\omega_{r0} - \omega_r))i_{rf} + jM(\omega_{r0} - \omega_r)i_{sf} + \Delta\omega jL_r i_{rf} + \Delta\omega jM i_{sf} \quad (\text{IV-16})$$

$$V_{rf} = 0 = (R_r + jL_r(\omega_{r0} - \omega_r))i_{rf} + jM(\omega_{r0} - \omega_r)i_{sf} + \Delta\omega j(L_r i_{rf} + M i_{sf}) \quad (\text{IV-17})$$

Finalement on aura :

$$-\Delta\omega j(L_r i_{rf} + M i_{sf}) = (R_r + jL_r(\omega_{r0} - \omega_r))i_{rf} + jM(\omega_{r0} - \omega_r)i_{sf} \quad (\text{IV-18})$$

Une nouvelle tension apparaît et qui est défini comme:

$$V_{rf} = -\Delta\omega j(L_r i_{rf} + M i_{sf}) \quad (\text{IV-19})$$

Si l'on considère l'ondulation de la vitesse suite au déséquilibre soit :

$$\text{En posant } \Delta\omega = \frac{\omega_{r1}}{2}(e^{j2\omega} + e^{-j2\omega}) \text{ dans (III-48) avec } \omega_{r1} = \frac{\Delta\Gamma_e}{J2\omega} \cos(2\omega t + \varphi)$$

et en prenant en compte la pulsation positive de la vitesse est 2ω nous aurons une tension de pulsation $+3$ qui engendrera a son tour des courants statoriques et rotoriques d'ordre $+3$.

$$V_{rf+3} = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} (L_r i_{rf+1} + M i_{sf+1}) \quad (\text{IV-20})$$

De la, nous aurons les courants suivants :

$$i_{sf+3} = \frac{V_{rf+3}}{R_s R_r \det A} * \omega * M_{sr} (\tau_r * (\omega_r - \omega) - \omega * \tau_s + j(\tau_s \tau_r \sigma (\omega_r - \omega) \omega - 1))$$

$$i_{rf+3} = \frac{V_{rf+3} R_s^2 R_r}{R_s R_r \det A} * ((1 + j\omega \tau_s) * (1 - \omega^2 \tau_s \tau_r \sigma + \omega \omega_r \tau_s \tau_r \sigma) + j(\tau_r (\omega_r - \omega) - \tau_s \omega_r))$$
(IV-21)

Les courants i_{sb+3} et i_{rb+3} sont les composants B (bakward) qui sont les conjuguées des composantes f (forward).

Si on pose :

$$i_{sf+3} = V_{rf+3} * cst1$$

$$\text{avec } cst1 = \frac{1}{R_s R_r \det A} * \omega * M_{sr} (\tau_r * (\omega_r - \omega) - \omega * \tau_s + j(\tau_s \tau_r \sigma (\omega_r - \omega) \omega - 1))$$

Nous pouvons également écrire Les courants de KU du système (IV-2) comme le produit d'une constante par la tension d'alimentation directe:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sfd} = V_{sd} * cst2 \\ \text{avec} \\ cst2 = \sqrt{\frac{3}{2}} e^{j\alpha} \frac{(1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega - \omega_r) - j(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega - \omega_r)^2))}{R_s \det A_1} \end{array} \right.$$
(IV-22)

et

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{rfd} = V_{sd} * csB \\ \text{avec} \\ csB = \sqrt{\frac{3}{2}} e^{j\alpha} M(\omega - \omega_r) \frac{((\tau_s \omega + \tau_r (\omega - \omega_r)) + j(1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega (\omega - \omega_r)))}{R_s R_r \det A_1} \end{array} \right.$$

Si nous remplaçons ces courants au niveau de la nouvelle tension d'ordre +3 suivante :

$$V_{rf+3} = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} (L_r i_{rfd} + M i_{sfd})$$
(IV-23)

Nous aurons les expressions suivantes :

$$V_{rf+3} = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} (L_r * V_{sd} * cst3 + M * V_{sd} * cst2) \quad (IV-24)$$

$$V_{rf+3} = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} * V_{sd} * (L_r * cst3 + M * cst2) \quad (IV-25)$$

Au final, nous aurons finalement une tension qui n'est rien d'autre que le produit de la tension d'alimentation d'ordre directe par une constante. Soit :

$$V_{rf+3} = cst4 * V_{sd}$$

avec

$$cst4 = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} * (L_r * cst3 + M * cst2)$$

Le même raisonnement est appliqué pour le courant d'ordre 3 inverse tout en considérant la pulsation positive de la vitesse soit 2ω ainsi que les équations (IV-6) et (IV-7) soit :

$$V_{rf-3} = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} (L_r i_{rf(inverse)} + M i_{sf(inverse)}) \quad (IV-26)$$

On pose :

$$\begin{cases} i_{sfi} = V_{si} * cst5 \\ cst5 = \sqrt{\frac{3}{2}} e^{-j\omega t} \frac{((1 + \tau_r^2 (\omega + \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega + \omega_r)) + j(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega + \omega_r)^2))}{R_s \det A_2} \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} i_{rfi} = V_{si} * cst6 \\ cst6 = \sqrt{\frac{3}{2}} e^{-j\omega t} (\omega + \omega_r) M \frac{((\tau_s \omega + \tau_r (\omega + \omega_r)) - j(1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega (\omega + \omega_r)))}{R_s R_r \det A_2} \end{cases}$$

donc :

$$V_{rf-3} = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} * V_{si} * (L_r * cst6 + M * cst5) \quad (IV-27)$$

si on pose

$$cst7 = -j \frac{\omega_{r1}}{2} e^{j2\omega} * (L_r * cst6 + M * cst5)$$

on aura :

$$V_{rf-3} = V_{si} * cst7$$

et

$$\begin{cases} i_{sf+3} = V_{sd} * cst1 \\ i_{sf-3} = V_{si} * cst7 * cst8 \end{cases} \quad (IV-28)$$

avec :

$$cst8 = \frac{\omega * M_{sr} (\tau_r * (\omega_r - \omega) - \omega * \tau_s + j(\tau_s \tau_r \sigma (\omega_r - \omega) \omega - 1))}{R_s R_r \det A}$$

Finalement, les courants d'ordre 3 directe et inverse se résument comme le produit des tensions d'alimentation directe et inverse respectivement par des constantes. Il est clair que l'ordre de grandeur de la tension direct qui est directement le fruit de la fondamentale est nettement plus élevée que celui de la tension inverse car se dernier dépend du pourcentage de déséquilibre appliqué.

4.2 Représentation et interprétation des résultats

On peu vérifier la capacité du modèle analytique et ce en les comparant avec les courants de pulsation $+3f_s$ et $-3f_s$ tirées de la simulation. La figure (4-10) représente l'évolution du courant $+3f_s$ pour un déséquilibre d'alimentation de 20%. On remarque bien le suivi de la courbe tirée du développement analytique avec la simulation.

L'harmonique $-3f_s$ (voir figure 4-11) donne également un très bon suivi. Ces harmoniques concordent avec celles de la simulation aussi bien en phase qu'en amplitude. Les figures (voir (4-12)) montrent quant à elles la variation des nouvelles tensions de pulsation 3 directe et inverse respectivement pour différent pourcentage de déséquilibre.

Nous avons trouvé nécessaire de représenter le comportement de ces tensions et de voir l'impact du pourcentage sur ces derniers. Il est clair que la tension de pulsation 3 inverse et très peu affectée par l'intensité du déséquilibre à l'inverse de l'harmonique 3 direct.

Pour confirmer la justesse de nos dires on représente dans les figures (4-13) et (4-14) l'évolution de l'amplitude des harmoniques 3 directe et inverse respectivement. Ces figures montrent clairement que pour différentes charges le résonnement reste le même.

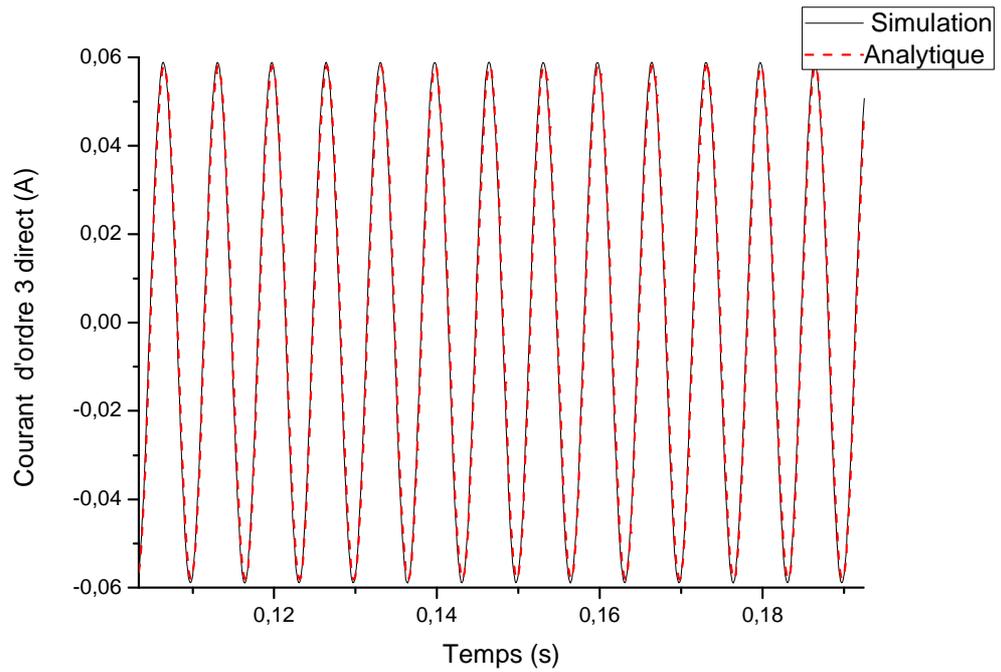


Figure 4-10: Courant de pulsation 3fs direct en présence d'un déséquilibre d'alimentation de 20% sur une phase d'alimentation

