



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de la Technologie

Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

Domaine: Technologie
Filière : Génie Électrique
Spécialité : Machines Électriques

Thème

***Diagnostic de défauts dans la machine
asynchrone triphasée***

Réalisé par :

NESRAT Tarek

ATIA Nouredine

Encadré par :

Dr. HALEM Noura

Soutenu en Juin 2023

Remerciements

Nous tenons à remercier, tout d'abord, Madame N.HALEM Maître de Conférences à l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued de nous avoir offert l'opportunité de réaliser ce travail sous sa direction et de ses précieux conseils et orientations. Nous tenons à remercier, également, Monsieur Salim de son soutien, aide et encouragements tout au long de la réalisation de ce travail. J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Touil Slimene., Professeur à l'Université du Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued de ses profonds conseils et de l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de cette thèse. Mes remerciements vont aussi à Monsieur Redha Kechida Professeurs à l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'avoir dépensé beaucoup de temps pour la lecture de la thèse et d'avoir accepté de juger notre travail. notre travail. Nous saisissons cette occasion pour exprimer notre grande reconnaissance et gratitude à tous ceux qui ont contribué à la réalisation et l'achèvement de ce travail.

.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes bien aimés, chers parents qui ont des coeurs d'or, qui m'ont donné des ailes pour mon bonheur et ma réussite et qui m'ont encouragé tout au long de ce travail.

A mes frères et mes soeurs et pour leur soutien

A tous ce qui m'ont chaleureusement encouragé à

finir ce mémoire de Master

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1. 1..Stator.	2
Figure 1. 2..Rotor.....	3
Figure 1. 3..Principe de fonctionnement.....	3
Figure 1. 4..Excentricité statique et dynamique.	6

Chapitre 2

Figure 2. 1..Schéma du rotor représenté par des mailles électriques.....	19
Figure 2. 2..Induction magnétique produite par une maille rotorique.	20
Figure 2. 3..Flux mutuel-phase statorique-boucle rotorique.	21
Figure 2. 4..Schéma électrique équivalent, à mailles, de la cage rotorique.....	25
Figure 2. 5..Repère de Park.	29
Figure 2. 6..Schéma équivalent de la cage rotorique pour :	36

Chapitre 3

Figure 3.1..Modèle multi enroulements, schéma de simulation.....	40
Figure 3.2..Courants statoriques i_{ds} , i_{qs} en quadrature, état sain.....	41
Figure 3.3..Courant statorique, état sain	41
Figure 3.4..Vitesse de rotation angulaire, état sain.....	41
Figure 3.5..Couple électromagnétique, état sain	42
Figure 3.6..spectre de i_a échelle linéaire, état sain	43
Figure 3.7..spectre de i_a en db, état sain.....	43
Figure 3.8..spectre de w_m échelle linéaire , état sain	43
Figure 3.9..spectre de w_m en db, état sain.....	43
Figure 3.10..spectre de C_{em} échelle linéaire, état sain.....	43
Figure 3.11..spectre de C_{em} en db, état sain	43

Figure 3.12..Spectre de ids échelle linéaire, état sain	44
Figure 3.13..Spectre de ids en db, état sain	44
Figure 3.14..Courants idqs, état sain et en défaut	45
Figure 3.15..Courants idqs, zoom, état sain et en défaut	45
Figure 3.16..Courant statorique ia état sain et en défaut	45
Figure 3.17..Courant statorique ia, son zoom, état sain et en défaut	45
Figure 3.18..Vitesse angulaire wm état sain et en défaut	45
figure 3.19..Vitesse angulaire wm, son zoom, état sain et en défaut.....	45
Figure 3.20..Couple électromagnétique Cem, état sain et en défaut	46
Figure 3.21..Couple électromagnétique Cem, son zoom, état sain et en défaut.....	46
Figure 3.22..Courants des barres 10 à 14, état sain et en défaut.....	46
Figure 3.23..Courants des barres 10 à 14,leur zoom, état sain et en défaut	46
Figure 3.24..Spectre du courant ia échelle linéaire.....	47
Figure 3.25..Spectre du courant ia en db	47
Figure 3.26..Spectre de la vitesse wm échelle linéaire	47
Figure 3.27..Spectre de la vitesse wm en db	47
Figure 3.28..Spectres du couple électromagnétique Cem échelle linéaire	48
Figure 3.29..Spectre du couple électromagnétique Cem en db	48
Figure 3.30..Spectre du courant ids échelle linéaire	48
Figure 3.31..Spectre du courant ids en db	48
Figure 3.32..Courants des barres 20 à 24	49
Figure 3.33..Spectre du courant ia échelle linéaire.....	50
Figure 3.34..Spectre du courant ia en db	50
Figure 3.35..Spectre de la vitesse wm échelle linéaire	50
Figure 3.36..Spectre de la vitesse wm en db	50
Figure 3.37..Spectre du couple électromagnétique Cem échelle linéaire.....	50

Figure 3.38..Spectre du couple électromagnétique C_{em} en db	50
Figure 3.39..Spectre du courant i_{ds} échelle linéaire.....	51
Figure 3.40..Spectre du courant i_{ds} en db	51
Figure 3.41..Courants des barres 0 à 4	52
Figure 3.42..Courants des barres 5 à 9	52
Figure 3.43..Spectre du courant i_a échelle linéaire.....	52
Figure 3.44..Spectre du courant i_a en db	52
Figure 3.45..Spectre de la vitesse ω_m échelle linéaire	53
Figure 3.46..Spectre de la vitesse ω_m en db	53
Figure 3.47..Spectre du couple électromagnétique C_{em} échelle linéaire.....	53
Figure 3.48..Spectre du couple électromagnétique C_{em} en db	53
Figure 3.49..Spectre du courant i_{ds} échelle linéaire	53
Figure 3.50..Spectre du courant i_{ds} en db	53
Figure 3.51..Superposition des courants pour faible, moyenne et forte charge	54
Figure 3.52..Superposition des vitesses pour faible, moyenne et forte charge.....	54
Figure 3.53..Superposition des couples pour faible, moyenne et forte charge.....	54
Figure 3.54..Superposition des spectres du courant i_a pour faible, moyenne et forte charge	55
Figure 3.55..Superposition des spectres de la vitesse ω_m pour faible, moyenne et forte charge.....	55
Figure 3.56..Superposition des spectres du couple C_{em} pour faible, moyenne et forte charge.....	56

Liste des symboles

Symbole	Désignation	Unité
B_s	Induction magnétique créé dans l'entrefer par le courant statorique	T
B_{rd}	Induction magnétique créé dans l'entrefer par le courant du système direct équivalent au rotor	T
B_{ri}	Induction magnétique créé dans l'entrefer par le courant du système direct équivalent au rotor.	T
F_e	Fréquence d'échantillonnage	Hz
I	Courant en valeur efficace	A
J	Moment d'inertie	Kgm^2
L_b	Inductance d'une barre rotorique	H
L_e	Inductance totale de l'anneau de court-circuit	H
L_{rp}	Inductance principale d'une maille rotorique	H
L_{rr}	Inductance totale d'une maille rotorique	H
L_{sf}	Inductance de fuites statorique	H
L_{as}	L'inductance totale (propre) de la phase "a",	H
L_{sp}	Inductance principale (magnétisante) de la phase statorique "a"	H
$M_{rk(k+1)}$	Inductance mutuelle entre la $k^{ième}$ maille et les mailles adjacentes	H
M_{snrk}	Inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique	H
M_{rr}	Inductance mutuelle entre mailles rotoriques	H

	non adjacentes	
M_s	Inductance mutuelle entre les phases statoriques	H
M_{sr}	Mutuelle cyclique stator-rotor	H
N_r	Nombre de barres rotoriques	
N_s	Nombre de spires statoriques par phase	
P	Opérateur de Laplace	
R	Rayon moyen à l'entrefer	m
R_{bk}	Résistance d'une barre rotorique numéro k	Ω
$R_{b\beta k}$	Résistance d'une barre rotorique cassée	Ω
R_e	Résistance totale de l'anneau de court-circuit	Ω
R_s	Résistance statorique	Ω
X_{abc}	Grandeurs statoriques dans le repère (abc)	
X_{dqs}	Grandeurs statoriques dans le repère (dq)	
e	Entrefer	m
I_{bc}	Courant dans la barre k	A
I_{rk}	Courant dans la boucle k	A
I_e	Courant dans l'anneau de court-circuit	A
I_{ek}	Courant dans une portion d'anneau	A
I_s	Courant dans une phase au stator	A
l	Longueur active du circuit magnétique	m
p	Nombre de paires de pôles	
Δf	Résolution spectrale	Hz

φ_s	Le flux magnétique dans l'entrefer	w
φ_{rk}	Flux principale d'une maille rotorique	rd
μ_0	Perméabilité magnétique du vide (de l'air)	$H.m^{-1}$
θ_R	Position des grandeurs rotoriques	rd
θ_r	Position du rotor	rd
θ_s	Position des grandeurs statoriques	rd
ω_r	Vitesse électrique du rotor	$tr / mn, rd / s$
ω_s	Pulsation statorique	rd / s
ψ_{sa}	Flux magnétique total traversant la phase a	w

Liste des tableaux

Tableau 2. 1 Inductances de la machine asynchrone à cage.....	23
---	----

Sommaire

Remerciements	II
Dédicace	II
Liste de figures	III
Liste des tableaux	IV
Sommaire.....	V
Introduction générale:.....	1
1. Introduction:.....	2
1.1. Constitution de la machine asynchrone:	2
1.2. Stator:.....	2
1.3. Rotor:	2
1.4. Principe de fonctionnement:	3
1.5. Défautes des machines asynchrones :.....	4
1.6. Défaillances au stator :	4
1.6.1. Défautes d'isolant dans un enroulement	4
1.6.2. Court-circuit entre phases	5
1.6.3. Court-circuit phase/bâti	5
1.6.4. Défautes de circuit magnétique	5
1.7. Défaillances au rotor	5
1.7.1. Ruptures de barres	6
1.7.2. Ruptures d'anneaux	6
1.7.3. Excentricité statique et dynamique	6
1.8. Défaillances mécaniques.....	7
1.8.1. Défautes roulements	7

1.9. Différents type de diagnostic :	8
1.9.1. Les méthodes externes :	8
1.9.2. Les méthodes internes :	8
1.9.3. Les méthodes inductives.....	9
1.9.4. Les méthodes déductives	10
1.10.Méthodes.de diagnostic des machines asynchrones	10
1.10.1. L’aspect modélisation :	10
1.10.2. L’estimation de paramètres physiques :	12
1.10.3. L’estimation d’état :	12
1.10.4. Traitement de signaux :	13
1.10.5. Analyse spectrale :	13
1.10.6. Analyse cepstrale:	14
1.10.7. Les méthodes de détection de fréquences connues	14
1.11.Conclusion:	14
2.Modèles dédiés au diagnostic	17
2.1. Introduction.....	17
2.2. Modèle multi enroulement d’une machine asynchrone	18
2.2.1. Inductance statorique	18
2.2.2. Inductance rotorique	19
2.2.3. Inductance mutuelle stator-rotor.....	21
2.3. Mise en équations	23
2.3.1. Equation de tensions au stator	24
2.3.2. Equations de tensions au rotor.....	25
2.3.3. Equation globale des tensions.....	26
2.4. Expression du couple électromagnétique.....	32
2.5. Prise en compte du défaut dans le modèle	35

2.6. Conclusion	37
3.1 Introduction.....	39
3.2 Machine saine, forte charge.....	39
3.3 Machine en état de défaut.....	44
3.3.1. Faible charge.....	44
3.3.2. Moyenne charge	49
3.3.2. Forte charge	51
3.4. Conclusion.....	56

Introduction Générale

Les machines asynchrones spécialement les moteurs asynchrones jouent un rôle important dans le domaine de la conversion de l'énergie électromécanique. Surtout avec l'évolution de l'électronique de puissance, du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible coût d'achat de fabrication de plus, la vitesse de rotation est presque constante sur une large plage de puissance. Néanmoins, ces moteurs MAS sont soumis pendant leurs fonctionnements à plusieurs contraintes de différentes natures (électrique, magnétique, mécanique et thermique) ce qui provoque des défauts électriques ou mécaniques au niveau du stator, ou du rotor, ou les deux en même temps. Il faut noter que ces défauts peuvent engendrer un arrêt de la machine et peut y aller jusqu'à la détérioration de la machine.

Les exigences industrielles en terme de maintenance orientent la recherche vers un diagnostic utilisant des grandeurs électromagnétiques telles que flux, courant, tension, et plus particulièrement le courant statorique qui n'exige qu'un capteur de courant qui donne une image sur le courant de phase statorique, d'autre part cette technique permet d'améliorer la fiabilité du moteur et d'augmenter sa durée de vie.

Dans notre étude, nous utiliserons un modèle basé sur la modélisation de la cage rotorique sous forme de mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone à cage saine et avec défaut (cassure de barre). Pour cela, notre mémoire sera organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous avons décrit les éléments de construction de la machine asynchrone, et les différents défauts, et les différentes techniques de diagnostic.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des modèles de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures de barres. Pour cela, nous utilisons le modèle multi-enroulement pour avoir un modèle plus proche de la réalité. Avec ce modèle on peut prendre en considération toutes les mailles formées par les barres de la cage, ce qui facilite la simulation d'une rupture de barre, tout en augmentant la résistance de la barre rompue.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les résultats de simulation du MAS pour les différents cas du fonctionnement avec et sans défaut. Ainsi la méthode d'analyse spectrale du courant statorique, du couple et de la vitesse angulaire dans le domaine fréquentiel sera détaillée dans le dernier chapitre. Enfin, on termine par une conclusion générale dont on récapitulera ce qu'on a fait, et on notera à la fin quelques perspectives tirées à travers le travail fait [HALEM 15] [ZERROUK 13].

Chapitre 1

Généralités sur les machines

Asynchrones

1 Introduction

Ce chapitre porte sur la machine asynchrone à cage. La première partie fait un rappel succinct sur la constitution des machines électriques, et plus particulièrement sur celle de la machine asynchrone à cage d'écureuil. La seconde partie traite des différentes défaillances qui peuvent affecter la machine. Nous évoquerons les défauts statoriques, les défauts rotoriques et les défauts de roulement. La troisième partie traite les différentes approches de détection de défauts

1.1 Constitution de la machine asynchrone

1.2 Stator

Le circuit magnétique du stator est réalisé par un assemblage de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. L'utilisation des tôles minces permet de minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties: les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique [HALEM 15] comme le montre la figure 1.1.

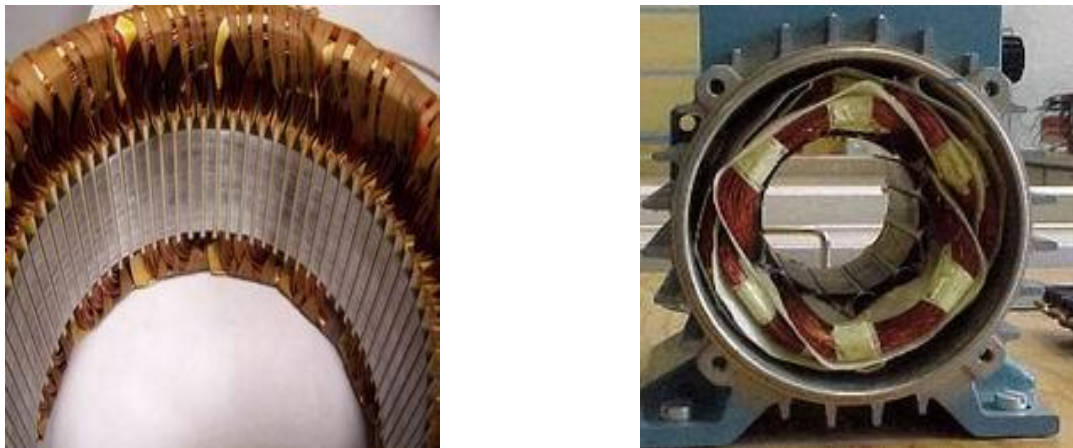


Figure 1.1 Stator

1.3 Rotor

Le rotor est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque l'animation est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu. Dans le rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont des barres obtenues par injection d'un

alliage d'aluminium ou préformées en cuivre et introduites dans les tôles du rotor, il n'y a généralement pas ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment forte pour que les courants ne circulent pratiquement pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre comme le montre la figure 1.2 [HALEM 15].

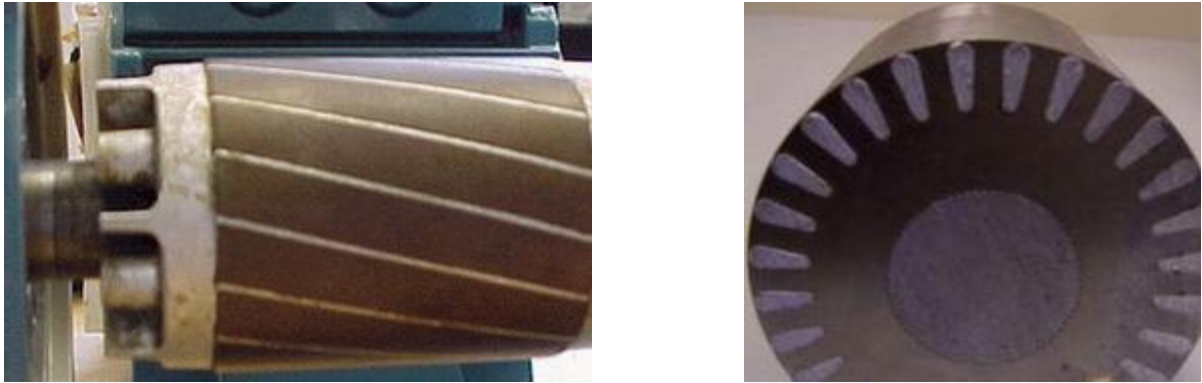


Figure 1.2 Rotor

1.4 Principe de fonctionnement

Le stator supporte trois enroulements, décalés de 120° , alimentés par une tension alternative triphasée. Ces trios bobines produisent un champ magnétique variable qui à la particularité de tourner autour de l'axe du stator suivant la fréquence de la tension d'alimentation, ce champ magnétique est appelé champ tournant, ce dernier vient induire des courants dans le rotor, leur interaction entraîne la rotation du rotor à une fréquence légèrement inférieure à celle du champ tournant. Comme le montre la figure 3.1.

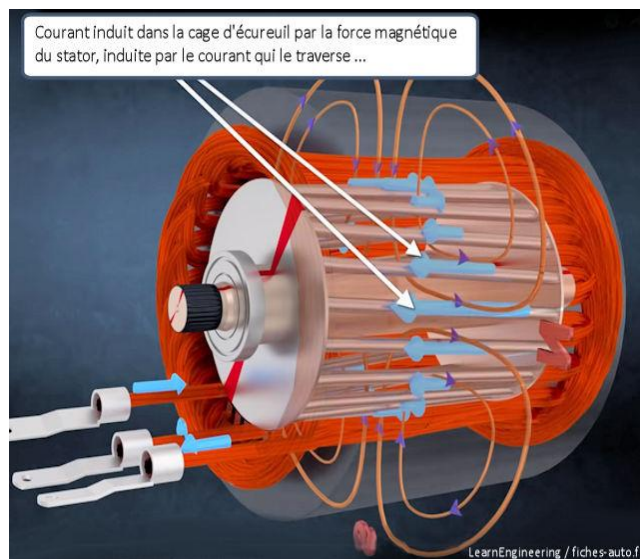


Figure 1.3 Principe de fonctionnement

1.5 Défauts des machines asynchrones

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [MEDOUED 12].

➤ **les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts** : Surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.

➤ **les amplificateurs de défauts** : Surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.

➤ **Les vices de fabrication et les erreurs humaines** : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

1.6 Défaillances au stator : [SACI 13]

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème:

- thermique (surcharge,...).
- électrique (diélectrique,...).
- mécanique (bobinage,...).
- environnemental (agression,...).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

1.6.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des court-circuit. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- vibrations mécaniques.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.

- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation ‘normale’, l’isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

1.6.2 Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l’incidence de ce défaut sur le système.

L’apparition d’un court-circuit proche de l’alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d’alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D’autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l’apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

1.6.3 Court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l’enroulement et le bâti n’a pas d’importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l’enroulement à l’endroit du court-circuit.

1.6.4 Défaits de circuit magnétique

Les défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d’élévation importante du courant, etc.

1.7 Défaillances au rotor [SACI 13].

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème :

- thermique (surcharge,...).
- électromagnétique (force en B^2 (t)..).
- résiduel (déformation,...).
- dynamique (arbre de transmission,...).
- mécanique (roulement,...).

