

وزارة التعليم العالى و البحث العلمى

BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY

جامعة باجي مختار - عنابة

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



Année 2009

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'électrotechnique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Magister

THEME

SURVEILLANCE ET DETECTION DE DEFAUTS D'UNE MACHINE A INDUCTION

Option : commande électrique

Présenté par : MERABET HICHEM

Directeur de mémoire : Dr. BAHI Tahar M.C Université de Annaba

Devant le jury :

Président : Dr. DEBBACHE Nasr Eddine Pr Université de Annaba

Examineurs :
Dr. ARBAOUI Fayçal M.C Université de Skikda
Dr. GHORAB Nouredine M.C Université de Annaba
Dr. LABAR Hocine M.C Université de Annaba

Dédicace

Je dédie ce modeste travail aux être qui me sont

Les plus chers

*A mes chers parents qui m'ont toujours encouragé
symbole de tendresse pour leurs sacrifices
inestimables.*

A mes frères Sofiane et Hocine, ma petite sœur.

Marwa.

A mon encadreur Mr Bahi Tahar.

A toute ma famille.

A mes amis.

A tous les enseignants qui m'ont enseigné.

Remerciements

Le plus grand merci revient à ALLAH qui m'a guidé dans le bon sens durant ma vie et qui m'a aidé à réaliser ce modeste travail ;

Je voudrais exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur Monsieur BAHY Tahar, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université Badji Mokhtar d'Annaba, pour ses encouragements, son suivi continu, sa rigueur et ses précieux conseils. Sans sa perspicacité et son appui, il m'aurait été impossible de mener à bien ce travail, ses connaissances et son expérience resteront pour moi une source constante de savoir. J'ai une dette de reconnaissance envers lui.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que me fait Monsieur DEBBACHE Nasr Eddine, Professeur de l'université de Badji Mokhtar de Annaba et doyen de la faculté des sciences de l'ingénieur, d'avoir bien voulu présider le jury de ma soutenance.

Mes remerciements vont aussi pour :

Monsieur le Dr ARBAOUI Fayçal, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université 20 Août 55 de Skikda, pour sa participation au Jury en tant qu'examinateur.

Monsieur le Dr GHORAB Nouredinne, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université Badji Mokhtar d'Annaba, pour sa participation au Jury en tant qu'examineur.

Monsieur e Dr LABAR Hocine, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université Badji Moukhtar d'Annaba, pour sa participation au Jury en tant qu'examineur.

Je n'oublie pas de remercier tous les enseignants du département d'électrotechnique et les membres du laboratoire d'automatique et signaux de Annaba (LASA), département d'électronique de l'université de Badji Mokhtar Annaba.

Sur un plan plus personnel ; je tiens à remercier profondément, mes chers parents, mes frères, ma sœur et toute ma famille.

Nombreux sont ceux et celles qui m'ont apporté aide et encouragements au cours de la préparation de ce mémoire. Qu'ils en soient tous chaleureusement remerciés.

H. Merabet

Résumé

L'utilisation de la machine asynchrone dans les entraînements électriques occupe une place très importante. Donc, le diagnostic de défauts éventuels dans ces machines est de nos jours une priorité majeure pour les industriels en particulier et pour les scientifiques en générale.

Actuellement, la demande industrielle en termes de système de surveillance est en nette croissance car la disponibilité des processus industriels est devenue un argument tant économique que marketing. Toutefois, la surveillance et le diagnostic nécessitent à la fois une bonne connaissance fonctionnelle et comportementale du système afin de mettre en évidence d'une manière précoce des conditions conduisant à une situation de défaillance.

Ce mémoire concerne donc, le fonctionnement de la machine asynchrone. A cet effet, dans un premier temps nous développerons le modèle de la machine asynchrone triphasée à cage, capable de représenter les comportements de la machine dans les différentes modes de fonctionnement et en présence de déséquilibres structurels. Parmi les défauts, nous traiterons des cassures des barres et des portions d'anneaux, les défauts d'excentricités (statique, dynamique, mixte) et le défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique.

Une analyse spectrale des courants statoriques du moteur asynchrone, prélevés lors de ces défauts sera présentée.

Dans la dernière partie de ce mémoire, nous développons une approche de surveillance permettant d'obtenir des informations sur l'état de la machine et de classifier des défauts.

Abstract

The use of the asynchronous machine in the electric drives is very important. For, the diagnosis of possible defects in these machines is nowadays a priority for both industrials and scientists.

Currently, industrial demand in terms of monitoring system is increasing as the accessibility of industrial processes has become an economic argument as marketing. However, monitoring and diagnosis requires both a good working knowledge and behaviour of the system to highlight early conditions leading to a failure.

This dissertation thus concerns the operation of the asynchronous machine, a first step we develop the model of three-phase induction machine cage, capable of representing the behaviour of the machine in different operation modes and presence of structural imbalances. Among the defects, we treat those breaks in the bars and portions of rings, the absence of eccentricity (static, dynamic, mixed), and lack of short-circuit between turns of a stator phase. Finally we will analyze their impacts on the behaviour of the machine.

The approach of spectral analysis that we adapt is based on analysis of stator current of induction motor.

At last, we develop a monitoring approach for obtaining information on the status of the machine, and allow the classification of defects.

ملخص

أن استخدام المحركات الكهربائية اللامتزامنة في غاية الأهمية و لهذه الغاية، تشخيص العيوب المحتملة في هذه الآلات في الوقت الحاضر هو أولوية بالنسبة للصناعة على وجه الخصوص و للباحثين بصفة عامة.

في الوقت الراهن، الطلب الصناعي من حيث نظام المراقبة أخذ في الازدياد مع توافر التكنولوجيا الصناعية وأصبح حاجة الاقتصادية مهمة. و مع ذلك ألا أن الرصد والتشخيص يتطلبان معرفة عملية جيدة لسلوك النظام لتسليط الضوء في وقت مبكر على الظروف التي تؤدي إلى حالة العطل.

في هذه المذكرة ركزنا على دراسة تشغيل المحركات الكهربائية اللامتزامنة. و لهذه الغاية ، في أول الأمر قمنا بتطوير نموذج تعريفي للآلة الكهربائية، هذا النموذج قادر على تمثيل سلوك المحرك الكهربائي في مختلف أنظمة التشغيل ، و في حالات وجود اختلالات هيكلية. من بين العيوب التي قمنا بدراستها انكسارات القضبان وأجزاء من الحلقات في قفص جدع المحرك ، حالة وجود انحراف فيه (كالانحرافات الساكنة والمتحركة ، مختلطة) ، حالة وجود دارة قصيرة بين لفات النواقل في الجزء الثابت للمحرك. أخيرا قمنا بتحليل أثارها على سلوك الجهاز بانتهاج مبدأ التحليل الطيفي لإشارات التيار الكهربائي في الجزء الثابت للمحرك.

في الجزء الأخير من هذه المذكرة، قمنا بوضع منهج للرصد والمراقبة من أجل الحصول على معلومات عن حالة المحرك، كما يسمح المنهج بتصنيف هذه العيوب.

Notations des Symboles

Les indices « s » et « r » réfèrent respectivement aux grandeurs statoriques et rotoriques

a, b, c	Indices pour le trois phases du stator et de rotor
B	Induction magnétique
a_1	Quantité d'excentricité statique.
a_2	Quantité d'excentricité dynamique
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant.
D	Diamètre moyen de la machine
e	Epaisseur de l'entrefer.
F	Force magnétomotrice
f	Fréquence d'alimentation
g'	Glissement
H	Champ magnétique
I, i	Courants des phases
J	Moment d'inertie
L	Longueur de la machine
L_b	Inductance de fuite d'une barre rotorique
L_e	Inductance de fuite d'une portion d'anneau de court-circuit
L_f	Inductance de fuite
L_{rp}	Inductance principale d'une maille rotorique
L_{rirj}	Inductance mutuelle entre la i^{eme} et J^{eme} maille rotorique.
L_{sp}	Inductance principale d'une phase statorique
L_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase statorique et maille rotorique
N_b	Nombre de barres rotoriques
N_c	Nombre de conducteurs par encoche du stator
N_e	Nombre d'encoches par pôle et par phase
N_{es}	Nombre d'encoches du stator

N_s	Nombre de spires statoriques
p	Nombre de paire de pôles
P_r	Perméance
R_d	Résistance d'une barre rotorique cassée
R_b	Résistance d'une barre rotorique
R_e	Résistance d'une portion d'anneau
R_s	Résistance d'une phase statorique
V, v	Tensions des phases
α	Distance entre deux barres rotoriques
θ_s	Position angulaire d'une point fixe d'entrefer par rapport au stator
θ_r	Position du rotor
ω_r	Vitesse de rotation du rotor
ω_s	Pulsation de champ tournant
Ψ	Flux magnétique

Liste des figures

Figure 1.1	Vue schématique des constituants du stator	2
Figure 1.2	Vues schématiques de rotors	2
Figure 1.3	Schématisme de l'excentricité.	6
Figure 2.1	Représentation du modèle triphasé- triphasé	18
Figure 2.2	Représentation du modèle de Park	22
Figure 2.3	Structure du rotor à cage d'écureuil	24
Figure 2.4	Circuit équivalent des mailles rotoriques	26
Figure 2.5	Champ créé par une maille rotorique	31
Figure 2.6	Machine élémentaire	34
Figure 2.7	Fonction de distribution et d'enroulement statorique	40
Figure 2.8	a- Fonction de distribution d'une maille rotorique b- Fonction d'enroulement d'une maille rotorique	41
Figure 3.1	Ruptures d'une et de deux barres non adjacentes	47
Figure 3.2	Ruptures d'une portion d'anneau	47
Figure 3.3	Caractéristiques de la machine sans défauts a- Vitesse de rotation b- Couple électromagnétique c- Courants des 5 premières barres rotoriques d- Courant statorique de la phase "a" e- Courants statorique des phases "a, b, c"	49
Figure 3.4	Caractéristiques de la machine avec défauts de cassure d'une barre a- Vitesse de rotation b- Couple électromagnétique c- Courants des 5 premières barres rotoriques d- Courant statorique de la phase "a" lors d'une barre cassée e- Courants statoriques des phases "a, b, c" lors de cassure de trois barres successives	51
Figure 3.5	Caractéristiques de la machine avec trois barres cassées a- Vitesse de rotation b- Couple électromagnétique	53

	c- Courants des 5 premières barres rotoriques	
	d- Courant statorique de la phase "a" lors du cassure d'une portion d'anneau	
	e- Courants statoriques des phases "a, b, c" lors du cassure d'une portion d'anneau	
Figure 3.6	Caractéristiques de la machine avec défaut d'une portion d'anneau	55
	a- Vitesse de rotation	
	b- Couple électromagnétique	
	c- Courants des 5 premières barres rotoriques	
	d- Courant statorique de la phase "a"	
	e- Courant statorique de la phase "a" lors de cassures de trois barres	
Figure 3.7	Analyses fréquentielles du courant statorique	56
	a- Cas sain	
	b- Cassure d'une barre	
	c- Cassure de trois barres	
	d- Cassure d'une portion d'anneau	
Figure 3.8	Evolutions des courants i_q et i_d dans le plan de Park	57
	a- Cas sain	
	b- Cassure d'une barre	
	c- Cassures de trois barres	
	d- Cassure d'une portion d'anneau	
Figure 3.9	Excentricité statique	61
Figure 3.10	Excentricité dynamique	62
Figure 3.11	Excentricité mixte	63
Figure 3.12	Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité statique de (10%)	65
Figure 3.13	Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité dynamique de (20%)	67
Figure 3.14	Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité mixte	69
Figure 3.15	Analyses fréquentielles du courant statorique	70
Figure 3.16	Evolution des courants i_q et i_d dans le plan de Park	71
Figure 3.17	Enroulements triphasés avec court-circuit	74
Figure 3.18	Caractéristiques de la machine sans défauts	81

Figure 3.19	Caractéristiques de la machine avec défaut de la phase "a" a- Courant statorique de la phase "a" à vide cas de défauts b- Courants statorique des phases "a, b, c" cas de défauts c- Courant statorique de la phase "a" en charge cas de défauts d- Courants statorique des phases "a, b, c" cas de défauts	83
Figure 3.20	Caractéristiques de la machine avec défaut de deux phases "a et b" a- Courants statoriques des phases "a, b, c" à vide en cas de défaut b- Courants statoriques des phases "a, b, c" en charge en cas de défaut	84
Figure 3.21	Analyses fréquentielles du courant statorique a- Cas de défaut dans la phase "a" à vide b- Cas de défaut dans la phase "a" en charge c- Cas de défaut dans les phases "a, b" à vide d- Cas de défaut dans les phases "a, b" à en charge	86
Figure 3.22	Evolution des courants i_q et i_d dans le plan de Park	87
Figure 4.1	Classification des modes de fonctionnement	94
Figure 4.2	Principe de détection par l'approche comparateur	97
Figure 4.3	Organigramme de l'approche comparateur	98
Figure 4.4	Exemple d'application	101

Sommaire

Introduction Générale

CHAPITRE I
Etat de l'art

1.1.	Introduction	1
1.2	Constitution de la machine asynchrone	1
1.2.1	Constitution de la machine	1
1.2.1.1	Le stator	1
1.2.1.2	Le rotor	2
1.2.1.3	Les organes mécaniques	3
1.3	Défauts de la machine asynchrone	3
1.3.1	Défauts d'origine électrique	3
1.3.1.1	Défauts des circuits électriques statoriques	3
1.3.1.2	Défauts des circuits électriques rotoriques	4
1.3.2	Défaillances d'origine mécanique	5
1.3.2.1	Défauts des roulements	5
1.3.2.2	Défauts du flasque	5
1.3.2.3	Défauts de l'arbre	5
1.3.2.4	Défauts d'excentricité	6
1.4	Méthodes de diagnostic	7
1.4.1	Diagnostic de défauts par estimation paramétrique	7
1.4.2	Diagnostic de défauts par reconnaissance des formes	8
1.4.3	Diagnostic de défauts par analyse du vecteur de Park	8
1.4.4	Diagnostic de défauts par le suivi des grandeurs mesurables	9
1.4.4.1	Analyse fréquentielle des courants statoriques	10
1.4.4.2	Analyse fréquentielle du couple et de la vitesse de rotation	10
1.4.4.3	Analyse de la tension du neutre	10
1.4.5	Analyse temps-fréquence et temps-échelle	11
1.4.5.1	Analyse temps-fréquence	11
1.5	Autres méthodes modernes de diagnostic	12
1.5.1	Les systèmes experts	13
1.5.2	Les arbres de défaillances	13
1.5.3	Les réseaux de neurones artificiels	14
1.6	Conclusion	16

CHAPITRE II

Modélisation de la Machine Asynchrone

2.1	Introduction	17
2.2	Modèles applicables à la machine asynchrone	18
2.2.1	Modèle triphasé- triphasé	18
2.2.2	Transformation de Park	21
2.2.3	Modèle Multi-enroulements	23
2.2.3.1	Equations du système	24
2.2.3.1.1	Equations des tensions statoriques	24
2.2.3.1.2	Equations des tensions rotoriques	26
2.2.3.1.3	Equations mécaniques	28
2.2.3.2	Calcul des inductances quand la distribution du flux est sinusoïdale	29

	2.2.3.2.1	Calcul des inductances statoriques	29
	2.2.3.2.2	Calcul des inductances rotoriques	31
	2.2.3.2.3	Calcul des mutuelles stator-rotor	32
	2.2.3.3	Calcul des inductances quand la distribution du flux est réelle	33
	2.2.3.3.1	Développement de la fonction d'enroulement	34
	2.2.3.3.2	Calcul des inductances	37
	2.2.3.4	Calcul des inductances de la machine asynchrone	39
	2.2.3.4.1	Calcul des inductances statoriques	42
	2.2.3.4.2	Calcul des inductances rotoriques	43
	2.2.3.4.3	Calcul des inductances mutuelles stator-rotor	43
2.3		Conclusion	45

CHAPITRE III

Etude des Défauts de la Machine Asynchrone

3.1		Introduction	46
3.2		Etudes des défauts rotoriques	46
	3.2.1	Simulation du cas sain	48
	3.2.2	Simulation de cassure d'une barre	50
	3.2.3	Simulation de cassure de trois barres	52
	3.2.4	Simulation de cassure d'une portion d'anneau	54
	3.2.5	Analyses fréquentielles du courant statorique	56
	3.2.6	Analyse des courants statoriques par le vecteur de Park	57
	3.2.7	Interprétation des résultats	57
3.3		Etude du défaut d'excentricité	60
	3.3.1	Modélisation des fonctions de l'entrefer et de la perméance	60
	3.3.1.1	Entrefer	60
	3.3.1.2	Perméance	61
	3.3.1.3	Excentricité statique	61
	3.3.1.4	Excentricité dynamique	62
	3.3.1.5	Excentricité mixte	63
	3.3.2	Validations des résultats	63
	3.3.2.1	Simulation d'excentricité statique (10%)	64
	3.3.2.2	Simulation d'excentricité dynamique (20%)	67
	3.3.2.3	Simulation d'excentricité mixte : statique (10%) et dynamique (20%)	68
	3.3.3	Analyses fréquentielles du courant statorique	70
	3.3.4	Analyse des courants statoriques par vecteur de Park	73
3.5		Etude de défauts du court-circuit statoriques	74
	3.5.1	Présentation du modèle de défauts dans le repère triphasé	74
	3.5.2	Présentation du modèle de défauts dans le repère biphasé	78
	3.5.3	Validation des résultats	80
	3.5.3.1	Simulation du cas sain	80
	3.5.3.2	Simulation du cas de défaut dans la phase "a"	82
	3.5.3.3	Simulation du cas de défaut dans les phases "a, b "	84
	3.5.4	Analyses fréquentielles du courant statorique	85
	3.5.5	Analyse des courants statoriques par vecteur de Park	87
	3.5.6	Interprétation des résultats	88
3.6		Conclusion	90

CHAPITRE IV
Surveillance des Défaits de la Machine Asynchrone

4.1	Introduction	91
4.2	Fonctions d'un système de surveillance terminologie	92
4.3	Méthodes de surveillance	93
4.4	Modes de fonctionnement d'un système de surveillance	84
4.5	Exemple d'application	82
4.6	Conclusion	102
	Conclusion Générale	103
	Bibliographie	104

Introduction générale

Introduction générale

Dans de nombreux secteurs industriels, la surveillance des installations est un enjeu majeur pour assurer une compétitivité optimale de l'outil de production. Alors, leur productivité présente un souci quotidien pour les dirigeants des entreprises.

La compétitivité de ce secteur dépend nécessairement de la maîtrise et la disponibilité de l'outil de production, l'amélioration de son fonctionnement, la sécurité des utilisateurs et la réduction des coûts d'entretien. Celle-ci exige une fiabilité, une maintenabilité et une sécurité des systèmes industriels afin de les optimiser. L'efficacité du dispositif prévu pour détecter une dégradation de fonctionnement du système est un des moyens contribuant à obtenir un gain de productivité élevé. Ce dispositif, qui est au faite une partie intégrante de l'installation, permet de détecter et de localiser une éventuelle défaillance du matériel.

Les systèmes technologiques sont susceptibles d'évoluer sous divers modes de fonctionnement. Ces modes ne sont pas obligatoirement tous connus, en effet, si certains de ces modes correspondent à un fonctionnement normal, d'autres présentent la caractéristique d'apparaître qu'en cas de défauts, donc généralement, ils ne sont pas tolérés. Pour la surveillance automatique des dispositifs industriels, il convient de développer des systèmes de diagnostic disposant d'une certaine faculté d'adaptation à des situations permettant une reconnaissance fiable du mode de fonctionnement dans lequel le système évolue. La procédure de diagnostic peut être définie comme un processus en trois phases : la détection d'un mode de fonctionnement, son identification et la localisation de sa cause.

Depuis très longtemps déjà, les ruptures des barres rotoriques dans la machine asynchrone à cage font l'objet de nombreux travaux scientifiques. D'autres recherches ont suivi la même voie, ou ont contribué dans le diagnostic d'autres types défauts d'une telle machine, dont nous citons, l'excentricité du rotor de la machine et le court circuit entre spires d'une phase statorique.

Ceci étant, notre travail à travers ce mémoire consiste d'abord à développer un modèle de la machine asynchrone à cage, adaptable à l'étude par simulations numériques de défauts. Puis, à l'issue de cette étude, il faut spécifier les signatures des défauts considérés. Finalement, proposer un système de surveillance permettant la détection, la localisation et la classification des défauts éventuels.

Ce mémoire est rédigé en quatre chapitres :

Le premier chapitre, présente une analyse bibliographique, illustre l'état de l'art du diagnostic des défauts statoriques et rotoriques de la machine asynchrone et évoque l'essentiel des différentes méthodes de détection de ces défauts.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les modèles mathématiques qu'on a utilisé pour l'étude des comportements de la machine dans les différentes modes de fonctionnement.

Le troisième chapitre, a été consacré d'abord à la modélisation et les simulations de trois défauts : ruptures barres et de portions d'anneaux, défauts d'excentricités : statique, dynamique et mixte. Par la suite, le défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique a été considéré.

Le quatrième chapitre, présente une approche de surveillance dédiée à la détection, la localisation et la classification des défauts d'une machine asynchrone à cage. L'approche proposée se caractérise par sa simplicité et sa rapidité d'utilisation.

Nous terminerons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et la proposition des perspectives relatives à ce travail.

CHAPITRE I

Etat de l'art

CHAPITRE I

Etat de l'art

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, Après avoir rappelé des éléments sur la constitution de la machine asynchrone triphasés à cage, une analyse des différents défauts pouvant apparaître dans cette machine et les techniques de diagnostic à base de traitement du signal utilisées pour la détection de ces défauts. Nous discutons aussi des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la machine asynchrone en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

I.2 Constitution de la machine asynchrone

Cette première partie porte sur une brève présentation des machines asynchrones triphasées à cage de moyenne puissance.

I.2.1 Construction de la machine

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer;
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement ;
- les organes mécaniques permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.2.1.1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles sur lesquelles sont découpées des encoches parallèlement à l'axe de la machine (voir figure 1.1). Le bobinage statorique peut être décomposé 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, quant à elles, la fermeture des courants en organisant une circulation judicieuse des courants d'un conducteur

d'encoche à l'autre pour obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, et ainsi limiter les ondulations du couple électromagnétique.