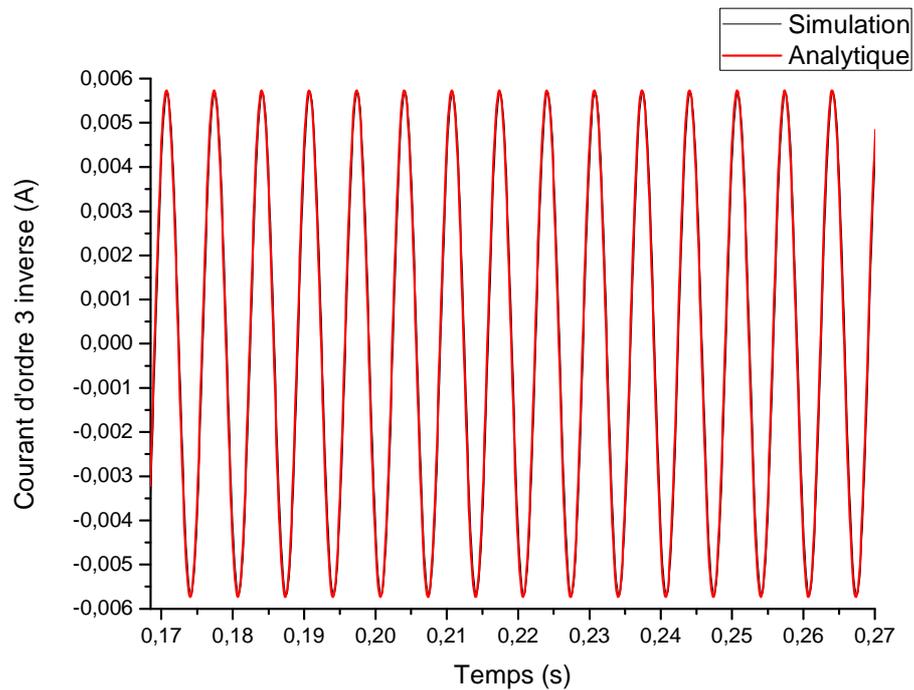


Figure 4-11: courant de pulsation 3fs inverse en présence d'un déséquilibre d'alimentation de 20% sur une phase d'alimentation

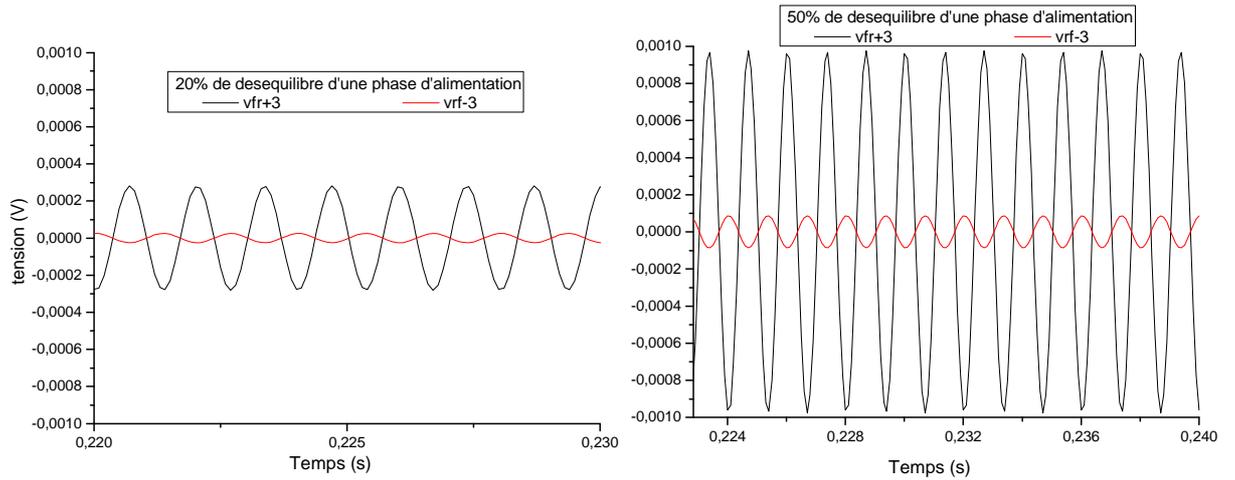


Figure 4-12: Tension induite de pulsation 3fs directe et inverse

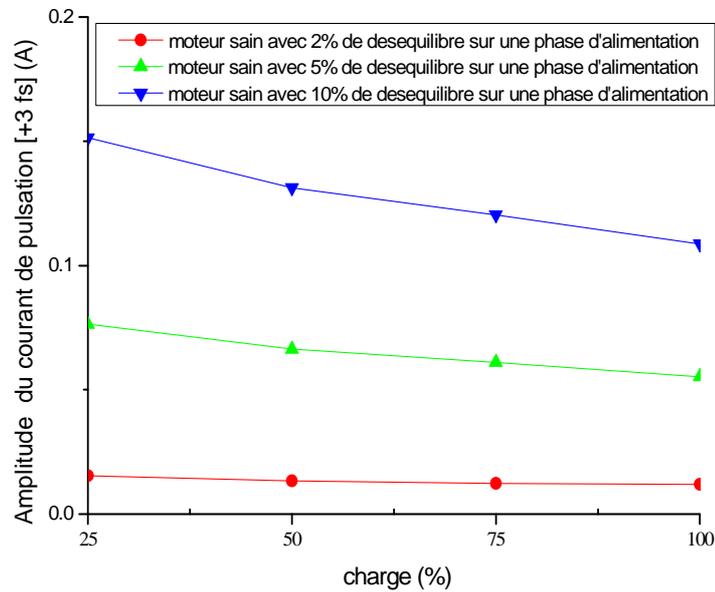


Figure 4-13: évolution de l'amplitude de l'harmonique ($+3f_s$) en fonction de la charge analytiquement

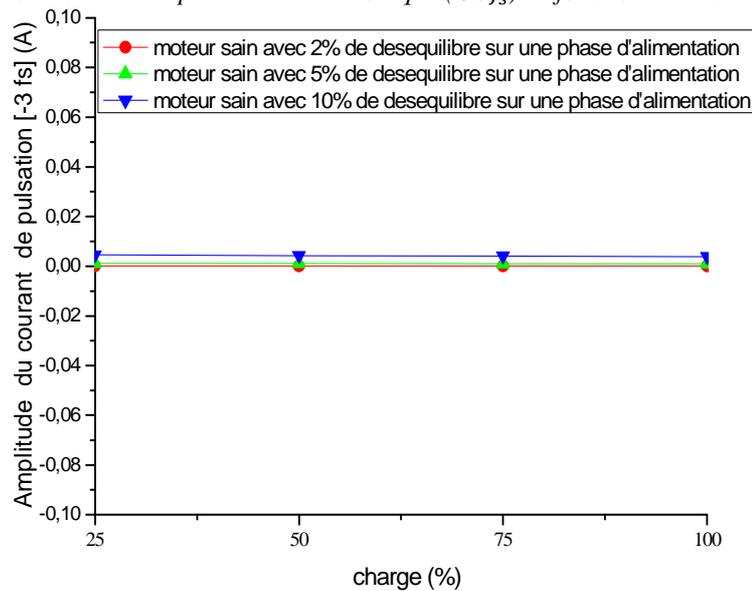


Figure 4-14: évolution de l'amplitude de l'harmonique ($-3f_s$) en fonction de la charge analytiquement

IV. Développement analytique du court-circuit entre spires

Un court circuit se traduit par la création d'une ou plusieurs bobines supplémentaires. Pour prendre en compte l'existence d'une bobine supplémentaire en court circuit, le bobinage statorique devra comporter une troisième bobine B_{cc} court-circuitée. Pour ce développement analytique, il est important de se référer au modèle de comparaison entre le court-circuit entre spires et le déséquilibre d'alimentation que nous avons présenté au chapitre 2 nous donnerons ici que le système final soit :

$$\begin{pmatrix} \frac{V_{sa}}{1+\eta_{cc}} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s}{1+\eta_{cc}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i'_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{pmatrix} [L_T] \begin{pmatrix} i'_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + [L_T] \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (IV-29)$$

avec :

$$[L_T] = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s & M_{sr} & 0 \\ M_s & l_s & M_s & -\frac{1}{2}M_{sr} & \frac{\sqrt{3}}{2}M_{sr} \\ M_s & M_s & l_s & -\frac{1}{2}M_{sr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}M_{sr} \\ M_{sr} & -\frac{1}{2}M_{sr} & -\frac{1}{2}M_{sr} & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}M_{sr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}M_{sr} & 0 & L_r \end{pmatrix}$$