- environnemental (agression,...).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

1.7.1 Ruptures de barres

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine

1.7.2 Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

1.7.3 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor. Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage). Trois cas d'excentricité sont généralement distingués :

- L'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- L'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe [MEDOUED 12].
- L'excentricité qu'on pourrait qualifier de 'mixte', associant les deux cas précédemment cités.



Figure 1.4 Excentricité statique et dynamique

1.8 Défaillances mécaniques

1.8.1 Défauts roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles :

- L'usure due au vieillissement
- La température de fonctionnement élevée
- La perte de lubrification
- L'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement)

- Le défaut de montage
- Les courants d'arbres (Shaft Current)

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

Des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures.

- L'ondulation de leur surface de roulement.
- L'attaque des billes.
- La corrosion due à l'eau.
- Défaut de graissage, problème dû à la température.
- Décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge.

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la

machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur [MEDOUED 12].

1.9 Différents type de diagnostic

La connaissance et le raisonnement sont deux éléments clés dans la solution d'un problème. Par rapport à la connaissance et au raisonnement deux grandes classes de méthodes de diagnostic existent : [Abed 02]

- **Les méthodes externes et internes** : Ces méthodes reposent sur la connaissance du modèle. Les méthodes externes utilisent la connaissance issue de l'expertise humaine, tandis que les méthodes internes dépendent de la connaissance obtenue à partir de modèles mathématiques du système.

- **Les méthodes inductives et déductives** : le type de raisonnement utilisé dans la résolution du problème constitue la principale caractéristique de ces méthodes.

1.9.1 Les méthodes externes

Le principe de causalité établit que "chaque effet (symptôme) a une cause (défaut) ; les mêmes causes dans les mêmes conditions auront les mêmes effets". Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine acquise par apprentissage. Cette méthode, illustrée par la figure I.2, emploie un module de reconnaissance. Le module de reconnaissance utilise les observations issues du système, des entrées et des sorties, afin de trouver les relations de cause à effet. Dans ces méthodes de diagnostic le facteur déterminant est l'algorithme de classification.

D'après cinq types d'algorithmes de classification existent :

- Algorithme de classification statistique.
- Algorithme de classification géométrique.
- Algorithme de classification polynomiale.
- Algorithme de classification par réseaux de neurones.
- Algorithme de classification floue.

1.9.2 Les méthodes internes

La connaissance du modèle permet de décrire les relations de cause à effet. Ces méthodes requièrent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèles mathématiques. Ces méthodes, utilisent un modèle pour reproduire le comportement (prédictions) du système. Les écarts sont obtenus par la comparaison des sorties et des prédictions. Finalement le

générateur de candidats utilise les écarts afin de trouver les relations de cause (défaut) à effet (symptôme).

Les méthodes internes de diagnostic se distinguent selon le modèle utilisé :

➤ **Modèle de simulation** : c'est une description de la structure physique et du comportement du système. Les modèles analytiques utilisés dans ce mode de diagnostic sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert. Les perturbations sont prises en compte de manière additive à travers des matrices, les défauts sont pris en compte soit de la même manière soit en modifiant la structure même du modèle. C'est dans cet esprit que nous avons développé notre modèle de simulation.

➤ **Equations de parité** : d'après Patton, une relation ou équation qui génère un résidu est appelée relation ou équation de parité. Les équations de parité primaires peuvent être obtenues à partir des équations qui décrivent la structure et le comportement du système et les équations de parité additionnelles sont obtenues par l'intermédiaire de transformations afin d'améliorer la tâche de diagnostic

➤ **Observateurs** : un module capable d'engendrer une approximation du vecteur d'état est appelé estimateur d'état ou observateur d'état. Le modèle est décrit sous une représentation de variables d'état. L'analyse du comportement des estimations des états qui ont un sens physique permet la réalisation du diagnostic.

➤ **Estimation paramétrique** : estimation paramétrique est la détermination des valeurs des paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système. Il s'agit de déterminer les valeurs numériques des coefficients des équations qui décrivent, au niveau de la structure, le modèle du système.

➤ **Modélisation des signaux** : dans cette méthode, le contenu spectral, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts. L'analyse spectrale plus particulièrement est utilisée depuis de très nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (rupture de barres, dégradation des roulements...) se traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine [Abed 02].

1.9.3 Les méthodes inductives

Ces méthodes de diagnostic correspondent à une approche montante ou recherche en avant. Il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système. Ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons afin de trouver le défaut.

1.9.4 Les méthodes déductives

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. A partir d'une connaissance a priori du défaut, la méthode déductive doit trouver quels sont les effets dans le système. Une vérification des « effets trouvés » par rapport aux « effets possibles » permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut, ce qui justifie notre raisonnement. Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnements (avant et arrière). Dans ce dernier cas, le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant-arrière. La connaissance «a priori» de la cause (défaut) implique la connaissance de certains effets (symptômes).

Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la détection de défauts. Notre méthodologie repose sur une connaissance du fonctionnement du système à partir d'un modèle mathématique, ce qui est en accord avec le principe des méthodes internes de diagnostic. Nous développerons plus particulièrement les méthodes par modélisation des signaux.

Dans le paragraphe suivant, nous présentons en particulier le diagnostic appliqué aux machines asynchrones afin d'aborder l'idée de base de notre recherche. Nous nous attardons en particulier sur la rupture des barres au rotor et détaillons les différentes méthodes développées dans le but du diagnostic. Quelques une seront utilisées dans notre étude.

1.10 Méthode de diagnostic des machines asynchrones

Pour apporter des solutions innovantes aux deux classes de défauts, de nombreux travaux ont été effectués dans ce domaine. Nous nous limiterons dans ce qui suit à l'étude des techniques concernant la détection des défauts machine plus précisément le défaut de barres au rotor [Abed 02].

1.10.1 L'aspect modélisation : La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défauts et elles apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Parmi les approches de modélisations existantes, nous en privilégions trois qui représentent chacune un niveau de complexité différent : une méthode analytique, une approche par schéma magnétique équivalent et enfin la modélisation par éléments finis.

➤ **Approche analytique :** Les modélisations analytiques reposent sur le concept d'inductance, notion qui caractérise par définition une relation linéaire flux-courant. Toute considération de la saturation magnétique, phénomène physique (effet de peau, harmoniques de flux d'entrefer)

omniprésent dans le fonctionnement normal de la machine, se trouve a priori exclue de cette approche. Cette approche globale des phénomènes électromagnétiques permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine. Chaque branche est constituée d'une résistance en série avec une fem. Cette fem est soit liée (cas des branches correspondant aux spires du stator et aux barres et portions d'anneau), soit indépendante dans le cas des branches de l'onduleur. Ensuite l'utilisation de la théorie des circuits et des systèmes permet de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine. Ces dernières seront intégrées analytiquement ce qui permet de réduire considérablement la complexité des calculs. Dans ce cadre, plusieurs modèles mathématiques ont été développés avec plusieurs degrés de complexité, depuis les modèles triphasés stator et rotor jusqu'aux modèles triphasés au stator et multiphasés au rotor (multi-enroulements). Nous nous intéressons plus particulièrement à développer ce dernier type de modèle (chapitre 2).

➤ **Méthode des schémas magnétiques équivalents** : Cette approche consiste à découper le circuit magnétique qui constitue la machine étudiée en tubes de flux, caractérisés chacun par sa réluctance ou sa perméance. Ces grandeurs, tout comme les inductances, peuvent être définies selon les valeurs de flux, prenant ainsi en considération la saturation magnétique. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances d'entrefer variable selon la position du rotor. Les circuits électriques statoriques et rotoriques sont considérés grâce aux équations de couplage électrique/magnétique. Au rotor, les n phases sont constituées par les mailles électriques limitées par deux barres successives. Ce couplage est concrétisé au niveau de la mise en équation par le choix des inconnues du système qui seront simultanément les flux dans les différentes mailles du réseau magnétique ainsi que les courants statoriques et rotoriques. Pour la résolution des équations, un problème de non-linéarité s'impose et nécessite l'utilisation d'une méthode itérative en pas à pas dans le temps.

➤ **Méthodes des éléments finis** : Il s'agit cette fois de découper le circuit magnétique de la machine en éléments de dimension suffisamment faible pour que le matériau magnétique puisse être considéré comme linéaire sur les surfaces correspondantes. A partir des formes locales des équations de Maxwell, il est possible d'exprimer le problème à résoudre. La résolution analytique est complexe et ne permet de traiter la saturation que de façon approchée [SCH 99]. Les progrès des calculateurs ont permis d'envisager leur résolution numérique. De nombreux outils logiciels leur sont dédiés. Citons, entre autres, FLUX 2D, FLUX 3D et MAXWELL. Cependant, ces logiciels ont historiquement été conçus pour déterminer le champ électromagnétique, et dans l'objectif de l'optimisation du dimensionnement.

Ces trois méthodes ont chacune leur place sur la double échelle complexité/précision des approches de simulation. La méthode analytique est la plus simple à mettre en œuvre, vient ensuite celle des schémas magnétiques, enfin celle des éléments finis. C'est cette dernière qui nécessite des moyens et des temps de calculs les plus importants. L'adéquation de ces méthodes au diagnostic de la machine existe pour chacune d'entre elles selon ce que l'on cherche à diagnostiquer. La méthode des éléments finis, qui reproduit le plus fidèlement le comportement électromagnétique de la machine, permet de simuler des dysfonctionnements réels en son sein avec une manifestation tout à fait localisée du défaut (par exemple, des ruptures de barres). Cependant, les moyens et temps de calcul nécessaires à cette méthode constituent son handicap majeur et freinent son utilisation pour la simulation et l'évaluation d'algorithmes de détection de défauts. La modélisation par schéma magnétique peut tenir compte d'une particularité géométrique du circuit magnétique ou d'une spécificité du circuit électrique. Les résistances rotoriques sont considérées constantes, au même titre que les résistances statoriques, l'effet pelliculaire ne peut être correctement pris en compte. Suite à ces remarques, la méthode analytique malgré ses hypothèses restrictives, grâce à la souplesse de son utilisation en fait cependant la méthode de prédilection pour la mise au point des algorithmes de diagnostic, c'est l'une des raisons qui nous a motivé à choisir cette méthode pour notre étude [HALEM 15] [Abed 02].

1.10.2 L'estimation de paramètres physiques

La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique consistent à identifier les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance, puis d'extraire les paramètres physiques du système à partir des lois de connaissance. Le point essentiel du diagnostic par identification paramétrique est le choix du modèle. . De ce choix dépendra le type de défaut que l'on pourra détecter sur la machine. Pour détecter et localiser un défaut au stator ou au rotor, il faut que ce dysfonctionnement puisse être discriminé au niveau des paramètres physiques estimés, une analyse fine de ces derniers conduit alors à la localisation de la panne. Par ailleurs, les paramètres estimés, eux-mêmes, permettent une première analyse des conditions de fonctionnement de la machine : ainsi, une augmentation anormale des résistances peut signifier un échauffement excessif et donc un incident sur la machine.

1.10.3 L'estimation d'état

La détection de défauts par estimation d'état a surtout été étudiée avec le modèle de Park. Les techniques de détection de défauts les plus répandues en automatique reposent sur la génération de résidus à partir d'un modèle de fonctionnement sain. Différentes approches, que l'on peut classer sous le terme générique d'estimation d'état, ont été étudiées et évaluées pour plusieurs méthodes :

- Banc d'observateurs à entrées inconnues avec découplage non-linéaire, sur la base du modèle de Park.
- Observateur d'état à modes glissants.
- Génération de résidus par projection des équations du modèle de Park dans l'espace de parité.

En diagnostic, l'objectif est d'estimer les variables d'état du système à partir d'un modèle de comportement parallèle rebouclé de façon à s'affranchir essentiellement des problèmes d'initialisation des grandeurs d'état. Ces grandeurs estimées sont comparées aux grandeurs mesurées afin de détecter les dysfonctionnements dans le système surveillé.

1.10.4 Traitement de signaux

Pour effectuer le diagnostic d'une installation, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de symptômes tels que le bruit, la température, les vibrations, etc., en s'appuyant sur leur expérience. Ces symptômes ne sont que la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un certain nombre de grandeurs mesurables.

Cette approche est utilisée pour détecter les défaillances dans les machines électriques essentiellement les ruptures de barre, les excentricités, les courts-circuits dans les bobinages qui se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation.

Toutes les méthodes de traitements de signal disponibles pour le diagnostic des machines tournantes peuvent être classées dans cinq groupes différents : l'analyse spectrale, l'analyse cepstrale, l'analyse temporelle, l'analyse temps-fréquence ou temps-échelle et l'analyse de la cyclostationnarité. Dans ce qui suit, on présente quelques méthodes qui sont utilisées plus particulièrement pour le diagnostic des ruptures de barres.

1.10.5 Analyse spectrale

L'analyse spectrale est certainement la méthode la plus naturelle pour le diagnostic des barres cassées. En règle générale, la seule grandeur intéressante accessible au stator est le courant et l'intérêt de son analyse spectrale est de pouvoir détecter et identifier l'élément défectueux en fonction de sa fréquence. Pour obtenir le spectre en fréquence, il existe plusieurs méthodes. On distingue principalement deux approches :

- Les méthodes non-paramétriques ;
- Les méthodes paramétriques.

Méthodes non-paramétriques : Pour ces méthodes, on trouve tous les estimateurs à base d'analyse de Fourier. Les spectres basés sur l'utilisation de la transformation de Fourier sont obtenus :

➤ Soit par le calcul direct sur des segments d'échantillons temporelles, puis moyennage de la transformée de Fourier des segments pondérés par une fenêtre d'apodisation (périodogramme moyenné) ;

➤ Soit par le calcul du spectre sur la fonction d'auto corrélation

Méthodes paramétriques: Les méthodes d'analyse fréquentielle paramétriques sont basées sur la détermination d'un modèle représentant le signal à analyser et pour lequel les paramètres sont utilisés pour estimer le spectre de puissance. L'estimation du spectre nécessite trois étapes. La première consiste à sélectionner un type de modèle. Ensuite on estime les paramètres du modèle retenu en utilisant les échantillons du signal, et enfin, la dernière étape concerne l'estimation spectrale à partir des paramètres du modèle estimé.

1.10.6 Analyse cepstrale

Le cepstrale est une anagramme du mot « spectre » la raison de ce choix tient à ce qu'on obtient le cpectrum en effectuant une analyse spectrale supplémentaire sur un spectre de fréquence. En général, cette méthode est utilisée en analyse vibratoire et dans le cas de diagnostic de réducteurs. Il a été prouvé qu'en calculant le cepstre on identifie clairement la présence des raies [Abed 02].

1.10.7 Les méthodes de détection de fréquences connues

Ces méthodes reposent sur le principe que les défauts se caractérisent par l'apparition ou le renforcement d'une raie à une fréquence fixe ou proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine. Nous présentons dans la suite quelques méthodes de détection de ces fréquences.

✓ **Le filtrage** : son principe est de filtrer le signal et calculer l'énergie sur une fenêtre glissante de largeur donnée. Cette méthode est appliquée en cas des fréquences fixes (défauts statoriques) c'est-à-dire pour les raies de fréquences fixes.

✓ **La démodulation synchrone** : son principe est de multiplier le signal modulé par un signal auxiliaire de même fréquence que la composante à rechercher et à éliminer ensuite les composantes résultantes indésirables à l'aide d'un filtrage pass-bas. Dans le cas où les fréquences liées au défaut sont variables (cas de défaut au rotor), il suffit de bien connaître la loi d'évolution de la fréquence recherchée pour pouvoir appliquer la démodulation synchrone.

1.11 Conclusion

Ce chapitre est essentiellement consacré à l'état de l'art de la machine asynchrone et sur les méthodes de diagnostic. Nous avons scindé ce chapitre en deux parties: la première concerne la constitution de la machine asynchrone et leurs défaillances ; la deuxième partie traite des techniques

qui permettent la mise en œuvre d'une procédure de diagnostic. Pour les ruptures de barres, parmi toutes ces techniques on aura pu constater que l'analyse spectrale présente un très bon rapport performance sur complexité, c'est l'une des raisons qui a motivé l'étude que nous avons menée sur cette méthode.

Chapitre 2 :

Modélisation de la MAS avec défaut rotorique

2 Modèles dédiés au diagnostic

2.1 Introduction

Comme décrit au premier chapitre, lors de défauts statoriques ou rotoriques d'une machine électrique, la topologie de la machine est modifiée. Ceci implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine. Ces défauts (énumérés au premier chapitre) se manifestent par des modifications qui peuvent toucher (affecter) les courants, les tensions, le couple, ou la vitesse, ... etc. Ces manifestations mènent à élaborer des modèles capables de représenter le comportement du système en présence de déséquilibres structurels. Dans ce contexte, beaucoup de travaux ont été effectués dans le domaine du diagnostic relatif aux moteurs asynchrones triphasés à cage [YAH 95] [LUO 93] [WIL 82] [SOB 96] [FIL 95].

Ces travaux utilisent l'approche signal, l'approche modèle ou les méthodes de l'intelligence artificielle. Cependant, en ce qui concerne l'approche modèle, les modèles analytiques doivent décrire le comportement de la machine asynchrone non pas d'une façon moyenne comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte en intégrant certains paramètres pour le décrire le plus précisément possible. Car les méthodes classiques d'étude pour ce type de machines utilisent des modèles simples (modèle abc-dq) et négligent un certain nombre de phénomènes. Par suite ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe de référence, ce qui conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les barres cassées dans le rotor de la machine en les distinguant des effets provenant d'autres incidents [MAN 96] [FIS 96] [TOL 96] [TOL 95]. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine.

Notre intention est d'étudier un modèle pour la détection et le diagnostic de la rupture des barres de la machine asynchrone à cage. Alors il faut s'orienter vers des modèles plus sophistiqués tels que le modèle de type circuits ou modèle multi enroulements qui est le plus adapté à la description des défauts, que ce soit pour une simulation plus réaliste ou pour une utilisation dans les méthodes de détection [Abed 02].

Dans cette perspective, le modèle multi enroulements a été choisi. Le modèle développé est basé sur un circuit maillé représentant la cage rotorique. Il permet la représentation des ruptures de barres ainsi que leur simulation. Aussi il permet de restituer les phénomènes physiques dus à ces défauts.

2.2 Modèle multi enroulement d'une machine asynchrone

2.3 Inductance statorique

Nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour du périmètre de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale.

L'expression de la *f.m.m* de la phase "a" est donnée par la relation suivante [RIT 94] :

$$F_m(\theta) = \frac{2N_s i_a}{p\pi} \cos(\theta) \quad (2.1)$$

θ : est un angle électrique décrivant une position dans l'espace.

et l'induction créée dans l'entrefer est :

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s i_a}{ep\pi} \cos(\theta) \quad (2.2)$$

Le flux magnétique dans l'entrefer, par pôles, est obtenu par intégration de l'expression (2.2) autour d'un intervalle polaire le long de la machine :

$$\varphi_s = \iint_s B_s \cdot dS = \int_0^\ell dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s \cdot R d\theta \quad (2.3)$$

on obtient :

$$\varphi_s = \frac{4\mu_0 N_s R \ell}{ep^2\pi} i_a \quad (2.4)$$

et le flux magnétique total traversant l'enroulement de la phase "a" du au courant i_a est :

$$\psi_{sa} = N_s \varphi_s = N_s i_a \frac{2\mu_0 N_s R \ell}{ep^2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(\theta) d\theta = L_{sp} i_a \quad (2.5)$$

l'induction principale (magnétisante) de la phase statorique "a" est donc donnée par :

$$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R \ell}{ep^2\pi} \quad (2.6)$$

l'inductance totale (propre) de la phase "a", est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et de l'inductance de fuite :

$$L_{as} = L_{sp} + L_{sf} \quad (2.7)$$

Puisque les enroulements statoriques sont symétriques, les inductances propres des trois phases sont égales : $L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s$. L'inductance mutuelle entre les phases statoriques est définie par la relation suivante :

$$M_{sab} = M_{sac} = M_{sbc} = M_s = -\frac{1}{2} L_{sp} \quad (2.8)$$

2.4 Inductance rotorique

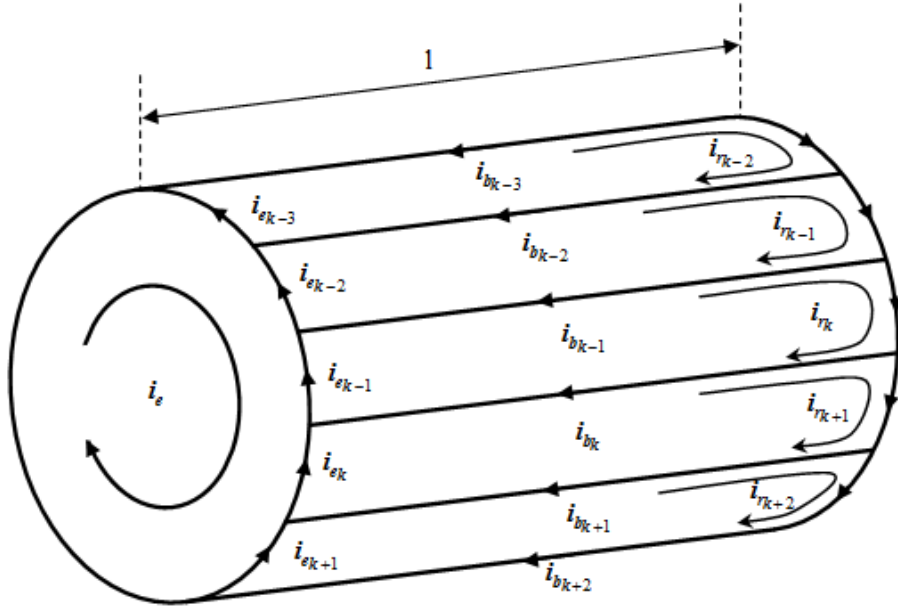


Figure 2.1 Schéma du rotor représenté par des mailles électriques

La figure 2.1 illustre la modélisation du rotor par un schéma électrique équivalent.