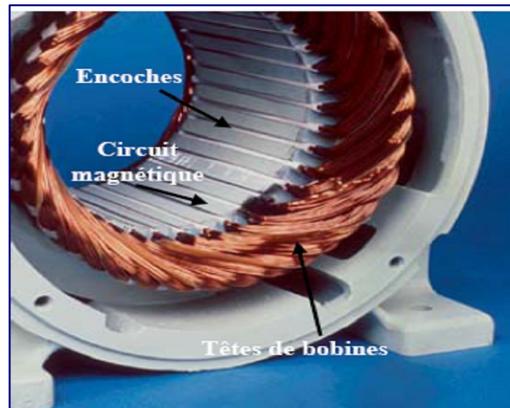
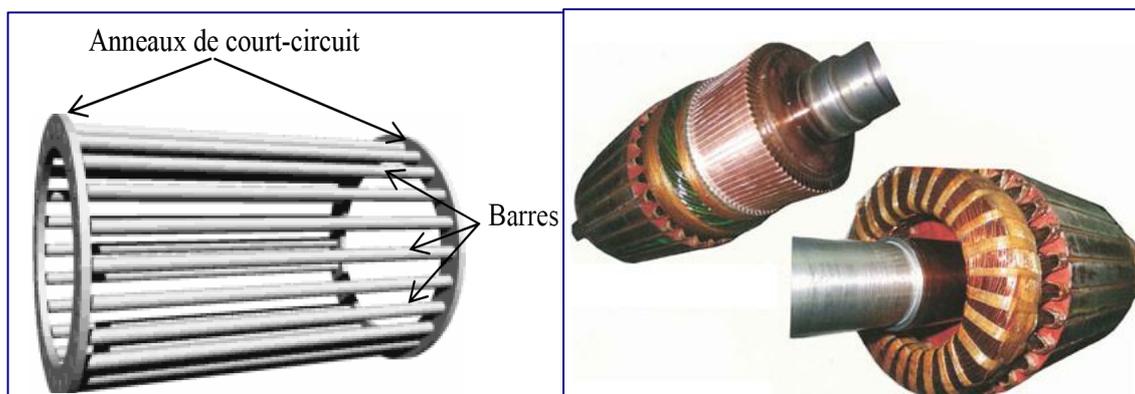


Fig.1.1 Vue schématique des constituants du stator

I.2.1.2 Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation du courant d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices régulièrement réparties, constituent la cage circuit du rotor (figure 1.2.a). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné (figure 1.2.b). Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les barres conductrices sont réalisées par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre perforées et frettées 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 faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient se trouve réduit. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.



a- Rotor à cage d'écureuil

b- Rotor bobiné

Fig.1.2 Vues schématiques de rotors

1.2.1.3 Organes mécaniques

La carcasse servant de support joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, dépend de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et lui assurent une rotation libre. Le second palier assure les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réductances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petites et moyennes puissances.

I. 3 Défauts de la machine asynchrone

Malgré que la machine asynchrone à cage d'écureuil est robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts, qui peuvent être soit d'origine électrique, ou mécanique. Cependant, les contraintes de différentes natures auxquelles ces machines sont sollicitées, sont les principales causes des défauts structurels et fonctionnels qui selon leur nature, peuvent endommager totalement la machine et causer inévitablement l'arrêt du processus, donc une perte conséquence de la production [01].

I.3.1 Défauts d'origine électrique

Les défauts d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine. Ils ont deux catégories bien distinctes. Il y a ceux qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et d'autres au rotor.

I.3.1.1 Défauts des circuits électriques statoriques

L'apparition d'un défaut au niveau du circuit électrique statorique de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Par exemple, les défauts de courts-circuits entre spires de la même phase [02]-[03], entraînent une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifient le facteur de puissance et amplifient les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une

augmentation de la température au niveau du bobinage et, donc, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne, c'est-à-dire l'apparition d'un deuxième court-circuit. On trouve aussi parmi les défauts de type court-circuit, le défaut de court-circuit entre phases statoriques [04]. 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. Ce défaut peut aussi être d'une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de la phase [05].

I.3.1.2 Défauts des circuits électriques rotoriques

Deux types de défauts peuvent apparaître au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. La cage étant composée de barres et d'anneaux de court-circuit en aluminium ou en cuivre, Donc une rupture partielle ou totale d'une de ces composants peut être considérée comme un défaut électrique rotorique. L'apparition de ce type de défaut peut être due à plusieurs phénomènes qui sont souvent indépendants les uns des autres, telle qu'une mauvaise utilisation de la machine par exemple une application d'une charge trop importante ou encore l'environnement dans lequel la machine fonctionne [06].

Une cassure de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Ce défaut peut apparaître soit au niveau de l'encoche ou à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique, augmente l'amplitude des oscillations et provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques, donc, un fonctionnement anormal de la machine. Les oscillations des amplitudes importantes accélèrent la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées [07]. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées. Une cassure d'une portion d'anneau est un défaut qui apparaît autant que les cassures de barres. Ces défauts 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 transportent des courants plus intenses que ceux des barres rotoriques. Par conséquent, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement par exemple la température, l'humidité...etc. ou une surcharge

de la machine, peuvent entraîner leur cassure. Une cassure d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques identiquement qu'une cassure de barres [08]-[09].

Tout comme les défauts statoriques, ceux rotoriques peuvent être détectés par une analyse harmonique ou vibratoire des courants statoriques de la machine.

I.3.2 Défauts d'origine mécanique

Généralement les défauts d'origines mécaniques sont les plus rencontrées parmi les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques et/ou de l'arbre moteur [10].

I.3.2.1 Défauts des roulements

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tous les types des machines électriques. Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement endommagé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine [11]-[12]. On sait que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine ce qui pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers.

I.3.2.2 Défauts du flasque

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes. Par conséquent, induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine.

I.3.2.3 Défauts de l'arbre

L'utilisation d'un mauvais matériau lors de la construction de l'arbre de la machine peut causer une fissure. Cette fissure peut provoquer une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple, l'humidité peut provoquer des micro fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables [13].

I.3.2.4 Défauts d'excentricité

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor) du rotor qui se traduit par des oscillations du couple. Ce phénomène est appelé excentricité statique ou dynamique dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement, à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication [14].

Il y a trois cas d'excentricités généralement bien distinctes [15]-[16]:

- excentricité statique : le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour son axe. (voir la figure 1.3 .a)
- excentricité dynamique : le rotor est positionné au centre de l'alésage stator mais ne tourne plus autour son axe. . (voir la figure 1.3 .b)
- exentération mixte, associe les deux cas précédemment définis.

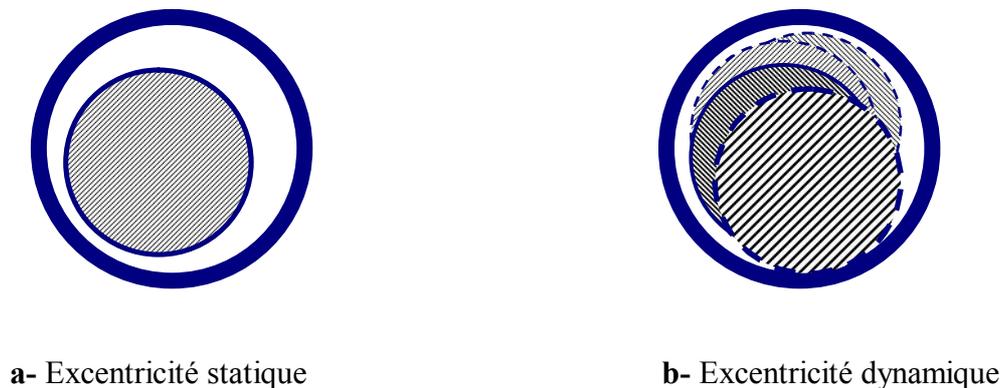


Fig. 1.3 Schématisation de l'excentricité.

Ces types des défauts modifient le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent sur le noyau statorique et sur l'enroulement correspondant. Donc, engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence de frottements entre le stator et le rotor en raison des forces de l'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des vibrations considérables dans les enroulements [17].

I.4 Méthodes de diagnostic

Afin de mieux situer notre travail, il a été nécessaire de rechercher qu'elles sont les méthodes utilisées pour diagnostiquer et détecter une anomalie au sein d'une machine asynchrone. Dans cette partie, nous avons choisi de décrire les méthodes les plus couramment utilisées pour le diagnostic des défauts électriques ou mécaniques en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

I.4.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structurels d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser le défaut. L'efficacité de cette méthode est essentiellement due au choix du modèle de connaissance. En effet, le type de défaut à détecter est fonction du modèle utilisé.

Les premiers travaux relatant de l'estimation des paramètres ont débuté avec des modèles relativement simples utilisés depuis plusieurs années pour la commande des machines électriques (modèle de Park par exemple). Ces modèles n'ont besoin que de quatre paramètres pour effectuer le diagnostic de défaut. Par conséquent dans certain cas, elles ne permettent pas de localiser avec précision le défaut. Donc, il est nécessaire de passer à un modèle de connaissance plus fin de la machine en gardant la possibilité d'identifier les paramètres souhaités. Ces modèles peuvent être des modèles triphasés qui s'affranchissent de l'hypothèse d'une machine magnétiquement équilibrée ou encore des modèles à " n " phases, capables de refléter le fonctionnement de la machine sur une large bande de fréquences [18].

Des algorithmes spécifiques ont été élaborés pour l'estimation séquentielle des paramètres. Le filtre de Kalman est le plus adéquat de tous malheureusement délicat à mettre en œuvre [19]. Tout d'abord, en tant qu'algorithme d'identification en temps réel, le filtre de Kalman étendu délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telles que la variation des résistances en fonction de la température ou encore la variation des inductances en fonction du niveau de saturation. Par ailleurs, les paramètres estimés, permettent une première analyse des conditions de fonctionnement de la machine, par exemple, une augmentation anormale de la valeur des résistances statoriques

peut signifier un échauffement excessif et donc une dégradation progressive des enroulements.

I.4.2 Diagnostic de défauts par reconnaissance des formes

Les méthodes de diagnostic par reconnaissance des formes ne sont pas nombreuses, à ce jour. Un vecteur de paramètres, appelé vecteur de forme, est extrait à partir de plusieurs mesures. Les règles de détection adoptées permettent de classer les observations, décrites par le vecteur de forme, par rapport aux différents modes de fonctionnement connus avec et sans défaut [20].

Pour classer ces observations, il faut obligatoirement être en mesure de fournir les données pour tel ou tel mode de fonctionnement (fonctionnement avec un rotor sain à 0% de charge ou alors fonctionnement avec une barre cassée à 100% de charge, par exemple). Pour cela, il faut disposer d'une banque de données, ce qui permettra ensuite de construire la classe correspondante au défaut créé (possible pour les machines de petites et moyennes puissances). Une autre voie consisterait à calculer les paramètres du vecteur de forme en effectuant des simulations numériques de la machine (indispensable pour les moteurs de fortes puissance). Dans la dernière configuration, il faut un modèle comportemental de la machine relativement précis pour obtenir des paramètres les plus proches possibles de la réalité. Le choix de la classe à laquelle appartient le vecteur de forme mesuré s'effectue grâce à des algorithmes de type *k-PPV* (Plus Proches Voisins) ou par une approche utilisant les frontières de séparation.

I.4.3 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le comportement des moteurs asynchrones triphasés. Elle repose sur le calcul des courants de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$, en fonction des courants de phases : $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$. Ils sont calculés selon comme suite [21] :

$$i_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t) \quad (\text{I.01})$$

$$i_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t) \quad (\text{I.02})$$

L'intérêt est qu'un défaut rotorique provoque un épaissement du cercle, tracé en fonction des ces courants. Ceci, permet d'établir un défaut en effectuant une surveillance des déviations de ce cercle par rapport au modèle de base. Cette méthode de détection donne des résultats satisfaisants lorsque la machine fonctionne à couple nominal. Dans le cas d'un fonctionnement à vide, les courbes obtenues ne permettent pas de diagnostiquer un défaut rotorique car l'épaissement créé par la rupture d'une ou plusieurs barres ne modifier pas l'épaisseur du cercle de base.

Une nouvelle implantation de l'approche par vecteur de Park a été proposée. En présence d'un défaut de cassure d'une barre, le courant absorbé par le moteur asynchrone contient des composantes latérales de part et d'autre de sa composante fondamentale dont les fréquences glissement de la machine et f_s la fréquence fondamentale des courants statoriques. Ces composantes seront, par conséquent, aussi présentées dans le courant de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$. Dans ces conditions, il est très simple de montrer que le spectre du module des courants de Park ($\sqrt{i_d^2(t) + i_q^2(t)}$) contient une composante continue générée par la composante fondamentale de ces courants et qu'en éliminant préalablement la composante continue, ne contiendra que les composantes spécifiques au défaut de la machine. Par conséquent il est, plus facile de détecter ces composantes et diagnostiquer la présence d'un défaut rotorique.

I.4.4 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables

L'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables et le plus souvent utilisée pour diagnostiquer les défauts rotoriques. Les grandeurs mesurables d'une machine asynchrone peuvent être:

- les courant absorbés ;
- le flux de dispersion ;
- la tension d'alimentation ;
- le couple électromagnétique ;
- la vitesse de rotation ;
- les vibrations.

Beaucoup de travaux ont été effectués sur les vibrations de la machine asynchrone. La plupart des défauts peuvent être détectés grâce à cette approche. Cependant, l'équipement nécessaire pour l'acquisition des signaux reste encore coûteux.

I.4.4.1 Analyse fréquentielle des courants statoriques

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein de la machine asynchrone [22]. Nous savons que les amplitudes des composantes caractéristiques des fréquences $(1 \pm 2k g).f_s$ dans le spectre du courant permettent de nous renseigner sur l'état de la cage rotorique. En effet, le spectre du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain ne fait apparaître que la fréquence fondamentale. Et que dans le cas d'un défaut au sein de la cage rotorique l'amplitude des ces composantes augmente considérablement. [23].

I.4.4.2 Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation

Lorsqu'une rupture de barre apparaît, les spectres fréquentiels de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent apparaître des composantes supplémentaires situées aux fréquences $2.k.g.f_s$ [24]. Cependant, il s'est avéré que l'analyse de ces composantes ne nous renseigne pas aussi bien sur le défaut rotorique comme celle du le spectre du courant statorique. De plus l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones. Certains systèmes reconstruisent une image du couple électromagnétique à partir des tensions et des courant mesurés sur la machine, mais cette approche reste moins efficace que les méthodes précédemment citées.

I.4.4.3 Analyse de la tension du neutre

Cette méthode est basée sur l'utilisation de la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone pour détecter des courts-circuits entre spires dans le but se détecter un défaut rotorique dans les machines asynchrones [25].

L'information donnée par la tension présente entre les deux neutres était pertinente pour le diagnostic des défauts rotoriques. L'information la plus significative pour permettre un

diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquences $f = [3(1 - g) \pm g]f_s$

I.4.5 Analyse temps-fréquence et temps-échelle

La non-stationnarité des signaux est une propriété très courante mais difficile à maîtriser si nous considérons le cas d'une machine asynchrone. Certains processus exigent qu'elle fonctionne sous des couples de charges très souvent variables dans le temps. Les techniques de traitement temps-fréquence et temps-échelle sont bien adaptés pour ces cas [26].

1.4.5.1 Analyse temps-fréquence

Le courant du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certaines applications (variation aléatoire du couple de charge modifiant la valeur efficace du courant absorbé). De plus, nous savons que les techniques qui utilisent la transformée de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter ce type de signal. Durant ces dernières années, le développement des méthodes statistiques de surveillance de signaux a fourni des outils efficaces pour traiter les signaux non-stationnaires. Alors, les transformations temps-fréquence donnent un cadre mathématique optimal pour l'analyse de signaux non-stationnaires.

Par exemple, la transformation Wigner-Ville permet d'obtenir une représentation temps-fréquence permettant d'effectuer un diagnostic relativement précis de l'état du système. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence. Le temps de calcul d'une telle représentation peut être prohibitif et l'interprétation des résultats est souvent difficile, ce qui rend la détection de défaut complexe. Une méthode d'analyse temps-fréquence adaptative a été développée pour détecter les barres rotoriques cassées et les défauts de roulements [27]. L'idée essentielle dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en une représentation temps-fréquence pour capter la variation dans le temps des composantes spectrales.

Une analyse statistique du spectre fréquentiel est effectuée pour distinguer les conditions de défaut par rapport aux conditions de fonctionnement normales du moteur. Puisque chaque moteur a une géométrie distincte, une approche particulière est alors utilisée. Dans cette

approche, l'algorithme est programmé pour identifier le fonctionnement normal du moteur avant la détection réelle du défaut.

Une technique de fenêtrage avec une région de taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du courant statorique. L'analyse par ondelette [28], permet l'utilisation d'intervalle de temps longs, pour avoir une information basse fréquence la plus précise possible, et d'intervalle de temps plus fin, pour avoir une information riche en hautes fréquences. La capacité d'exécuter une analyse locale est un des dispositifs les plus intéressants de la transformation en ondelettes.

L'utilisation des ondelettes pour la surveillance des défauts et le diagnostic des moteurs asynchrones est un avantage car cette technique permet d'améliorer l'analyse du courant statorique pendant les phases transitoires [29]-[30]. Les ondelettes peuvent être utilisées pour une analyse localisée dans le domaine temps-échelle. Par conséquent, c'est un outil adéquat pour la surveillance et le diagnostic de défaut de la machine électrique lorsqu'il est indispensable de les utiliser à vitesse variable

I.5 Autres méthodes modernes de diagnostic

En dépit des diverses techniques mentionnées précédemment, ces dernières années, la surveillance et la détection de défaut des machines électriques se sont éloignées des techniques traditionnelles pour s'orienter vers des techniques dites d'intelligence artificielle [31]-[32]-[33]. Ces techniques apportent aux systèmes de diagnostic des moteurs électriques la fiabilité l'automatisation, la praticité et la sensibilité.

Ces méthodes exploitent les signatures avec ou sans modèle, décrites précédemment, pour réaliser la supervision et le diagnostic du système. Elles possèdent, par ailleurs, de grandes facultés d'apprentissage. En effet, les récents développements dans le matériel et le logiciel permettent de produire un système pour la surveillance automatique des moteurs asynchrones en utilisant des techniques de traitement des signaux et des techniques de classification non supervisée pour le diagnostic des défauts. Parmi ces méthodes, on cite les systèmes experts, la logique floue et les réseaux neuronaux par exemple.

I.5.1 Les systèmes experts

Les systèmes experts sont des outils conçus pour pouvoir modéliser l'approche des experts dans un domaine spécifique. Ils permettent de formaliser leurs connaissances et fournissent un mécanisme pour les exploiter. Lorsque le mode de représentation de la connaissance est de type symbolique, l'approche par système expert est favorisée. Dans ce cadre, la connaissance a priori sur le système est représentée par un ensemble de règles et de faits (données manipulées par les règles) qui constituent ce qu'on appelle la base de connaissance. Cette base est construite à l'aide d'outils d'aide à la formalisation, qui sont fortement liés à l'application.

L'architecture générale d'un système expert se compose principalement d'une base de connaissances et un moteur d'inférence [34]. Le moteur d'inférence représente l'organe de résolution, son fonctionnement est basé sur des méthodes de résolution indépendantes du contexte. Une méthode de résolution inclut en général les étapes suivantes :

- La sélection de règles dans la base de connaissance en fonction des faits établis;
- la résolution des conflits entre les règles sélectionnées;
- l'exécution en indiquant les conditions de déclenchement et les conséquences jusqu'à ce que le but rechercher soit atteint.

En diagnostic, ce type d'approche est adapté aux problèmes nécessitant la manipulation d'une quantité importante de données non homogènes. Ils ont beaucoup été utilisés dans le diagnostic des systèmes statiques. Pour des systèmes dynamiques, ce type d'approche est peu adapté pour des problèmes de temps-réel et de gestion dynamique de l'information.

I.5.2 Les arbres de défaillances

Il s'agit d'une méthode déductive qui vise à identifier chaque événement indésirable et l'ensemble des événements élémentaires qui peuvent contribuer à son apparition.

Cette méthode est très employée pour évaluer la fiabilité d'un système [35], dans les domaines de l'automobile, du nucléaire, de la chimie, de l'aéronautique, etc... Elle consiste en une recherche exhaustive des combinaisons possibles d'événements qui conduisent à un défaut de fonctionnement ou une panne. La représentation la plus utilisée est celle qui associe à

chaque événement indésirable la liste de tous les enchaînements logiques des événements jusqu'à l'arrivée à des événements de base qui ne nécessitent pas de développements plus poussés.

Quand l'arbre est établi et les probabilités des événements élémentaires connues, la probabilité de l'événement indésirable et les combinaisons les plus probables conduisant à son apparition peuvent être déterminées. Cette méthode présente différents avantages :

- Elle permet d'analyser toutes les causes possibles d'un défaut et donc d'améliorer la conception du système;
- La décomposition arborescente permet un diagnostic relativement rapide des défauts.

Cependant, cette méthode présente plusieurs inconvénients :

- Le principal vient de l'exhaustivité nécessaire pour établir le diagnostic;
- Connaître jusqu'à quel niveau de décomposition l'analyse peut être menée ;
- La méthode est difficile à utiliser pour des systèmes complexes fortement interconnectés.

Dans le domaine des entraînements, les arbres de défaillances ont été utilisés pour analyser les pannes de cartes analogiques de commande. L'idée était d'analyser les causes de quelques combinaisons de signaux logiques issus de protections pour donner à l'utilisateur une indication sur la carte à changer après un défaut. L'expérience a montré que ces arbres étaient lourds à mettre en oeuvre et difficiles à modifier. De plus, comme ils étaient basés sur un nombre restreint de signaux logiques, les indications données étaient très succinctes.

I.5.3 Les réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurone est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspirée du fonctionnement du vrais neurones humains. Cette technique est placée dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions s'appuyant davantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel.

Dans les années 1940, les neurologues Warren Sturgis McCulloch et Walter Pitts menèrent les premiers travaux sur les réseaux de neurones. Ils constituèrent un modèle simplifié de neurone biologique communément appelé neurone formel. Ils montrèrent également théoriquement que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques et arithmétiques complexes.

Issus de la recherche en neurophysiologie et en informatique, cette approche fait l'objet de recherches dans beaucoup de domaines tels que la compréhension et la synthétisation de la langue naturelle, la classification, le diagnostic, etc. Cette technologie comporte des caractéristiques très intéressantes comme la faculté d'apprentissage et d'auto-organisation. Elle présente des perspectives d'applications particulièrement intéressantes pour l'aide au diagnostic avec signatures externes. En effet, le calcul neuromimétique possède des propriétés similaires à celles de la reconnaissance des formes pour la classification automatique de signatures.