Pour l'équation mécanique nous avons :

$$\Gamma_e = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \left(-(i'_{sa} \times i_{rq}) + i_{sb} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{rd} + \frac{1}{2} i_{rq} \right) + i_{sc} \times \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} i_{rd} + \frac{1}{2} i_{rq} \right) \right) \quad (IV-30)$$

1. Expression des tensions d'alimentation

Les tensions après introduction du court-circuit pour un repère lié au stator sont :

$$\begin{cases} \frac{v_{Sa}}{1+n_{cc}} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{Sb} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{Sc} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{IV-31})$$

On peut écrire :

$$\frac{1}{1+n_{cc}} = 1 - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \quad (\text{IV-32})$$

Donc on aura :

$$\begin{cases} v_{Sa} = \left(1 - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}}\right) V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{Sb} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{Sc} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{IV-33})$$

$$\begin{cases} v_{Sa} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{Sb} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{Sc} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{IV-34})$$

Finalement on a :

$$\begin{cases} v_{Sa} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{Sb} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 0 \\ v_{Sc} = V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + 0 \end{cases} \quad (\text{IV-35})$$

Il est clair que le système (IV-35) peut être considéré comme la somme de deux systèmes de tension soit les tensions d'alimentations appliquées à la machine plus le système de tension créé par le court-circuit entre spires. On peut noter :

$$\begin{pmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_s \sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{IV-36})$$

Le système (IV-36), peu être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \\ V_s \sqrt{2} \frac{a^2 e^{j\omega t} + a e^{-j\omega t}}{2} \\ V_s \sqrt{2} \frac{a e^{j\omega t} + a^2 e^{-j\omega t}}{2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} V_s \sqrt{2} \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{IV-37})$$

37)

Après application de la transformation de KU pour un repère lié au stator soit :

$$\begin{pmatrix} V_{so} \\ V_{sf} \\ V_{sb} \end{pmatrix} = [K(\theta_s = 0)] \begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_{so} \\ V_{sf} \\ V_{sb} \end{pmatrix} = [K(\theta_s = 0)] \times \left\{ \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \\ V_s \sqrt{2} \frac{a^2 e^{j\omega t} + a e^{-j\omega t}}{2} \\ V_s \sqrt{2} \frac{a e^{j\omega t} + a^2 e^{-j\omega t}}{2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} V_s \sqrt{2} \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right\} \quad (\text{IV-38})$$

38)

$$[K(\theta_s = 0)] \times \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \\ V_s \sqrt{2} \frac{a^2 e^{j\omega t} + a e^{-j\omega t}}{2} \\ V_s \sqrt{2} \frac{a e^{j\omega t} + a^2 e^{-j\omega t}}{2} \end{pmatrix} = \frac{V_s \sqrt{2}}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\omega t} + e^{-j\omega t} \\ a^2 e^{j\omega t} + a e^{-j\omega t} \\ a e^{j\omega t} + a^2 e^{-j\omega t} \end{pmatrix} \quad (\text{IV-39})$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} V_s \begin{pmatrix} 0 \\ e^{j\omega t} \\ e^{-j\omega t} \end{pmatrix}$$

Pour :

$$\begin{aligned}
 [K(\theta_s = 0)] \times \begin{pmatrix} -\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} V_s \sqrt{2} \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} &= -\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \times \frac{V_s \sqrt{2}}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\
 &= -\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \times \frac{V_s \sqrt{2}}{2} \begin{pmatrix} e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} \\ e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} \\ e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{IV-40}$$

Les tensions d'alimentation après transformation de KU pour un repère lié au stator sont :

$$\begin{pmatrix} V_{so} \\ V_{sf} \\ V_{sb} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_s \begin{pmatrix} 0 \\ e^{j\alpha} \\ e^{-j\alpha} \end{pmatrix} - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \times \frac{V_s \sqrt{2}}{2} \begin{pmatrix} e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} \\ e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} \\ e^{j\alpha} + e^{-j\alpha} \end{pmatrix} \tag{IV-41}$$

$$\begin{cases} V_{so} = 0 - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \times \frac{V_s \sqrt{2}}{2} (e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \\ V_{sf} = V_s \left(\sqrt{\frac{3}{2}} - \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \right) e^{+j\alpha} - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \times \frac{V_s \sqrt{2}}{2} e^{-j\alpha} \\ V_{sb} = V_s \left(\sqrt{\frac{3}{2}} - \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \right) e^{-j\alpha} - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \times \frac{V_s \sqrt{2}}{2} e^{+j\alpha} \end{cases} \tag{IV-42}$$

2. Expression des équations électriques

Au stator :

$$\begin{cases} \frac{V_{sa}}{1+n_{cc}} = \frac{R_s}{1+n_{cc}} i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \tag{IV-43}$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{V_{sa}}{1+n_{cc}} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} - \left(\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \right) R_s i_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{IV-44})$$

$$\begin{cases} \left(\frac{V_{sa}}{1+n_{cc}} \right) \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{cases} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} R_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{IV-45})$$

On applique la transformation de KU pour un repère lié au stator

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_{so} \\ V_{sf} \\ V_{sb} \end{pmatrix} &= \underbrace{[K(\theta_s = 0)]^{-1} \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} [K(\theta_s = 0)]}_{i} \begin{pmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \end{pmatrix} + \underbrace{[K(\theta_s = 0)]^{-1} \frac{d}{dt} [K(\theta_s = 0)]}_{ii} \begin{pmatrix} \phi_{so} \\ \phi_{sf} \\ \phi_{sb} \end{pmatrix} \\ &- \underbrace{[K(\theta_s = 0)]^{-1} \begin{pmatrix} \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} R_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} [K(\theta_s = 0)]}_{iii} \begin{pmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV-46})$$

$$I = [K(\theta_s = 0)]^{-1} \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} [K(\theta_s = 0)] = \begin{pmatrix} R_{so} & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (\text{IV-47})$$

avec

$$\begin{pmatrix} \phi_{so} \\ \phi_{sf} \\ \phi_{sb} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{so} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ro} \\ i_{rf} \\ i_{rb} \end{pmatrix}$$

au final on aura :

$$\begin{cases} \left(\begin{pmatrix} V_{so} \\ V_{sf} \\ V_{sb} \end{pmatrix} \right) = \begin{pmatrix} R_{so} & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{so} \\ \phi_{sf} \\ \phi_{sb} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} R_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{IV-48})$$

Au rotor, après la transformation de KU pour un repère lié au stator, nous avons:

$$\begin{cases} V_{ro} = R_r i_{ro} + L_{ro} \frac{d}{dt} i_{ro} \\ V_{rf} = R_r i_{rf} + L_{rf} \frac{d}{dt} i_{rf} + M \frac{d}{dt} i_{sf} - j \frac{d\theta}{dt} (L_r i_{rf} + M i_{sf}) \\ V_{rb} = R_r i_{ro} + L_{rb} \frac{d}{dt} i_{rb} + M \frac{d}{dt} i_{sb} + j \frac{d\theta}{dt} (L_r i_{rb} + M i_{sb}) \end{cases} \quad (\text{IV-49})$$

En régime permanent on a $\frac{d}{dt} = j\omega$

On aura finalement:

$$\begin{cases} V_{so} = \left(R_{so} + j\omega L_{so} - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} R_s \right) i_{so} \\ V_{sf} = (R_s + j\omega L_s) i_{sf} + j\omega M i_{rf} \\ V_{sb} = (R_s + j\omega L_s) i_{sb} + j\omega M i_{rb} \end{cases} \quad (\text{IV-50})$$

$$\begin{cases} V_{ro} = 0 = (R_r + j\omega L_{ro}) i_{ro} \\ V_{rf} = 0 = (R_r + j(\omega - \omega_r) L_r) i_{rf} + j(\omega - \omega_r) M i_{sf} \\ V_{rb} = 0 = (R_r + j(\omega + \omega_r) L_r) i_{rb} + j(\omega + \omega_r) M i_{sb} \end{cases} \quad (\text{IV-51})$$

Ce qui donne le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} i_{so} \\ i_{sf} \\ i_{sb} \\ i_{ro} \\ i_{rf} \\ i_{rb} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(R_{so} + j\omega L_{so} - \frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} R_s \right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + j\omega L_s) & 0 & 0 & j\omega M & 0 \\ 0 & 0 & (R_s + j\omega L_s) & 0 & 0 & j\omega M \\ 0 & 0 & 0 & (R_{ro} + j\omega L_{ro}) & 0 & 0 \\ 0 & jM(\omega - \omega_r) & 0 & 0 & (R_r + j(\omega - \omega_r) L_r) & 0 \\ 0 & 0 & jM(\omega + \omega_r) & 0 & 0 & (R_r + j(\omega + \omega_r) L_r) \end{pmatrix}^{-1} \times \begin{pmatrix} V_{so} \\ V_{sf} \\ V_{sb} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{IV-52})$$