Le rotor a été décomposé en circuits élémentaires (mailles) constitués de deux barres reliées à chaque extrémité par deux portions d'anneaux. Cette topologie des circuits rotoriques nous permettra d'envisager la rupture de n'importe quelle barre ou de portion d'anneaux.

Pour notre étude nous travaillons avec les courants de mailles avec i_{r_k} le courant de la k^{eme} boucle rotorique et i_{b_k} le courant de la k^{eme} barre, de sorte que :

$$i_{b_k} = i_{r_k} - i_{r_{k+1}} \quad (2.9)$$

La figure 2.2 représente en fonction de θ , l'allure de l'induction magnétique, supposée radiale, produite par une maille rotorique dans l'entrefer

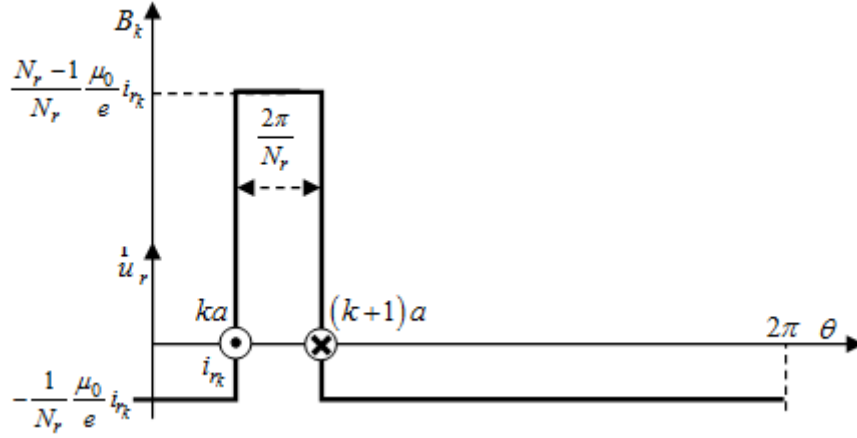


Figure 2.2 Induction magnétique produite par une maille rotorique

Chaque maille rotorique, considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant i_{rk} , est le siège d'un flux principal exprimé par :

$$\varphi_{rk} = \int_0^\ell dz \int_{ka}^{(k+1)a} \left(\frac{N_r - 1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R i_{rk} \right) d\theta = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi R \ell}{e} i_{rk} \quad (2.10)$$

et par la suite, l'inductance principale d'une maille rotorique est :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R \ell \quad (2.11)$$

L'inductance totale de la $k^{ième}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux portions d'anneaux de court circuit fermant la maille k. Donc l'expression est donnée par :

$$L_{rr} = L_{rp} + 2L_b + 2L_e \quad (2.12)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. Le flux traversant la $j^{ième}$ maille, produit par le courant i_{rk} circulant dans la maille k est donnée par :

$$\varphi_{rjk} = \int_0^\ell dz \int_{ja}^{(j+1)a} \left(-\frac{1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R i_{rk} \right) d\theta \quad (2.13)$$

Donc, l'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes, est exprimée par la relation suivante :

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{2\pi\mu_0}{e} R \ell \quad (2.14)$$

L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ième}}$ maille et les mailles adjacentes est donnée par :

$$M_{rk(k-1)} = M_{rk(k+1)} = M_{rr} - L_b \quad (2.15)$$

2.5 Inductance mutuelle stator-rotor

La figure 2.3 indique les bases géométriques de l'expression du flux mutuel entre l'enroulement d'une phase "n" au stator (représentée par une spire diamétrale) et un circuit élémentaire "k" au rotor [ABED 02].

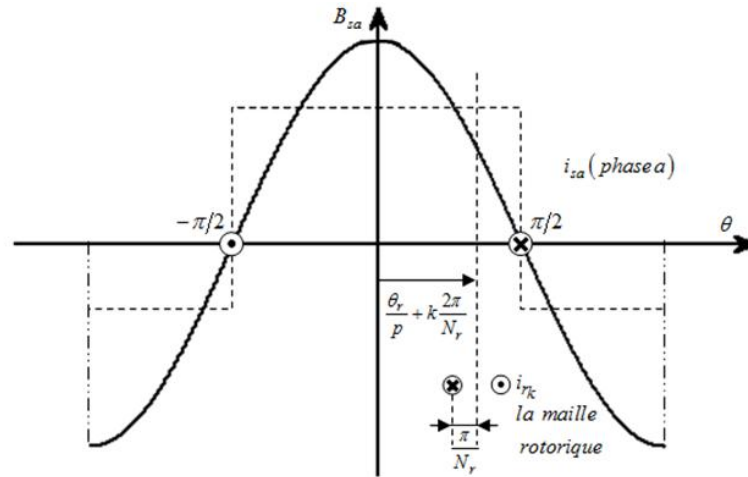


Figure 2.3 Flux mutuel-phase statorique-boucle rotorique

Pour calculer le flux mutuel stator rotor, on prend comme référence d'angle pour le rotor, θ_r par rapport à la phase "a" du stator. Aussi on considère $\theta_r = 0$, le passage du milieu de la maille élémentaire $[b_0 - b_{(N_r-1)}]$ par rapport à la phase "a". Lorsque la maille élémentaire $[b_0 - b_{(N_r-1)}]$ se trouve dans une position quelconque θ_r , alors la position angulaire de la $k^{\text{ème}}$ maille est :

$$\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.16)$$

comme :

$$B_{sn}(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s i_{sn}}{ep\pi} \cos \left[\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2.17)$$

avec : $n = 0, 1, 2$

alors le flux traversant la maille k , produit par le courant i_a , est donnée par :

$$\varphi_{snrk} = - \int_{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}} B_s(\theta) R \ell d\theta \quad (2.18)$$

L'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\varphi_{snrk} = - \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{e \cdot p} N_s R \ell i_{sn} \frac{1}{p} \cdot \left[\sin \left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}} \quad (2.19)$$

L'expression de l'inductance mutuelle stator-rotor tirée de celle du flux est donc donnée par :

$$M_{snrk} = -M_{sr} \cos \left(p\theta_r - n \frac{2\pi}{3} + ka \right) \quad (2.20)$$

Avec :

$$M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R \ell}{e p^2 \pi} \sin \left(\frac{a}{2} \right) \quad (2.21)$$

$$\text{et} \quad a = p \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.22)$$

est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

Le tableau suivant, résume les expressions de toutes les inductances de la machine asynchrone à cage.

<i>Inductances</i>	<i>Expressions</i>
L'inductance principale d'une phase statorique.	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R \ell}{e \pi p^2}$
L'inductance mutuelle entre phases statoriques.	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance totale d'une phase statorique.	$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s = L_{sp} + L_{sf}$
L'inductance principale d'une maille rotorique	$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R \ell$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes.	$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R \ell$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes.	$M_{r_k(k-1)} = M_{r_k(k+1)} = M_{rr} - L_b$
L'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique "a".	$M_{snrk} = -M_{sr} \cos \left(p\theta_r - n \frac{2\pi}{3} + ka \right)$ Avec $M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R \ell}{e p^2 \pi} \sin \left(\frac{a}{2} \right)$

Tableau 2.1 Inductances de la machine asynchrone à cage

2.6 Mise en équations

Le but de la mise en équation est d'effectuer une simulation numérique. Les équations devront donc être aussi simples que possible. Nous allons voir aussi qu'il est possible de prendre en compte des défauts sans que cela ne nécessite de reformuler systématiquement toute la mise en équation de la machine et de son environnement.

À partir de la topologie du circuit électrique, nous cherchons l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution des courants, puis les mettre sous la forme classique.

$$\frac{d}{dt}[I] = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[V] \quad (2.23)$$

2.7 Equation de tensions au stator

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (2.24)$$

et

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [M_{sr}][i_{rk}] \quad (2.25)$$

Avec :

$[v_{abc}] = [v_a \ v_b \ v_c]^T$, le vecteur des tensions statoriques.

$[i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, le vecteur des courants statoriques.

$[i_{rk}] = [i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)}]^T$, le vecteur des courants dans les mailles rotoriques.

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$, le vecteur des flux statoriques.

$[R_s]$: matrice des résistances statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$[L_s]$: matrices des inductances statoriques.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{bs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et mailles rotoriques.

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cdots & M_{sr} \cos(\theta_r + k a) & \cdots \\ \cdots & M_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{2\pi}{3}) & \cdots \\ \cdots & M_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{4\pi}{3}) & \cdots \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

où : $k = 0, 1, \dots, N_r - 1$

2.8 Equations de tensions au rotor

La figure (2.4), représente le schéma équivalent de la cage rotorique.

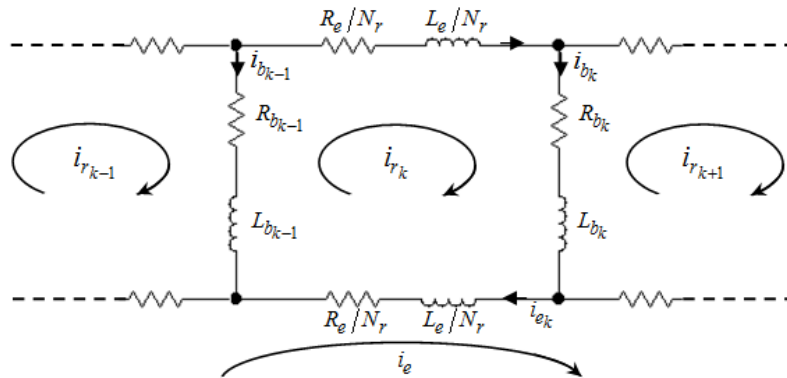


Figure 2.4 Schéma électrique équivalent, à mailles, de la cage rotorique

Sachant que :

$$i_{e_k} = i_{r_k} - i_e \quad (2.29)$$

et $i_{b_k} = i_{r_k} - i_{r_k+1}$

L'équation de tension pour la maille "k" de la cage rotorique est donnée par :

$$-R_{b_{k-1}} i_{r_{k-1}} + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b_{k-1}} + R_{b_k} \right) i_{r_k} - R_{b_k} i_{r_{k+1}} - \frac{R_e}{N_r} i_e + \frac{d(\varphi_{r_k})}{dt} = 0 \quad (2.30)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \varphi_{r_k} = & \left(L_{rp} + 2L_b + 2 \frac{L_e}{N_r} \right) i_{r_k} - L_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} i_e - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} i_{r_j} \\ & - M_{sr} [\cos(\theta_r + ka) \cos(\theta_r + ka - 2\pi/3) \cos(\theta_r + ka - 4\pi/3)] [i_{abc}] \end{aligned} \quad (2.31)$$

Il faut compléter le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de court-circuit, on a alors :

$$\frac{Re}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{r_k} + \frac{Le}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{d i_{r_k}}{dt} - R_e i_e - L_e \frac{d i_e}{dt} = 0 \quad (2.32)$$

2.9 Equation globale des tensions

L'équation complète des tensions est donnée par :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d[I]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (2.33)$$

Avec :

$[V] = [v_a \ v_b \ v_c \ ; \ 0 \dots \dots \dots 0 \ ; \ 0]^T$, le vecteur augmenté des tensions de dimension $(N_r + 4, 1)$, contient les trois tensions statoriques, les N_r tensions des mailles rotoriques ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

$[I] = [i_a \ i_b \ i_c \ ; \ i_{r_0} \ i_{r_1} \ \dots \ i_{r_k} \ \dots \ i_{r_{N_r-1}} \ ; \ i_e]^T$, le vecteur augmenté des courants, aussi de dimension $(N_r + 4, 1)$, contient les trois courants statoriques, les N_r courants des mailles rotoriques ainsi que le courant de l'anneau de court-circuit.

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & \vdots & [0] \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix}, \text{ la matrice augmentée des résistances.}$$

Avec :

R_r : la matrice des résistances rotoriques.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{b_{N_r-1}} + R_{b_0} + \frac{2R_e}{N_r} & -R_{b_0} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & -R_{b_{N_r-1}} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & -R_{b_{k-1}} & R_{b_{k-1}} + R_{b_k} + \frac{2R_e}{N_r} & -R_{b_k} & 0 & \cdots & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -R_{b_{N_r-1}} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & -R_{b_{N_r-2}} & R_{b_{N_r-2}} + R_{b_{N_r-1}} + \frac{2R_e}{N_r} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -\frac{R_e}{N_r} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & \vdots & [M_{sr}] \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ [M_{sr}]^T & \vdots & [L_r] \end{bmatrix}, \text{ la matrice augmentée des inductances.}$$

Avec :

L_r : matrice des inductances rotoriques.

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ -\frac{L_e}{N_r} & \cdots & \cdots & \cdots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ \frac{d[M_{sr}]^T}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix}, \text{ la dérivée de la matrice augmentée des inductances.}$$

On remarque que la matrice $[M_{sr}]$ dépend du temps, ce qui nécessite, à chaque pas de calcul, l'inversion de la matrice inductance $[L]$, de dimension $(N_r + 4)^2$. Pour rendre cette matrice constante, on applique la transformation de Park sur les équations des tensions statoriques. Le repère de Park doit être lié au rotor.

La matrice de Park modifiée pour un angle θ quelconque est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

La dérivée de la matrice de Park est :

$$\frac{d[P(\theta)]}{dt} = -\sqrt{\frac{2}{3}}\omega \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

La matrice augmentée de Park de dimension $(N_r + 4)^2$ est définie par :

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots \\ [0]^T & \vdots & [1] \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & \vdots & [0] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots \\ [0]^T & \vdots & [1] \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$[1]$: est la matrice identité de dimension $(N_r + 1)^2$.

Sachant que :

$$[V] = [T] \cdot [V_{tr}], \quad \text{avec :} \quad [V_{tr}] = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad \vdots \quad 0 \quad 0 \quad \dots\dots \quad 0 \quad \vdots \quad 0]^T$$

$$[I] = [T] \cdot [I_{tr}], \quad \text{avec :} \quad [I_{tr}] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \vdots \quad i_{r_0} \quad i_{r_1} \quad i_{r_2} \quad \dots \quad i_{r_k} \quad \dots \quad i_{r_{N_r-1}} \quad \vdots \quad i_e]^T$$

Le repère considéré de Park est défini à la figure (2.5).

Les relations angulaires sont les suivantes :

$$\theta_{dq} = \theta_r + \theta$$

Lorsque le repère est lié au rotor ;

$\theta = 0$ et $\theta_{dq} = \theta_r$, on obtient :

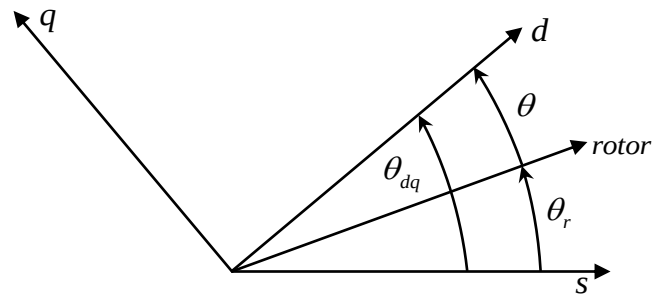


Figure 2.5 Repère de Park

$$\begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\omega_s - \omega_r)t \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\omega_s - \omega_r)t \end{cases} \quad (2.18)$$

L'équation (2.33) devient :

$$[T][V_{tr}] = [R][T][I_{tr}] + [L] \frac{d([T][I_{tr}])}{dt} + \frac{d[L]}{dt}[T][I_{tr}] \quad \Leftrightarrow \quad (2.40)$$

$$[V_{tr}] = \left(\underbrace{[T]^{-1}[R][T]}_A + \underbrace{[T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt}}_B + \underbrace{[T]^{-1} \frac{d[L]}{dt}[T]}_C \right) [I_{tr}] + \underbrace{[T]^{-1}[L][T]}_D \frac{d[I_{tr}]}{dt} \quad (2.41)$$

Les termes A, B, C et D sont donnés par :

$$A = [T]^{-1}[R][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[R_s][P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$B = [T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots \\ [M_{sr}]^T \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$C = [T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T] = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots\dots \\ \frac{d[M_{sr}]^T}{dt} [P(\theta)] & \vdots & [0] \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$D = [T]^{-1}[L][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1}[L_s][P(\theta)] & \vdots & [P(\theta)]^{-1}[M_{sr}] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots\dots \\ [M_{sr}]^T [P(\theta)] & \vdots & [L_r] \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

La mise en équation du modèle de la machine, conduit à un système complet d'ordre $N_r + 3$:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} = [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{rN_r-1} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} + [R_{tr}] \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{rN_r-1} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$[L_{tr}]$ et $[R_{tr}]$ sont les matrices augmentées des résistances et des inductances obtenues après la transformation de Park.

La matrice $[L_{tr}]$ est donnée par [SAH 03] :

$$[L_{tr}] = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & \vdots & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ 0 & L_s - M_s & \vdots & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sin(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sin((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} & 0 & \vdots & L_p + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos(a) & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sin(a) & \vdots & M_{rr} - L_b & L_p + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & M_{rr} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos((N_r - 1)a) & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sin((N_r - 1)a) & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & L_p + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

La matrice $[R_{tr}]$ est donnée par [SAH 03] :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_r (L_s - M_s) & \vdots & 0 & -\omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(a) & \cdots & \cdots & -\omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ \omega_r (L_s - M_s) & r_s & \vdots & \omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} & \omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(a) & \cdots & \cdots & \omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ 0 & 0 & \vdots & R_{bN_r-1} + R_{b0} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & 0 & \cdots & -R_{bN_r-1} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & -R_{bN_r-1} & R_{bN_r-1} + R_{b0} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & -R_{bN_r-1} & 0 & \cdots & -R_{bN_r-2} & R_{bN_r-2} + R_{bN_r-1} + 2\frac{R_e}{N_r} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \cdots & \cdots & \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ 0 & 0 & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} & \cdots & \cdots & \cdots & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

A ces équations, on ajoute les équations électromagnétiques afin d'avoir la vitesse électrique de rotation et la position θ_r du rotor.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - k_0 \omega_m) \quad (2.49)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.50)$$

2.10 Expression du couple électromagnétique

Pour calculer le couple électromagnétique, on procède de différentes manières, l'une d'elles est :

Il faut d'abord, trouver les expressions des composantes biphasées ψ_{ds} et ψ_{qs} du flux statorique.