Pour identifier des défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples de bon fonctionnement et de défauts pour pouvoir les apprendre. Pendant la phase d'apprentissage, les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Le réseau s'auto-organise, apprenant à relier les exemples montrés aux diagnostics. Après l'apprentissage, le réseau ne reconnaît pas seulement les exemples appris mais également des paradigmes leur ressemblant, ce qui correspond à une certaine robustesse par rapport aux déformations de signaux par le bruit.

Pour un traitement par réseau de neurones, les exemples doivent être mis en forme puis entrer dans le réseau. Ce sont des grandeurs caractéristiques des défauts à diagnostiquer, filtrer et prétraiter (transformée de Fourier). Conceptuellement, un réseau de neurones peut être considéré comme une boîte noire, il n'est pas nécessaire de construire un modèle du système, contrairement aux méthodes dites internes.

L'inconvénient majeur est d'arriver à déterminer une méthodologie pour maîtriser les problèmes inhérents qui sont principalement le choix de la structure, de la taille du réseau et

des algorithmes d'apprentissage pour un problème précis. Par contre, la principale raison de leur intérêt en diagnostic industriel est leur faculté d'apprentissage et la mémorisation d'un grand volume d'information. D'ailleurs, en ce qui concerne la surveillance des machines électriques, cette méthode a été largement utilisée [36]. Par exemple, dans [37] et [38], le premier article utilise comme signal les vibrations du châssis du moteur alors que le second s'oriente vers l'emploi du courant statorique. Ces deux articles montrent l'efficacité des réseaux de neurones artificiels pour différents types de défauts. Penman expérimente la détection du déséquilibre de l'alimentation alors que Schoen s'intéresse à l'excentricité. Dans ces deux cas, leurs essais prouvent l'intérêt des réseaux de neurones pour la classification et la prise de décision.

I.6 Conclusion

Nous avons montré que les principaux éléments de construction d'une machine asynchrone triphasée peuvent présenter des défaillances qui induisent pour la plupart d'entre elles, un arrêt intempestif de la machine asynchrone. Par conséquent, le diagnostic de défaut a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels. La détection d'un défaut, mécanique ou électrique s'accomplit généralement par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable. C'est ce que nous allons présenter dans la suite de notre mémoire. On présente les méthodes de détection actuelles utilisées en discutant de leurs avantages et faiblesses. Dans la majorité des cas étudiés, les techniques de diagnostic conventionnelles, qui utilisent la transformée de Fourier rapide. Cependant, il s'avère que lorsque le signal à analyser est non-stationnaire les transformations temps-fréquence et temps-échelle fournissent un outil plus adapté pour la détection et le diagnostic de défauts. En effet, ces techniques montrent quelques avantages dans les applications particulières où la vitesse de rotation ou la charge est variable.

CHAPITRE II

**Modélisation de la
Machine Asynchrone**

CHAPITRE II

Modélisation de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale en vue de diagnostic. Les progrès de l'informatique et du génie logiciels, ont permis de réaliser des modélisations fiables et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

La modélisation permet de guider les développements par la qualification des phénomènes. En plus, elle est d'un apport précieux car elle restitue une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et montre des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

La mise au point d'une procédure de diagnostic à base de modèles analytiques pour la machine asynchrone, recouvre un certain nombre de problèmes de la synthèse des méthodes décrivant le comportement de la machine, ceci de manière exacte en intégrant certains paramètres pour décrire le plus précisément possible le comportement de la machine. En un premier temps, les méthodes ont utilisé des modèles simples (modèle abc et dq), négligeant un certain nombre de phénomènes. Ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axes de référence. Donc, 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. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine. Ainsi, il a fallu s'orienter vers des modèles plus sophistiqués (modèle multi-enroulements) pour une description dans la méthode de détection.

Le but de ce chapitre est de présenter une synthèse des modèles les plus couramment, appliqués à la modélisation de la machine asynchrone. Nous verrons ensuite l'utilisation de ces derniers au diagnostic des défauts rotoriques et statoriques pour juger leur efficacité.

II.2 Modèles applicables à la machine asynchrone

II.2.1 Modèle triphasé- triphasé

En considérant les hypothèses simplificatrices suivantes [39]:

- les pertes fer sont négligées;
- la saturation du circuit magnétique est négligée;
- l'effet d'extrémité des têtes des bobines est négligé;
- le stator est considéré lisse et l'entrefer constant (l'effet des encoches est négligé);
- les harmoniques, dans ce modèle, de toute origine autre temporelle sont négligés;
- la cage rotorique est assimilée à un système triphasé dont les phases en courts-circuits.

On présente le modèle dans le repère a, b, c d'une machine. Dans le plan triphasé, la représentation des circuits statoriques et rotoriques, illustrée par la figure 2.1.

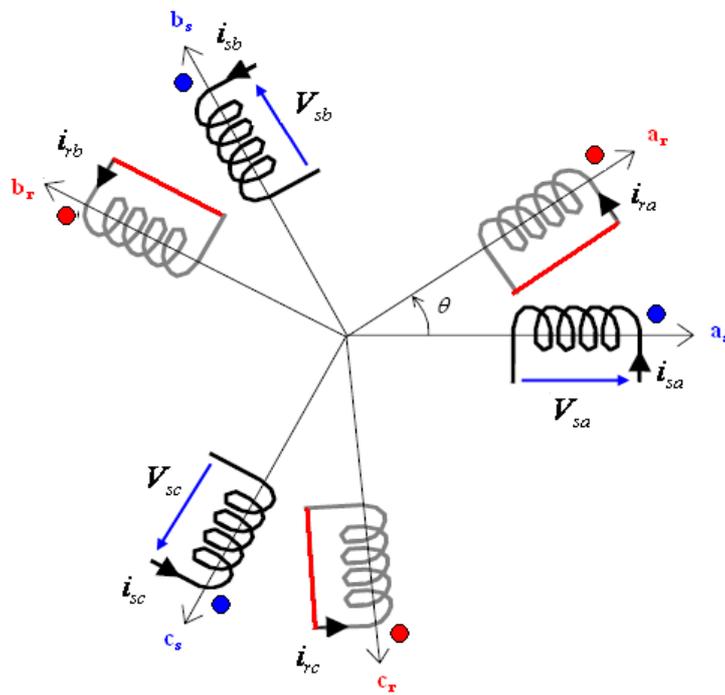


Fig. 2.1 Représentation du modèle triphasé- triphasé

Les équations électriques du stator et du rotor sont :

$$[V_{s abc}] = [R_s][i_{s abc}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{s abc}] \quad (\text{II.01})$$

$$[V_{r abc}] = [R_r][i_{r abc}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{r abc}] \quad (\text{II.02})$$

Avec :

Les tensions appliquées aux trois phases statoriques:

$$[V_{s abc}] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t \quad (\text{II.03})$$

Les courants qui traversent les phases statoriques:

$$[i_{s abc}] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^t \quad (\text{II.04})$$

Les tensions rotoriques (sont nulles) :

$$[V_{r abc}] = [0 \quad 0 \quad 0]^t \quad (\text{II.05})$$

Pour ce qui est des flux statoriques et rotoriques, ils sont, respectivement, d'écrivent par les équations suivantes:

$$[\Psi_{s abc}] = [L_s][i_{s abc}] + [M_{sr}][i_{r abc}] \quad (\text{II.06})$$

$$[\Psi_{r abc}] = [L_r][i_{r abc}] + [M_{rs}][i_{s abc}] \quad (\text{II.07})$$

Avec:

$[R_s]$, $[L_s]$ et $[R_r]$, $[L_r]$ sont respectivement les matrices des résistances et d'inductances statoriques et rotorique.

Tels que :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; \quad [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.08})$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.09})$$

La matrice des inductances mutuelles $[M_{sr}]$ est définie comme suit:

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

M_{sr} est la valeur maximale de l'inductance mutuelle stator-rotor.

Le couple électromagnétique est obtenu à partir de la co-énergie.

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i]^t \left[\frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right] [i] \quad (\text{II.11})$$

Où :

$$[i] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^t \quad (\text{II.12})$$

Et ;

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}]^t & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Après le développement de (II.11) on obtient :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i_s]^t \cdot \left[\frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \right] \cdot [i_r] \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{aligned}
C_{em} = & \left[i_{sa} \sin \omega t + i_{sb} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sc} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] i_{ra} \\
& + \left[i_{sa} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sb} \sin \omega t + i_{sc} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] i_{rb} \\
& + \left[i_{sa} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sb} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{sc} \sin \omega t \right] i_{rc}
\end{aligned} \tag{II.15}$$

Les équations dynamiques de la machine s'écrivent:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r) \tag{II.16}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \tag{II.17}$$

Où , ω_r est la vitesse de rotation rotorique.

II.2.2 Transformation de Park

Dans ce modèle, les enroulements des phases a , b , c de la machine sont considérés comme des enroulements équivalents disposés selon un axe direct "d" et un autre en quadrature "q". Cette transformation a pour hypothèse de base, une distribution sinusoïdale des enroulements statoriques et rotoriques. Ce modèle est largement utilisé, car il permet une diminution du nombre des équations régissant le moteur, ainsi que la disparition de l'interdépendance entre les équations statorique et rotorique localisée au niveau de la matrice des inductances mutuelles. Une matrice unique de transformation $[P(\alpha)]$, sera appliquée aux courants, aux tensions, et aux flux du modèle triphasé- triphasé de la machine asynchrone [40].

$$[P(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) & \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) & \end{bmatrix} \tag{II.18}$$

α : prendra les valeurs de " θ_s " et " θ_r " pour la transformation au niveau des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

La représentation de la machine asynchrone à cage dans le plan de Park est illustrée par la figure 2.2.

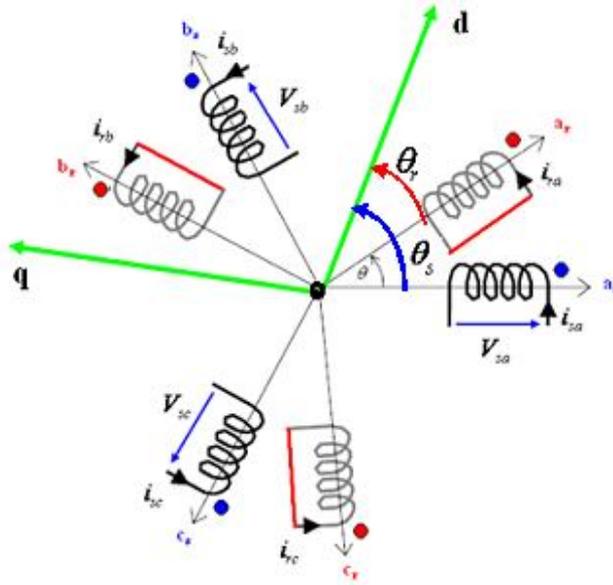


Fig 2.2 Représentation du modèle de Park

L'utilisation de cette matrice dans les équations de la machine asynchrone, nous donnera le développement suivant:

$$[V_{sabc}] = [P(\theta_s)][V_{s0dq}] \quad (\text{II.19})$$

$$[i_{sabc}] = [P(\theta_s)][i_{s0dq}] \quad (\text{II.20})$$

$$[\Psi_{sabc}] = [P(\theta_s)][\Psi_{s0dq}] \quad (\text{II.21})$$

Après calcul, nous aurons :

$$[V_{s0dq}] = [P(\theta_s)]^{-1}[R_s][P(\theta_s)][i_{s0dq}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [P(\theta_s)][\Psi_{s0dq}] \quad (\text{II.22})$$

Avec:

$$[P(\theta_s)]^{-1}[R_s][P(\theta_s)] = [R_s] \quad (\text{II.23})$$

$$[P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [P(\theta_s)][\Psi_{s0dq}] = \frac{d}{dt} [\Psi_{s0dq}] + \frac{d\theta}{dt} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} [\Psi_{s0dq}] \quad (\text{II.24})$$

La transformation des flux, nous donnera :

$$[\Psi_{s0dq}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} [i_{s0dq}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} [i_{r0dq}] \quad (\text{II.25})$$

Les mêmes développements seront repris pour des équations rotoriques.

Avec:

$L_s = l_s - m_s$ Et $L_r = l_r - m_r$ sont respectivement les inductances cycliques propres du stator et du rotor.

$L_{s0} = l_s - m_s$ Et $L_{r0} = l_r - m_r$ sont respectivement les inductances cycliques homopolaires du stator et du rotor.

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: L'inductance mutuelle cyclique

Finalement, après des simplifications, nous obtenons le système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M \frac{d}{dt} i_{rd} - \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sq} + M i_{rq}) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M \frac{d}{dt} i_{rq} - \frac{d\theta_s}{dt} (L_s i_{sd} + M i_{rd}) \\ 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + M \frac{d}{dt} i_{sd} - \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rq} + M i_{sq}) \\ 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + M \frac{d}{dt} i_{sq} - \frac{d\theta_r}{dt} (L_r i_{rd} + M i_{sd}) \end{array} \right. \quad (\text{II.26})$$

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

II.2.3 Modèle Multi-enroulements

La détection des défauts dans les machines électriques à partir des méthodes de diagnostic nécessite de disposer d'un modèle capable de représenter les comportements de la machine dans les différents modes de fonctionnement et en présence de déséquilibres structurels. A cet effet, nous avons développés un modèle plus fiable de type multi enroulements [41]. Dans ce modèle, un moteur asynchrone triphasé à cage est considéré. Le rotor de ce moteur est

constitué de N_b barres isolées, uniformément réparties sur la surface du rotor et court-circuitées par deux anneaux. Afin d'étudier ses performances lors de défauts rotoriques, on a utilisé un modèle où la cage est un circuit maillé interconnectées entre elles. Chacune d'elles est formée par deux barres adjacentes et deux portions d'anneaux qui les reliait (voir figure.2.3). Ces mailles sont reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement. On introduit dans notre étude le modèle de la machine asynchrone où on considère le stator à constitution symétrique afin d'assurer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Le nombre des équations différentielles obtenus est égale aux nombres de barres plus un [42]

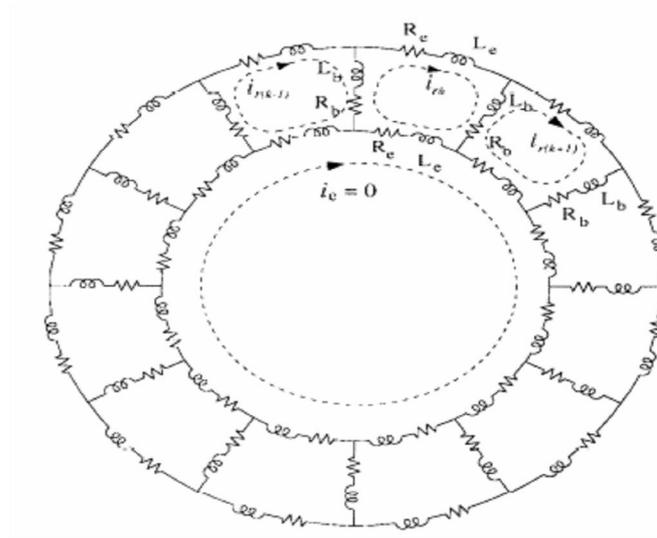


Fig.2.3. Structure du rotor à cage d'écureuil

II.2.3.1 Equations du système

II.2.3.1.1 Equations des tensions statoriques

Les équations de tensions statoriques de la machine peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \quad (II.27)$$

Avec:

$$[\Psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (II.28)$$

Sachant que les vecteur des tensions statoriques, des courants de phases statoriques et des courants de mailles rotoriques sont respectivement donnés par les équations suivantes:

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t \quad (II.29)$$

$$[I_r] = [I_{r1} \quad I_{r2} \quad \dots \quad I_{rN_b} \quad I_{re}]^t \quad (II.30)$$

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t \quad (\text{II.31})$$

Où

i_{rj} : le courant qui circule dans la J^{eme} barre rotoriques.

i_{re} : le courant qui circule dans l'anneau de court-circuit.

$[R_s]$: la matrice des résistances statoriques de dimension (3×3) éléments, avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$[L_{ss}]$: La matrice des inductances statoriques de dimension de (3×3) éléments, donnée par la relation suivante:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{saa} & L_{sab} & L_{sac} \\ L_{sba} & L_{sbb} & L_{sbc} \\ L_{sca} & L_{scb} & L_{sbb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Où :

$$L_{sii} = L_{sp} + l_{sf} \quad (\text{II.34})$$

L_{sii} et L_{sij} : représentent respectivement l'inductance propre de la i^{eme} phase statoriques et l'inductance mutuelle entre la i^{eme} et J^{eme} phase. ($i \neq j$).

$[L_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques avec une dimension de $3 \times (N_b + 1)$ éléments, donnée par la relation suivante:

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{sar1} & L_{sar2} & \cdots & \cdots & L_{sarN_b} & L_{sare} \\ L_{sbr1} & L_{sbr2} & \cdots & \cdots & L_{sbrN_b} & L_{sbre} \\ L_{scr1} & L_{scr2} & \cdots & \cdots & L_{scrN_b} & L_{scre} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

L_{siri} : inductance mutuelle entre la phase statorique i ($i=a, b$ et c) et une barre de la maille rotoriques j ($j=1, 2, \dots, N_b$),

L_{sire} : inductance mutuelle entre la phase statorique i ($i=a, b$ et c) et l'anneau de court-circuit.

Donc, on peut écrire:

$$\frac{d}{dt} [\Psi_s] = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[L_{sr}]}{dt} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_{sr}]}{dt} \tag{II.36}$$

De plus:

$$\frac{d[L_{sr}]}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} \tag{II.37}$$

θ_r : angle qui définit la position du rotor.

ω_r : vitesse de rotation.

Par conséquent; l'équation (II.34) devient:

$$\frac{d}{dt} [\Psi_s] = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_{sr}]}{dt} \tag{II.38}$$

II.2.3.1.2 Equations des tensions rotoriques

A partir du circuit équivalent du rotor de la figure 2.4, on peut tirer les équations des tensions rotoriques

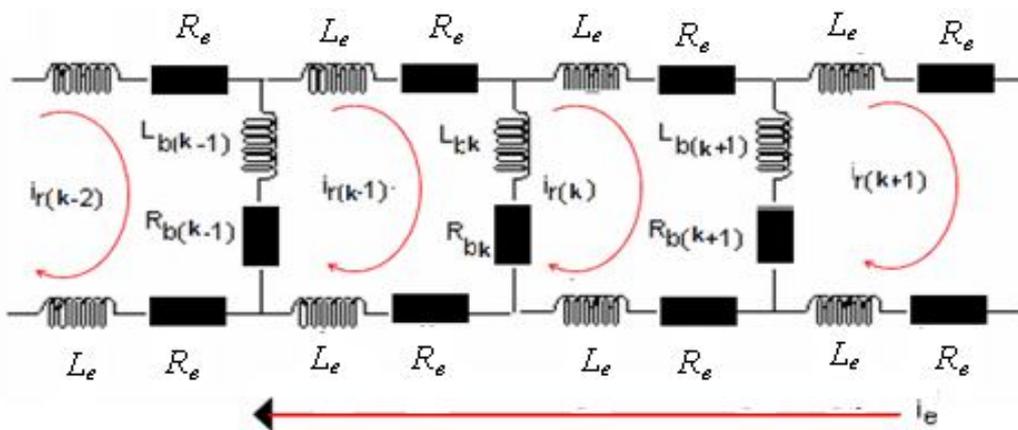


Fig. 2.4. Circuit équivalent des mailles rotoriques

Les équations de tensions rotoriques peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Psi_r] \quad (\text{II.39})$$

Avec

$$[\Psi_r] = [L_{rr}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (\text{II.40})$$

$$[V_r] = [V_{r1} \quad V_{r2} \quad \dots \quad V_{rN} \quad V_{re}] \quad (\text{II.41})$$

Dans ce model, les tensions rotoriques sont nulles $V_{er}=0, V_{rj}=0. j=1,2,\dots, N_b,$

Donc l'équation de la j^{eme} maille rotoriques est:

$$V_{rj} = 2(R_b + R_e)I_{rj} - R_b \cdot I_{(j-1)} - R_b \cdot I_{(j+1)} - R_e I_e + \frac{d\Psi_{rj}}{dt} \quad (\text{II.42})$$

Et, l'équation de l'anneau de court-circuit est:

$$V_{re} = -R_e \cdot I_{r1} - R_e \cdot I_{r2} - \dots - R_e \cdot I_{rN} + N_b \cdot R_e \cdot I_{re} + \frac{d\Psi_{rj}}{dt} \quad (\text{II.43})$$

R_b, R_e sont respectivement, la résistance d'une barre et la résistance d'une portion d'anneaux.

$[R_r]$: La matrice symétrique des résistances rotoriques avec une dimension $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$ de éléments, donnée par la relation suivante:

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 2(R_b + R_e) & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \dots & -R_e & -R_e & N_b R_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

$[L_{rr}]$: La matrice des inductions rotoriques avec une dimension $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$ d'éléments, donnée par la relation suivante:

$$\begin{aligned}
& [L_{rr}] = \\
& \begin{bmatrix}
L_{rp} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \cdots & \cdots & \cdots & L_{r1r(N_b-1)} & L_{r1rN_b} - L_b & -L_e \\
L_{r2r1} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & L_{r2r1} - L_b & \cdots & \cdots & \cdots & L_{r2r(N_b-1)} & L_{r2rN_b} - L_b & -L_e \\
\vdots & \vdots \\
\vdots & \vdots \\
L_{r(N_b-1)r1} & L_{r(N_b-1)r2} & L_{r(N_b-1)r3} & \cdots & \cdots & \cdots & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & L_{r(N_b-1)rN_b} - L_b & -L_e \\
L_{rN_b r1} - L_b & L_{rN_b r2} & L_{rN_b r3} & \cdots & \cdots & \cdots & L_{rN_b r(N_b-1)} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\
-L_e & -L_e & -L_e & \cdots & \cdots & \vdots & -L_e & -L_e & N_b L_e
\end{bmatrix} \\
& \tag{II.45}
\end{aligned}$$

L_b : inductance de fuite d'une barre rotorique;

L_e : inductance de fuite d'un portion d'anneau de court-circuit;

$L_{rp} = L_{rj rj}$: inductance propre de la maille rotorique j ;

$L_{r i r j}$: inductance mutuelle entre la i^{eme} et j^{eme} maille rotorique, avec $i \neq j$.

II.2.3.1.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique du mouvement s'écrit sous la forme suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \tag{II.46}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \tag{II.47}$$

Avec :

θ_r : angle qui définit la position du rotor.

ω_r : vitesse de rotation du rotor.