La résolution de se système d'équations nous donne au final la formulation des courants suivantes :

$$i_{sf} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(V_{sf} e^{j\omega t} + n_{cc} V_{sf} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) \left(- \left(\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \right) \right) \right) \times \frac{\left((1 + \tau_r^2 (\omega - \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega - \omega_r) - j(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega - \omega_r)^2)) \right)}{R_s (1 + n_{cc}) \det A_1} \quad (\text{IV-53})$$

$$i_{rf} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(V_{sf} e^{j\omega t} + n_{cc} V_{sf} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) \left(- \left(\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \right) \right) \right) M(\omega - \omega_r) \frac{\left((\tau_s \omega + \tau_r (\omega - \omega_r)) + j(1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega (\omega - \omega_r)) \right)}{R_s R_r \det A_1} \quad (\text{IV-53})$$

$$i_{so} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{so} e^{-j\omega t} \left(n_{cc} (e^{-j\omega t} - e^{j\omega t}) \left(- \left(\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \right) \right) \right) \times \frac{\left((1 + \tau_r^2 (\omega + \omega_r)^2 + \tau_s \tau_r (1 - \sigma) \omega (\omega + \omega_r)) + j(\tau_s \omega + \sigma \tau_s \tau_r^2 \omega (\omega + \omega_r)^2) \right)}{R_s \det A_2} \quad (\text{IV-54})$$

$$i_{ro} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{so} e^{-j\omega t} \left(n_{cc} (e^{-j\omega t} - e^{j\omega t}) \left(- \left(\frac{n_{cc}}{1+n_{cc}} \right) \right) \right) \times \frac{\left((\omega + \omega_r) M \left((\tau_s \omega + \tau_r (\omega + \omega_r)) - j(1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega (\omega + \omega_r)) \right) \right)}{R_s R_r \det A_2} \quad (\text{IV-55})$$

Tel que i_{so} et i_{ro} représentent les courants homopolaire statorique et rotorique.

Ces courants peuvent être écrits sous la forme suivantes :

$$\begin{aligned} i_{sf} &= i_{sf \text{ sain}} + i_{sf \text{ cc}} \\ i_{rf} &= i_{rf \text{ sain}} + i_{rf \text{ cc}} \end{aligned} \quad (\text{IV-56})$$

A partir de là, le retour au courant réel est possible à partir de la transformation inverse de KU.

$$\begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_o \\ i_{sf} \\ i_{sB} \end{pmatrix} \quad (\text{IV-57})$$

avec :

$$i_{sa} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times \Re(i_{sf} e^{j\theta}) \quad (\text{IV-58})$$

3. Expression du couple électromagnétique

Pour le calcul du couple électromagnétique, et toujours en se basant sur le modèle du chapitre 2 nous pouvons dire alors que le couple électromagnétique peut être défini comme suit :

$$\Gamma_e = 2M \cdot \Im(\bar{i}_{sf\text{ sain}} \bar{i}_{rf\text{ sain}}^* + \bar{i}_{sf\text{ cc}} \bar{i}_{rf\text{ cc}}^* + \bar{i}_{sf\text{ sain}} \bar{i}_{rf\text{ cc}}^* + \bar{i}_{sf\text{ cc}} \bar{i}_{rf\text{ sain}}^* + i_{sfo} i_{rfo}^*) \quad (\text{IV-59})$$

4. Visualisation et interprétation des résultats

Les figures (4-15) et (4-16) représentent les courants statoriques ainsi que le zoom des courants de l'étude analytique pour un court-circuit entre spires de 20%. Les figures (4-17) et (4-18) représentent, quant à elles, les courants statorique pour un court-circuit entre spires de 50%.

On peut dire que même avec l'augmentation du pourcentage de défaut, la concordance des résultats est vérifiée en effet, on note un suivi appréciable de l'analytique avec la simulation.

Les figures (4-19) et (4-20) représentent le courant et le zoom du courant de court-circuit respectivement pour un pourcentage de 20%. La figure (4-21) confirme que le couple électromagnétique analytiquement suit celui tirée de la simulation.

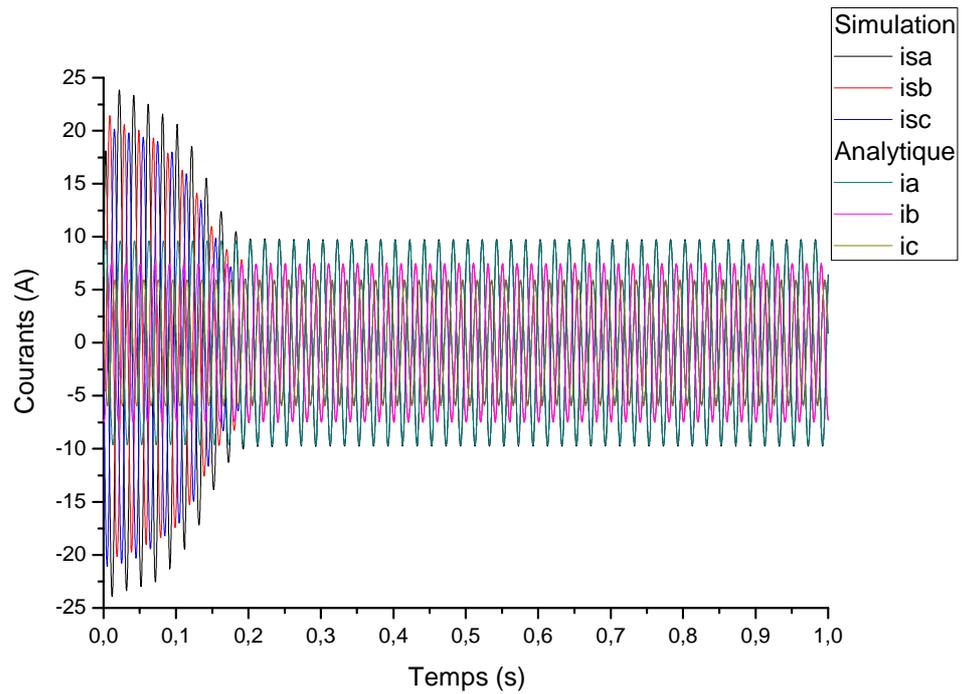


Figure 4-15 : Courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 20%

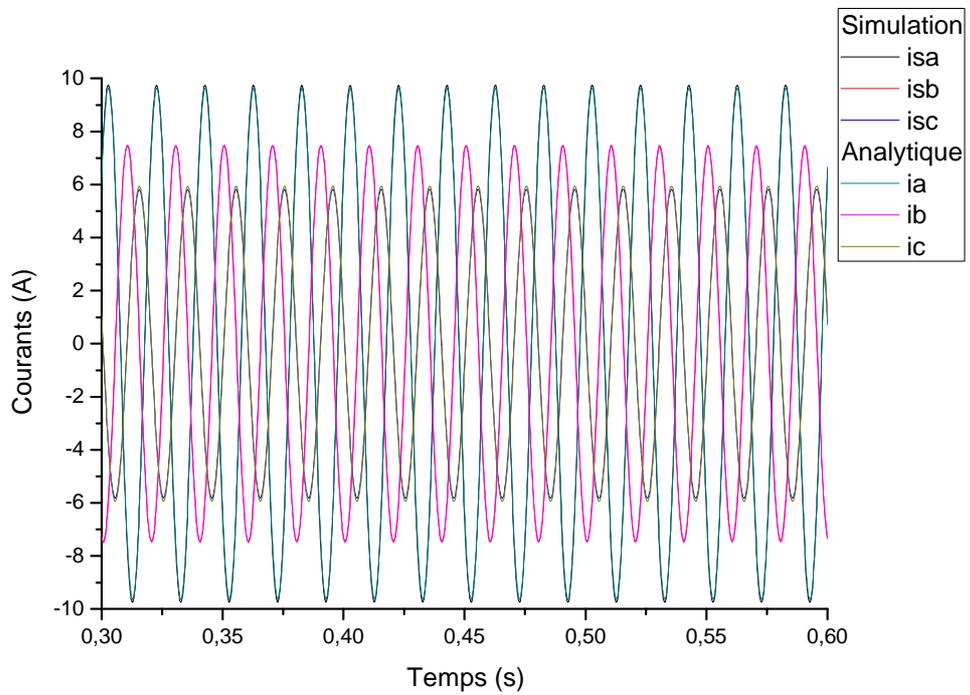


Figure 4-16 : Zoom des courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 20%