On a :

$$\begin{bmatrix} \psi_{dqs} \\ \psi_{krs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{krs} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\Leftrightarrow \begin{bmatrix} \psi_{dqs} \\ \psi_{krs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] [P(\theta)] & [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^T [P(\theta)] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \\ i_{kr} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \psi_{dqs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rk} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Après calcul on obtient :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = (L_s - M_s) i_{ds} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos(ka) \\ \psi_{qs} = (L_s - M_s) i_{qs} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin(ka) \end{cases} \quad (2.54)$$

Or, pour un moteur alimenté par une source triphasée, la puissance instantanée s'écrit :

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} \\ &= \left(\begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dqs} \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V_{dqs} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{dqs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.55)$$

Les équations de tensions dans un repère lié au rotor sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_r \psi_{qs} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_r \psi_{ds} \end{cases} \quad (2.56)$$

En remplaçant les tensions v_{ds} et v_{qs} dans l'expression (2.34), on obtient :

$$P_{sa}(t) = r_s \left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \right) + \left(i_{ds} \frac{d\psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\psi_{qs}}{dt} \right) + \omega_r (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.57)$$

Le troisième terme, représente la puissance électromagnétique transmise au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant. Donc le couple électromagnétique est :

$$C_e = p(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.58)$$

En remplaçant ψ_{ds} et ψ_{qs} par leurs expressions, on obtient :

$$C_e = \sqrt{\frac{3}{2}} p M_{sr} \left(i_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos(ka) - i_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin(ka) \right) \quad (2.59)$$

Aussi une autre manière pour aboutir au même résultat, on part de la formule connue du couple :

$$C_e = p \frac{1}{2} [I]^T \cdot \left(\frac{d}{d\theta_r} [L] \right) \cdot [I] \quad (2.60)$$

Où : $[I]^T = [i_{abc}]^T \vdots [i_{rk}]^T = [i_s]^T \vdots [i_{rk}]^T$, on aura :

$$C_e = p \frac{1}{2} \left[[i_s]^T \vdots [i_{rk}]^T \right] \cdot \left(\frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_s & \vdots & M_{sr} \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ M_{rs} & \vdots & L_r \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ \cdots \\ i_{rk} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

L_s et L_r étant indépendantes de θ_r , leur dérivée par rapport θ_r sont nulles.

$$C_e = \frac{1}{2} p \left([i_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] \cdot [i_{rk}] + [i_{rk}]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}]^T \cdot [i_s] \right) \quad (2.62)$$

Or on sait que :

$$[i_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] \cdot [i_{rk}] = [i_{rk}]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}]^T \cdot [i_s] \quad (2.63)$$

$$\text{Donc : } C_e = p \left([i_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] \cdot [i_{rk}] \right)$$

En effectuant le changement des variables statoriques par la transformation de Park, on trouve :

$$[i_s]^T = \left[[P(\theta_r)] [i_{odqs}] \right]^T = [i_{odqs}]^T [P(\theta_r)]^T \text{ où } [P(\theta_r)]^T = [P(\theta_r)]^{-1} \quad (2.64)$$

On obtient :

$$C_e = p [i_{odqs}]^T \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] \cdot [i_{rk}] \quad (2.65)$$

Sachant que :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos(\theta_r + ka) & \dots \\ \dots & \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) & \dots \\ \dots & \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) & \dots \end{bmatrix} \text{ et } \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & -\sin(\theta_r + ka) & \dots \\ \dots & -\sin\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) & \dots \\ \dots & -\sin\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) & \dots \end{bmatrix}$$

le produit $[P(\theta_r)]^{-1} \left\{ \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] \right\}$ après calcul, vaut :

$$[P(\theta_r)]^{-1} \left\{ \frac{d}{d\theta_r} [M_{sr}] \right\} = \sqrt{\frac{2}{3}} M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & 0 & \dots \\ \dots & A & \dots \\ \dots & B & \dots \end{bmatrix}$$

Avec : $A = -\frac{3}{2} \sin(ka)$ et $B = \frac{3}{2} \cos(ka)$, d'où :

$$C_e = p M_{sr} [i_{odqs}]^T \begin{bmatrix} \dots & 0 & \dots \\ \dots & -\sqrt{\frac{3}{2}} \sin(ka) & \dots \\ \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(ka) & \dots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r_0} \\ \vdots \\ i_{r_k} \\ \vdots \\ i_{r_{N_r-1}} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Et on retrouve la relation (2.38)

$$C_e = \sqrt{\frac{3}{2}} p M_{sr} \left(i_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{r_k} \cos(ka) - i_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{r_k} \sin(ka) \right)$$

2.11 Prise en compte du défaut dans le modèle

Il est assez difficile de décrire exactement la succession des phénomènes physiques entrant en jeu lors d'une rupture d'une barre. Dans notre étude seule la rupture de barres et d'anneaux est considérée. La modification se manifeste par l'augmentation de la résistance de la barre considérée dans des valeurs convenables comparables à celles de la littérature ou dans l'expérimentale. Cependant on peut modéliser la cassure d'une barre par l'annulation du courant qui la traverse [TOL 95]. La topologie des circuits équivalents s'en trouve modifiée. Les mailles $(k-1)$ et (k) se réduisent en une seule. Les matrices des inductances et des résistances sont modifiées de telle façon que : si la barre k est rompue, le courant i_{b_k} dans cette barre s'annule. Dans ce cas, le courant dans la maille $(k-1)$ devient égal au courant dans la maille (k) , c'est-à-dire, $i_{r_{k-1}} = i_{r_k}$ (Fig. 2.6). Ceci se traduit dans les matrices des inductances et des résistances, par l'addition des deux colonnes et des deux lignes liées aux courants $i_{r_{k-1}}$ et i_{r_k} . Le courant i_{r_k} est donc supprimé du vecteur des courants, en d'autres termes la topologie est modifiée et l'ordre du système est réduit.

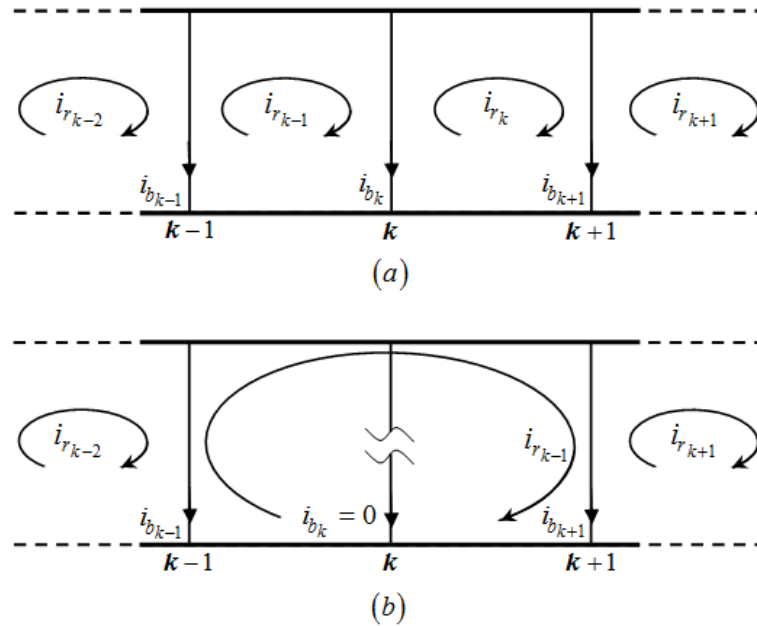


Figure 2.6 Schéma équivalent de la cage rotorique pour :

a. Etat sain, b. Avec une barre rompue

Aussi E. Ritchie [RIT 94], a comparé entre les résultats de simulation, lorsqu'on modélise la cassure d'une barre par la méthode décrite ci-dessus, et les résultats expérimentaux, il a trouvé que cette méthode est limitée. Ceci est dû aux hypothèses simplificatrices, puisque dans le modèle mathématique les courants de fuite entre les barres ont été négligés. En réalité, et d'après Kerszenbaum [KER 84], le courant dans une barre rompue n'est jamais nul. Il existe toujours un

courant qui passe tangentiellement à travers les tôles du rotor vers les barres adjacentes. Il est possible de modéliser ce phénomène par l'addition d'une résistance de grande valeur par rapport à la résistance de la barre rotorique rompue. De plus ce type de défaut ne modifie ni les valeurs des inductances propres et mutuelles de ces éléments, ni les connexions avec les autres circuits. Donc avec le modèle multi enroulements, la modélisation d'un tel défaut consiste à modifier uniquement la résistance R_b sans que cela nécessite une nouvelle mise en équation [ABED 02]. D'après A. Abed [ABE 99] [Baghli], la valeur de la résistance à additionner pour simuler la rupture d'une barre dépend des paramètres de la machine et particulièrement du pas de simulation. En ce qui nous concerne, avec un pas de simulation de 10^{-4} sec, une augmentation de 20 fois de la résistance initiale de la barre nous a permis, d'aboutir à des résultats satisfaisants et en concordance avec ceux prévus par la théorie. On note que l'augmentation de la résistance plus de 50 fois amène à des instabilités numériques, pour éviter ce problème il faut diminuer le pas de calcul.

2.12 Conclusion

Ainsi se termine ce chapitre où le développement mathématique du modèle multi enroulements (qui prend en considération la structure du rotor) a été présenté. Le but est de l'utiliser pour la détection des défauts de cassure de barres. Le modèle multi enroulements est exploitable tel quel pour simuler le défaut de rupture de barre, il suffit d'augmenter la résistance de la barre considérée. Ce sera l'objet du chapitre suivant où l'on présentera les résultats de simulation obtenus à l'aide de ce modèle, résultats qui prouvent les performances du modèle avec des paramètres réelles identifiés d'une machine asynchrone de 3 kW.

Chapitre 3

Simulation du modèle multi enroulements et résultats

3 Simulation et résultats

3.1 Introduction

Dans le deuxième chapitre, la formulation du modèle multi enroulements réalisée par plusieurs auteurs a été présentée. La présentation a surtout été prélevée auprès des thèses de [A. Abed et Sahraoui]. Dans le présent chapitre l'accent va être mis sur la simulation du modèle multi enroulements et la présentation des résultats. Nous savons d'après la littérature que le modèle multi enroulements reflète de manière très rigoureuse le comportement de la machine saine ou en défaut qu'elle soit à vide ou chargée. Les signaux issus de la machine saine ne subissent pas de déformations dans le domaine temporel et ne contiennent aucun harmonique supplémentaire dans le domaine spectral. Par contre, d'après la littérature, lors de défauts, on observe des déformations dans les signaux temporels signe de la superposition d'autres signaux aux signaux originaux de l'état sain qui ceux-ci seront détectés grâce à l'analyse spectrale par la transformée de Fourier rapide TFR ou FFT en anglais. Tout ceci doit être observé lors de notre simulation du modèle. Par suite le schéma de notre simulation sera le suivant. Nous commencerons par simuler la machine à l'état sain à la pleine charge, ce qui est suffisant pour détecter l'existence d'un éventuel défaut de cassure de barres. Ensuite nous passerons à la simulation de la machine en défaut de rupture de barres et ceci pour différentes charges.

3.2 Machine saine, forte charge

La simulation de la machine saine (de puissance 3 kW) avec le modèle multi enroulements est réalisée sur Matlab/Simulink dont le schéma en Simulink est représenté à la figure 3.1. La simulation débute par un démarrage à vide jusqu'à l'instant 0.5 s qui marque la fin du régime transitoire, ensuite un échelon de couple résistant de 20 N.m est instauré à la machine. Le temps de simulation est de quelques secondes. Les résultats de simulation sont transférés au Workspace de Matlab pour pouvoir les visualiser, les traiter et les transférer au Logiciel Word afin de les analyser et de les commenter. Les grandeurs temporelles obtenues sont les courants ids, iqs (repère rotorique), le courant statorique (obtenu grâce à la transformation inverse de Park), le couple électromagnétique et la vitesse de rotation angulaire. Ces grandeurs sont représentées aux figures 3.2 à 3.5.

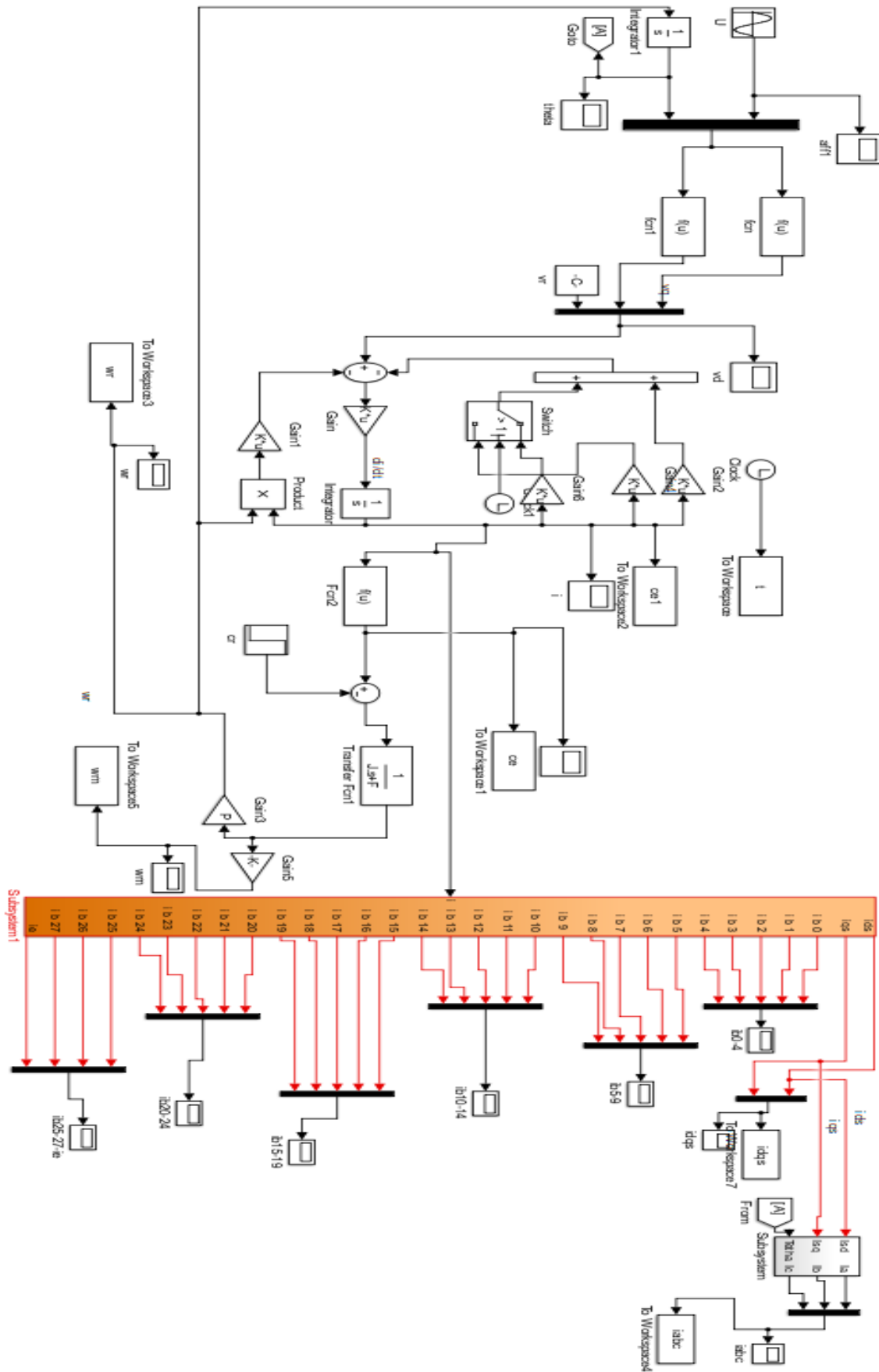


Figure 3.1 Modèle multi enroulements, schéma de simulation

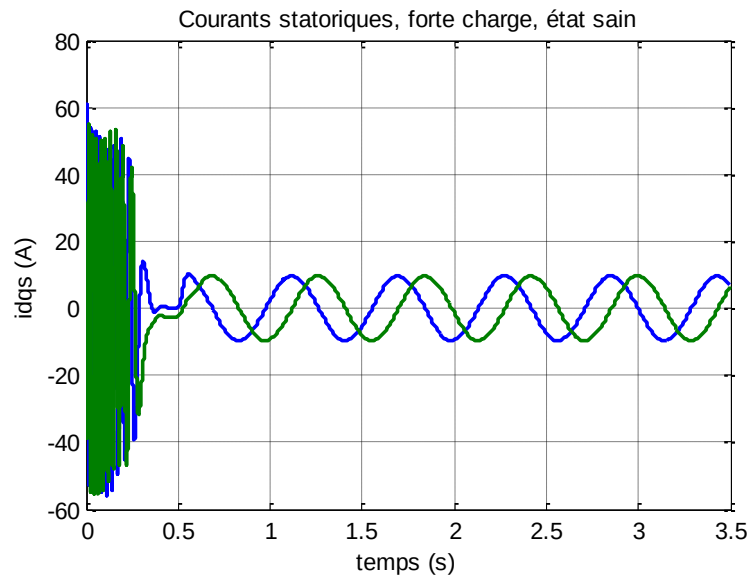


Figure 3.2 Courants statoriques i_{ds} , i_{qs} en quadrature, état sain

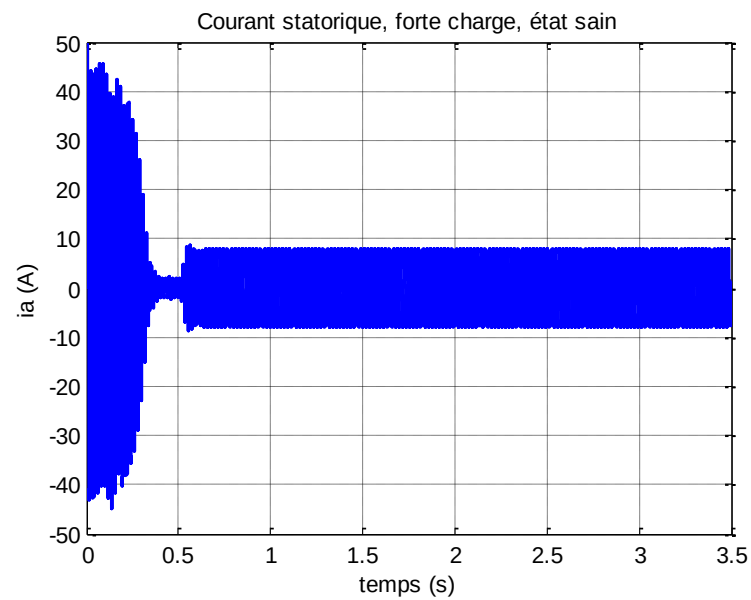


Figure 3.3 Courant statorique, état sain

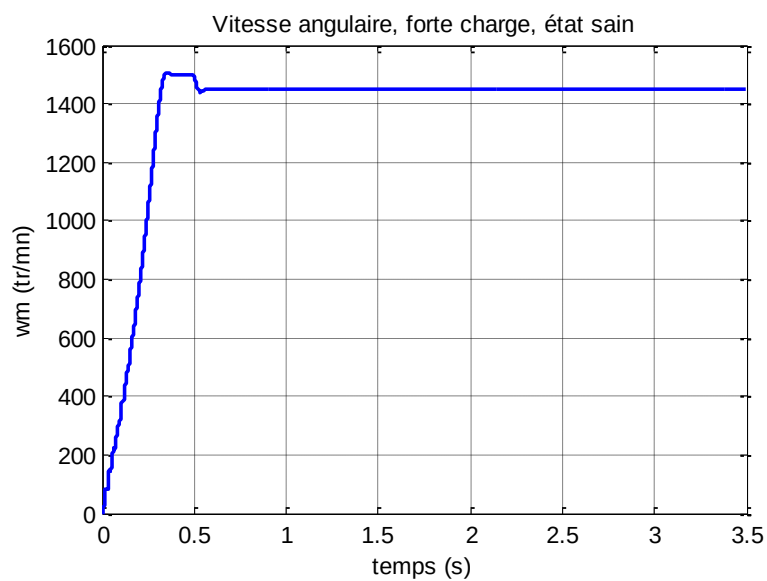


Figure 3.4 Vitesse de rotation angulaire, état sain

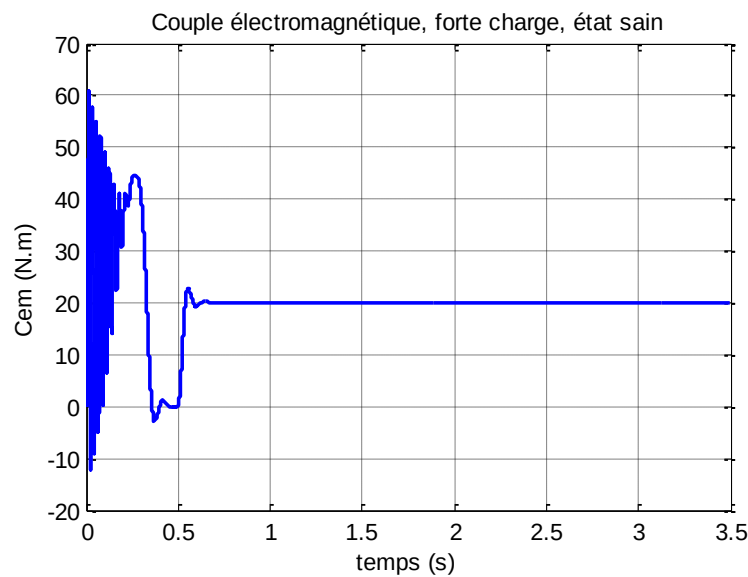


Figure 3.5 Couple électromagnétique, état sain

La figure 3.2 montre les courants statoriques sinusoïdaux i_{ds} et i_{qs} en quadrature, oscillants dans notre cas à la fréquence $f_{idq} = g \cdot f_s = 1.7298 \text{ Hz}$. Il en est de même pour les courants statoriques triphasés obtenus par transformation inverse de Park dont un des courants i_a est montré à la figure 3.3. Il ne présente aucune déformation visible, il passe par un régime transitoire, le dépasse pendant une durée où l'on observe que la machine n'est pas chargée puis augmente à une amplitude conséquente à la charge nominale instaurée à l'instant 0.5s.