C_r : couple résistant.

C_{em} : couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique est déduit de la co-énergie magnétique W_{co} à l'aide de l'équation suivante:

$$C_{em} = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r: constants)} \tag{II.48}$$

La co-énergie est l'énergie électrique moins l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique.

Par conséquent, dans le cas du moteur à cage, elle peut être exprimée par la relation suivante:

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s]^t & [I_r]^t \end{bmatrix} [L] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Où :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rr}] & [L_{rs}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left([I_s]^t \frac{\partial [L_{ss}]}{\partial \theta_r} [I_s] + [I_s]^t \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] + [I_r]^t \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta_r} [I_s] + [I_r]^t \frac{\partial [L_{rr}]}{\partial \theta_r} [I_r] \right) \quad (\text{II.51})$$

Les matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ sont constantes, donc après la simplifications, l'équation (II.51) devient:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left([I_s]^t \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] + [I_r]^t \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta_r} [I_s] \right) \quad (\text{II.52})$$

Dans le cas où l'entrefer est constant, on a $[L_{sr}] = [L_{rs}]$

L'expression du couple est:

$$C_{em} = [I_s]^t \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] \quad (\text{II.53})$$

II.2.3.2 Calcul des inductances quand la distribution du flux est sinusoïdale

II.2.3.2.1 Calcul des inductances statoriques

Considérons un moteur asynchrone triphasé à cage d'écuréuil. Nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est a distribution idéale autour de la périphérie de l'entrefer pour que le champ résultant soit de forme sinusoïdale [43]. Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement statorique est $\frac{2\pi}{3}$, l'expression de la fmm de la phase "m" est donnée par la

relation suivante:

$$F_m(\theta) = \frac{2}{\pi} \frac{N_e}{p} I_{sm} \left(\cos - m \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.54})$$

$m = 1, 2$ et 3 respectivement pour les phases (a, b et c);

N_s : nombre de spires;

p : nombre de paire de pôles;

θ : angle décrivant une position entre rotor et stator dans l'espace.

L'induction due à une bobine statorique est :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.p} I_{sm} \cos\left(p\theta - m \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.55})$$

Où :

μ_0 : perméabilité magnétique de l'air.

e : épaisseur de l'entrefer.

Le flux dans l'entrefer est obtenu par l'intégration de l'expression autour d'un intervalle polaire le long de la machine, soit :

$$\Psi = B.S = \int_0^t dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_{sm}(\theta) \left(\frac{D}{2}\right) d\theta \quad (\text{II.56})$$

Il en résulte que :

$$\Psi = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.P^2} \left(\frac{D}{2}\right) . I_{sm} . L \quad (\text{II.57})$$

D: diamètre moyen de la machine ;

L: longueur de la machine.

Le flux principal traversant l'enroulement de la phase "m" est donné par:

$$\Psi_{spm} = \Psi . N_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2} \left(\frac{D}{2}\right) . I_{sm} . L \quad (\text{II.58})$$

L'inductance principale de magnétisation de la phase "m" est exprimée par:

$$L_{sp} = \frac{\Psi_{sm}}{I_{sm}} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2} \left(\frac{D}{2}\right) . L \quad (\text{II.59})$$

L'inductance de la phase statoriques "a" par exemple est égale à la somme de l'inductance principale et l'inductance de fuite.

$$L_{aa} = L_{sp} + L_f \quad (\text{II.60})$$

Les enroulements statoriques sont décalées de $\frac{2\pi}{3}$. Par conséquent, les inductances mutuelles entre phases statoriques sont exprimées par les relations suivantes:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (\text{II.61})$$

$$L_{bc} = L_{cb} = L_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (\text{II.62})$$

$$L_{ac} = L_{ca} = L_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (\text{II.63})$$

II.2.3.2.2 Calcul des inductances rotoriques

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle $\alpha_r = \frac{2\pi}{N_b}$. La figure 2.5, présente le champ créé par une maille parcourue par le courant I_{rj} . $j = 1.2.....N_b$.

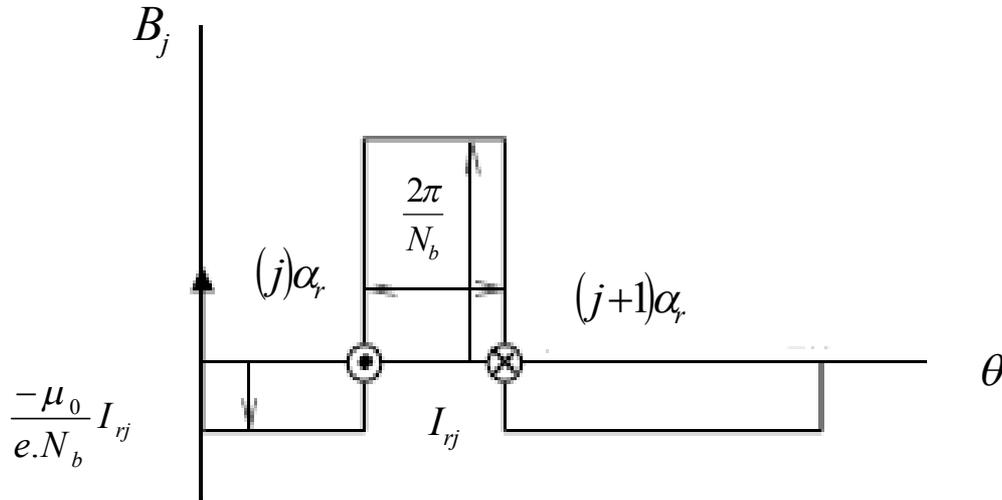


Fig. 2.5. Champ créé par une maille rotorique

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine ayant une seule spire. Lorsqu'elle est parcourue par le courant I_{rj} elle est le siège d'un flux exprimé par la relation (II.64):

$$\Psi_{rjrj} = \int_0^t dz \int_{(j-1)\alpha_r}^{j\alpha_r} \frac{\mu_0}{e} \left(\frac{D}{2}\right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) I_{rj} d\theta \quad (\text{II.64})$$

D'où :

$$\Psi_{rj} = \frac{\mu_0}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \cdot L \cdot I_{rj} \quad (\text{II.65})$$

L'inductance principale de magnétisation de la maille j est exprimée par l'équation (II.66):

$$L_{rp} = \frac{\Psi_{rj}}{I_{rj}} \frac{2\pi\mu_0(N_b - 1)}{e \cdot N_b^2} \left(\frac{D}{2} \right) \cdot L \quad (\text{II.66})$$

L'inductance de la j^{eme} maille rotorique est égale à la somme de l'inductance principale, des inductances de fuite de deux barres et des inductances de fuite de deux portions d'anneaux de court-circuit qui ferment la maille.

$$L_{rjj} = L_{rp} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e \quad (\text{II.67})$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer.

Les inductances mutuelles entre deux mailles adjacentes sont exprimées par les relations ci-dessous :

$$L_{r(j+1)j} = \frac{\Psi_{r(j+1)j}}{I_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0}{e \cdot N_b^2} \left(\frac{D}{2} \right) \cdot L - L_{b(j+1)} \quad (\text{II.68})$$

$$L_{r(j-1)j} = \frac{\Psi_{r(j-1)j}}{I_{rj}} - L_{b(j-1)} = -\frac{2\pi\mu_0}{e \cdot N_b^2} \left(\frac{D}{2} \right) \cdot L - L_{b(j-1)} \quad (\text{II.69})$$

Les inductances mutuelles entre deux mailles non adjacentes sont:

$$L_{rkj} = \frac{\Psi_{rkj}}{I_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0}{e \cdot N_b^2} \left(\frac{D}{2} \right) \cdot L \quad (\text{II.70})$$

II.2.3.2.3 Calcul des mutuelles stator-rotor

De la transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (II. 55) et la densité du flux d'entrefer créée par le courant I_{sm} , Il en résulte:

$$B_{sm}(\theta') = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_s}{e \cdot p} I_{sm} \cos \left(p(\theta + \omega_r t) - m \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.71})$$

$$\theta' = \theta + \omega_r t \quad (\text{II.72})$$

D'où le flux traversant la maille j

$$\Psi_{smrj} = \int_0^t dz \int_{(j-1)\alpha_r}^{j\alpha_r} B_{sm}(\theta') r d(\theta') \quad (\text{II.73})$$

Le développement de l'intégrale :

$$\Psi_{smrj} = L_{sr} I_{sm} \cos \left(p \left(\frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t \right) - m \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.74})$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique j et la phase statorique "a" est donnée par la relation suivante

$$L_{sarj} = \frac{\Psi_{sarj}}{I_{sa}} = L_{sr} \cos \left(p \left(\frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t \right) \right) \quad (\text{II.75})$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique j et la phase statorique "b" est donnée par:

$$L_{sbrj} = \frac{\Psi_{sbrj}}{I_{sb}} = L_{sr} \cos \left(p \left(\frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t \right) - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.76})$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique j et la phase statorique "c" est:

$$L_{scrj} = \frac{\Psi_{scrj}}{I_{sc}} = L_{sr} \cos \left(p \left(\frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t \right) - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{II.77})$$

II.2.3.3 Calcul des inductances quand la distribution du flux est réelle

Pour présenter le comportement de la machine asynchrone, il est nécessaire d'inclure les harmoniques d'espaces de l'inductance principale dans le modèle à distribution sinusoïdale [44].

Ces harmoniques peuvent être définis comme étant l'effet de la répartition spatiale de la force magnétomotrice (fmm).

Cette étape est importante car l'exactitude du modèle repose sur l'exactitude du calcul des inductances de leur dérivation.

II.2.3.3.1 Développement de la fonction d'enroulement

Nous allons prendre une machine élémentaire à double cylindre excentrique (voir figure 2.6) pour montrer comment développer la fonction d'enroulement pour le calcul des inductances à partir de la distribution des enroulements. Cette machine est constituée de deux enroulements "A" et "B" dont le point de référence est l'angle $\theta = 0$ [45].

Nous considérons un contour fermé "abcd" où "a" et "d" sont situés sur le stator respectivement aux angles θ et θ' , et "b" et "c" sur le rotor (figure 2.6.b).

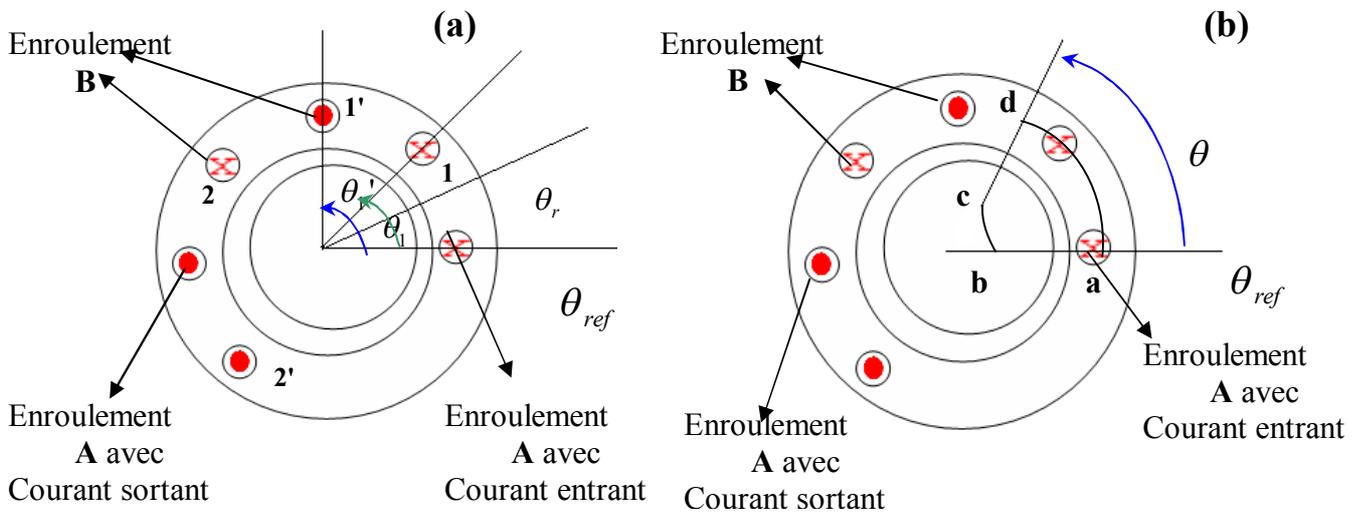


Fig.2.6 Machine élémentaire

Nous considérerons que l'angle θ varie entre 0 et 2π . En vertu de la loi d'Ampère nous avons:

$$\oint_{abcd} Hdl = \int_S JdS \tag{II.78}$$

S : la surface enfermée par le contour "abcd".

Puisque les enroulements enfermés par le contour sont parcourus par le courant "i", l'équation (II.78) prend la forme suivante:

$$\oint_{abcd} Hdl = n(\theta, \theta_r).i \tag{II.79}$$

H : l'inductance du champ magnétique.

$n(\theta, \theta_r)$: est appelée la fonction de distribution. Elle représente le nombre de tours enfermés par le contour "abcd".

En général pour les bobines tournantes, la fonction de distribution est supposée une fonction de " θ " et de la position du rotor " θ_r ". Mais, Pour les bobines stationnaires, elle est fonction seulement de " θ " seulement.

Les conducteurs parcourus par les courants entrants sont considérés comme positifs, tandis que les conducteurs parcourus par les courants sortants sont considérés comme négatifs.

En fonction des fmm existantes dans le circuit magnétique, l'équation (II.79) peut s'écrire comme suit:

$$F_{ab} + F_{bc} + F_{cd} + F_{da} = n(\theta, \theta_r).i \quad (\text{II.80})$$

Puisque la perméabilité du fer est plus grande que celle de l'air, on peut considérer que la reluctance de la partie du fer, soit négligeable devant celle de l'air, d'où " F_{bc} ", et " F_{da} " seront négligées. De ce fait l'équation (II.80) prend la forme suivante:

$$F_{ab}(\theta, \theta_r) + F_{cd}(\theta, \theta_r) = n(\theta, \theta_r).i \quad (\text{II.81})$$

Pour calculer la fmm " $F_{ab}(\theta, \theta_r)$ ", nous appliquons le théorème de Gauss:

$$\oint_S B dS = 0. \quad (\text{II.82})$$

B: est la densité du flux.

L'intégrale de surface est prise du contour de la surface d'un volume arbitraire.

Soit " S " la surface d'un volume cylindrique situé au voisinage de la surface interne du stator. L'équation (II.82) peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^L \mu_0 H(\theta, \theta_r) r dL d\theta = 0 \quad (\text{II.83})$$

La longueur de la machine " L ", et le rayon intérieur du stator " r ", sont considérés comme constants.

Puisque d'une part l'induction "B" ne varie pas suivant la longueur axiale de la machine, et que d'autre part la fmm est le produit de la longueur du flux radial par l'intensité du champ magnétique, nous avons donc:

$$\int_0^{2\pi} H(\theta, \theta_r) d\theta = 0 \quad (\text{II.84})$$

Et

$$F_{cd}(\theta, \theta_r) = H(\theta, \theta_r) e(\theta, \theta_r) \quad (\text{II.85})$$

$e(\theta, \theta_r)$: la variation de l'épaisseur de l'entrefer.

La combinaison de ces deux équations nous donne:

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta = 0 \quad (\text{II.86})$$

La division par $e(\theta, \theta_r)$ et l'intégration de l'équation (II.86) dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, nous donne:

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta + \int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta = \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta \quad (\text{II.87})$$

Puisque le deuxième terme du côté droit de l'équation précédente est nul, et " $F_{ab}(0, \theta_r)$ " et " i " sont constants par rapport à " θ ", nous déduisons le résultats suivants:

$$F_{ab}(0, \theta_r) = i \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta, \theta_r) d\theta \right] \quad (\text{II.88})$$

La quantité entre crochets est la valeur moyenne de la fonction de distribution $n(\theta, \theta_r)$ par rapport à l'angle " θ ".

$$\langle n \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.89})$$

Alors, l'équation (II.88) devient:

$$F_{ab}(0, \theta_r) = i \langle n \rangle \quad (\text{II.90})$$

De l'équation (II.81), la fmm aux différents points de l'entrefer est :

$$F_{ab}(\theta, \theta_r) = (n(\theta, \theta_r) - \langle n \rangle) i \quad (\text{II.91})$$

La fonction à l'intérieur des parenthèses est la fonction de distribution sans sa valeur moyenne. Cette quantité est souvent utilisée pour le calcul des fmm . Elle est appelée fonction d'enroulement et elle est donnée par (II.92):

$$N(\theta, \theta_r) = n(\theta, \theta_r) - \langle n \rangle \quad (\text{II.92})$$

L'équation (II.91) devient:

$$F_{ab}(\theta, \theta_r) = N(\theta, \theta_r) i \quad (\text{II.93})$$

La fmm est en relation directe avec la fonction d'enroulement, qui peut être considérée comme la distribution de la fmm par unité de courant. La dérivation de la fonction d'enroulement est un aspect important pour l'analyse de la machine. La connaissance des fonctions d'enroulement de l'ensemble des enroulements et des courants qui les traversent est essentielle pour trouver la distribution du champ dans l'entrefer de la machine. Nous verrons dans le paragraphe suivant que la fonction d'enroulement est essentielle pour le calcul des inductances de la machine.

II.2.3.3.2 Calcul des inductances

Dans la section précédente la perméabilité du fer est supposée infinie, c'est-à-dire que la fmm dans le fer est négligeable. La distribution de la fmm peut être obtenue par l'équation (II.93).

Par souci de simplification du calcul des inductances mutuelles, les enroulements "A" et "B" de la figure 2, peuvent être associées au rotor. L'enroulement "B" arbitrairement réparti le long de l'entrefer est constitué de deux bobines différentes (1-1') et (2-2'). L'angle de référence " θ " devait avoir la même position de référence que celle précédemment utilisée pour le calcul de la fonction d'enroulement:

$$F_A(\theta, \theta_r) = N_A(\theta, \theta_r) i \quad (\text{II.94})$$

$N_A(\theta, \theta_r) i$: est la fonction d'enroulement de "A".

Le flux traversant le deuxième enroulement "B", dû au courant circulant dans l'enroulement "A". est lié à la *fmm* par l'équation suivante:

$$\Psi = FP_r \quad (\text{II.95})$$

La perméance de l'entrefer est donnée par:

$$P_r = \frac{\mu_0 S}{g} \quad (\text{II.96})$$

μ_0 : est la perméabilité magnétique ;

S : la section traversée ;

g : la longueur du circuit magnétique.

Le flux élémentaire qui traverse un volume élémentaire de longueur $e(\theta, \theta_r)$ et d section, est donné par l'expression suivante:

$$d\Psi = F_A(\theta, \theta_r) \frac{\mu_0 r L}{e(\theta, \theta_r)} d\theta \quad (\text{II.97})$$

Le flux traversant la bobine (1-1') de l'enroulement "B" est calculé par:

$$\Psi_{1-1'} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_{b1}(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.98})$$

$n_{b1}(\theta, \theta_r)$: est le nombre de spires de la bobine (1-1') dans l'intervalle $[\theta_1, \theta_1']$ (voir la figure II).

Le calcul du flux traversant une bobine ($k-k'$) de l'enroulement "B" ayant nombres de spire $n_{bk}(\theta, \theta_r)$ et une ouverture $[\theta_k, \theta_k']$, est déterminé par la relation (II.99) :

$$\Psi_{k-k'} = \mu_0 r L \int_{\theta_k}^{\theta_k'} n_{Bk}(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.99})$$

Le flux traversant l'enroulement "B" dû au courant traversant l'enroulement "A" peut être déterminé comme suit:

$$\Psi_{AB} = \sum_{k=1}^q \Psi_{k-k'} = \mu_0 r L \sum_{k=1}^q \int_{\theta_k}^{\theta_k'} n_{Bk}(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.100})$$

Où:

$$\Psi_{AB} = \sum_{k=1}^q \Psi_{k-k'} = \mu_0 r L \int_{\theta_k}^{\theta_{k'}} \left[\sum_{k=1}^q n_{Bk}(\theta, \theta_r) \right] F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.101})$$

Le terme entre crochets de l'équation (II.101) représente la fonction de distribution de l'enroulement "B":

$$n_B(\theta, \theta_r) = \sum_{k=1}^q n_{Bk}(\theta, \theta_r) \quad (\text{II.102})$$

Par conséquent, le flux traversant "B" dû au courant " i_A " peut s'écrire de la manière suivante:

$$\Psi_{AB} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_B(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.103})$$

L'inductance mutuelle " L_{AB} " est donc le flux traversant l'enroulement "B" divisé par le courant de l'enroulement "A". En remplaçant l'équation (II.94) et (II.95), nous obtenons:

$$L_{AB} = \frac{\Psi_{AB}}{i_A} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_B(\theta, \theta_r) N_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.104})$$

Les résultats obtenus sont valables pour les cas où les enroulements "A" et "B" sont identiques. Par conséquent, l'inductance de magnétisation de l'enroulement "A" est donnée par l'intégrale:

$$L_{AA} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_A(\theta, \theta_r) N_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (\text{II.105})$$

Par cette approche, nous pouvons calculer les inductances de magnétisation ou les inductances mutuelles entre les enroulements et ce qu'ils soient fixes, comme le cas des enroulements des phases statoriques d'une machine asynchrone, où tournants, comme dans le cas des enroulements rotoriques, où tournants l'un par rapport à l'autre comme dans le cas des enroulements des phases statoriques et des mailles rotoriques.

II.2.3.4 Calcul des inductances de la machine asynchrone

Nous considérons une machine asynchrone à cage.