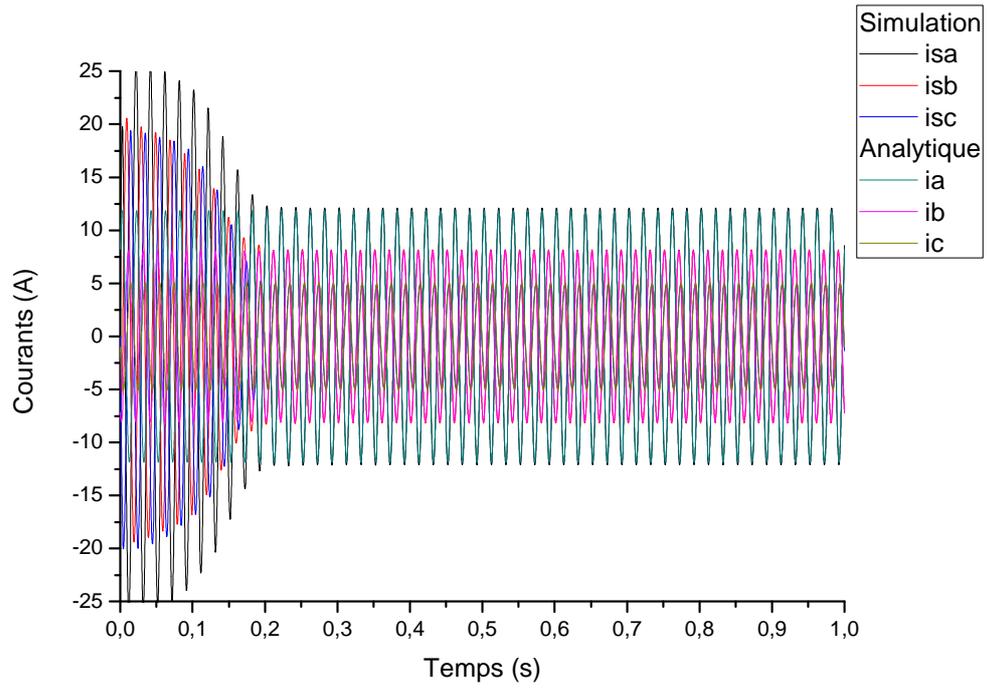


Figure 4-17 : Courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 50%

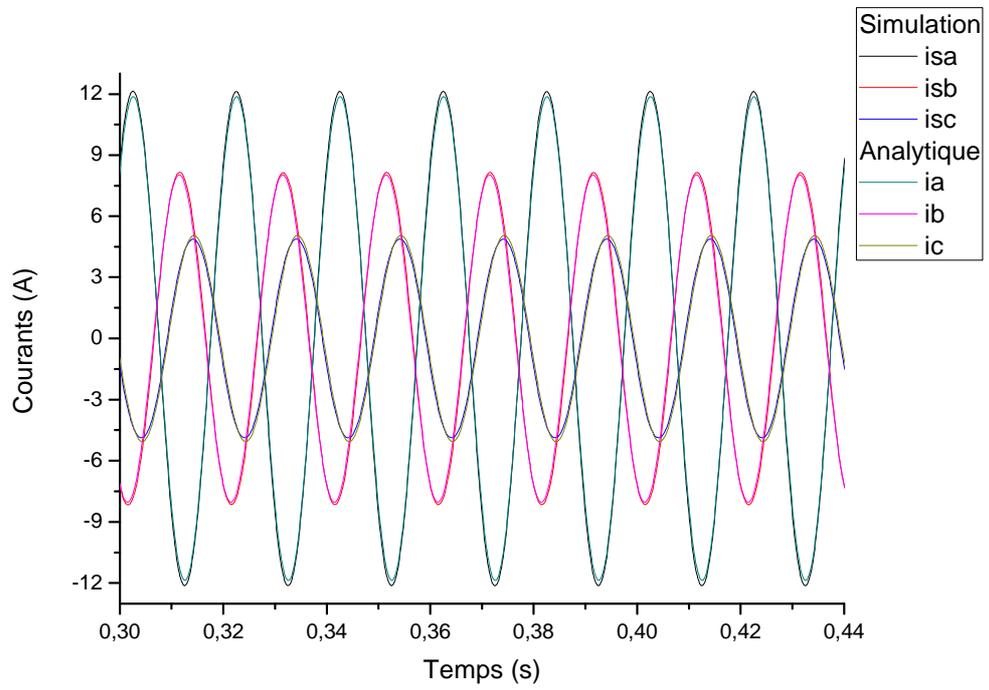


Figure 4-18 : Zoom des courants statoriques en présence d'un court-circuit entre spires de 50%

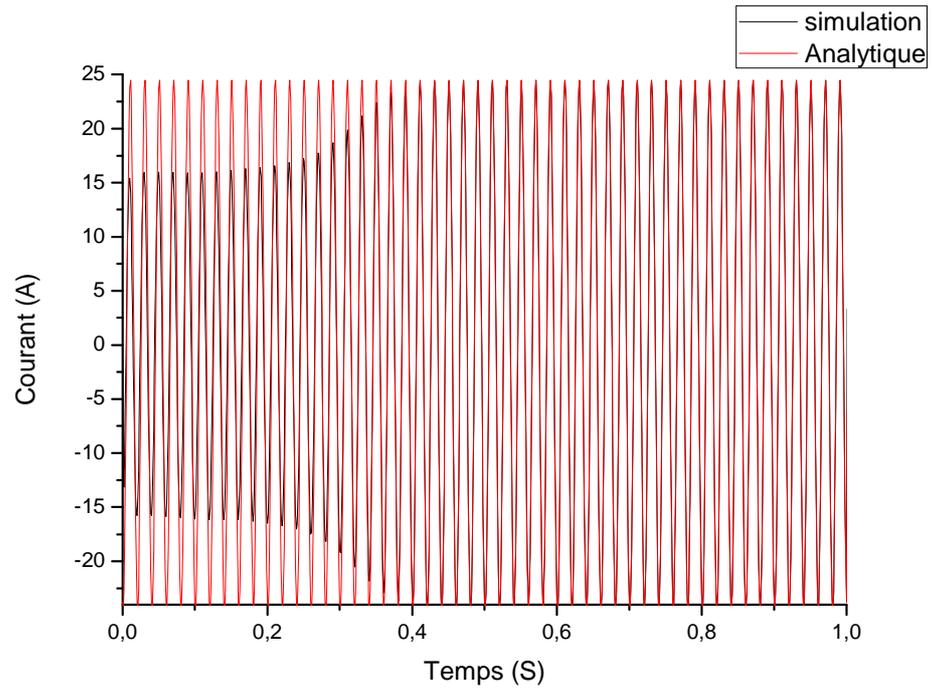


Figure 4-19 : Courant de court-circuit pour un court-circuit entre spires de 20%

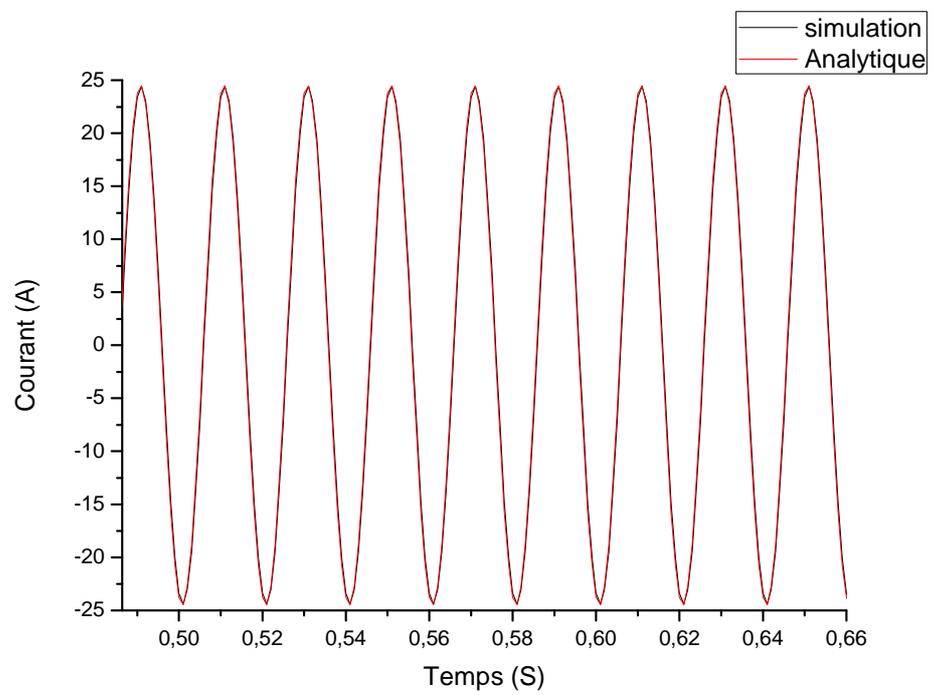


Figure 4-20 : Zoom du courant de court-circuit pour un court-circuit entre spires de 20%

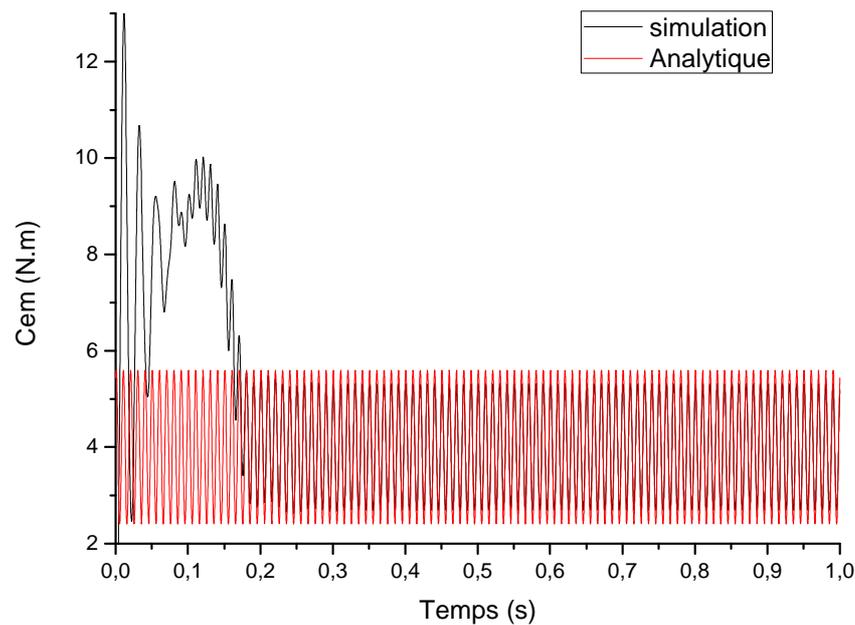


Figure 4-21 : Couple électromagnétique en présence d'un court-circuit entre spires de 20%