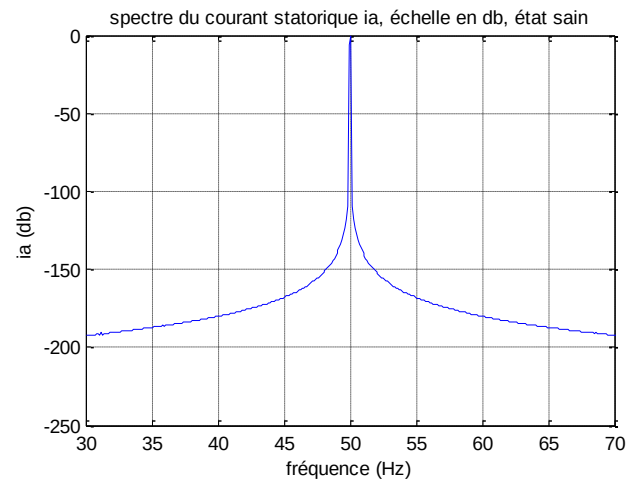
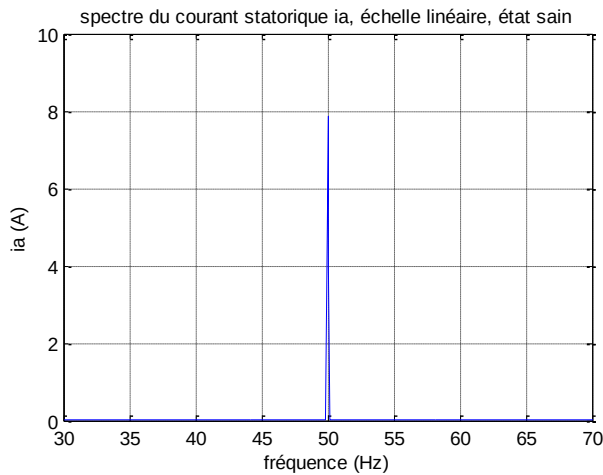
La figure 3.4 d'après, représente la vitesse de rotation angulaire qui débute par une valeur nulle (du repos) et commence à augmenter au cours du régime transitoire, subit un dépassement et se stabilise à la valeur de synchronisme de 1500 tr/mn pour diminuer ensuite à l'instant 0.5s sous l'effet du couple de charge de 20 N.m établi à cet instant pour atteindre ensuite sa valeur nominale en régime permanent. Enfin la figure 3.5 présente la variation du couple électromagnétique au cours des différentes étapes : régime transitoire, passage par une charge nulle et l'établissement de l'échelon d'un couple résistant à l'instant 0.5s valant 20 N.m. Nous observons tout comme les courants qu'ils ne présentent aucune déformation ou un signe pouvant indiquer qu'il y a défaut dans la machine.

Cependant pour confirmer les précédents dires l'application de l'analyse spectrale sur les signaux précédents (ou MCSA) par le biais de la FFT est indispensable. La FFT permet donc d'obtenir le spectre de chaque signal. Ce dernier nous renseigne sur le contenu fréquentiel de chaque signal.

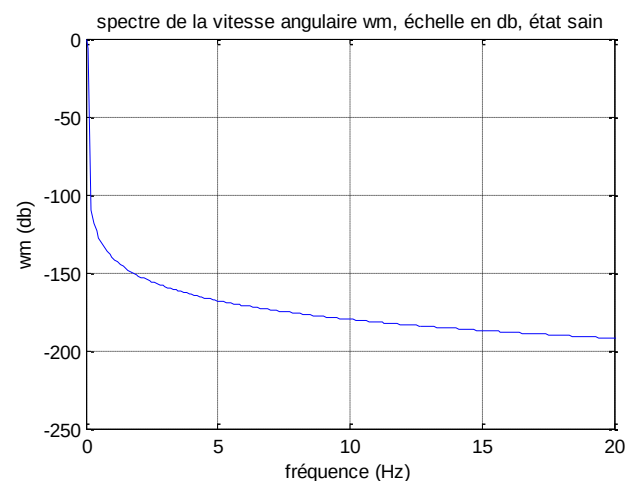
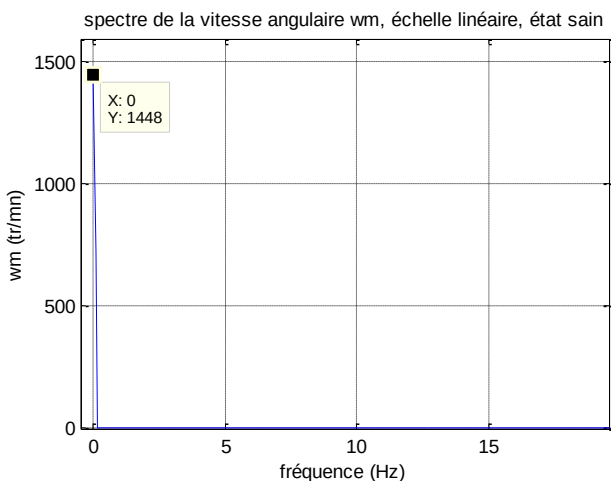
Mentionnons que la fréquence d'échantillonnage est de 10 kHz. Cependant pour effectuer la FFT avec une bonne résolution il faut que le temps de mesure ou de simulation soit assez long, dans notre cas il est de 11s dont nous ne retenons que les 10 dernières secondes, de cette façon le régime

transitoire est bien dépassé, seul subsiste le régime permanent, car la FFT ne donne de bons résultats que pour le cas stationnaire. La résolution vaut $\Delta f = 0.1 \text{ Hz}$.

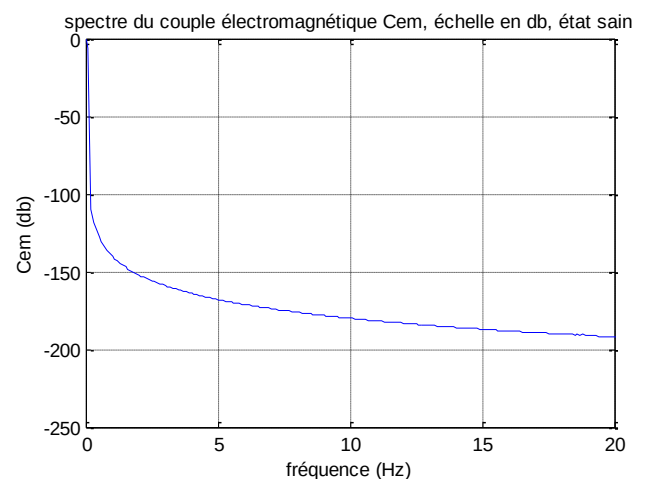
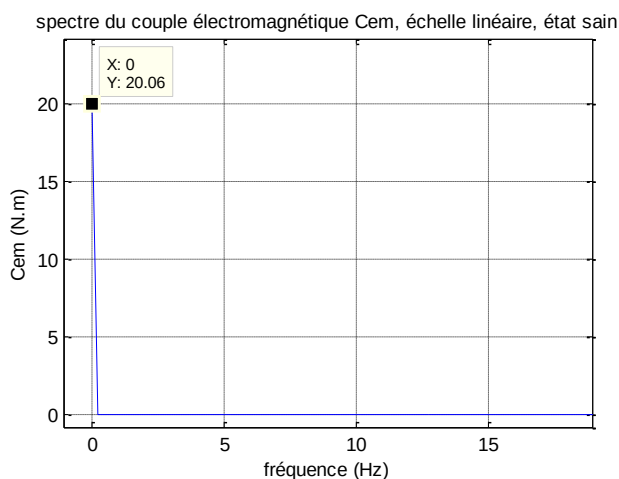
Ces spectres sont montrés aux figures qui suivent numérotées de 3.6 à 3.13. Aussi nous rappelons la relation $f_b = (1 \pm 2k g) \cdot f_s$ qui décrit la position des harmoniques représentant le défaut de cassure de barres, où g est le glissement, f_s le fondamental et k un entier valant $k = 1, 2, 3 \dots$.



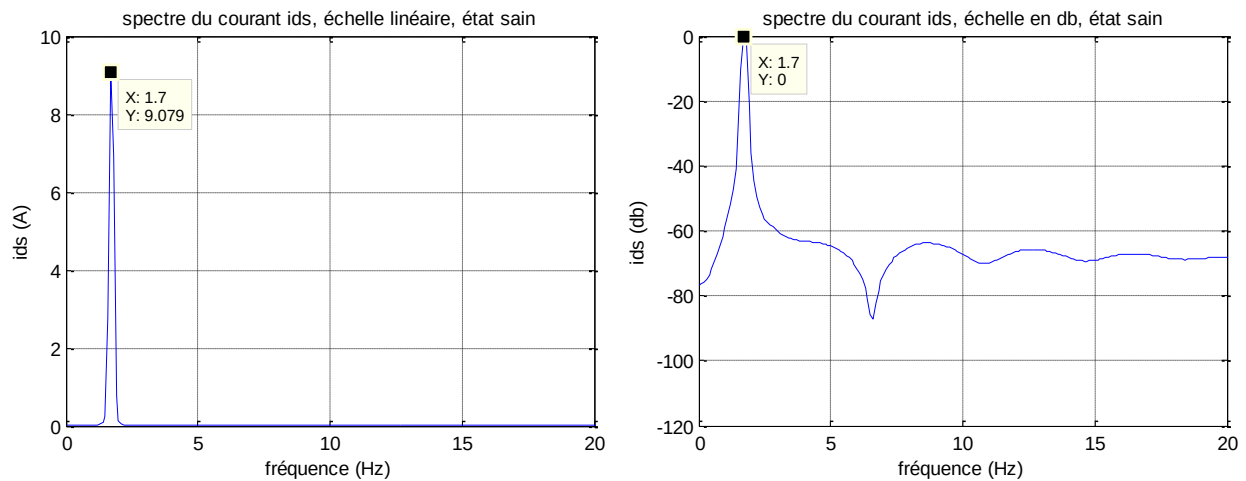
Figures 3.6 et 3.7 spectres de i_a : à gauche échelle linéaire à droite en db, état sain



Figures 3.8 et 3.9 spectres de w_m : à gauche échelle linéaire à droite en db, état sain



Figures 3.10 et 3.11 spectres de C_{em} : à gauche échelle linéaire à droite en db, état sain



Figures 3.12 et 3.13 spectres de ids : à gauche échelle linéaire à droite en db, état sain

Les figures 3.6 et 3.7 représentent le spectre du courant statorique en échelle linéaire et en db. Seul l'harmonique du fondamental existe, surtout que l'échelle logarithmique a le pouvoir de visualiser n'importe quel harmonique aussi petit qu'il soit.

Aussi le spectre de la vitesse angulaire exposé aux figures 3.8 et 3.9 montre uniquement l'harmonique à la fréquence zéro dont l'amplitude est de valeur nominale.

Il en est de même pour le couple électromagnétique visualisé aux figures 3.10 et 3.11, seul l'harmonique à la fréquence nulle, existe.

Pour les figures 3.12 et 3.13 qui représentent le spectre du courant dans le repère rotorique ids, nous observons uniquement le fondamental $g \cdot f_s$.

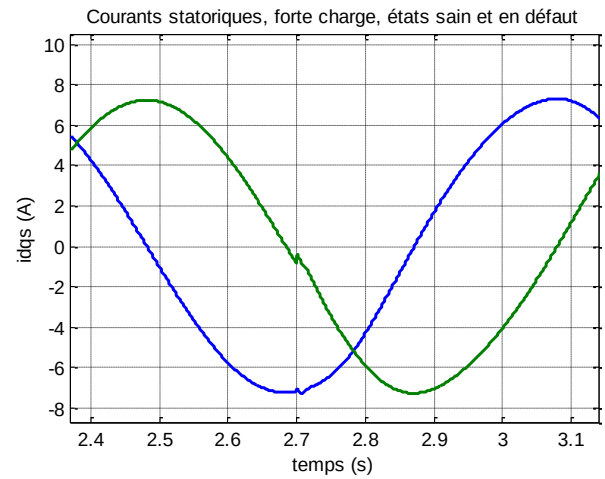
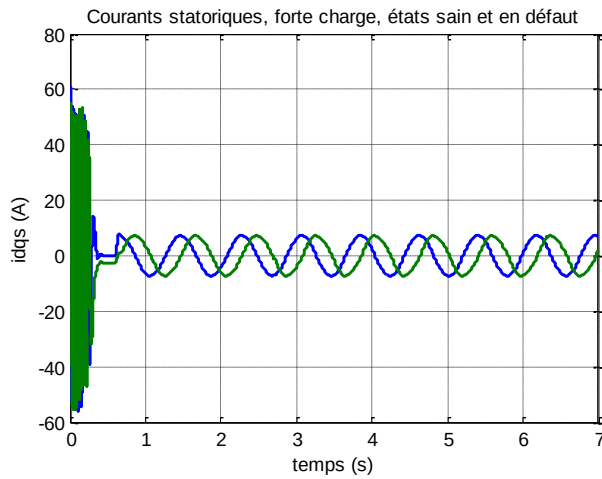
Nous concluons que le moteur est sain, ne présente pas de défaut rotorique et que le modèle multi enroulements décrit parfaitement l'état sain.

3.3 Machine en état de défaut

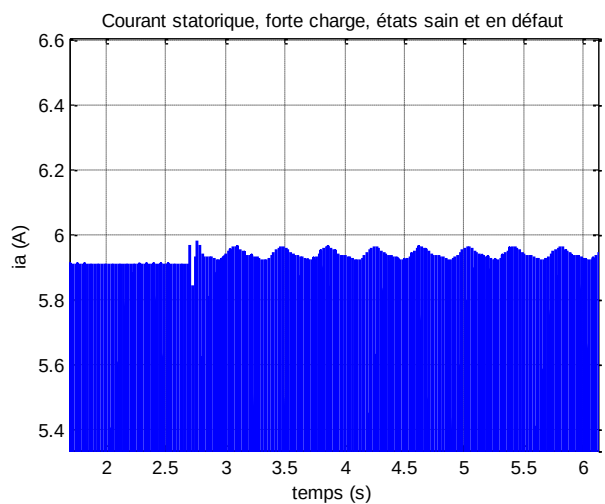
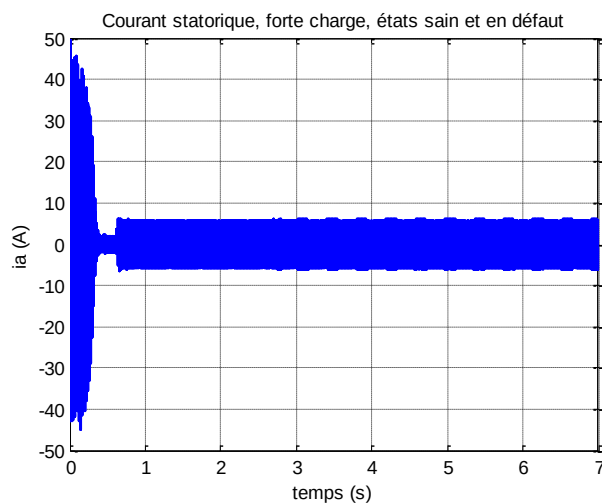
3.3.1 États mixte : sain et défaut

Tout d'abord nous lançons la simulation de la machine à vide ensuite vient l'instauration d'un échelon de couple résistant (15 N.m) à un instant après la fin du régime transitoire par exemple $t = 0.6s$. Puis vient l'application de défaut de cassure de barre à un instant éloigné de la fin du régime permanent tel que $t = 2.7s$ afin de réunir ensemble et d'observer, sur un même signal, l'état sain et l'état de défaut de la machine. Ceci pour tester la capacité (fidélité) du modèle à reproduire la machine saine et dans l'état de défaut. Les résultats sont réunis aux figures 3.14 à 3.23. La figure 3.14 représente le courant ids, elle ne montre aucun signe pouvant indiquer qu'il y a défaut si ce n'est son zoom qui indique une perturbation dans le signal à l'instant de l'application du défaut.

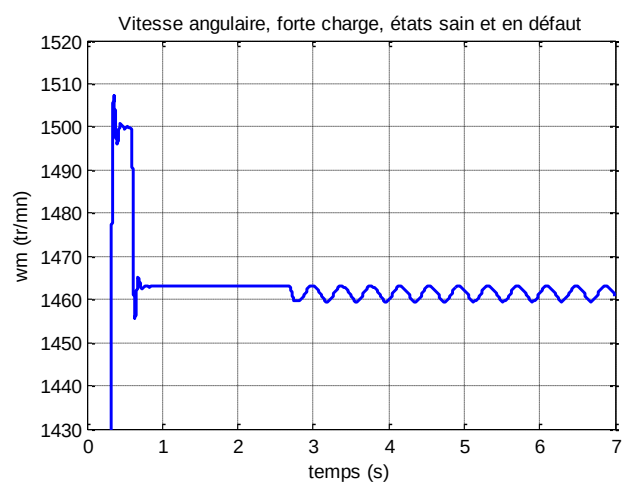
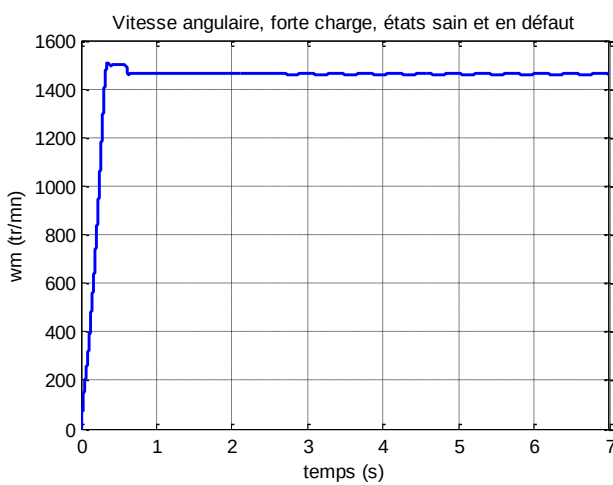
Par contre la figure d'après 3.16 représentant le courant statorique montre bien le défaut dès son instauration, meilleur encore son zoom dans la figure 3.17 où l'on voit bien les ondulations dans l'enveloppe du courant comme rapporté dans la littérature.