N_e : nombre d'encoches par pôles et par phase;

N_{es} : nombre d'encoches du stator;

N_s : nombre de spires en série par phase;

Q : nombre de dents par pas d'enroulement;

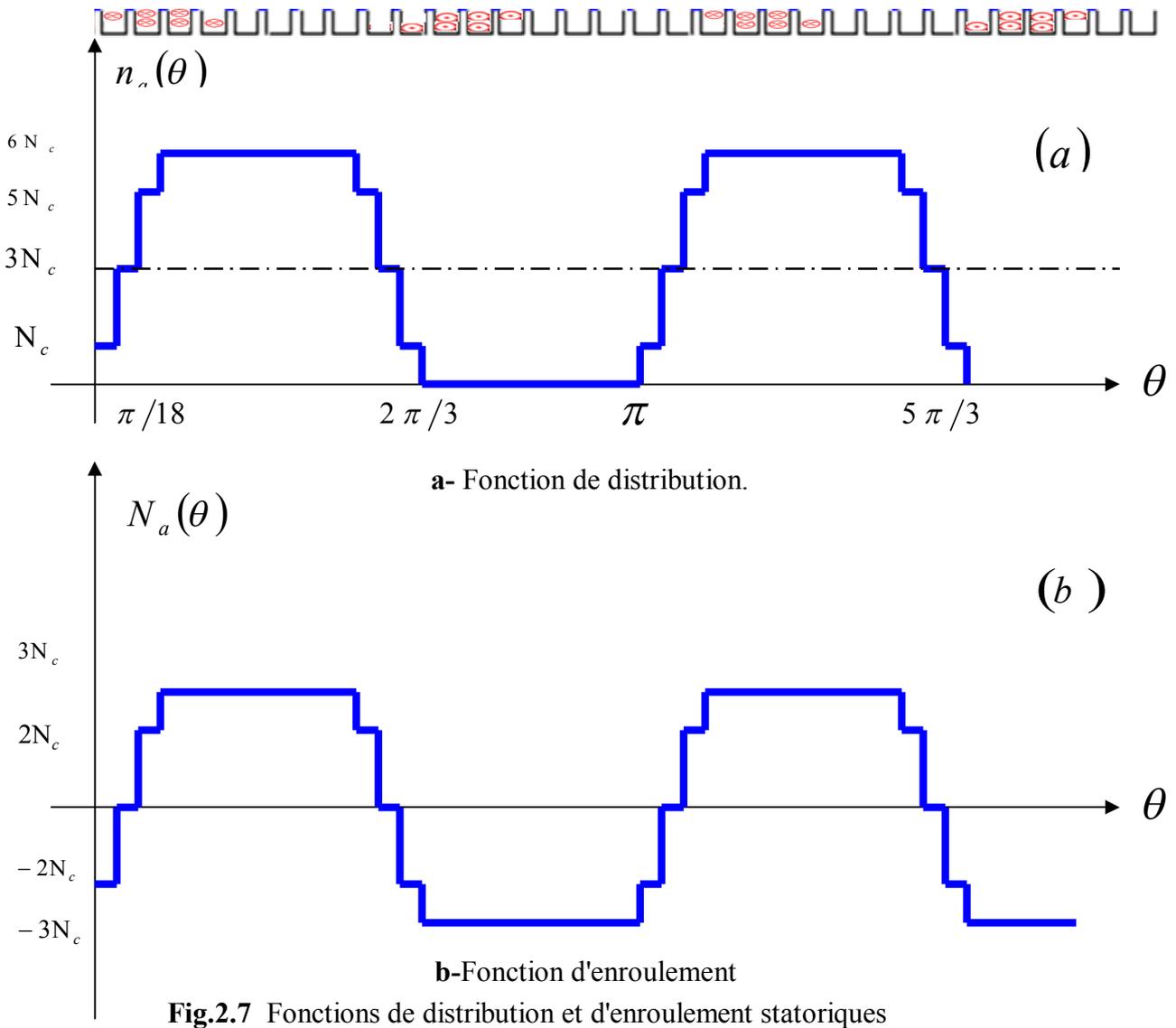
N_b : nombre de barres du rotor;

N_c : nombre de conducteurs par encoche du stator.

L'enroulement statorique est réalisé en deux couches. Chaque encoche contient deux faisceaux, constitués de N_c conducteurs.

Les figures (2.7) illustre la fonction de distribution " $n_a(\theta)$ " et la fonction d'enroulement d'un moteur asynchrone.

La fonction de distribution et la fonction d'enroulement des phases "b" et "c" ont les mêmes formes que celles de la phase "a" mais décalées respectivement par rapport a cette dernière de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$



La figure II.8.a illustre la fonction de distribution d'une maille rotorique. Elle est considérée comme une bobine formée d'une seule spire, avec une distance entre deux barres rotoriques adjacentes $\alpha_r = \frac{2\pi}{N_b}$. sa valeur moyenne ($n_j(\theta')$) est égale à $\frac{\alpha_r}{2\pi}$.

Nous donnons la fonction d'enroulement présentée ci-dessus par la figure II.8.b. Les fonctions de distribution et d'enroulement d'une maille quelconque ont la même forme que celle de la figure II.7, mais décalées en avant ou en arrière d'un multiple de l'angle α_r .

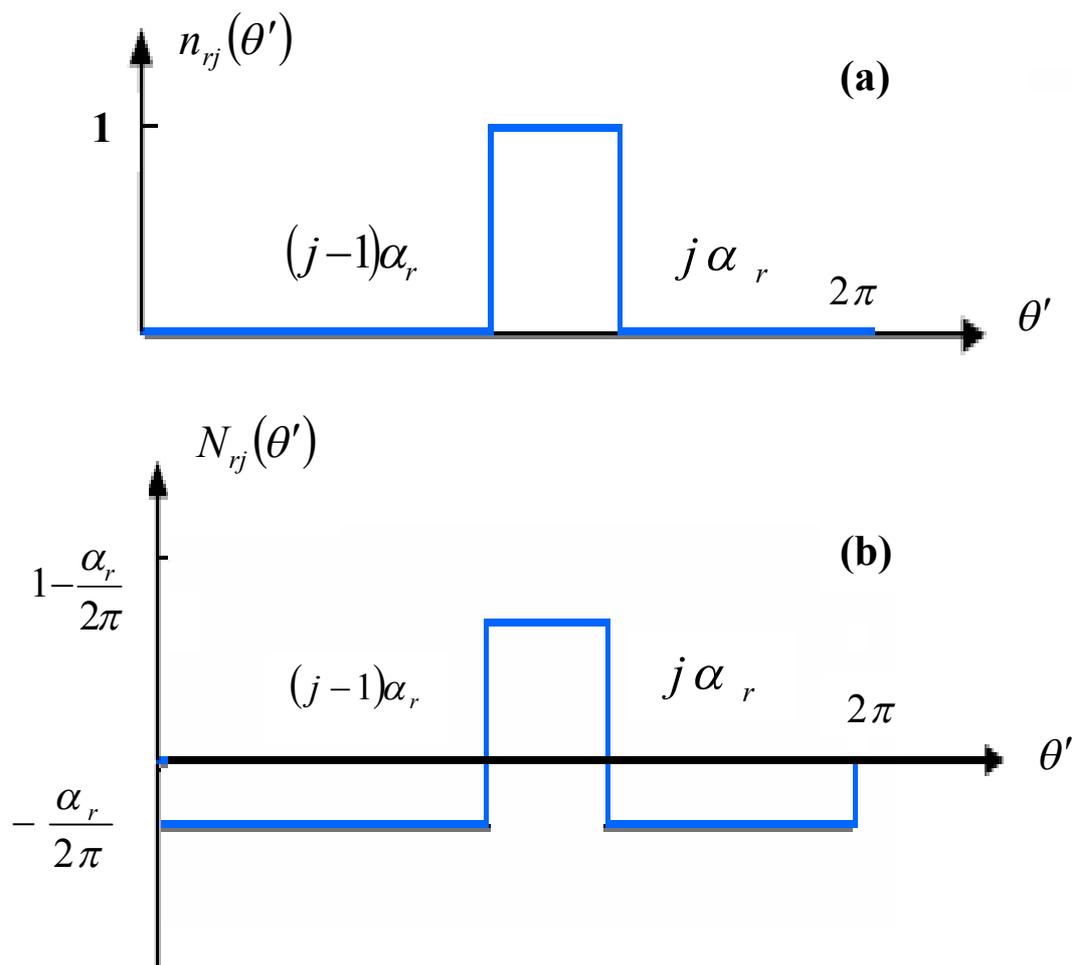


Fig. II.8.a- Fonction de distribution d'une maille rotorique.

b- Fonction d'enroulement d'une maille rotorique.

II. 2.3.4.1 Calcul des inductances statoriques

Les équations associées aux fonctions d'enroulement et de distribution, nous permettent de calculer les inductances dans le cas où il n'y a pas de défaut d'excentricité. La fonction inverse d'entrefer est constante et égale à $\left(\frac{1}{e}\right)$.

L'inductance principale de magnétisation de la phase "a" est calculée par l'intégration de l'équation ci-dessous:

$$L_{spa} = \frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \int_0^{2\pi} n_a(\theta) \cdot N_a(\theta) d\theta \quad (\text{II.106})$$

$$L_{spa} = \frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \frac{124 N_s^2}{81} \quad (\text{II.107})$$

La même chose pour obtenir les autres inductances du phases "b" et "c"

$$L_{spa} = L_{spb} = L_{spc} \quad (\text{II.108})$$

L'inductance mutuelle entre l'enroulement de la phase "a" et celui de la phase "b" est donnée par:

$$L_{ab} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \int_0^{2\pi} n_a(\theta) \cdot N_b(\theta) d(\theta) \quad (\text{II.109})$$

D'où :

$$L_{ab} = -\frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \frac{2\pi N_s^2}{3} \quad (\text{II.110})$$

Les mêmes résultats sont obtenus pour les inductances mutuelles entre les différentes phases statoriques:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} \quad (\text{II.111})$$

II.2.3.4.2 Calcul des inductances rotoriques

L'inductance principale de la première maille est obtenue par:

$$L_{rp1} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2} \right)^2 \int_0^{2\pi} n_{r1}(\theta') N_{r1}(\theta') d(\theta') \quad (\text{II.112})$$

D'où :

$$L_{rp1} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2} \right)^2 \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{II.113})$$

Les inductances principales des autres mailles sont identiques :

$$L_{rp1} = L_{rp2} = L_{rp3} = \dots = L_{rpN_p} \quad (\text{II.114})$$

L'inductance mutuelle entre deux mailles rotoriques non adjacentes, par exemple, la troisième et la première maille est donnée par:

$$L_{r31} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2} \right)^2 \int_0^{2\pi} n_{r3}(\theta') N_{r1}(\theta') d(\theta') \quad (\text{II.115})$$

D'où:

$$L_{r31} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2} \right)^2 \left(\frac{-\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{II.116})$$

L'inductance mutuelle entre les mailles non adjacentes sont identiques.

L'inductance mutuelle entre deux mailles adjacentes est :

$$L_{rkj} = L_b \quad \text{Tel que } j = (k \pm 1). \quad (\text{II.117})$$

II.2.3.4.3 Calcul des inductances mutuelles stator-rotor

L'inductance mutuelle entre la première maille rotorique et la phase statorique "a", est donnée par :

$$L_{sar1} = \frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left(\frac{D}{2} \right)^2 \int_0^{2\pi} n_{r1}(\theta') N_a(\theta', \theta'_r) d\theta' \quad (\text{II.118})$$

Cette intégration est calculée en fonction de la variation de la position de la maille rotorique par rapport à l'enroulement statorique. A cet effet, nous devons calculer cette intégrale soit analytiquement pour les différentes intervalles composant les deux fonctions soit numériquement.

Les résultats du calcul de la variation de l'inductance mutuelle L_{sar1} en fonction de la position du rotor sont consignés dans le (tableau 2.1).

L'inductance L_{sar1}	Angle θ_r
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(-\frac{\pi}{27} + \frac{2}{3} \theta_r \right)$	$0 \leq \theta_r < \frac{\pi}{9} - \alpha_r$
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(\frac{4\theta_r}{3} + \frac{2\alpha_r}{3} - \frac{\pi}{9} \right)$	$\frac{\pi}{9} - \alpha_r \leq \theta_r < \frac{\pi}{18}$
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(\frac{2\theta_r}{3} + \frac{2\alpha_r}{3} - \frac{\pi}{27} \right)$	$\frac{\pi}{18} \leq \theta_r < \frac{\pi}{6} - \alpha_r$
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(\theta_r + \alpha_r - \frac{7\pi}{27} \right)$	$\frac{\pi}{6} - \alpha_r \leq \theta_r < \frac{\pi}{9}$
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(\frac{\theta_r}{3} + \alpha_r - \frac{\pi}{18} \right)$	$\frac{\pi}{9} \leq \theta_r < \frac{\pi}{6}$
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) (\alpha_r)$	$\frac{\pi}{6} \leq \theta_r < \frac{\pi}{2} - \alpha_r$
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(\frac{\theta_r}{3} + \frac{2\alpha_r}{3} - \frac{\pi}{6} \right)$	$\frac{\pi}{2} - \alpha_r \leq \theta_r < \frac{5\pi}{9} - \alpha_r$
$\frac{\mu_0 L . N_s}{e} \left(\frac{D}{2} \right) \left(-\theta_r + \frac{29\pi}{34} \right)$	$\frac{5\pi}{9} - \alpha_r \leq \theta_r < \frac{\pi}{2}$

Tableau 2.1: Variation de l'inductance mutuelle L_{sar1} en fonction de la position rotorique

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité les points essentiels pour réaliser un modèle analytique de la machine asynchrone triphasé. Parmi les modèles, on trouve principalement le modèle triphasé-triphasé, et le modèle de type multi –enroulements. L'avantage de ce dernier, est qu'il soit valable pour étudier le comportement de la machine dans les différentes modes de fonctionnement, nous avons développé ce modèle mathématique et exprimé les différentes fonctions, telle que la fonction de distribution de l'enroulement et la fonction distribution sinusoïdale. Celle-ci, interviennent dans le calcul des inductances du stator, du rotor et de la mutuelle stator-rotor.

CHAPITRE III

Etude des Défauts de
la Machine Asynchrone

CHAPITRE III

Etude des Défauts de la Machine Asynchrone

III. 1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéressera à l'étude par simulation numérique les différents types de défauts rotorique et statoriques. On commencera par l'étude des défauts qui apparaissent dans le circuit rotorique, tels que la rupture des barres de la cage rotorique, et la rupture des portions d'anneaux de court-circuit. On considère, aussi les différents défauts d'excentricités : statique, dynamique et mixte.

La dernière partie de ce chapitre est réservée à l'étude du défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique.

Les techniques de détection des défauts sont basées sur une analyse spectrale du courant statorique. On utilise la transformation rapide de Fourier et la présentation des courants i_d et i_q par dans le plan de Park, les résultats de simulation seront présentés et analysés.

III. 2 Etudes des défauts rotoriques

Une cassure de barre rotorique peut être modélisée soit par l'élimination de cette barre ou par augmentation de sa résistance. La modélisation par élimination, consiste à considérer la rupture totale de la barre, c'est-à-dire un courant nul circule dans la barre cassée, d'où le courant de la barre est éliminé, et les courants des deux mailles adjacentes I_k et I_{k+1} sont substitués par un seul courant I_k [7]. Cette procédure est substituée dans la matrice des résistances et des inductances par l'addition des deux lignes et deux colonnes qui correspondent aux deux courants. Le courant I_{k+1} et la tension correspondante sont éliminés. Donc, l'ordre du système à résoudre diminue. La modélisation par augmentation de la résistance de la barre cassée consiste à introduire la cassure de la barre par augmentation de la résistance de la barre en défaut, tout en considérant que le courant ne soit pas complètement nul. La procédure consiste à additionner à la matrice des résistances rotoriques, une nouvelle matrice $[R_{\text{défaut}}]$, où les éléments non nuls de cette dernière correspondent aux éléments

défaillants. Dans le cas où le défaut concerne une barre k par exemple, la matrice $[R_{\text{défaut}}]$ s'écrit comme suit:

$$[R_{\text{défaut}}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & (R_d + 1).R_b + 2.R_e & (-R_d).R_b & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & (-R_d).R_b & (R_d + 1).R_b + 2.R_e & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

On note que l'ordre du système d'équations à résoudre reste le même que celui du cas sans défaut, mais par contre certains éléments de la matrice $[R_r]$ seront modifiés.

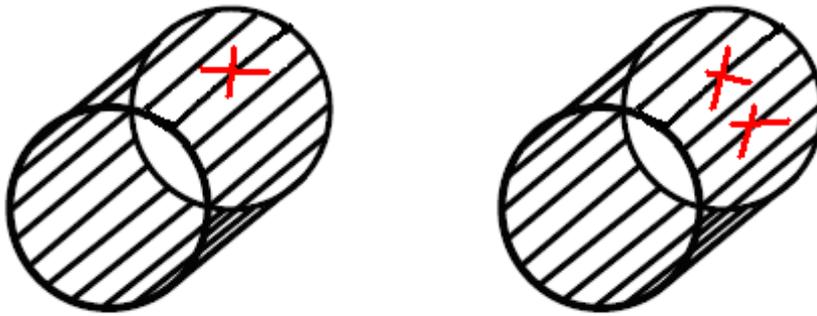


Fig 3.1 Ruptures d'une et de deux barres non adjacentes

Pour la cassure d'une portion d'anneau de court circuit nous suivons le même raisonnement que lors d'un défaut de rupture de barre. Dans le système d'équations de la matrice $[R_r]$, la valeur de la résistance correspondante à la portion d'anneau en défaut change.

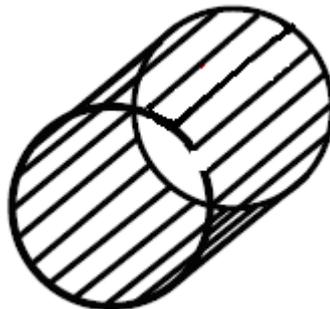
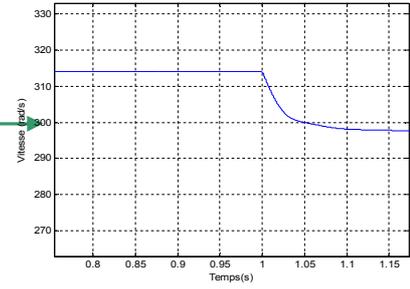
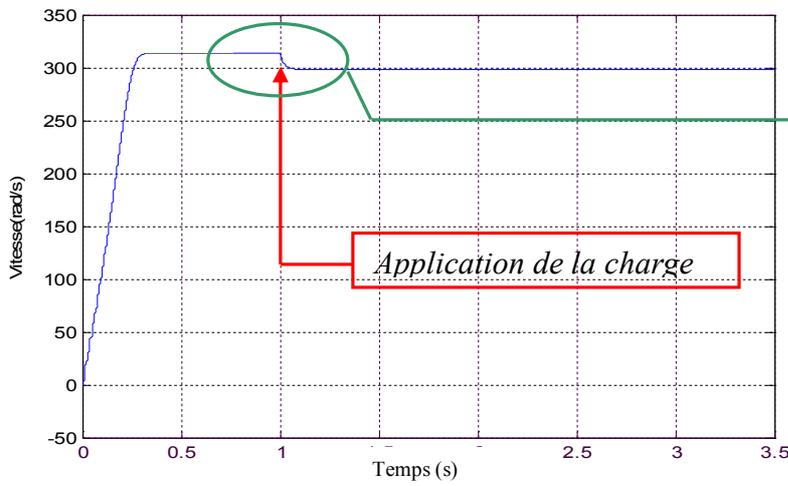
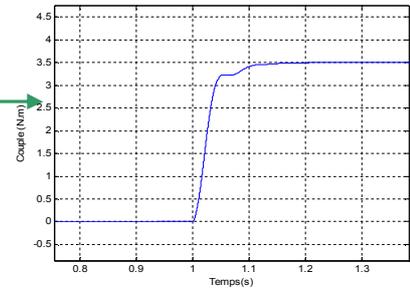
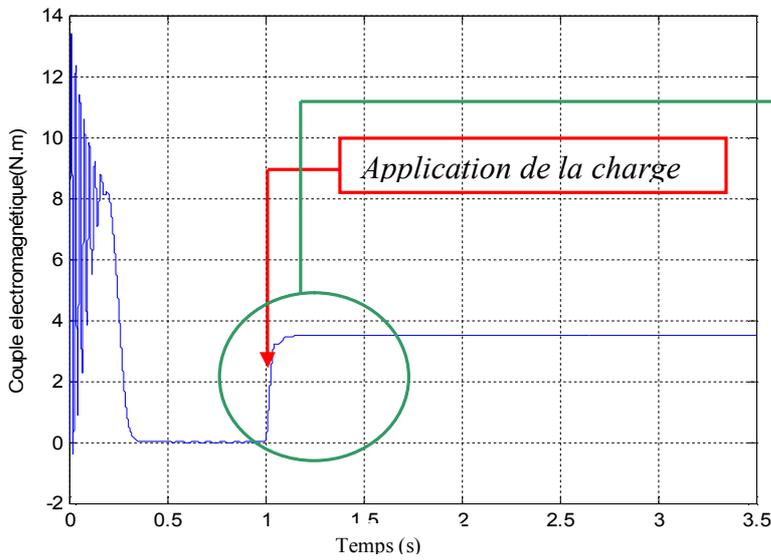


Fig 3.2 Ruptures d'une portion d'anneau

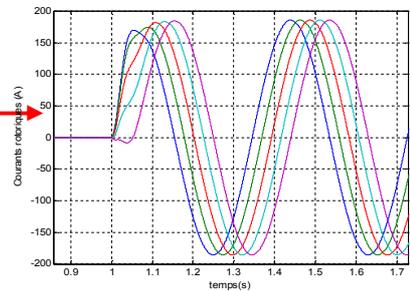
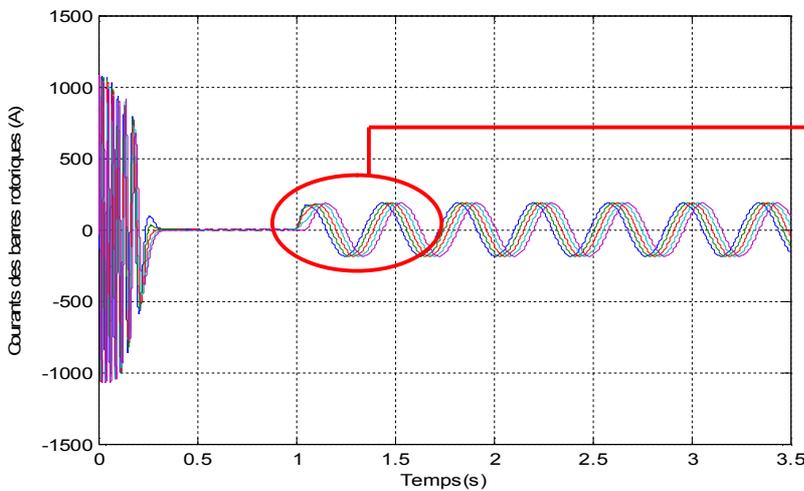
III.2.1 Simulation du cas sain