V. CONCLUSION

L'avantage qu'apporte une méthode analytique est de comprendre de manière plus claire la genèse des indices de défauts sachant que notre but primaire de cette étude était de trouver une différence définitive dans la génération et la compréhension des indices de détection pour les défauts de court-circuit entre spires et le déséquilibre d'alimentation. L'approche analytique, nous a permis d'apporter énormément de réponses à nos différentes questions. En effet nous avons pu voir que l'harmonique d'ordre trois inverse est très peu affectée par l'intensité du déséquilibre de la source d'alimentation. Cette déduction vient en accord avec les suppositions émises dans les chapitres 2 et 3. D'un autre coté, l'approche dans le développement des équations de tension provenant du court-circuit entre spires est très différente de celle vu lors du déséquilibre d'alimentation. En effet, la composante homopolaire apparaît de manière évidente lorsqu'on introduit l'équation de court-circuit entre spires en revanche, elle n'apparaît pas lors de l'étude du déséquilibre des tensions d'alimentation. Tout ceci nous apporte également de riches informations. Il est clair que l'étude analytique du court-circuit entre spires reste inachevée en comparaison à celle du déséquilibre. Cependant, à cette étape du développement nous avons pu comprendre a priori comment se fait la génération d'indice suite aux différents défauts.

C onclusion générale

Cette thèse se situe dans le contexte du diagnostic des machines asynchrones, thème actuellement d'actualité à la vue de diagnostiquer au mieux les défauts qui peuvent affecter la machine durant sa période de fonctionnement. L'ampleur des pannes survenant dans les machines impose de manière impérative l'élaboration d'un système de diagnostic fiable et efficace. Son objectif était de diagnostiquer les défauts au niveau du stator par la méthode MCSA. Elle visait de plus à différencier de manière définitive les défauts de court-circuit entre spires et le déséquilibre d'alimentation. Pour cela, nous avons présenté quatre chapitres dans le but de mieux expliciter le diagnostic des défauts au niveau du stator.

Nous avons au début de ce travail effectué une étude bibliographique sur les différents défauts pouvant affecter la machine asynchrone durant son fonctionnement ainsi que les différentes méthodes de détections actuellement utilisées. À cela nous avons pu voir qu'il est encore difficile de localiser ou de quantifier les défauts. Le but primaire de notre travail était de dissocier de manière définitive les indices de défauts de court-circuit entre spires et ceux provenant du déséquilibre d'alimentation mais aussi de donner un indice propre et fiable au défaut de court-circuit entre spires. Les défauts statoriques regroupent principalement les défauts de court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires. Ils commencent généralement par un court-circuit entre spires, avant d'évoluer vers des défauts plus graves. Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine, en revanche un court-circuit près du neutre ou encore entre spires d'un même bobinage n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui provoque une répercussion directe sur le couple. Un court-circuit entre spires de même phase entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases et amplifie de manière significative les courants dans le circuit rotorique.

Le second chapitre visait principalement à définir des modèles de simulation suffisamment fiables et précis permettant de déterminer rapidement le comportement des différentes variables de la MAS en présence d'un défaut de court-circuit entre spires et d'en déduire les signatures adéquates pour la détection de ce type de défaut. L'autre objectif était de définir un modèle le plus pertinent possible démontrant la relation existante entre le défaut de court-circuit entre spires et le défaut de déséquilibre d'alimentation. Les variables mesurables telles que les courants, dans notre cas, peuvent fournir des informations significatives sur les

défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur. La présence d'un défaut peut provoquer ou non la dégradation du matériau selon sa gravité.

La modélisation locale des effets de ce défaut permet de prédire si le système peut continuer à fonctionner ou s'il faut l'arrêter immédiatement. A cela, comme nous l'avons déjà évoqué, la première étape était basée sur la connaissance du système sain. La deuxième étape consistait ensuite en une création du défaut de manière la plus représentative possible. Des lors, la signature du défaut, c'est-à-dire sa répercussion sur certaines grandeurs était alors identifiées. Nous avons étudié deux types d'alimentation soit l'alimentation directe au réseau et l'alimentation à travers un onduleur. Pour cette dernière partie, nous avons plus particulièrement étudié le circuit de commande ainsi que son comportement suite à l'application du défaut. L'objectif étant de voir si les raies spectrales se comportent de la même manière indépendamment du type de l'alimentation. Les résultats trouvés ont été très encourageant. Tout ceci nous ramène finalement à dire que la variation de l'amplitude des raies spectrales suite au défaut ne dépend en aucun cas de la nature de l'alimentation utilisé. Les résultats de simulations ont été également riche en informations et nous avons pu a priori apposer un indice de défaut fiable susceptible de détecter la présence d'un court-circuit entre spires.

Pour pouvoir de manière définitive considérer un indice de défaut comme étant adéquat à la détection du court-circuit entre spires la simulation ne suffit plus et doit être appuyé par une validation expérimentale. Les signatures de défauts sont parfois très petites voire indétectables. La détection ainsi que la localisation devient de se fait souvent très délicates ce qui est une limite pour les méthodes de diagnostic actuelles.

Dans cette approche nous avons proposé non pas seulement une validation par des résultats expérimentaux mais au contraire toute une étude expérimentale venant renforcer nos résultats et conclusions tirées du chapitre 2. Le chapitre 3 vient donc dans cette optique. Les approches basées sur l'analyse fréquentielle donne actuellement de nombreux résultats significatifs. Les grandeurs mesurées sont analysées de point de vue spectral. En effet, dans la machine électrique, les méthodes de diagnostic sont basées principalement sur l'analyse fréquentielle de signaux en utilisant une transformée de Fourier. L'indice de défauts sera défini par une

comparaison de l'amplitude des composants signataires du défaut avec le seuil de référence calculé lorsque la machine est saine.

Le quatrième chapitre consistait en l'élaboration d'un développement analytique des deux défauts étudiés. Lorsque la simulation est confrontée à des incertains multiples il est impératif voir souhaitable de proposer un développement analytique du défaut. C'est dans cet esprit que nous avons rédigé le chapitre. Cette étude analytique nous a éclairée sur beaucoup de point et renforce ou du moins apporte de plus amples informations à notre modèle de simulation ainsi qu'aux résultats expérimentaux proposé dans le deuxième et troisième chapitre. Nous pensons que cette étape du mémoire nous apporte beaucoup d'informations permettant de dissocier enfin les indices de défaut du court-circuit entre spires de ceux provenant du déséquilibre d'alimentation en proposant un indice de défaut convaincant.

La différentiation dans les signatures des défauts de court-circuit entre spires et le déséquilibre d'alimentation était un enjeu de taille. Sachant que, au niveau de la littérature quelque soit la méthode utilisée, beaucoup contourne l'obstacle a partir de différents procédé malheureusement ceci ne résout pas le problème et de la nous ne pouvons définir une signature propre au défaut de court-circuit entre spires. Nous n'avons pas la prétention ni même l'audace de dire que nous avons trouvé l'indice idéal du défaut de court-circuit entre spires en présence d'un déséquilibre de tension d'alimentation.

Néanmoins, ce travail appuyé par une étude analytique et une autre expérimentale donne des explications et renforce la fiabilité de nos résultats. Il est clair que nous avons pu donner un indice de défaut qui reste discutable au sein de la grande famille du diagnostic.

Annexe

Caractéristiques de la machine utilisées pour l'étude expérimentale

| Description | |
|--------------------------------------|--------------------|
| Marque | FIMET |
| Puissance | 1.1 kW |
| Courant | 2.7 A |
| Nombre de pôles | 4 |
| Nombre de barres rotoriques | 22 |
| Nombre d'encoches statoriques | 24 |
| Nombre de spires par phase | 376 |
| Cos (φ) | 0.77 |
| Vitesse nominale | 1380 tr/min |

Les paramètres de la machine à induction utilisée en simulation

$P = 2$: Nombre de paires de pôles.

$N_s = 240$: Nombre effectif de spires /phase statorique.

$n_b = 22$: Nombre de barres de la cage rotorique.

$l = 75\text{mm}$: Longueur axiale du rotor de la machine.

$D = 79\text{mm}$: Diamètre du rotor

$e = 0,5\text{mm}$: Épaisseur de l'entrefer.

$l_{fs} = 14,8 \text{ mH}$: Inductance de fuites /phase statorique.

$J = 0,0023 \text{ N.m}$: Moment d'inertie.

$R_s = 7,82 \text{ } \Omega$: Résistance d'une phase statorique.

$R_e = 3,1 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega$: Résistance d'une portion d'anneau de court-circuit.

$R_b = 1,96 \cdot 10^{-4} \text{ } \Omega$: Résistance d'une barre rotorique.

$L_e = 1,6 \cdot 10^{-7} \text{ H}$: Inductance de fuite d'une portion d'anneau de CC.

$L_b = 2,16 \cdot 10^{-7} \text{ H}$: Inductance de fuite d'une barre rotorique.