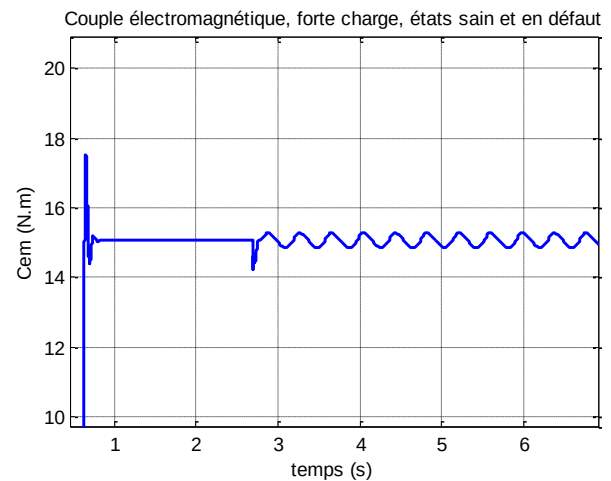
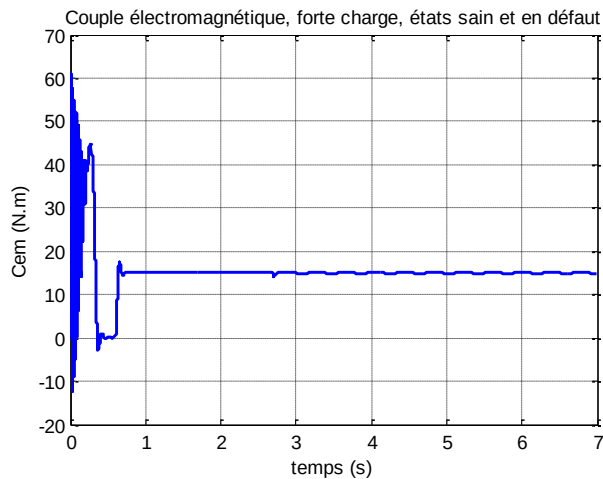
Figures 3.14 et 3.15 Courants i_{dqs} à gauche, leur zoom à droite, état sain et en défaut



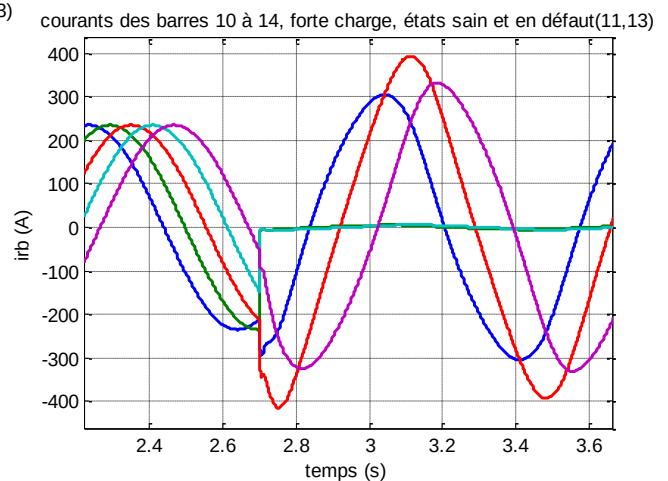
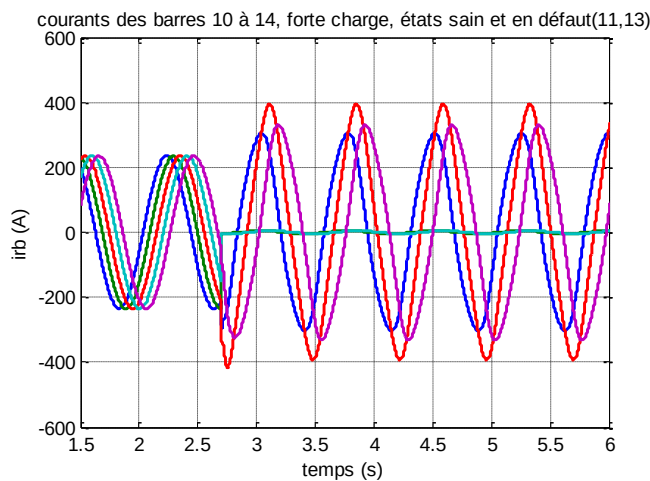
Figures 3.16 et 3.17 Courant statorique i_a à gauche, son zoom à droite, état sain et en défaut



Figures 3.18 et 3.19 Vitesse angulaire w_m à gauche, son zoom à droite, état sain et en défaut



Figures 3.20 et 3.21 .Couple électromagnétique C_{em} à gauche, son zoom à droite, état sain et en défaut



Figures 3.22 et 3.23 .Courants des barres 10 à 14 à gauche, son zoom à droite, état sain et en défaut

L'évolution temporelle de la vitesse dans la figure 3.18 montre parfaitement bien la partie saine et la partie du début des ondulations du au défaut rotorique dès l'instant de son introduction, mieux visible dans le zoom de la figure 3.19.

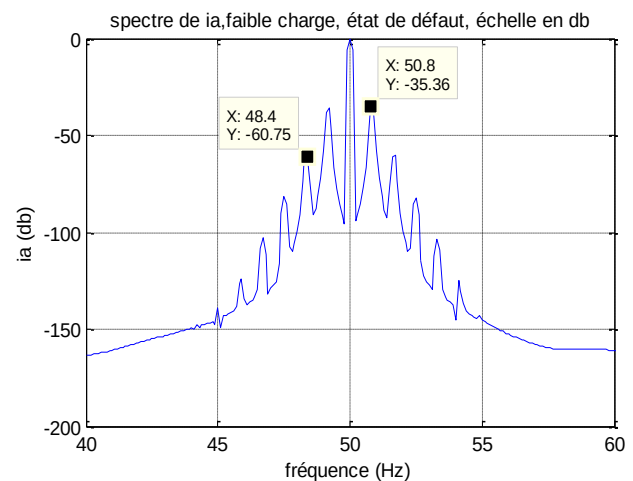
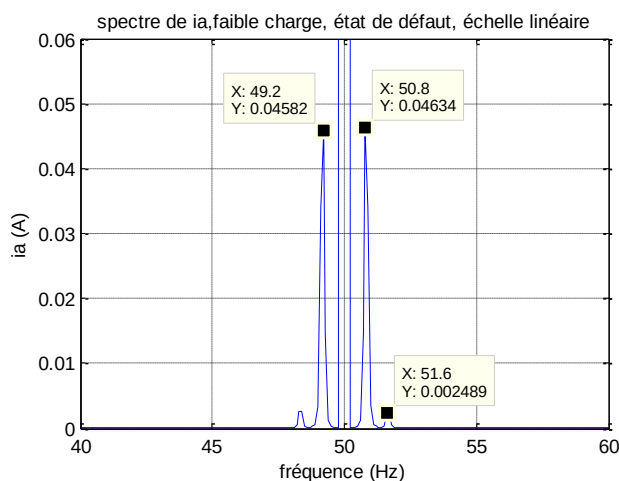
Tout comme la vitesse et le courant, le couple électromagnétique présenté à la figure 3.20 expose bien le défaut rotorique dès l'apparition des ondulations sur le signal qui sont bien observées sur le zoom de la figure 3.21.

Enfin la dernière, de la série des figures précédentes, représente les courants dans les barres dans l'état sain en lors de défaut. Ceci nous renseigne sur le phénomène qui survient lors d'un défaut rotorique. Nous pouvons constater au début qu'il y a 5 courants de barres (10 à 14) pendant l'état sain puis lorsque le défaut a eu lieu, nous observons convenablement bien que les courants dans les barres 11 et 13 sont devenus quasiment nuls dès l'instauration du défaut, seuls les courants dans les barres saines circulent. De plus comme rapporté dans la littérature nous constatons que les courants dans ces barres ont augmenté, c.à.d. les courants qui circulaient dans les barres en rupture se sont rajoutés aux barres adjacentes.

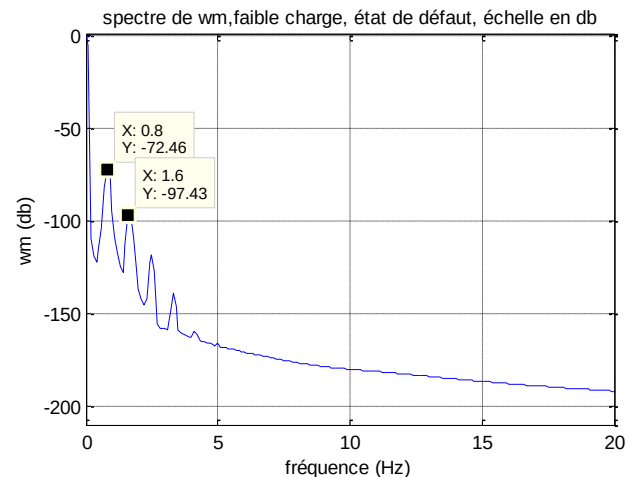
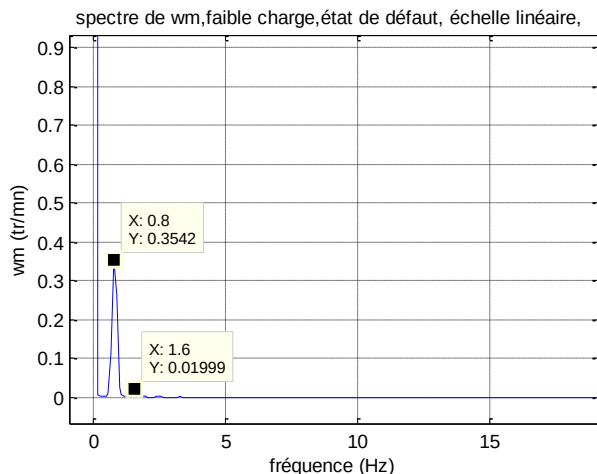
3.3.2 . Faible charge

Dans ce qui a précédé nous avons réuni sur le même signal l'état sain et l'état de défaut. Cependant comme nous l'avons fait remarquer l'analyse spectrale par le biais de la FFT nécessite pour une résolution de $\Delta f = 0.1s$, un temps de mesure de 10 s, de plus le régime doit être stationnaire. Par suite avons choisi un temps de simulation de 11 s dont nous ne retenons que les 10 dernières secondes pour éliminer le régime transitoire et rendre le signal stationnaire.

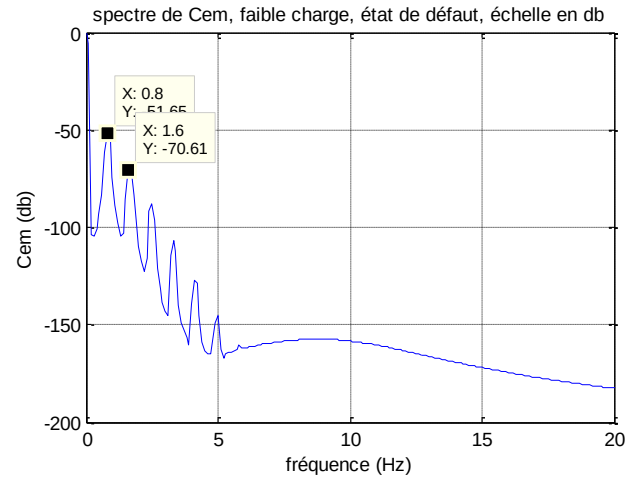
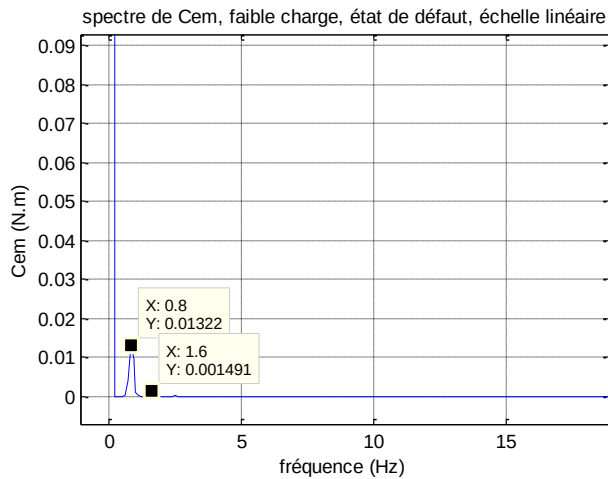
Ceci étant, la simulation consiste à démarrer la machine à vide, appliquer un échelon de faible couple de charge de 5 N.m juste après la fin du régime transitoire (0.5 ou 0.6 s) ensuite introduire le défaut rotorique avec deux barres cassées à l'instant $t = 0.9s$, par exemple les barres 11 et 13. Nous rappelons que provoquer la rupture de barre sous entend augmenter la résistance de cette barre de plusieurs fois. Dans notre simulation le coefficient est de 50. Les résultats collectés de la simulation sont présentés aux figures 3.24 à 3.31. Les figures à gauche de la page sont en échelle linéaire tandis que celles de droite, sont en db. Aussi pour alléger le chapitre nous nous sommes limité aux spectres seulement, les signaux temporels ont été présentés juste ci-dessus.



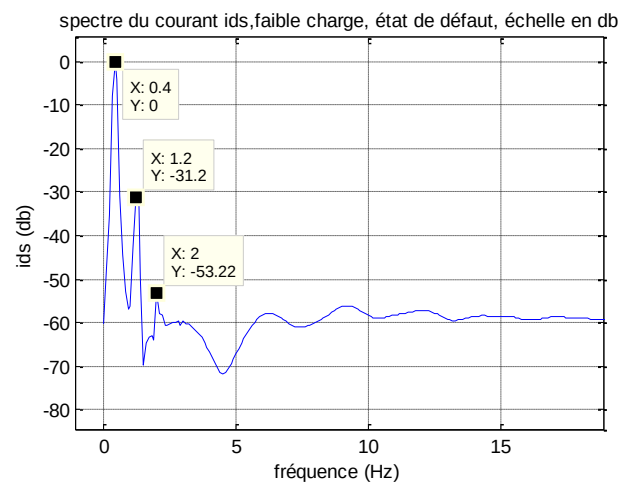
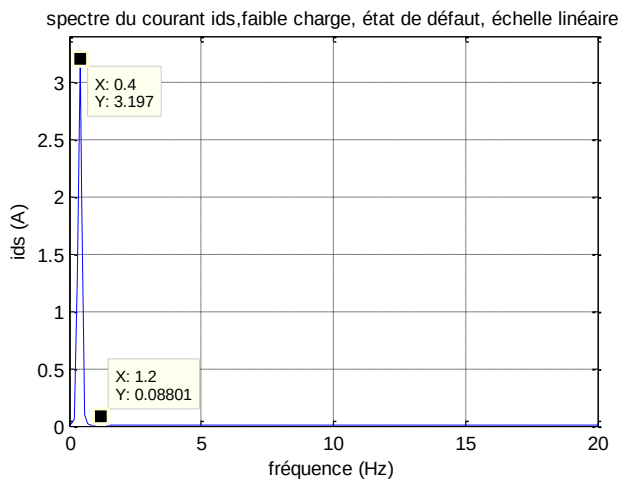
Figures 3.24 et 3.25 .spectres du courant ia : à gauche échelle linéaire à droite en db



Figures 3.26 et 3.27 spectres de la vitesse wm : à gauche échelle linéaire à droite en db



Figures 3.28 et 3.29 spectres du couple électromagnétique Cem : à gauche échelle linéaire à droite en db



Figures 3.30 et 3.31 spectres du courant ids : à gauche échelle linéaire à droite en db

En plus des figures le programme nous donne directement les grandeurs désirées telles que le glissement g , les harmoniques de part et d'autre du fondamental f_s , f_{b-} , f_{b+} et $g \cdot f_s$ qui sont résumées dans le tableau suivant :

g	f_s	$f_{b-} = 1 - 2 \cdot g \cdot f_s$	$f_{b+} = 1 + 2 \cdot g \cdot f_s$	$g \cdot f_s$
0.0083	50	49.1721	50.8279	0.4140

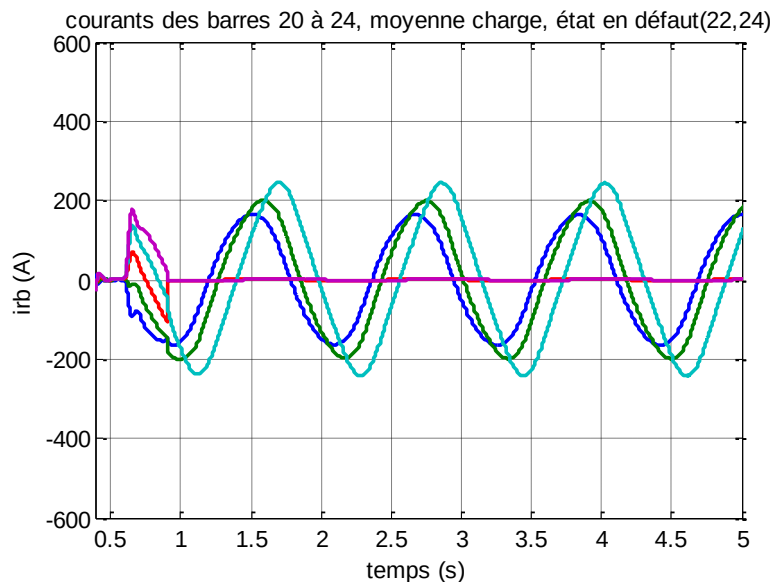
Les figures 3.24 et 3.25 montrent le spectre du courant statorique i_a , il contient le fondamental de 50 Hz et les harmoniques de défaut de part et d'autre de ce dernier et qui y sont décalés de $2 \cdot g \cdot f_s$ la figure 3.25 en db étale parfaitement la série des harmoniques de défaut, comme c'est attribué au pouvoir du logarithme. Ces harmoniques expliquent la déformation du signal sinusoïdal par l'apparition des ondulations sur son enveloppe par la modulation d'amplitude.

Les figures suivantes 3.26 et 3.27 qui représentent le spectre de la vitesse en échelle linéaire et en db dévoilent les harmoniques de défaut distants de $2 \cdot k \cdot g \cdot f_s$ à droite de l'harmonique de fréquence nulle. Il en est de même pour le spectre du couple électromagnétique présenté aux figures 3.28 et 3.29. Ceci explique les suites légères d'accélération et de décélération du moteur ainsi que les vibrations qui s'en suivent.

Enfin les figures 3.30 et 3.31 exposent le spectre du courant ids dans le repère rotorique où le fondamental se situe à $g \cdot f_s$ suivi des harmoniques représentant le défaut de cassure de barres distants de $2 \cdot k \cdot g \cdot f_s$.

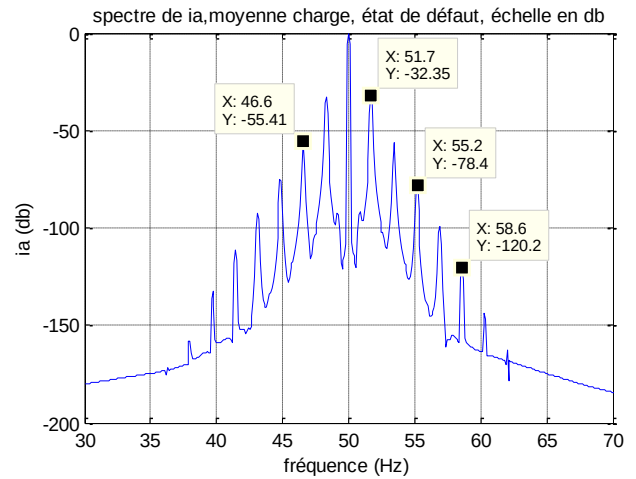
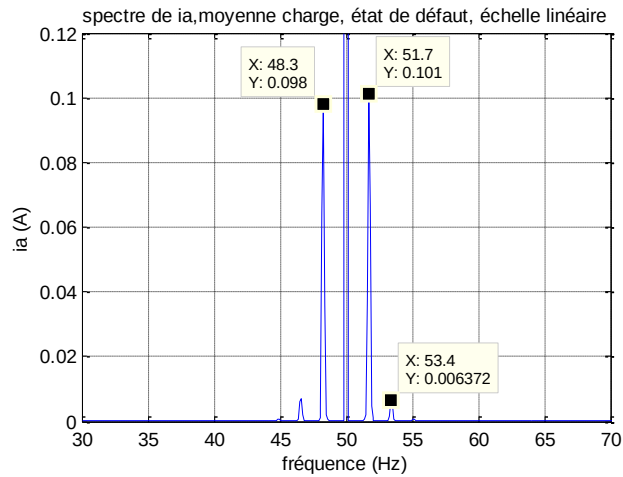
3.3.3 . Moyenne charge

Nous respectons la même procédure dans le chemin de la simulation, nous démarrons la machine à vide, à la fin du régime transitoire on introduit un échelon de couple résistant valant 10 N.m puis nous simulons le défaut en remplaçant la matrice R_b qui représente l'état sain par $R_b - def$ qui représente la matrice de défaut qui contient les barres cassées (dans ce cas ci les barres 22 et 24), à l'instant 0.9 s. Le temps de simulation est de 11s. Les résultats, suite à la simulation, sont résumés aux figures 3.32 à 3.40.