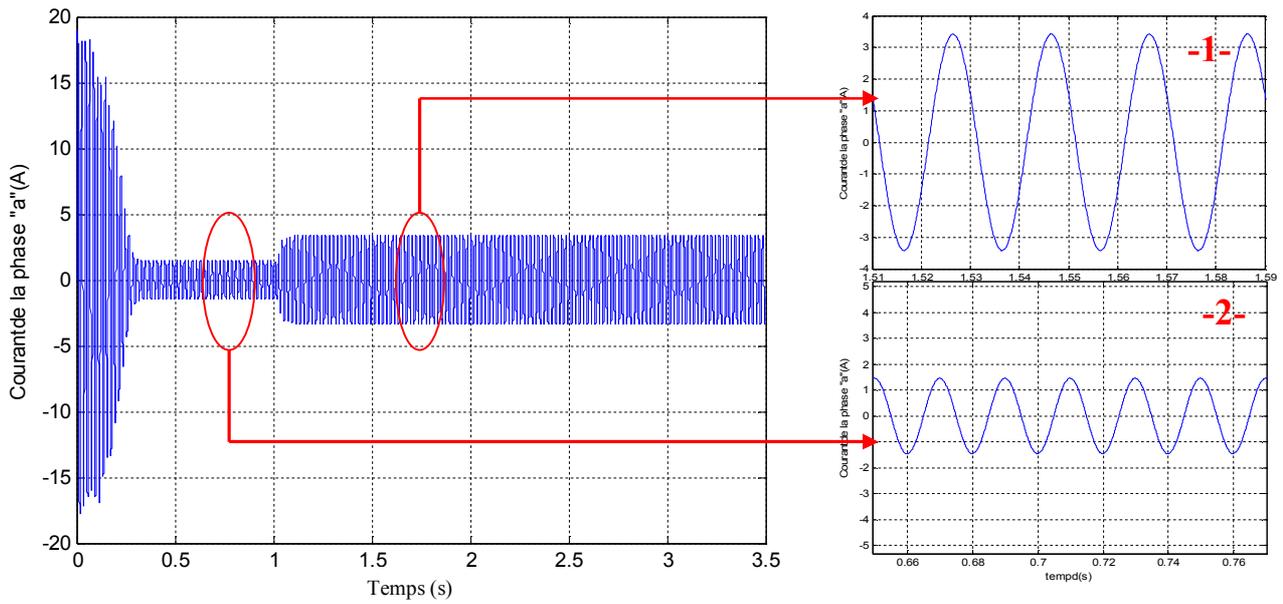
a- Vitesse de rotation



b- Couple électromagnétique



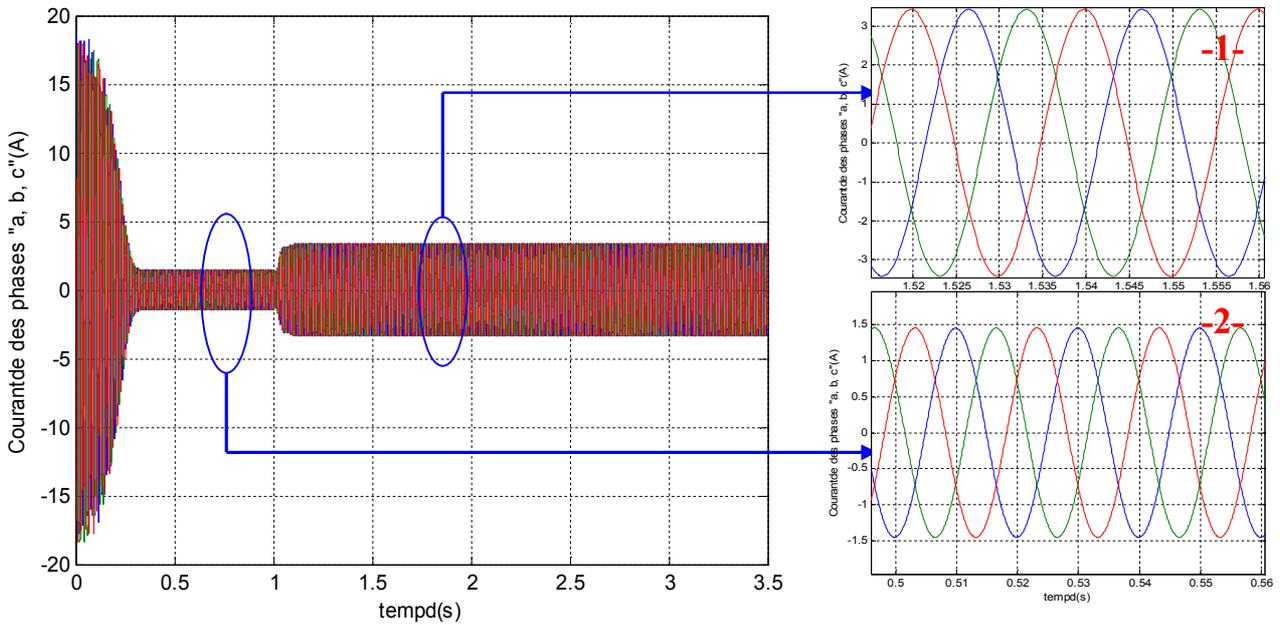
c- Courants des 5 premières barres rotoriques



d- Courant statorique de la phase "a"

1- Zoom du courant à vide.

2- Zoom du courant en charge ($C_r = 3.5 N.m$)



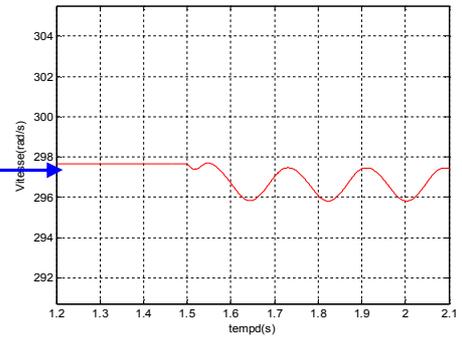
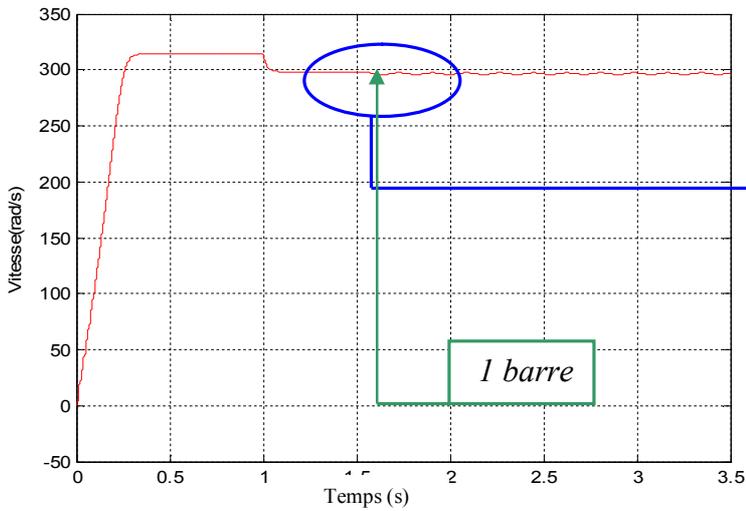
e- Courants statorique des phases "a, b, c"

-1- Zoom des courants à vide.

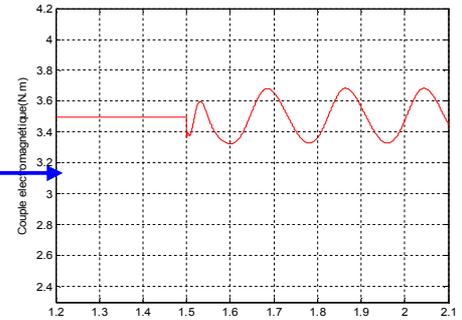
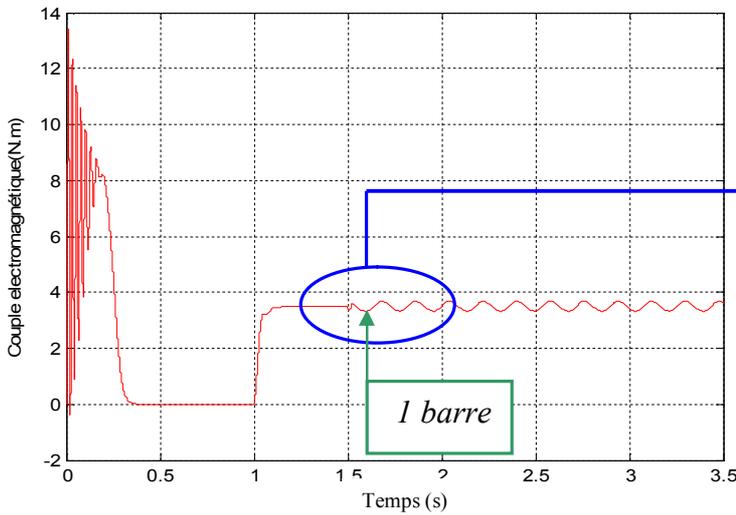
-2- Zoom des courants en charge ($C_r = 3.5 N.m$)

Fig. 3.3 Caractéristiques de la machine sans défauts

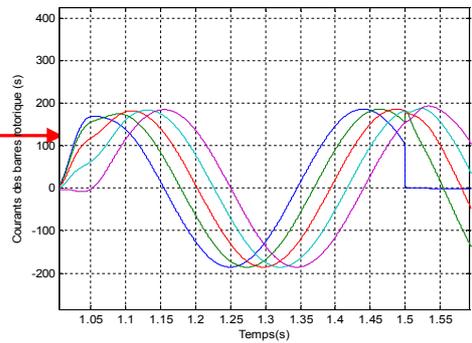
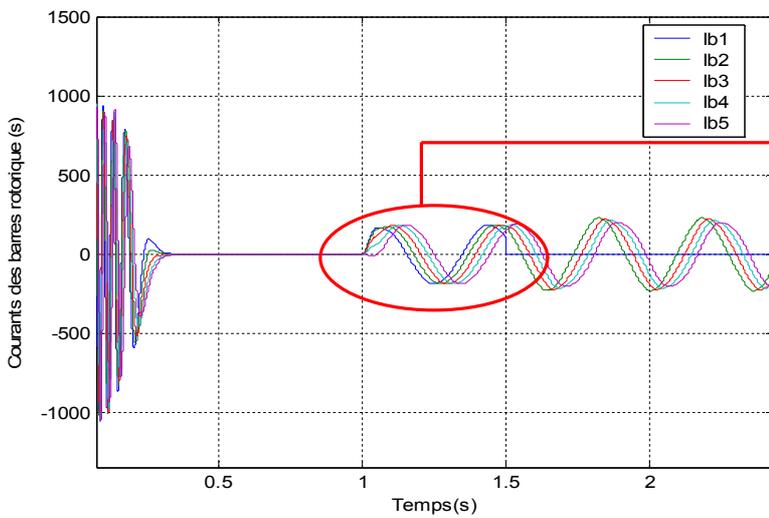
III.2.2 Simulation d'une cassure de barre



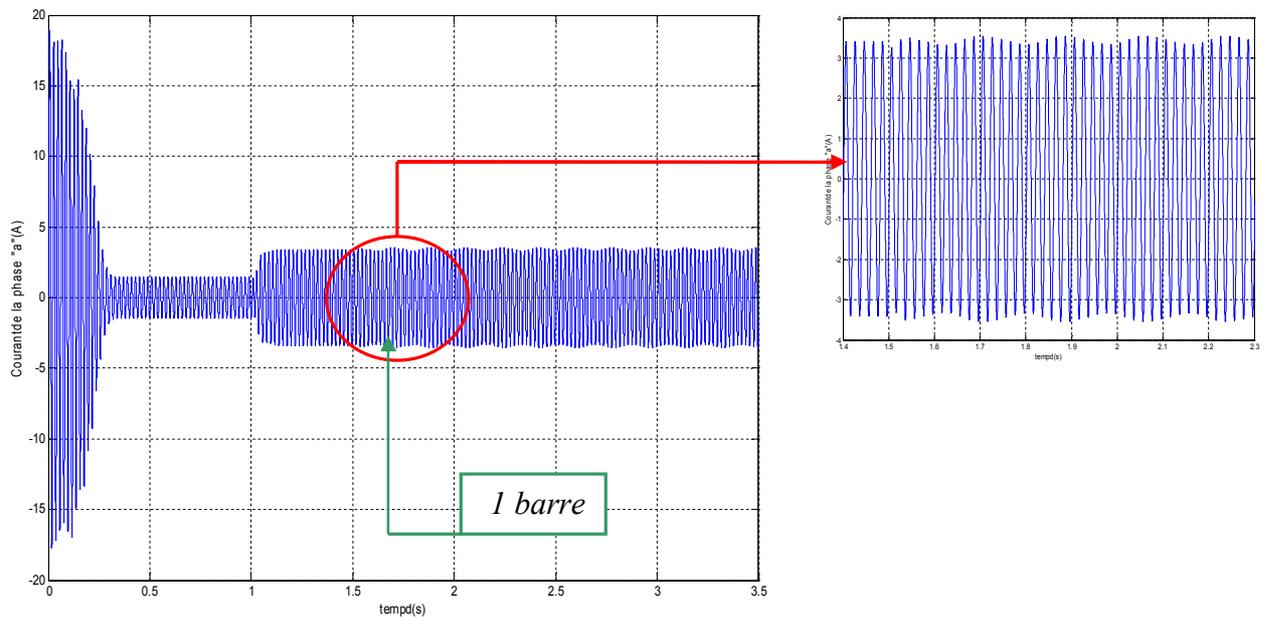
a- Vitesse de rotation



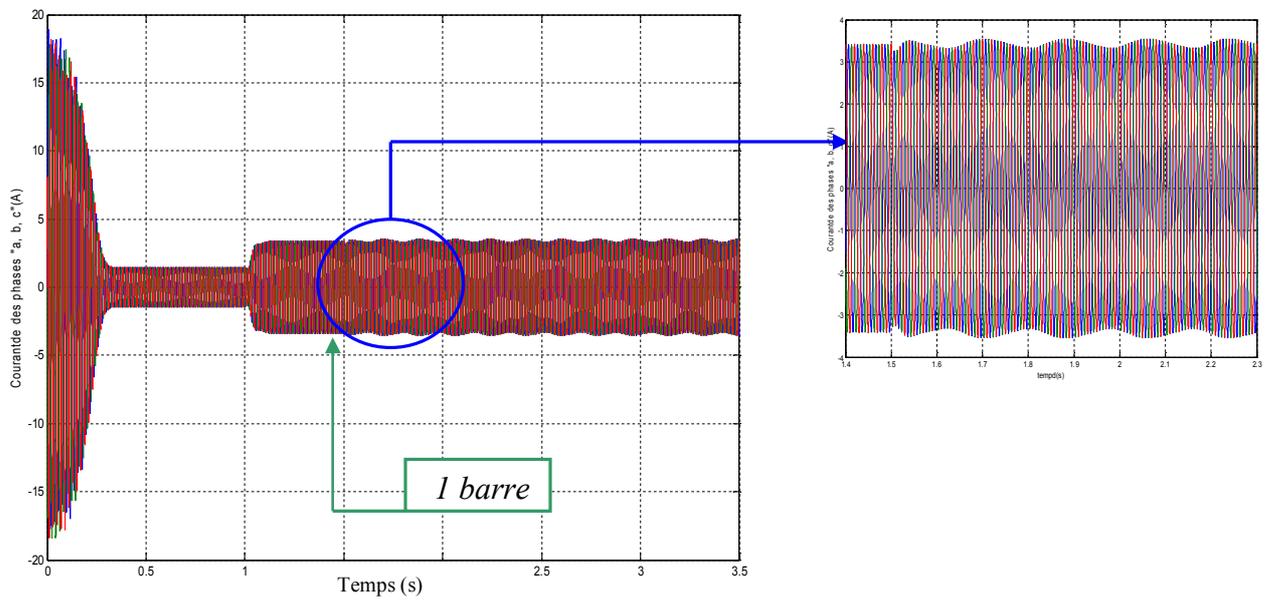
b- Couple électromagnétique



c- Courants des 5 premières barres rotoriques



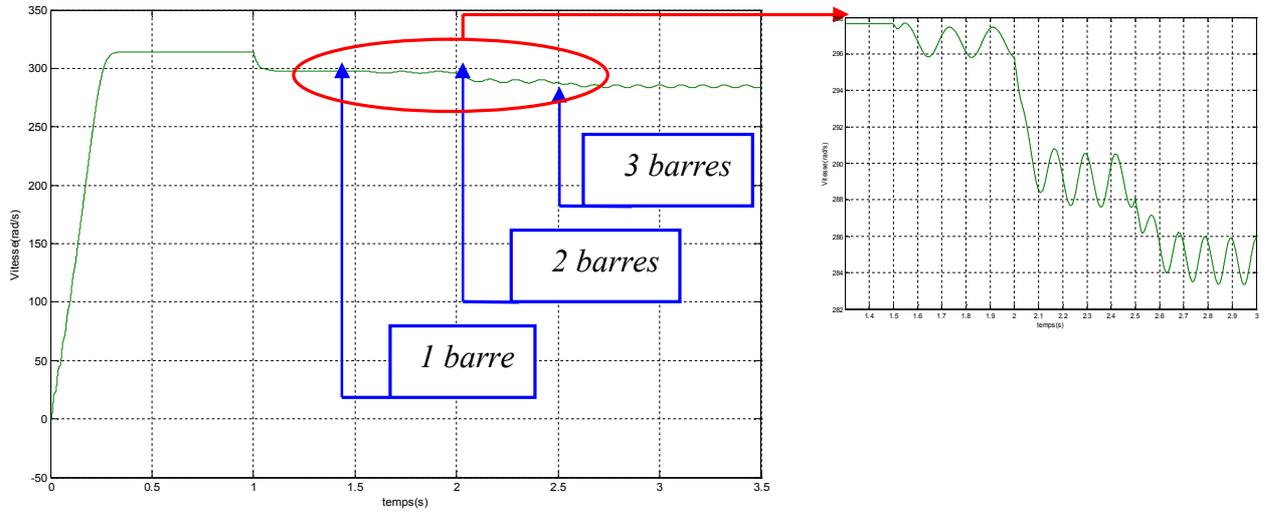
b- Courant statorique de la phase "a" lors d'une barre cassée



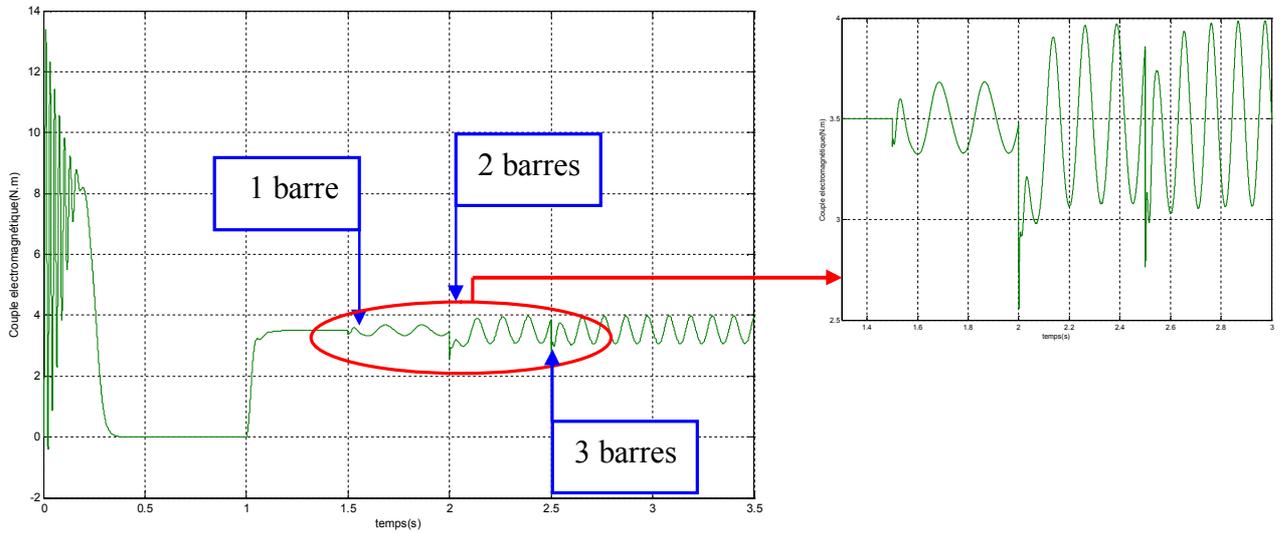
e- Courants statoriques des phases "a, b, c" lors de cassure d'une barre

Fig. 3.4 Caractéristiques de la machine avec défaut de cassure d'une barre

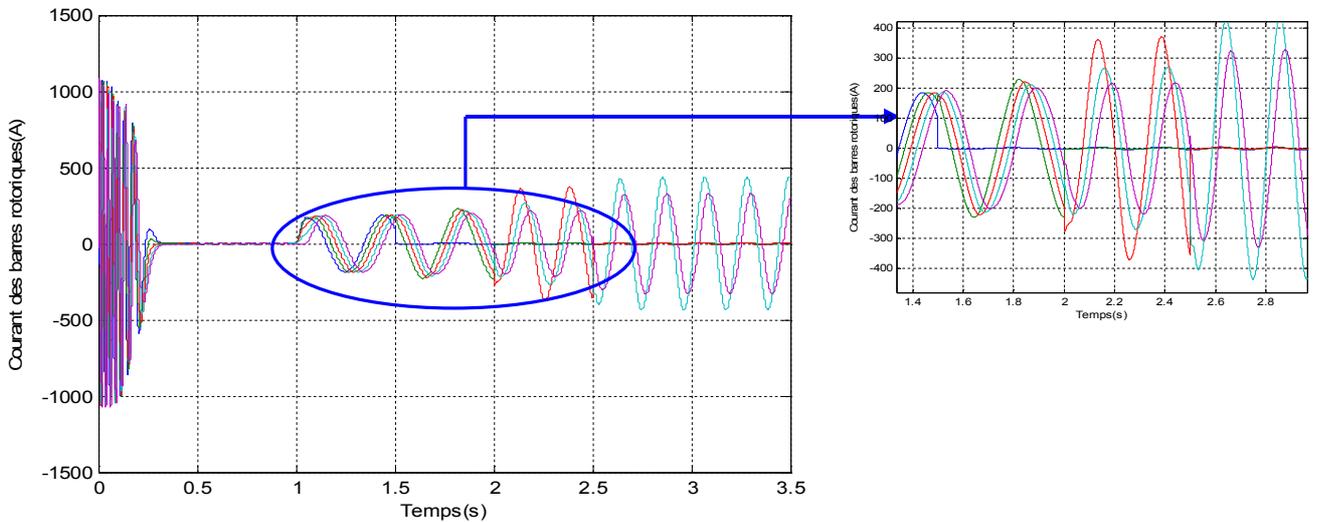
III.2.3 Simulation de cassure sde trois barres