BIBLIOGRAPHIE

[A]

- [Abed-02] : Mlle Aïcha ABED, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone", Thèse présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique, Soutenue publiquement le 28 mars 2002.
- [Aderiano-06]: Aderiano M. da Silva, B.S. Induction motor Fault diagnostic and monitoring methods "A Thesis submitted to the Faculty Of the Graduate School, Marquette University, In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Electrical and Computer Engineering, Milwaukee, Wisconsin May 2006.
- [Anbarasu-13]: E.Anbarasu, M.Karthikeyan, Modeling of Induction Motor and Fault Analysis, International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT) Volume 2, Issue 4, July 2013, pp. 383–393.
- [Andriamalala-09] :Andriamalala Rijaniaina Njakasoa, "Modélisation Du Défaut D'excentration Dans Une Machine Asynchrone. Application Au Diagnostic Et A La Commande De Deux Machines Spécifiques", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I, Spécialité Génie Electrique, Soutenue le 02 Juillet 2009.
- [Arkan-01] : M. Arkan, D. K. Perovic, P. Unsworth, "Online stator fault diagnosis in induction motors" IEE Proc. Electronic, Power Application, Vol.148, No.6, Nov 2001.
- [Arkan-01] : M. Arkan, D. K. Perovic, P. Unsworth, "Online stator fault diagnosis in induction motors" IEE Proc. Electronic, Power Application, Vol.148, No.6, Nov 2001.
- [Assaf-04]: T. Assaf, H. Henao, G.-A. Capolino, "Comparative Study between Two Diagnosis Methods to Detect Incipient Stator Inter-Turn Short-Circuits in Working Induction Machine" 16th international conference on electrical machines, Cracow Poland, Conference proceeding ICEM 2004, 8 Sept 2004.

[B]

- [Babaa -13-1]: Babaa. F , khezzar.A ,oumaamar M.ek "Experimental investigation and comparative study of inter-turn short-circuits and unbalanced voltage supply in induction machines, " Revue frontiers in energy, Vol.7, Issue N°3, pp271-278, septembre 2013.
- [Babaa -13-2]: Babaa. F, khezzar.A, "mor sensitive indicator of inter-turn short-circuits fault in stator windings including unbalanced supply voltage, "Revue International journal on engineering application(IREA)., Vol.1, N°.1 , pp. 21-26, janvier 2013 .

- [Babaa -05]: Babaa Fatima, " Modélisation Et Diagnostic Des Machines Asynchrones : Application A La Détection Des Défauts Statoriques", Présenté en vue de l'obtention du diplôme de magister en Electrotechnique de l'Université de Constantine, Soutenue en 2005.
- [Babaa -06-1]: F. Babaa, M.E.K. Oumaamar, A. Khezzar and M. Boucherma, " Multiple Coupled Circuit Modeling of squirrel-cage Induction Motors Including Space Harmonics and Line Neutral Voltage, " ICEM 2006, chania, Crete Island, Greece, 02-05 September 2006.
- [Babaa -06-2]: F. Babaa, M. Y. Kaikaa, A. Khezzar and M. Boucherma, " Comparative Study between Inter-turn Short-Circuits and Unbalanced Voltage Supply in Induction Machines " ICEM 2006, chania, Crete Island, Greece, 02-05 September 2006.
- [Babaa -07-1]: Babaa, F. ; Khezzar, A. ; Boucherma, M. ; Nemmour, A.L. "Condition monitoring of stator faults in induction motors: Part I— Analytical investigation on the effect of the negative voltage sequence. " Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference on , Pages, 205 – 210 , 10-12 Sept. 2007
- [Babaa -07-2]: Babaa, F. ; Khezzar, A. ; Boucherma, M. ; Nemmour, A.L. "Condition monitoring of stator faults in induction motors: Part II- A more sensitive indicator of inter-turn shortcircuits fault in stator windings under unbalanced supply voltage ", Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference on , Pages, 211 – 216, 10-12 Sept. 2007
- [Babak-09] : Babak VASEGHI, "Contribution A L'étude Des Machines Electriques En Présence De Défaut Entre-Spires Modélisation – Réduction du courant de défaut", thèse de doctorat de L'I.N.P.L, Spécialité : Génie Electrique, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, le 3 décembre 2009.
- [Bellini-00]: Alberto Bellini, Fiorenzo Filippetti, Giovanni Franceschini, and Carla Tassoni, "Closed-Loop Control Impact on the Diagnosis of Induction Motors Faults", IEEE Transactions on industry applications, Vol. 36, no. 5, Sept/Oct 2000.
- [Bossio-04]: Guillermo Bossio, Cristian De Angelo, Jorge Solsona, Guillermo García, and María I. Valla, "A 2-D Model of the Induction Machine: An Extension of the Modified Winding Function Approach", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 19, No. 1, Mar 2004.
- [Bachir-03]: Smaïl Bachir, Jean Claude Trigeassou and Slim Tnani, "on-line stator faults diagnosis by parameter estimation", EPE 2003, 10th European Conference on power electronics and Applications, Toulouse, France, Sept 2003.

[C]

- [Cardoso-97]: Cardoso, A.J.M.; Cruz, S.M.A.; Fonseca, D.S.B., "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's Vector approach", Electric Machines and Drives Conference Record, 1997, IEEE International , 18-21 May 1997 Pages:MB1/5.1 - MB1/5.3.
- [Casimir-03] : R.Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des Formes", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [Casimir-02]: R.Casimir, E. Boutleux, G. Clerc and F. Chappuis, "Comparative Study of Diagnosis Methods for Induction Motors", Conference Record, 15th international conference on electrical machines, ICEM 2002, Aug 2002.
- [Ceban-12]: Andrian Ceban, " Méthode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques", Thèse en vue de l'obtention du grade de Docteur de l'Université Discipline : Génie Électrique, Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, présentée et soutenue publiquement le 2 février 2012.
- [Cristaldi-10]: L.Cristaldi, M. Faifer, L. Piegari, M. Rossi, S. Toscani" Rotor fault detection in field oriented controlled induction machines" IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp.529 – 534,2010.
- [Cruz-03]: S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, and H. A. Toliyat, "Diagnosis of stator, rotor, and airgap eccentricity faults in three-phase induction motors based on the multiple reference frames theory", Proc. 38th Industry Applications Annual Meeting Conf., Salt Lake City, UT, Oct. 2003, pp. 1340–1346.
- [Cruz-00]: S. M. A. Cruz A. J. Marques Cardoso, "Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors, by the Extended Park's Vector Approach", Thirty - Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, 2000.
- [Cruz-02]: S. M. A. Cruz and A. J. Marques Cardoso "Modelling and Simulation of Stator Winding Faults in Three-Phase Induction Motors, Including Rotor Skin Effect", Conference Record, 15th international conference on electrical machines, ICEM 2002, Aug 2002.
- [Cruz-03-2]: Cruz, S.M.A.; Cardoso, A.J.M.; Toliyat, H.A.; "Diagnosis of stator, rotor and airgap eccentricity faults in three-phase induction motors based on the multiple reference frames theory", Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, Volume: 2, 12-16 Oct. 2003 Pages: 1340 - 1346 vol.2.

[Cruz-03-3]: Cruz, S.M.A.; Cardoso, A.J.M, "Diagnosis of stator inter-turn short circuits in DTC induction motor drives", Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, Volume: 2, 12-16 Oct. 2003, Pages: 1332 - 1339 vol.2.

[Cruz-04]: S.M.A. Cruz and A.J.M. Cardoso, "Diagnosis of Stator Inter-Turn Short Circuits in DTC Induction Motor Drives", in IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 40, no. 5, pp. 24–34, Sept/oct.2004.

[D]

[Devanneaux-02] : V. Devanneaux, "Modélisation des machines asynchrones triphasés à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic", Thèse de doctorat, INPT, France, 2002.

[Devanneaux-03] : V. Devanneaux, B. Dagues, J. Faucher, G. Barakat, "An accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults", Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 377–391, IMACS 2003. Published by Elsevier Science B.V. All rights reserved.

[Didier-04] : G. Didier, "Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Oct. 2004.

[E]

[Emara-03]: Hassan M. Emara M. E. Ammar A. Bahgat H. T. Dorrah, "Stator Fault Estimation in Induction Motors Using Particle Swarm Optimization ", IEEE 2003 International Electric Machines and Drives Conference.

[F]

[Filippetti-00]: Filippetti, F.; Franceschini, G.; Tassoni, C.; Vas, P.; "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques", Industrial Electronics, IEEE Transactions on ,Volume: 47 , Issue: 5 , Oct. 2000, Pages:994 – 1004.

[Fuchs-03]: W. F. Fuchs, "Some Diagnosis Methods for Voltage Source Inverters in Variable Speed Drives with Induction Machines A Survey", The 29th Annual Conference of the IEEE, Industrial Electronics Society, IECON, vol.2,pp.1378 – 1385,2003.

[G]

[Gaeid-10]: K. S. Gaeid and H. W. Ping, Haider A.F "Diagnosis and Fault Tolerant Control of the Induction Motors Techniques a Review", Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 4(2), pp.227-246, 2010.

[Gaeid-11]: K. S. Gaeid and H. W. Ping, "Wavelet fault diagnosis and tolerant of induction motor: A review" *International Journal of the Physical Sciences*, 6(3), pp.358-376, 2011.

[Gentile-03]: G. Gentile, S.Meo, A. Ometto, "Induction motor current signature analysis to diagnostics of stator short circuits", SDEMPED Aug 2003, Power Electronics and drives, Atlanta, GA, USA

[H]

[Henao-02]: Humberto Henao, Cristian Demian, Gerard-André Capolino, " A Frequency-Domain Detection of Stator Winding Faults in Induction Machines Using an External Flux Sensor", IEEE industry applications conference 37th IAS annual Meeting, Oct 2002, Pittsburgh Pennsylvania, USA.