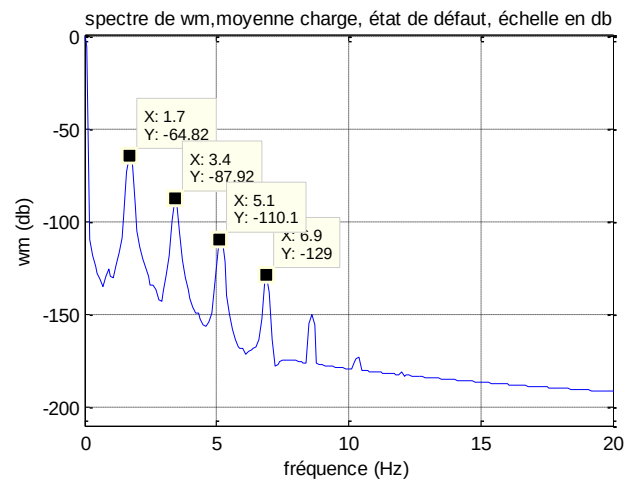
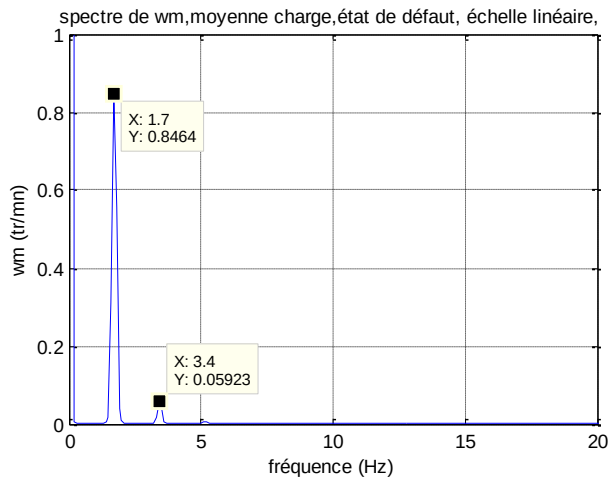


Figures 3.32 Courants des barres 20 à 24

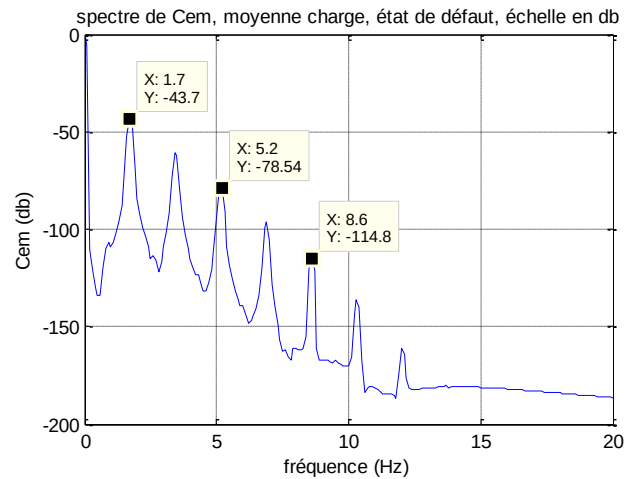
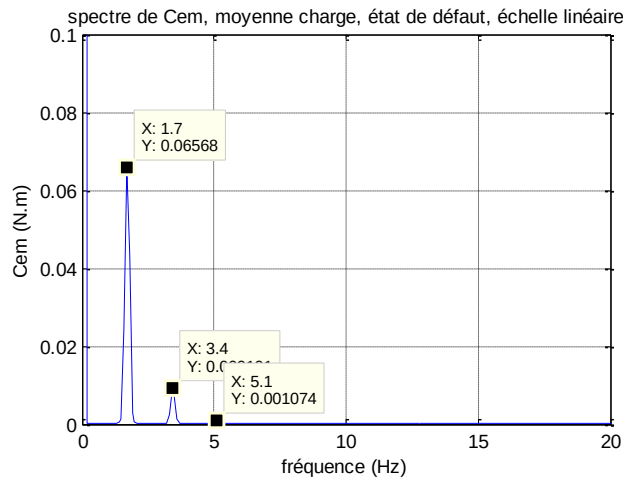
Comme auparavant, aussi nous avons préférés montrer les courants dans les barres (figure 3.22) pour le cas de la moyenne charge. La figure montre le démarrage à vide, à 0.6 s l'application du couple de charge, la circulation des 5 courants et à 0.9 s l'introduction du défaut, juste après cet instant les deux courants des barres 22 et 24 s'annulent, seuls restent les courants 20,21 et 23 qui ont augmentés, en particulier la barre 23, car ils se sont octroyé les courants des barres cassées.



Figures 3.33 et 3.34 spectres du courant ia : à gauche échelle linéaire à droite en db



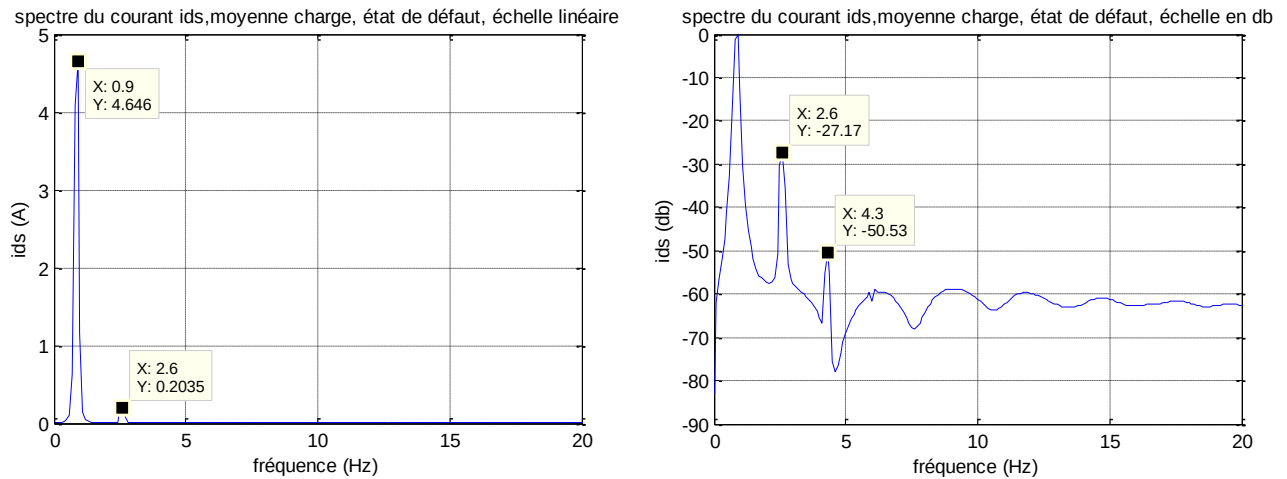
Figures 3.35 et 3.36 spectres de la vitesse wm : à gauche échelle linéaire à droite en db



Figures 3.37 et 3.38 spectres du couple électromagnétique Cem : à gauche échelle linéaire à droite en db

De même, pour la charge moyenne, quelques valeurs des grandeurs ci après sont résumées dans le second tableau.

g	f_s	$f_{b-} = 1 - 2 \cdot g \cdot f_s$	$f_{b+} = 1 + 2 \cdot g \cdot f_s$	$g \cdot f_s$
0.0172	50	48.2799	51.7201	0.8600



Figures 3.39 et 3.40 spectres du courant ids : à gauche échelle linéaire à droite en db

Les mêmes commentaires sont repris pour la moyenne charge, cependant nous constatons l'apparition de raies supplémentaires dans la série et que leurs amplitudes ont augmentées, par suite nous déduisons que l'augmentation de la charge mène à l'augmentation des amplitudes des harmoniques de défaut et ceci dans toutes les grandeurs : courants, vitesse et couple électromagnétique. Un autre constat : c'est que les harmoniques de défauts se sont éloignés de leur fondamentaux.

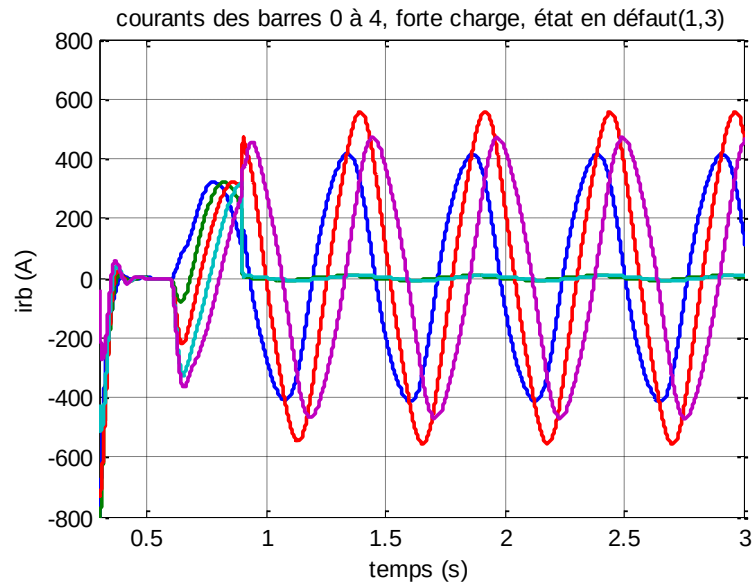
3.3.4 . Forte charge

Le processus de simulation consiste à lancer la machine à vide, introduire la charge nominale (20 N.m) puis provoquer le défaut de rupture de barres (les barres choisies sont 1 et 3). De même le temps de simulation est de 11 s. Les résultats collectés sont visualisés aux figures 3.41 à 3.50.

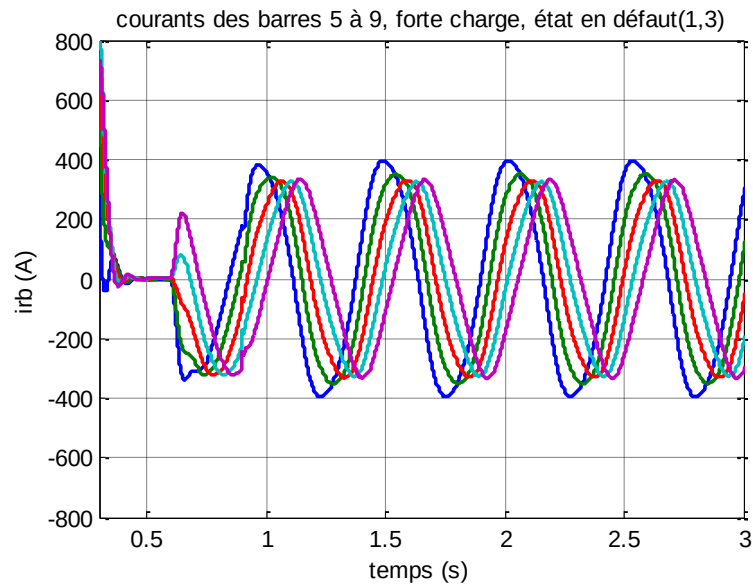
Nous avons montrés (dans les figures 3.41 et 3.42) les courants des barres 0 à 9 séparément pour avoir une bonne observation et étudier le phénomène lors de cassure de barres. Nous constatons que la rupture des barres 1 et 3 a engendré un surplus de courant qui se répartit dans toutes les barres mais les barres adjacentes 0, 2, 4 et même 5 en reçoivent la plus grande partie comme c'est révélé aux figures sus-dénommées. Par conséquent ceci va causer la surchauffe des barres voisines et par la suite leur rupture dont le résultat fatal est la panne totale.

De même que précédemment, pour la faible et la moyenne charge, pour se fixer les idées, quelques valeurs des grandeurs ci après sont résumées dans le troisième tableau.

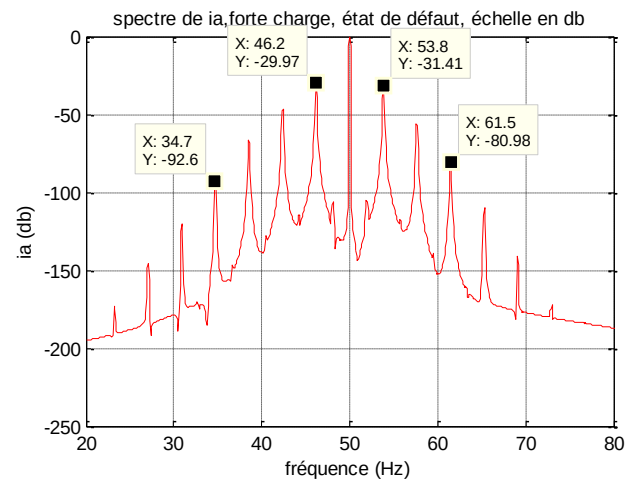
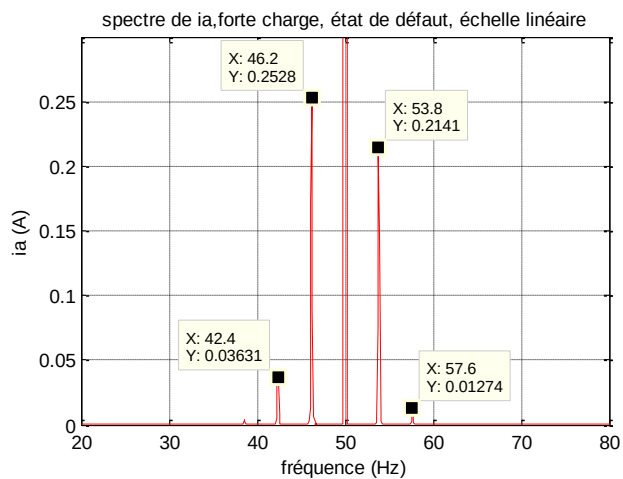
g	f_s	$f_{b-} = 1 - 2 \cdot g \cdot f_s$	$f_{b+} = 1 + 2 \cdot g \cdot f_s$	$g \cdot f_s$
0.0382	50	46.1802	53.8198	1.9099



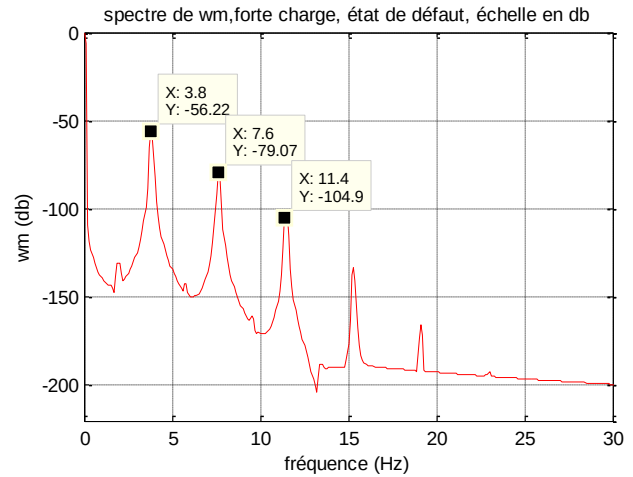
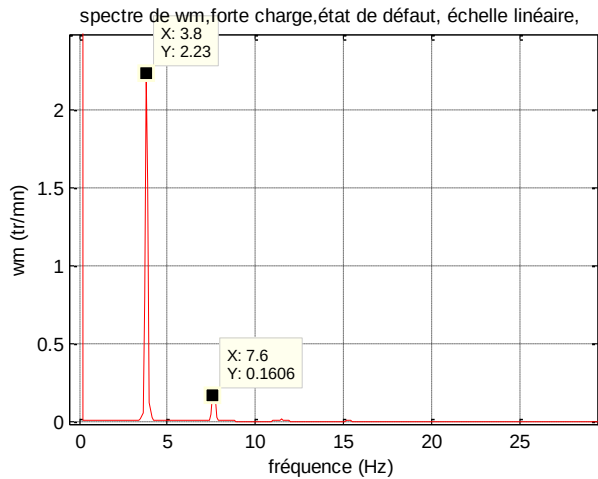
Figures 3.41 Courants des barres 0 à 4



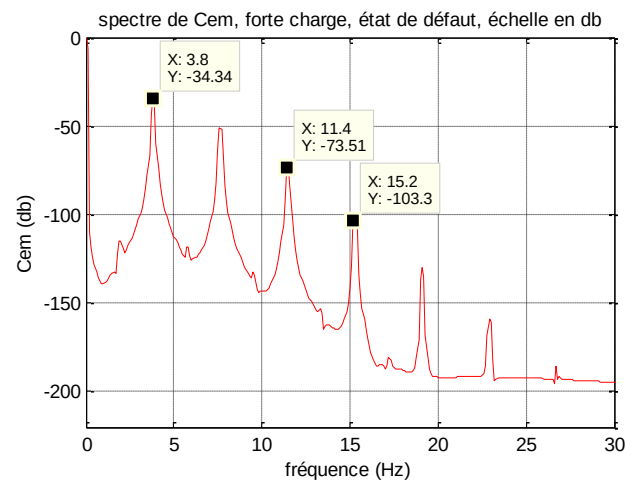
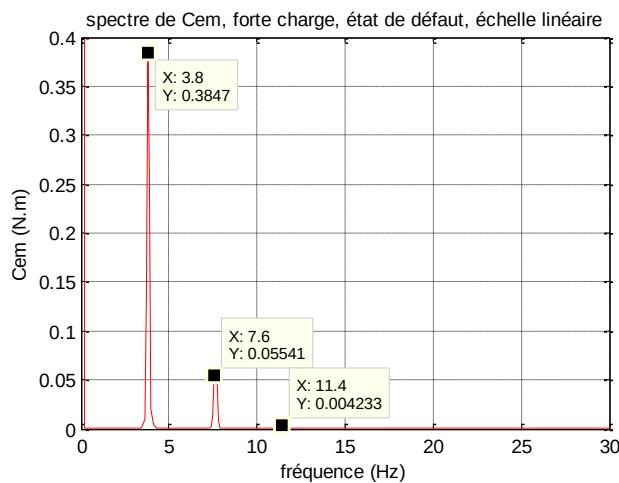
Figures 3.42 Courants des barres 5 à 9



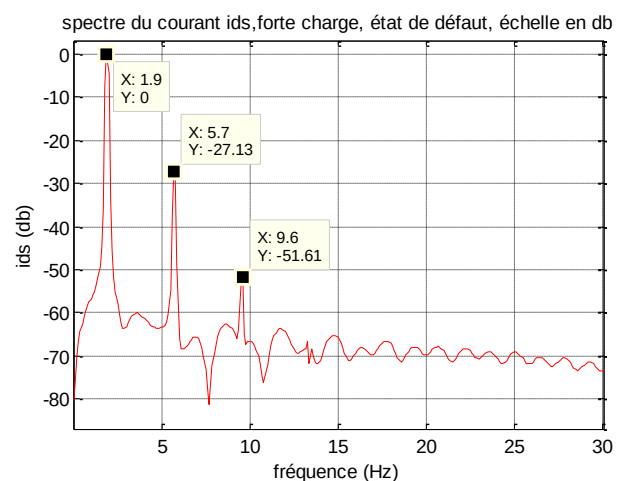
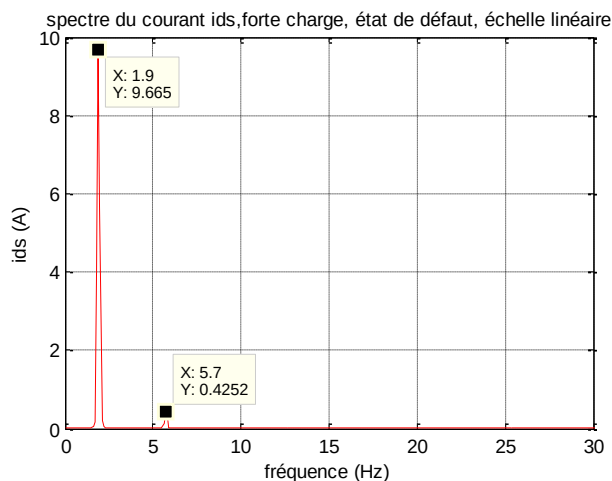
Figures 3.43 et 3.44 spectres du courant ia : à gauche échelle linéaire à droite en db



Figures 3.45 et 3.46 spectres de la vitesse w_m : à gauche échelle linéaire à droite en db



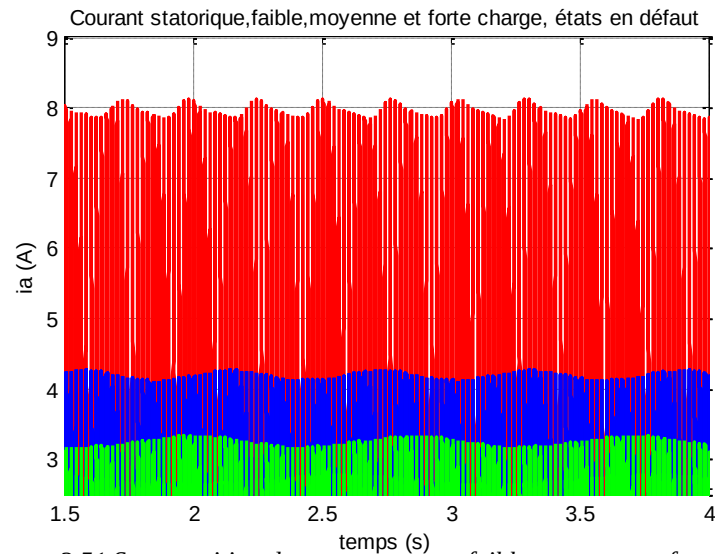
Figures 3.47 et 3.48 spectres du couple électromagnétique C_{em} : à gauche échelle linéaire à droite en db



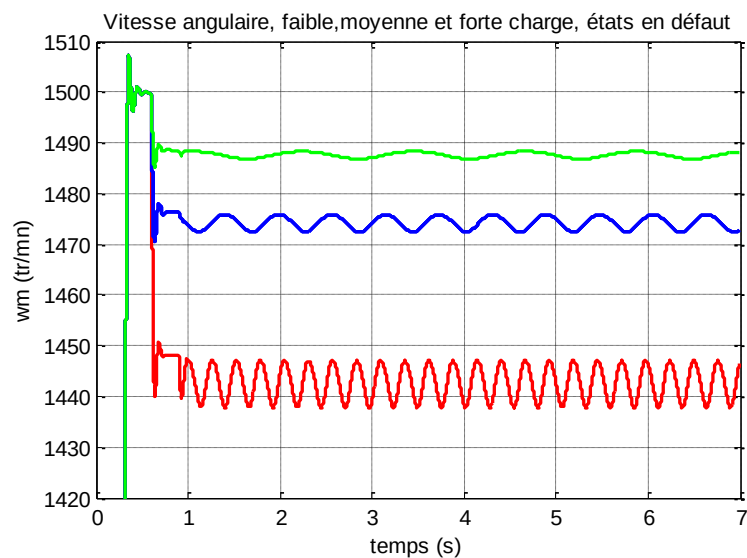
Figures 3.49 et 3.50 spectres du courant i_{ds} : à gauche échelle linéaire à droite en db

Dans cette série de figures (montrant les spectres) qui reflètent le défaut en présence des fortes charges, nous constatons qu'effectivement le nombre d'harmoniques représentant le défaut rotorique a augmenté, que la distance qui les sépare s'est accrue et que leurs amplitudes se sont accentuées. Ceci pour toutes les grandeurs (courant, vitesse et couple électromagnétique etc.) Autrement dit dans les

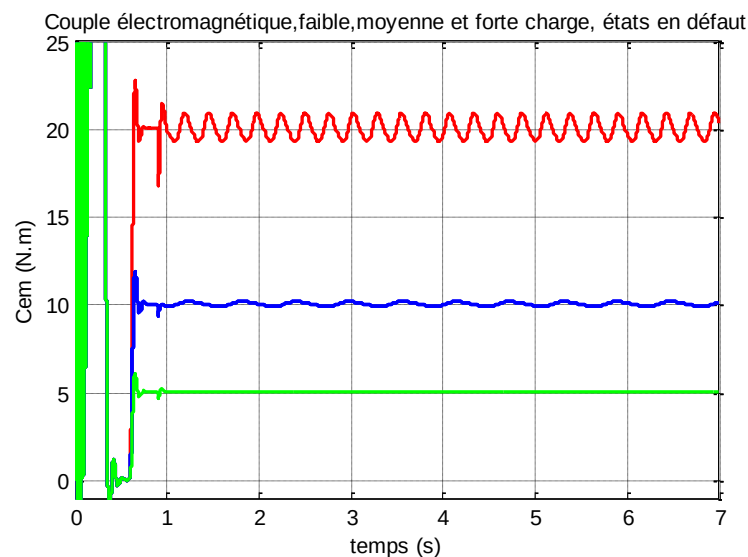
grandeurs temporelles l'amplitude des ondulations a augmenté leur largeur a diminuée. Pour se fixer les idées, il est utile de représenter les signaux des différentes grandeurs pour les différentes charges, ensemble sur un même graphe.