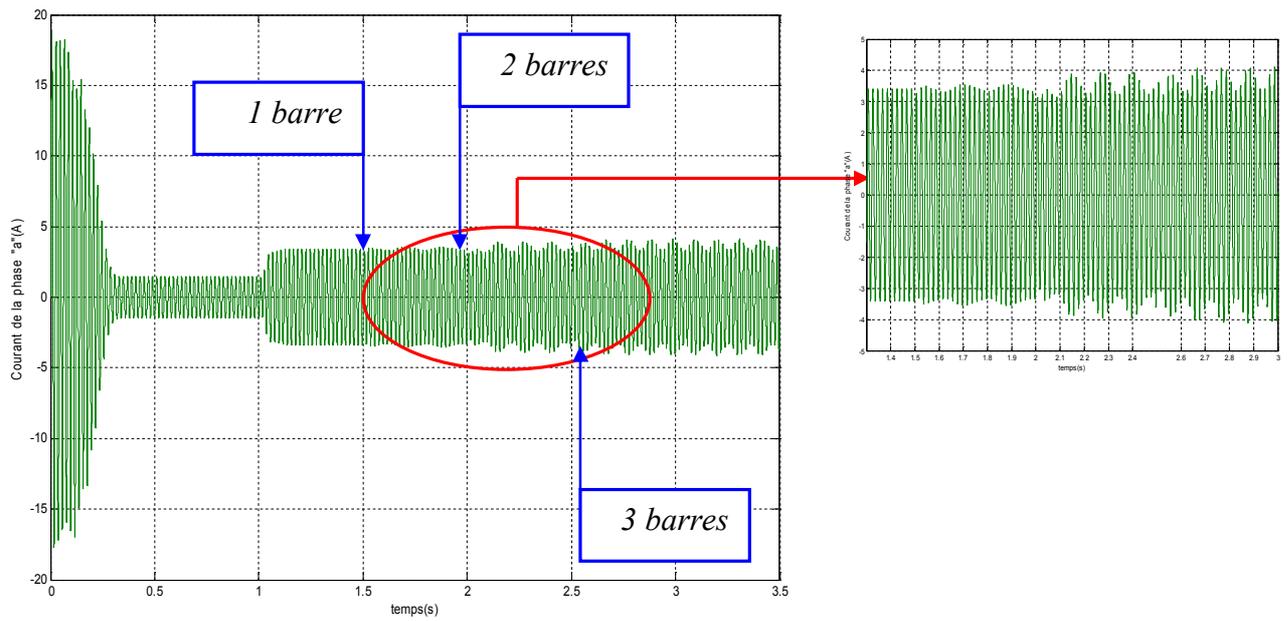
a- Vitesse de rotation



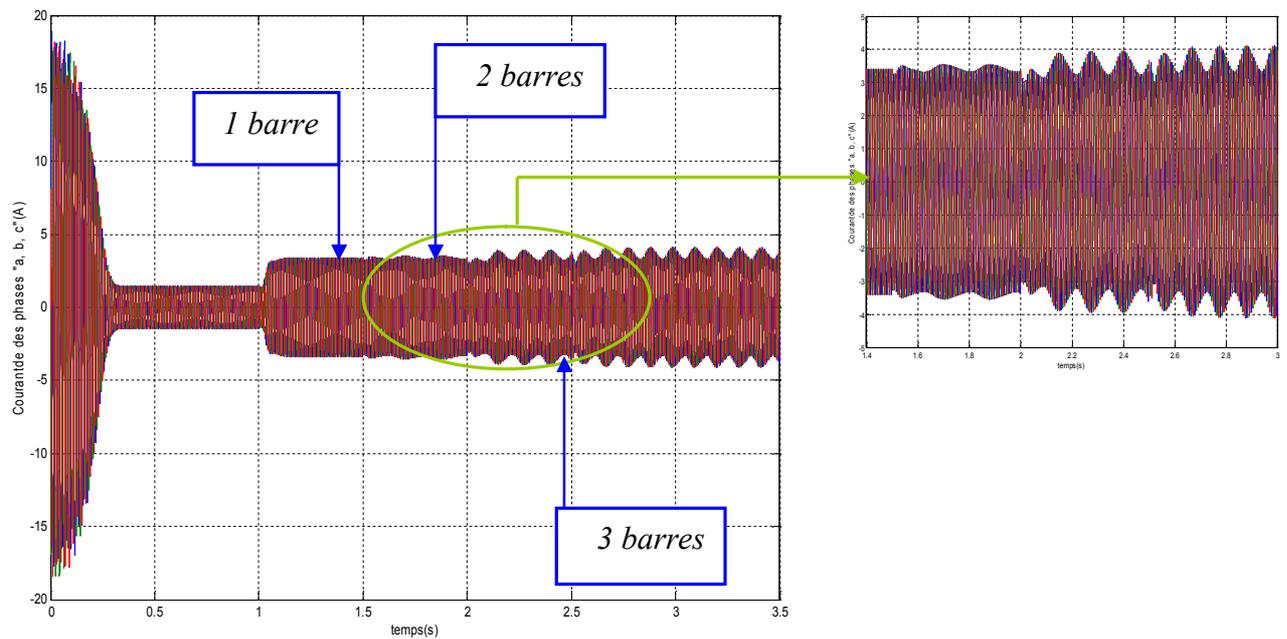
b- Couple électromagnétique



c- Courants des 5 premières barres rotoriques



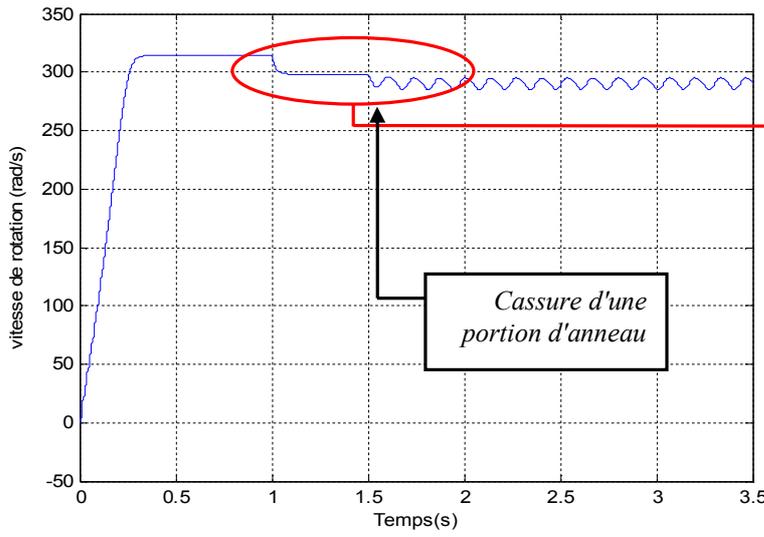
d- Courant statorique de la phase "a" lors des cassures de trois barres



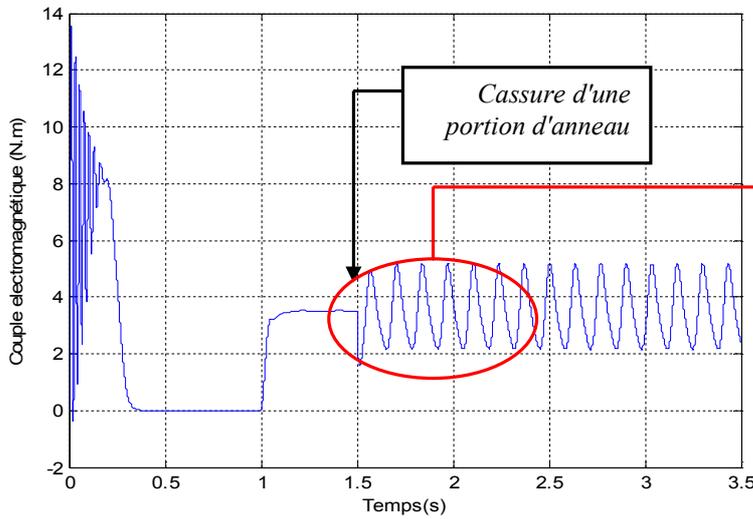
e- Courants statorique des phases "a, b, c" lors des cassures de trois barres successives

Fig. 3.5 Caractéristiques de la machine avec de trois barres cassées

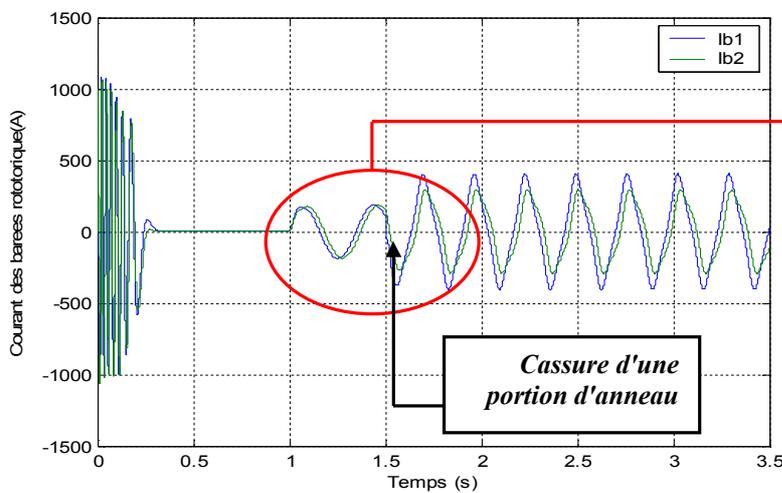
III.2.4 Simulation d'une cassure de portion d'anneau



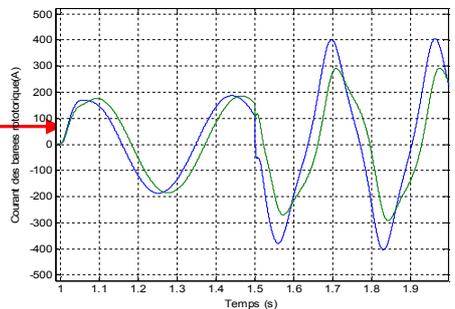
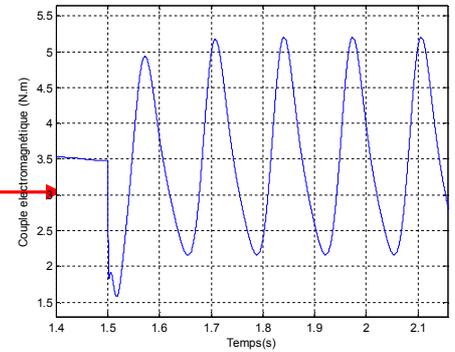
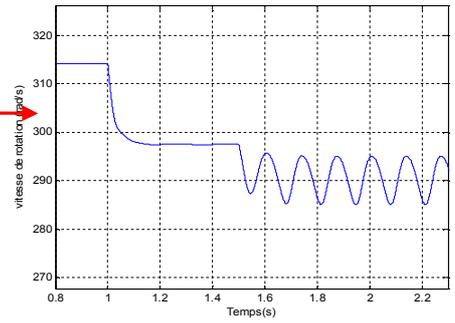
a- Vitesse de rotation

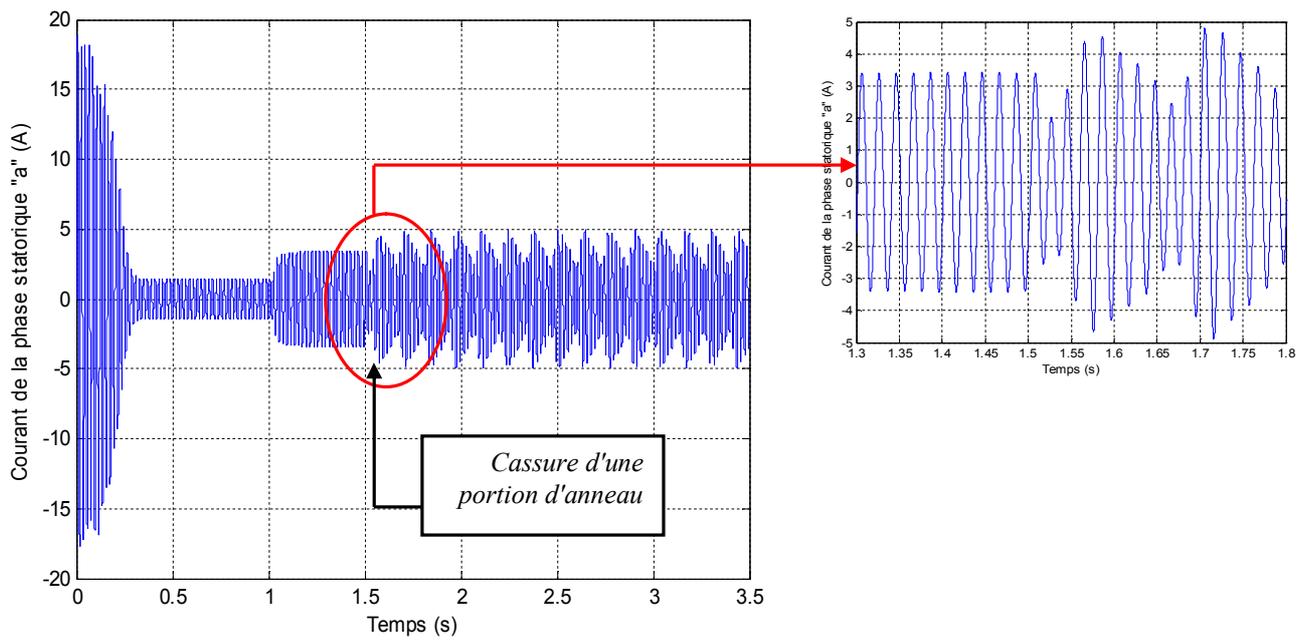


b- Couple électromagnétique

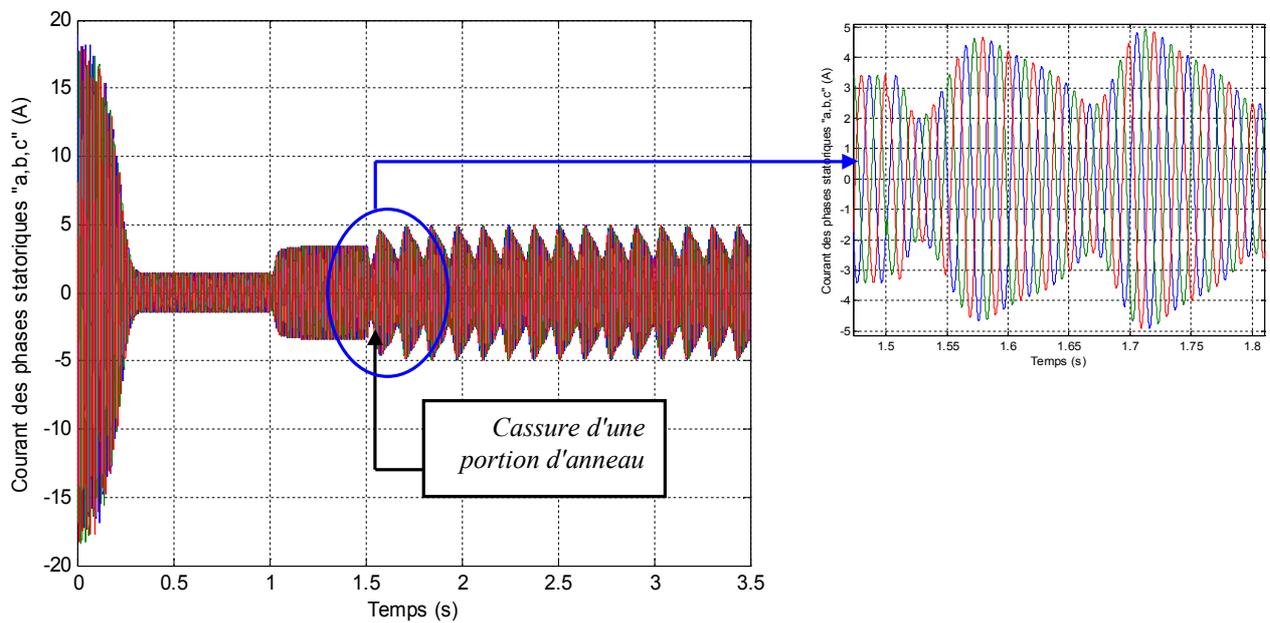


c- Courants des 2 premières barres rotoriques





d- Courant statorique de la phase "a" lors de la cassure d'une portion d'anneau



e- Courants statoriques des phases "a, b, c" lors du cassure d'une portion d'anneau

Fig. 3.6 Caractéristiques de la machine avec défaut d'une portion d'anneau

III. 2.5 Analyses fréquentielles du courant statorique

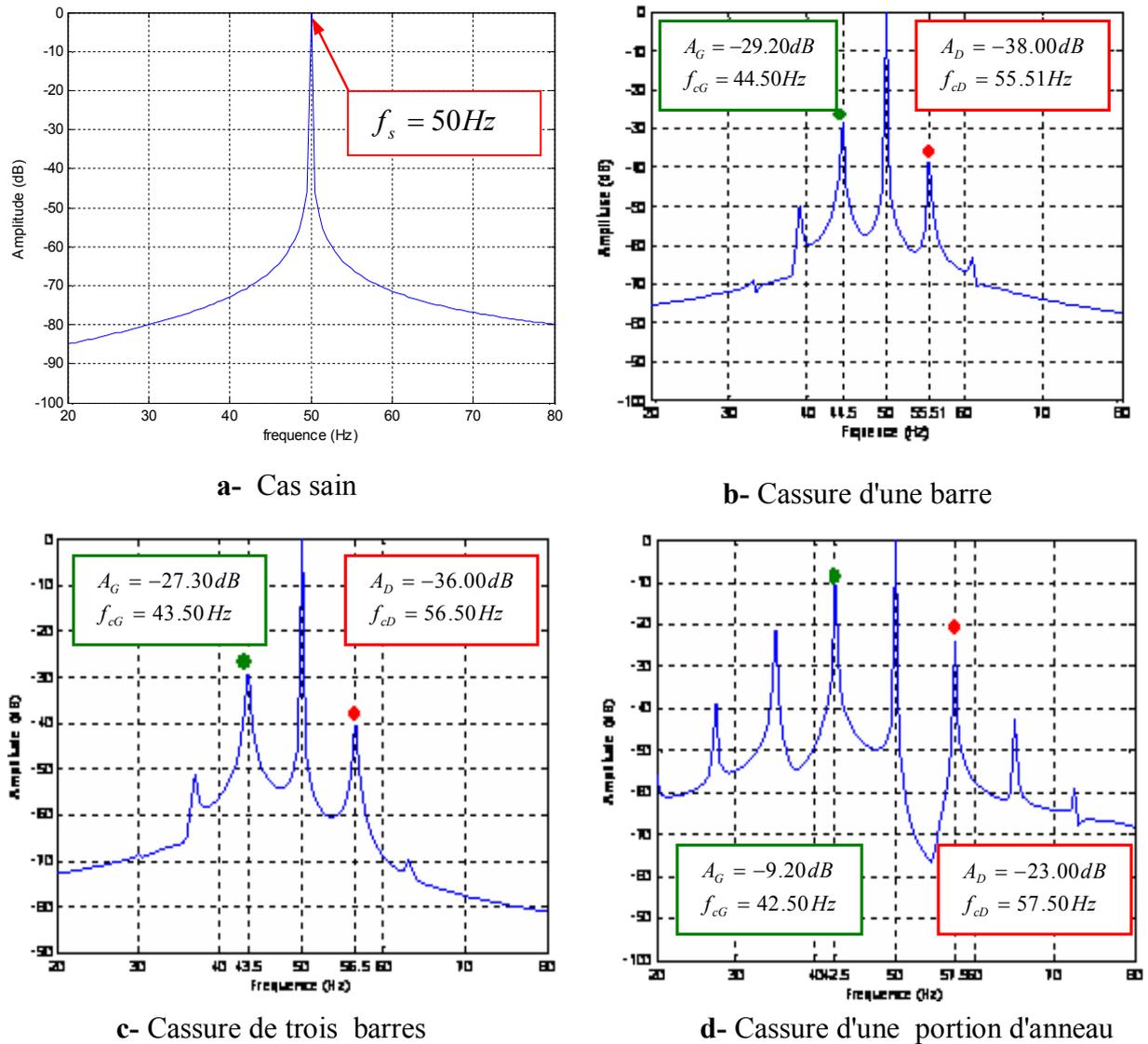
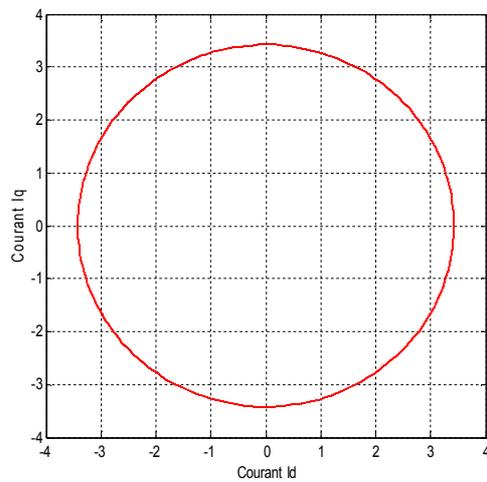


Fig.3.7 Analyses fréquentielles du courant statorique

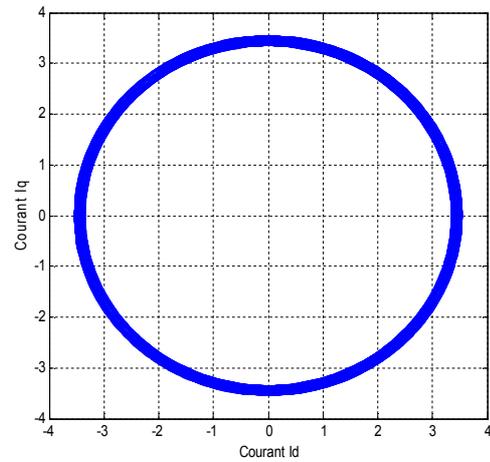
Type de défauts	$f_{c_D} = (1 + 2.g)f_s$	$f_{c_G} = (1 - 2.g)f_s$	A_D Amplitude	A_G Amplitude
Cas sain	00.00	00.00	00.00	00.00
Cassures d'une barre	55.51	44.50	-38.00	-29.20
Cassures de trois barres	56.50	43.50	-36.00	-27.30
Cassure d'une portion d'anneau	57.50	42.50	-23.00	-09.20

Tableau 3.1 : Résultat d'analyse des courants statoriques par FFT

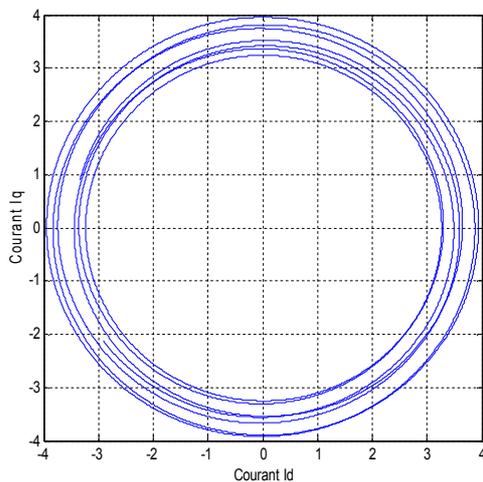
III.2.6 Analyse des courants statoriques par le vecteur de Park



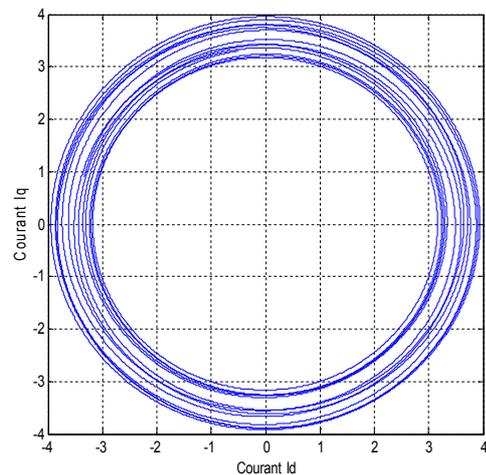
a- Cas sain



b- Cassure d'une barre



c- Cassures de trois barres



d- Cassure d'une portion d'anneau

Fig 3.8 Evolutions des courants i_q et i_d dans le plan de Park

III.2.7 Interprétation des résultats

Les figures 3.3.a à 3.3.e présentent respectivement les grandeurs de la machine asynchrone : la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants des cinq premières barres rotoriques, le courant de la phase statorique "a" avec des zooms de la partie illustrant où le fonctionnement à vide et en charge. Finalement, les trois courants des phases statoriques "a, b, c" toujours avec des zooms, dans le fonctionnement normal, lors d'un essai contenant d'abord un démarrage à vide pendant la premier second. Par la suite, nous avons

procédé d'abord à une application d'une charge de valeur 3.5 N.m et que nous avons gardé durant le reste des essais.