[Henao-03]: Henao, H.; Capolino, G.A.; Martis, C.; "On the stray flux analysis for the detection of the three-phase induction machine faults", Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, Volume: 2 , 12-16 Oct. 2003 Pages:1368 – 1373.

[Houdouin-03]: G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, E. Destobbeleer, "A Winding Function Theory Based Global Method for the Simulation of Faulty Induction Machines", Industry Applications Conference, IEMDC 2003 IEEE International Electric Machines and Drives Conference.

[H.R.Reed-36]: H. R. Reed and R. J. W. Koopman, "Induction motors on unbalanced voltages," *AIEE Trans*, vol. 55, pp. 1206–1213, 1936.

[J]

[Jaksch-03]: I. Jaksch; "Faults diagnosis of three-phase induction motors using envelope analysis", *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on, 24-26 Aug. 2003, Pages: 289 – 293.

[J. E. Williams-54]: J. E. Williams, "Operation of 3-phase induction motors on unbalanced voltages," *AIEE Trans*, vol. 73, pt. III-A, pp. 125–133, Apr. 1954.

[J. Faiz-04]: J. Faiz, H. Ebrahimpour, and P. Pillay, "Influence of unbalanced voltage on the steady-state performance of a three-phase squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 4, pp. 657–662, Dec. 2004.

[Joksimovic-00]: M. G. Joksimovic, J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 5 ,pp. 1078-84, October 2000.

[K]

- [Kaikaa -06]: Kaikaa M. Y., Babaa. F , khezzar .A , boucherma. M, "Analytical analysis of rotor slot harmonics in the line current of squirrel cage induction motors", Revue journal of electrical engineering SLOVAK ,Vol.57, N°.1, ISSN 1335-3632, pp.12-19, janvier - février 2006.
- [Khezzar-09-1] : Abdelmalek Khezzar, Member, IEEE, Mohamed El Kamel Oumaamar, Marouane Hadjami, Mohamed Boucherma, And Hubert Razik, Senior Member, IEEE, "Induction Motor Diagnosis Using Line Neutral Voltage Signatures", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 56, No. 11, November 2009, pp. 4581–4591.
- [Khezzar-09-2] : Abdelmalek Khezzar, Member, IEEE, Mohamed Yazid Kaikaa, Mohamed El Kamel Oumaamar, Mohamed Boucherma, And Hubert Razik, Senior Member, IEEE, "On The Use Of Slot Harmonics As A Potential Indicator Of Rotor Bar Breakage In The Induction Machine", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 56, No. 11, November 2009, pp. 4592–4605.
- [Khezzar-06]: Mohamed Yazid Kaikaa, Fatima Babaa, Abdelmalek Khezzar, Mohamed Boucherma "Analytical analysis of rotor slot harmonics in the line current of squirrel cage induction motors" journal of electrical engineering, VOL. 57, NO. 1, 2006, pp. 12–19.
- [khov -09] : Makara khov, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique", Présentée et soutenue le 17 Décembre 2009, En vue de l'obtention du Doctorat De L'université De Toulouse Délivré par l'Institut National Polytechnique de Toulouse Discipline ou spécialité : Systèmes automatiques.
- [Kim-03]: Kyusung Kim, Alexander G. Parlos, Raj Mohan Bharadwaj, "Sensorless Fault Diagnosis of Induction Motors", IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 50, no. 5, oct 2003.
- [Kliman-96]: B. G. Kliman, J. W. Premerlani, A. R. Koegl, D. Hoeweler, 'A new approach to on-line turn fault detection in AC motors', Conference Record of the IEEE Industry Applications Society, Vol. 1, pp, 687- 93, San Diego, 1996.
- [Kliman -00]: B. G. Kliman, J. W. Premerlani, A. R. Koegl, D. Hoeweler, 'Sensitive, on-line turn-to-turn fault detection in AC motors', Electric Machines and Power Systems, Vol. 28, pp. 915-27, 2000.
- [Kohler-02]: Kohler, J.L.; Sottile, J.; Trutt, F.C., "Condition monitoring of stator windings in induction motors. I. Experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 38, Issue: 5, Year: Sep/Oct 2002, Page(s): 1447- 1453

[Kostic-00]: D. Kostic-Perovic, M. Arkan, and P. Unsworth, "Induction motor fault detection by space vector angular fluctuation", Proc. IEEE Industry Applications Conf., vol. 1, Oct. 8–12, 2000, pp. 388–394.

[Kostié-00]: D. Kostié, M. Arkan, P. Unsworth, "Induction motor fault detection by space vector angular fluctuation", Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy.

[L]

[Lu-04]: Q.F. Lu, E. Ritchie, Z.T. Cao, "Experimental Study of MCSA to Detect Stator Winding Inter-turn Short Circuit Faults on Cage Induction Motors" 16th international conference on electrical machines, Cracow Poland, Conference proceeding ICEM 2004, 8 Sept 2004.

[M]

[Melero-99]: M. G. Melero, M. F. Cabanas, F. R. Faya, C. H. Rojas, J. Solares, "Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors", EPE'99, 8-10 Sept 1999, Lausanne, Suisse.

[N]

[Nandi-11]: Nandi S., T. C. Ilamparithi, L. Sang Bin, and H. Doosoo, "Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 1673-1683, May 2011.

[Nandi-02]: Nandi, S.; Toliyat, H.A., "Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off" Industry Applications, IEEE Transactions on ,Volume: 38 , Issue: 1 , Jan.-Feb. 2002 Pages:101 – 109.

[Neelam-10]: Neelam Mehala, "Condition Monitoring and Fault diagnosis of Induction Motor Using Motor current signature Analysis", Thesis submitted for the award of degree of doctor of philosophy, electrical engineering department national institute of technology kurukshetra, India, October 2010.

[O]

[Oumaamar-05] : Oumaamar Mohamed El Kamel, "Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques de la machine à induction avec différents types d'alimentation", mémoire de thèse présenté pour obtenir le diplôme de Doctorat en sciences En Electrotechnique, Soutenue publiquement au cours de l'année 2005.

[Oumaamar-07] :M.E.K. Oumaamar, A. Khezzar, M. Boucherma, H. Razik, R. Andriamalala, L.Baghli; "Neutral Voltage Analysis for Broken Rotor Bars Detection in Induction Motors Using Hilbert Transform Phase", IAS 2007,43rd Annual meeting, New Orleans (USA), 23-27 september.2007

[P]

[Penman-94]: Penman, J.; Sedding, H.G.; Lloyd, B.A.; Fink, W.T.; "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", Energy Conversion, IEEE Transactions on ,Volume: 9 , Issue: 4 , Dec. 1994, Pages:652 – 658.

[S]

[Saleh-03]: Saleh A. Al-Jufout, "Modeling of the cage induction motor for symmetrical and asymmetrical modes of operation", Computers and Electrical Engineering 29 (2003) pp. 851–860.

[Sergio-01]: M. Sérgio, A. Cruz, A. J. Marques Cardoso, "Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Synchronous and Asynchronous Motors, by the Extended Park's Vector Approach", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, NO. 5, Sept.-Oct. 2001.

[Schaeffer-99] :E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 1999.

[Siddique-03]: Arfat Siddique, G.S.Yadava et Bhim Singh, "Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics: Review" SDEMPED 2003 Machines power electronics and drives Atlanta, GA, USA aug 2003.

[Sizov-07]: Sayed-Ahmed, A., Sizov, G., & Demerdash, N. (2007), "Diagnosis of Inter-Turn Short Circuit for a Polyphase Induction Motor in Closed-Loop Vector-Controlled Drives", IEEE, 42nd IAS Annual Meeting, pp. 2262 – 2268.

[Sottile-02]: Sottile, J.; Trutt, F.C.; Kohler, J.L., "Condition monitoring of stator windings in induction motors. II. Experimental investigation of voltage mismatch detectors", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 38, Issue: 5, Year: Sep/Oct 2002, Pages: 1454- 1459.

[Stavrou-01]: Andreas Stavrou, Howard G. Sedding, et James Penman, "Current Monitoring for Detecting Inter-Turn Short Circuits in Induction Motors", IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 16, No. 1, March 2001 Pages 32-37.

[T]

- [Tallam-02]: Tallam, R.M.; Habetler, T.G.; Harley, R.G. "Transient model for induction machines with stator winding turn faults", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume: 38, Issue: 3, Year: May/Jun 2002, Page(s): 632-637.
- [Thomson-01]: T. W. Thomson, "On-line MCSA to diagnose shorted turns in low voltage stator windings of 3-phase induction motors prior to failure", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Boston, 2001, pp. 891-898.
- [Toliyat-95]: Toliyat, H.A.; Lipo, T.A.; "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, Volume: 10, Issue: 2, Jun 1995, Pages:241 – 247.

[W]

- [Williamson-09]: S. Williamson, S. Djurovic, "Origins of stator current spectra in DFIGs with winding faults and excitation asymmetries", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Miami, 2009, Page(s):563 – 570

[Z]

- [Zhao-96]: Y. Zhao, T. Lipo, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance", *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol. 11, No. 3, Sept 1996.