Figures 3.51 Superposition des courants pour faible, moyenne et forte charge



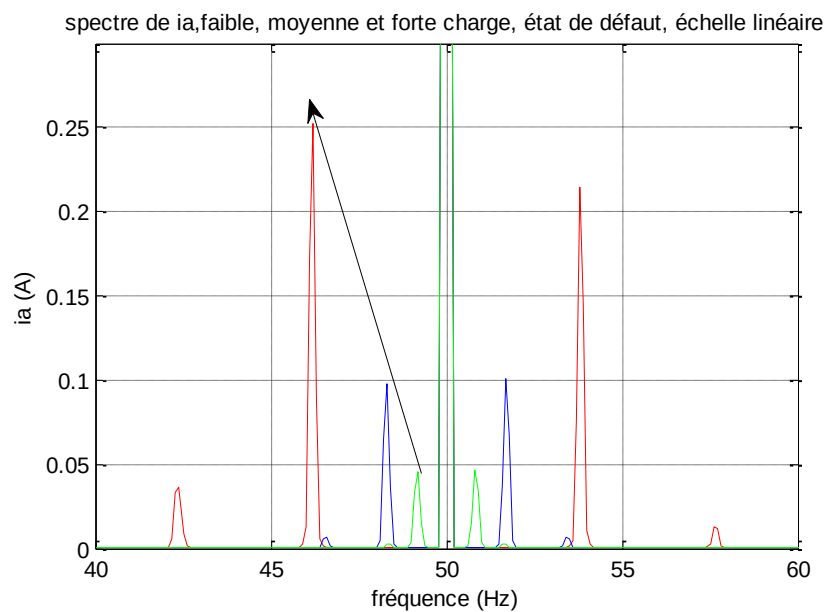
Figures 3.52 Superposition des vitesses pour faible, moyenne et forte charge



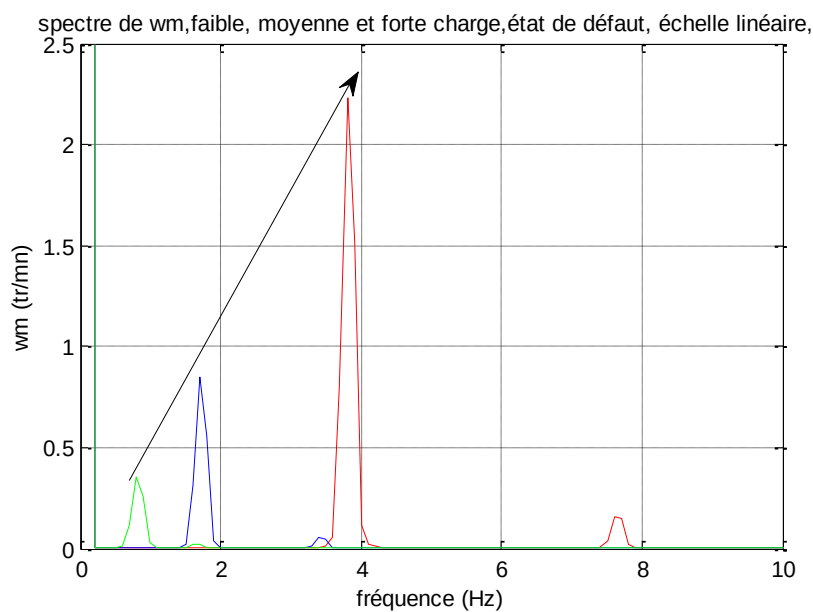
Figures 3.53 Superposition des couples pour faible, moyenne et forte charge

De cette façon aucune ambiguïté ne subsistera, la figure 3.52 réunit ensemble les 3 courants pour la faible, moyenne et forte charge. Lorsqu'on passe du faible au fort couple on s'aperçoit que l'amplitude des ondulations augmente respectivement. Aussi nous faisons la remarque que la fréquence des ondulations augmente aussi en conséquence. Ces constations sont aussi présentes dans les signaux vitesse et couple comme c'est très clair dans les figures 3.53 et 3.54.

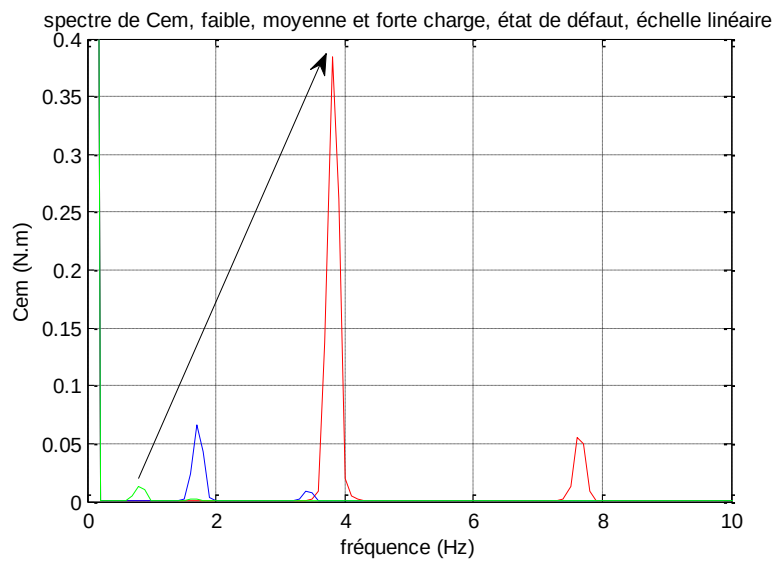
Aussi nous allons visualiser ensemble les spectres des différentes grandeurs pour les différentes charges.



Figures 3.54 Superposition des spectres du courant i_a pour faible, moyenne et forte charge



Figures 3.55 Superposition des spectres de la vitesse ω_m pour faible, moyenne et forte charge



Figures 3.56 Superposition des spectres du couple C_{em} pour faible, moyenne et forte charge

Les spectres représentés dans les trois figures 3.55 à 3.57 sont très significatifs, ils nous renseignent que pour les faibles charges (5 N.m pour notre simulation) les harmoniques de défaut ont des amplitudes relativement faibles et sont très proches du fondamental mais pour des charges plus faibles on ne peut pas les discerner du fondamental. Aussi pour les moyennes charges, les spectres montrent l'augmentation de l'amplitude des harmoniques de défaut et leur éloignement du fondamental, signe que la fréquence a augmentée. Enfin pour les fortes charges la croissance de l'amplitude des harmoniques de défaut est très remarquable ainsi que leur fréquence. Ceci est en parfaite concordance avec ce que l'on observe sur les signaux temporels et c'est ce qui permet d'expliquer l'évolution des amplitudes et des fréquences des ondulations dans les signaux temporels. Dans les trois figures nous avons marqués la croissance des harmoniques de défaut par une flèche montante. Ainsi se termine ce chapitre.

3.4 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons simulé la machine saine pour les fortes charges seulement, en sachant que c'est le meilleur moyen de détection des défauts rotorique. Les résultats sont conformes à ceux de la littérature, le modèle multi enroulement décrit parfaitement bien la machine à l'état sain. Pour ce qui du défaut, notre modèle est très souple d'utilisation, la machine peut démarrer à vide ou à pleine charge. L'application du couple peut être effectuée à n'importe quel moment tout comme l'instauration du défaut. Ceci nous a permis d'effectuer plusieurs simulations. La première a réuni ensemble l'état sain suivi de l'état de défaut dans les mêmes signaux. Nous avons pu voir le passage de l'état sain à l'état de défaut. Certes nous retrouvons les ondulations dans les divers signaux collectés mais pour les identifier grâce à la FFT ceci pose problème car les signaux ne sont

pas stationnaires et l'analyse spectrale donne des résultats erronés. Par suite nous avons simulé la machine avec défaut pour une durée convenable où les signaux sont stationnaires et pendant un temps suffisant donnant une bonne résolution ($\Delta f = 0.1\text{s}$). Les résultats trouvés pour les cas de la faible, moyenne et forte charge, sont très satisfaisants. Ils sont conformes aux travaux antérieurs.

Aussi l'observation que nous avons faite : l'amplitude des ondulations dans toutes les grandeurs (courant, vitesse, couple etc.) temporelles augmente au fur et à mesure que la charge augmente. Ceci nous a incité à superposer ensemble, sur un même graphe, trois courants pour trois charges, faible, moyenne et forte. Les figures montrent et confirment sans laisser aucun doute les dires précédents. La faible charge engendre une enveloppe de période très grande, vient ensuite une seconde enveloppe de moyenne période et enfin la troisième enveloppe de période plus courte et d'amplitude plus grande. La même démarche a été effectuée sur la vitesse et le couple : les figures parlent d'elles même, elles sont convaincantes et par conséquent concluantes.

Ceci étant, nous avons élargi l'investigation aux spectres et, la meilleure façon est de les réunir ensemble aussi, comme pour les signaux temporels. Les résultats obtenus confirment les constats faits. La superposition des spectres montrent très clairement l'augmentation des amplitudes des harmoniques de défaut ainsi que leur position c.à.d. leur fréquence. Une flèche marquant l'amplification a été ajoutée pour la visualisation. Enfin nous avons pu concrétiser les équations qui régissent le modèle multi enroulements, nous avons réussi à le programmer sur Matlab/Simulink de manière très souple. Nous avons confirmé par la simulation qu'en conclusion le modèle multi enroulements décrit le comportement de la machine saine ou en défaut de manière très rigoureuse. Ainsi se termine le chapitre.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les machines asynchrones. Nous avons focalisé l'étude sur les moteurs à cage pour deux raisons, la première est parce que les moteurs asynchrones à cage sont les plus répandus dans le monde industriel, tandis que la deuxième réside dans le fait que d'un point de vue structure multi enroulements

Au début de ce travail, nous avons rappelé la constitution de la machine asynchrone et ses défaillances les plus fréquentes, les ruptures des barres ont été plus spécifiquement l'objet de notre étude. Puis, nous avons présenté les différentes approches faites pour la modélisation des machines électriques. Pour une simulation suffisamment représentative des diverses situations (système sain et en défaut). Nous avons proposé un modèle multi enroulements pour le rotor qui nous a conduit à un système d'équations mathématiques de $N_r + 3$ de dimension. Nous avons essayé, d'expliquer à partir de la physique les observations sur les grandeurs électriques et mécaniques caractérisant le défaut de cassure de barre : production d'une composante de couple (et par suite de vitesse) oscillatoire, modulation du courant statorique et la génération des raies à $(1 \pm 2k) f_s$ autour de la fréquence fondamentale, pour cela nous avons restreint notre étude sur l'analyse dans le domaine temporel et l'analyse spectrale du courants statoriques, le couple et la vitesse.

A l'état sain nous avons confiné la simulation en forte charge où nous n'avons pas détecté ni les oscillations ni la modulation (en domaine temporel) ni l'apparition des raies (analyse spectrale) et bien sûr en faible et moyenne charge (c'est pourquoi la simulation en forte charge seulement). Puis à l'état de défaut nous avons montré la génération des raies et leur engagement avec la charge, les conséquences de ce défaut s'obtiennent en augmentant la résistance de la barre incriminée. Les résultats de simulation montrent que la rupture de barre au rotor cause des oscillations dans les courants statoriques qui induisent des ondulations dans le couple électromagnétique, qui elles même provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine, engendrant ainsi des vibrations mécaniques. Les courants des barres sont les premiers à être affectés par le défaut, ceux des barres adjacentes atteignent des valeurs très importantes ce qui cause un échauffement excessif et engendre la cassure de ces barres. Grâce à l'analyse spectrale nous pourrions observer les raies présentes autour du fondamental dont les fréquences correspondent à la relation mathématique $(1 \pm 2k.g)f_s$ Et de plus les amplitudes des raies dans ces bandes latérales de la fondamentale augmentent avec la charge.

Enfin ce travail nous a aidés bien de comprendre et connaître la méthode de l'analyse spectrale dans le diagnostic du défaut de cassure des barres rotoriques dans la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Bibliographie

- [HALEM 15] HALEM Noura '' Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue du Diagnostic par la Méthode des Eléments Finis '', thèse de Doctorat, université Mohamed Kheider –Biskra le 07/04/2015.
- [Abed 02] Abed A, '' Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone '', thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2002.
- [BACHIR 02] Smail BACHIR '' contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique '', thèse de Doctorat, université de Poitiers 17 décembre 2002.
- [MEDOUED 12] MEDOUED Ammar, '' surveillance et Diagnostic des défauts des machines électriques: Applications aux moteurs asynchrones '', thèse de doctorat, université du Skikda, 2012.
- [ZERROUK 13] ZERROUK Ahmed '' Diagnostic des défauts de cassure de barres rotoriques dans la machine asynchrone triphasée '', thèse de master université Mohamed Khider Biskra 03 Juin 2013.
- [SACI 13] SACI Fawzi '' Modèles multi enroulements de la MAS dédiés au diagnostic '', thèse de master, université de M'sila faculté de technologie département de génie électrique 2013.
- [FIL 96a] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, A. Ometto, S. Meo, '' A simplified model of induction motor with stator shorted turns oriented to diagnostics '', ICEM'96, pp 410-413, Vigo, Spain, september 10-12th
- [FIS 96] R.Fiser, S.Ferkolj, '' Modelling of dynamic performance of induction machine with rotor faults '', Proc. Of the Int. Conf. Electrical Machines ICEM'96, pp 17-22, Vigo, Spain, 1996.
- [LUO 93] X. Luo, Y. Liao, H. Toliyat, A. El-Antably, T. A. Lipo, '' Multiple coupled circuit modeling of induction machines '', IEEE IAS Conference, Vol 1, pp 203-210, Toronto 1993.
- [MAN 96] S.T. Manolas, J. Tegopoulos, M. Papadopoulos, '' Analysis of squirrel cage induction motors with broken rotor bars '', in proc. ICEM'96, Vol 3, pp 19-23, Vigo, Spain, 1996.
- [SOB 96] T.J. Sobczyk, P. Vas, C. Tassoni, '' Models for induction motors with air-gap asymmetry for diagnostic purposes '', ICEM96 Proceedings, International Conference on Electrical Machines, Vol 2, pp 79-84, 1996.

- [TOL 95] H.A. Toliyat, T.A.Lipo, '' Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bars and end-ring faults '', IEEE Trans. Energy Conversion, Vol 10, n°6, pp 241- 247, June 1995
- [TOL 96] H.A. Toliyat, M.S. Arefeen, A.G. Parlos, '' A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines '', IEEE Trans. On Ind. Appl, Vol 32, n°4, pp 910-918, july/august 1996.
- [WIL 82] S. Williamson, A. C. Smith, '' Steady state analysis of three phase cage motors with rotor bars and end-ring faults '', IEE Proc, Vol 129, Pt B, N°3, pp 93-100, 1982.
- [YAH 95] H. Yahoui, '' Contribution à la surveillance et au diagnostic des machines électriques '', thèse de doctorat de l'université Cl. Bernard Lyon 1, 19 Juillet 1995.
- [SCH 99] E. Schaeffer, '' Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts '' thèse de doctorat de l'université de Nantes, 6 décembre 1999.

ملخص

يهتم هذا البحث بمراقبة وتشخيص الأخطاء في الآلات الكهربائية غير المتزامنة ، و التذكير ببعض المفاهيم الأساسية في هذا المجال، وإلقاء الضوء على العديد من الطرق المستعملة في معالجة مشكلات المراقبة و الصيانة وتشخيص الأخطاء فيها، ومن ثم وضع التدابير اللازمة و يندرج عملنا هذا في تشخيص .البحث عن الخيارات الناجعة والمواصفات ونماذج الأداء المنشود الغرض من هذا، هو الحفاظ .الأخطاء في الآلات الكهربائية غير المتزامنة ذات قفص السنجاب ويرجع . على الآلة الكهربائية و صيانتها من أجل تمديد مدة خدمتها وتحسين أدائها و مردودها سبب دراسة هذه الآلات الكهربائية غير المتزامنة لكونها الآلة الأكثر استعمالا في المجال الصناعي وذلك لبساطة بنيتها، انخفاض تكاليف الشراء والتصنيع، قوتها ومتانتها الميكانيكية و عدة أبحاث قام بها باحثون في هذا المجال من أجل .عدم تكاليف صيانتها يندرج عملنا في إطار تشخيص ومراقبة الأخطاء في الآلة الكهربائية غير المتزامنة ذات قفص السنجاب. ومن بين هذه الأخطاء نذكر: عدم التوازن على مستوى الساكن، وكذا تشخيص الأخطاء من نوع تكسر قضبان الدوار وهذا باستخدام طريقة (multi enroulements) القفص على مستوى تعتبر التقنيات والطرق التشخيصية، في هذا المجال، أثيرة جدا وفي مذكرتنا اعتمدنا التحليلي الطيفي.

Résumé

Ce travail s'inscrit dans la thématique de la surveillance et du diagnostic des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Le choix de la machine est justifié par le succès grandissant qu'elle a suscité, notamment, dans les entraînements électriques à vitesse variable. Sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et sa robustesse mécanique, surtout sa quasi-absence d'entretien, justifient son omniprésence dans le secteur industriel. Malgré ces avantages, il est donc important de développer des systèmes de diagnostic pour détecter de manière anticipée les défauts pouvant apparaître dans ce type de machines. Notre contribution s'inscrit dans le cadre de synthèse et de choix des méthodes et des techniques de surveillance et de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone à cage d'écureuil tels que les défauts de déséquilibre statorique, les défauts de rupture de barres rotoriques et les défauts de roulements. Dans ce contexte, nous avons proposé 2

approches de détection de défaut par la surveillance du courant statorique en l'occurrence l'approche signal et l'approche système. L'approche signal consiste à mettre en œuvre des techniques et des méthodes de traitement et d'analyse du signal. Ces différentes techniques répondent aux diverses difficultés et contraintes rencontrées lors du diagnostic, tels que le niveau de charge et les perturbations de la source d'alimentation.

Mots clés : Machine asynchrone à cage d'écureuil, surveillance et diagnostic, défauts.