Les figures 3.4.a à 3.4.e présentent respectivement la simulation des grandeurs de la machine asynchrone. Nous avons présenté leurs évolutions dans le premier essai. Mais, pour les essais avec barres cassée, on montre des zooms sur les parties où il existe le défaut, afin de bien présenter l'influence du défaut sur les grandeurs de la machine.

La cassure d'une barre de la cage rotorique est un des défauts les plus fréquents au rotor. Pour l'étudier, nous avons testé par simulation en provoquant à l'instant 1.5 s. nous avons causé volontairement, la cassure d'une première barre.

La cassure d'une barre diminue la valeur moyenne de la vitesse et du couple électromagnétique (voir Figure 3.4.a et 3.4.b). Elles augmentent l'amplitude des oscillations avec l'augmentation de nombres de barres cassées. Une ondulation de l'amplitude des courants apparaît avec la cassure d'une barre, figure. 3.4. d et 3.4.e.

Les cassures de barres provoquent une distribution déséquilibrée des courants entre les barres rotoriques. La différence entre l'augmentation des amplitudes du courant et très visible entre le cas sain et le cas de défauts (figure. 3.4. c). On remarque aussi que les barres adjacentes conduisent plus de courant par conséquent la surcharge de ces barres, qui est la cause de cassure d'autres barres.

Les figures 3.5.a à 3.5.e présentent respectivement les comportements des grandeurs de la machine lorsqu'un défaut de cassures de trois barres rotoriques, successivement, à l'instant 1.5 s, 2.0 s et 2.5 s. Dans cet essai, on déduit que les valeurs moyennes de la vitesse et du couple électromagnétique diminuent en fonction des barres cassées (figure 3.5.a et 3.5.b). Par contre l'amplitude des oscillations des courants rotorique et statorique augmente proportionnellement avec le nombre des barres cassées.

Les portions d'anneaux de court-circuit conduisent des courants très importants que ceux des barres rotoriques. On remarque que le couple électromagnétique est semblable à celui pour le cas de cassures de barres mais les amplitudes des oscillations sont plus grandes (figure 3.6.b). L'oscillation apparaît aussi sur la vitesse (figure 3.6.a), et, les courants statoriques (figure 3.6.d et 3.6.). Concernant les courants des barres rotoriques, un déséquilibre de

répartition des courants rotoriques entre les deux barres de part et d'autre de l'anneau cassé apparaît (figure 3.6.c).

L'analyse spectrale, du courant de la phase statorique "a" lorsque le moteur est sain (sans défauts), montre que seulement la fréquence fondamentale apparaît (voir figure 3.7.a). Or pour une cassure d'une barre, l'analyse fait apparaître des composantes latérales par rapport à la fondamentale, figure 3.7.b. Ces fréquences correspondent aux fréquences des défauts selon l'expression $f_c = (1 \pm 2.g).f_s$. La cassure de deux barres augmente l'amplitude de ces fréquences latérales de défauts (voir figure 3.7.c). La rupture d'une portion d'anneau crée un défaut plus considérable que la rupture d'une barre. La figure 3.5.d, montre la sévérité de ce type de défaut. En effet, on remarque que les raies latérales augmentent d'une façon plus importante. Les résultats de cette analyse sont représentés dans le tableau 3.1.

Nous appliquons une autre méthode d'analyse des défauts de la cage rotorique. Dans le cas du moteur sans défaut, la courbe de Lissajous $i_{sq} = f(i_{sd})$ a une forme circulaire centrée à l'origine et de diamètre égale à l'amplitude du courant statorique figure 3.8.a. Pour le cas du moteur avec défaut l'épaisseur de la courbe change à cause de la présence des harmoniques créés. Les figures 3.8.b à 3.8.d montrent la variation de l'épaisseur de la courbe de Lissajous selon le type de défauts. Donc, en fonction de l'épaisseur, on peut diagnostiquer et évaluer la sévérité des défauts de ruptures de barres ou des portions d'anneaux.

III. 3 Etude de défauts d'excentricité

III.3.1 Modélisation des fonctions de l'entrefer et la perméance

III.3.1.1 Entrefer

Pour traiter le défaut d'excentricité, on doit utiliser une expression de l'entrefer qui tient compte de ce type de défaut [46]. La fonction de l'entrefer se présente sous la forme (III.01).

$$e = (\theta_s, \theta_r) = e_0 - a_1 \cdot \cos(\theta_s) - a_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (\text{III.01})$$

Avec :

$$a_1 = \text{eps } e_0 \quad (\text{III.02})$$

a_1 : Quantité d'excentricité statique ;

eps : Pourcentage d'excentricité statique ;

Et ;

$$a_2 = \text{epd } e_0 ; \quad (\text{III.03})$$

a_2 : Quantité d'excentricité dynamique ;

epd : Pourcentage d'excentricité dynamique ;

La fonction inverse de l'entrefer est de la forme suivante:

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = \frac{1}{e_0(1 - a_3 \cdot \cos(\theta_s - \theta_{r1}))} \quad (\text{III.04})$$

Avec

$$a_3 = \sqrt{a_1^2 + 2 \cdot a_1 \cdot a_2 \cos(\theta_r) + a_2^2} \quad (\text{III.05})$$

$$\theta_{r1} = \arctan \left(\frac{a_2 \cdot \sin(\theta_r)}{a_1 + a_2 \cdot \cos(\theta_r)} \right) \quad (\text{III.06})$$

Donc, on peut l'écrire comme suite :

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = A_1 + A_2 \cdot \cos(\theta_s, \theta_r) \quad (\text{III.07})$$

III. 4.1.2 Perméance

L'expression de la perméance qui tient compte du défaut de l'excentricité [47] est :

$$p_r(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_{r1}) \quad (\text{III.08})$$

Avec

$$A_1 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \quad (\text{III.09})$$

$$A_2 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - a_3^2}}{a_3} \right) \quad (\text{III.10})$$

III. 4.1.3 Excentricité statique

Dans le cas de l'excentricité statique, le rotor est décalé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe. Pour ce type de défaut, la longueur de l'entrefer dans la direction radiale n'est plus uniforme. Elle est caractérisée par deux grandeurs essentielles : de l'entrefer une est maximale et l'autre minimale. Les positions de ces deux grandeurs sont fixes par rapport à la référence statorique. On peut la modéliser par la fonction suivante [48]:

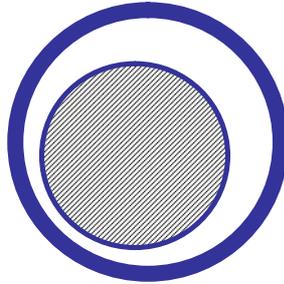


Fig. 3.9 Excentricité statique

Si $a_2 = 0$

$$\Rightarrow a_3 = a_1 \quad \Rightarrow A_1 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_1^2}} \quad (\text{III.11})$$

$$A_2 = \frac{2}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_1^2}} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - a_1^2}}{a_1} \right) \quad \Rightarrow \theta_1 = 0 \quad (\text{III.12})$$

$$e = (\theta_s) = e_0 - a_1 \cdot \cos(\theta_s) \quad (\text{III.13})$$

Et, la perméance sera :

$$p(\theta_s) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cdot \cos(\theta_s) \quad (\text{III.14})$$

θ_s : représente la position angulaire d'un point fixe d'entrefer par rapport au référentiel statorique ;

e_0 : est la longueur uniforme de l'entrefer.

III. 3.1.4 Excentricité dynamique

Le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe [49].
Son modèle est donné par les relations suivantes :

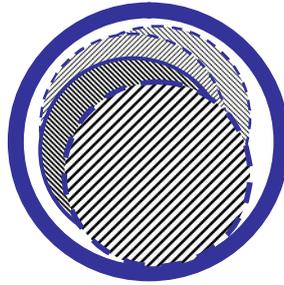


Fig. 3.10 Excentricité dynamique

Si $a_1 = 0$

$$\Rightarrow a_3 = a_2 \quad \Rightarrow A_1 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_2^2}} \quad (\text{III.16})$$

$$A_2 = \frac{2}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_2^2}} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - a_2^2}}{a_2} \right) \quad (\text{III.17})$$

$$\theta_{r1} = \arctan \left(\frac{a_2 \cdot \sin(\theta_r)}{a_2 \cdot \cos(\theta_r)} \right) \quad (\text{III.18})$$

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = A_1 + A_2 \cdot \cos(\theta_s, \theta_{r1}) \quad (\text{III.19})$$

Et la perméance sera :

$$p(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_{r1}) \quad (\text{III.20})$$

III. 3.1.5 Excentricité mixte

L'excentricité mixte est un défaut rotorique englobant les deux types de défauts d'excentricité statique et dynamique [50]. [51].

Si $a_1 \neq 0$ et $a_2 \neq 0$

Donc, on a un pourcentage de défaut d'excentricité statique (esp) et une autre dynamique (epd).

L'équation de la variation de l'entrefer dans ce cas, devient comme suite :

$$e = (\theta_s, \theta_r) = e_0 - a_1 \cdot \cos(\theta_s) - a_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_r)$$

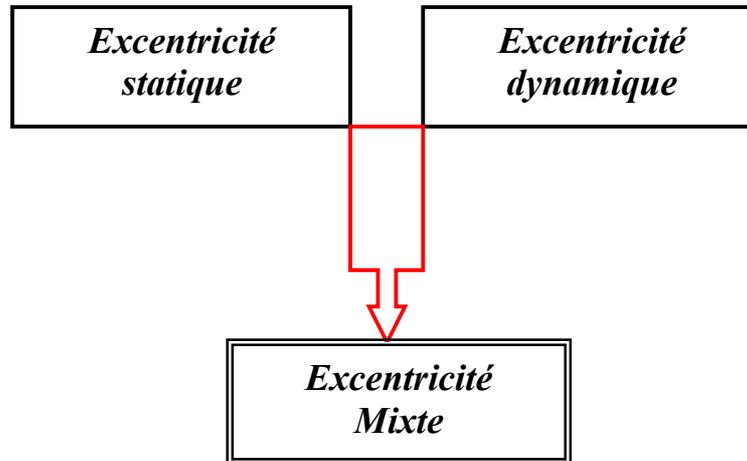
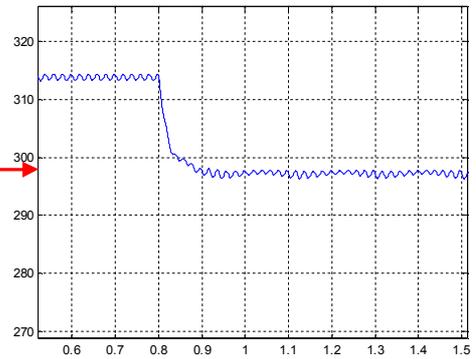
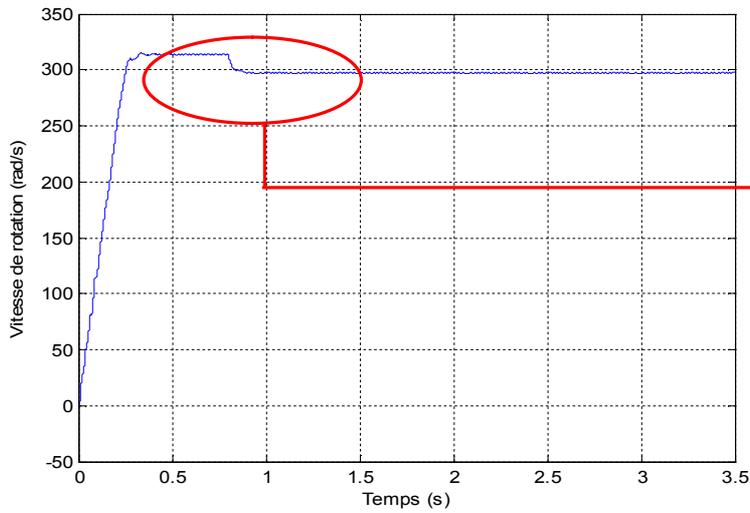


Fig. 3.11 Excentricité mixte

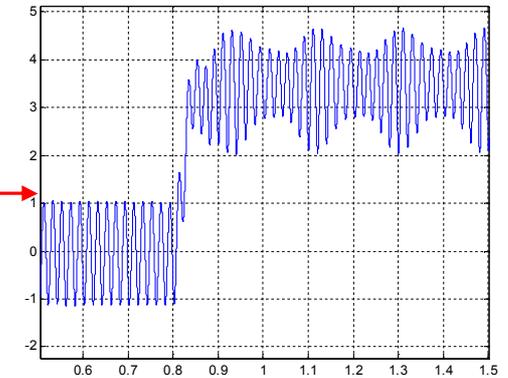
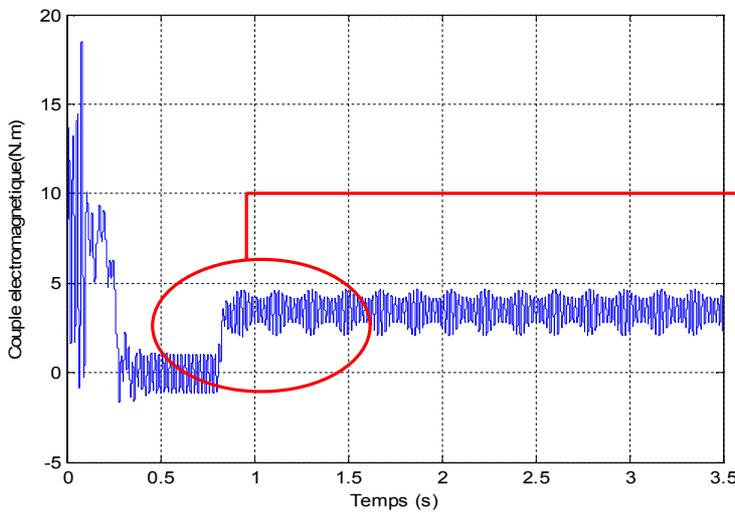
III.3.2 Validation des Résultats de simulations

Nous présentons dans cette partie la simulation des grandeurs de la machine (vitesse, couple, courants des phases statoriques, les courants des barres rotoriques, la variation d'entrefer) pour des essais d'excentricité statique, dynamique, et excentricité mixte.

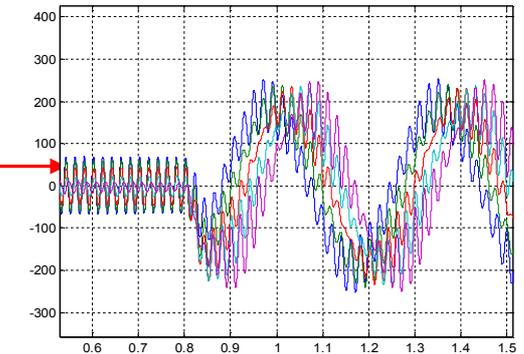
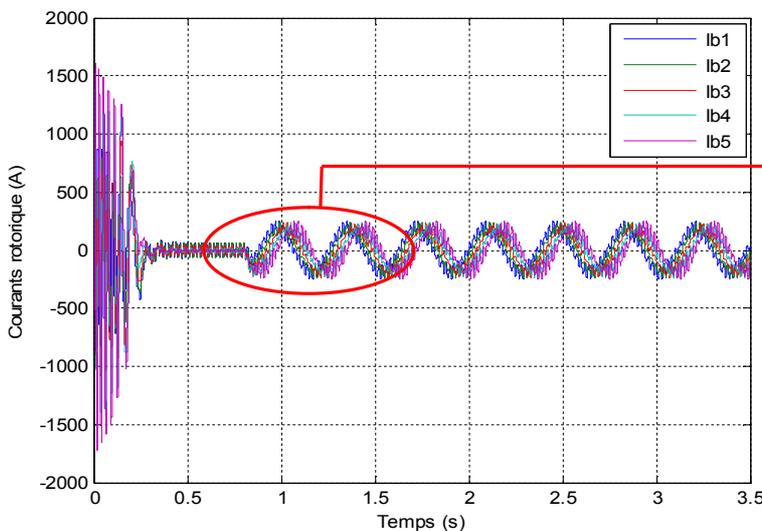
III. 3.2.1 Simulation d'excentricité statique (10%)



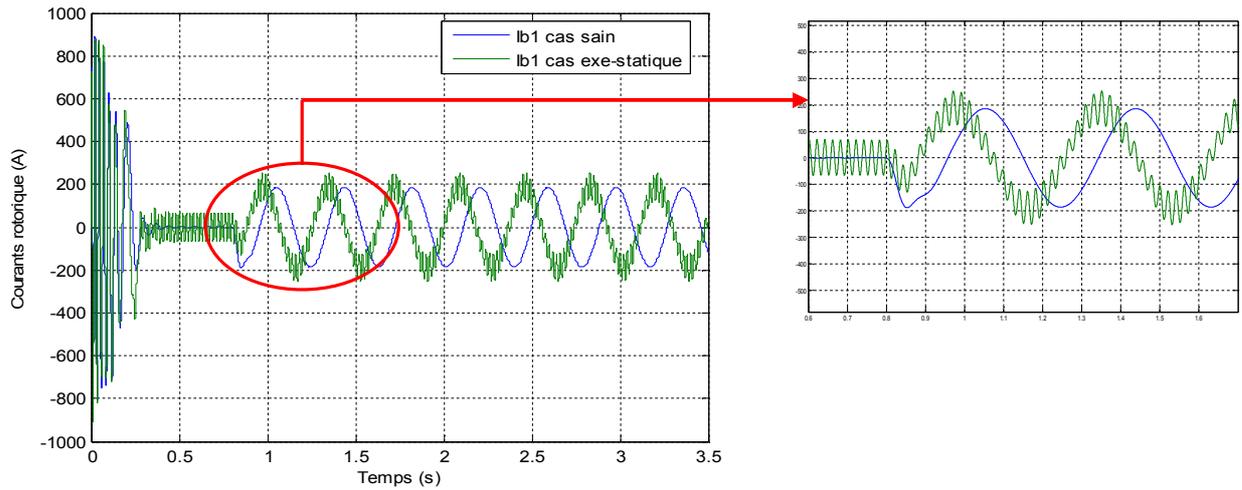
a- Vitesse de rotation



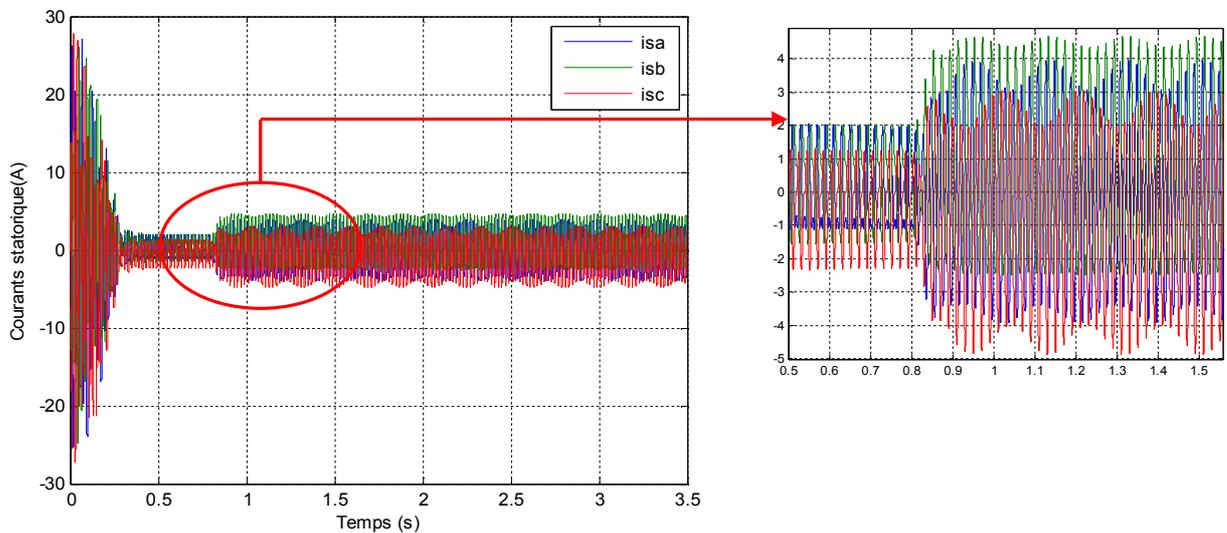
b- Couple électromagnétique



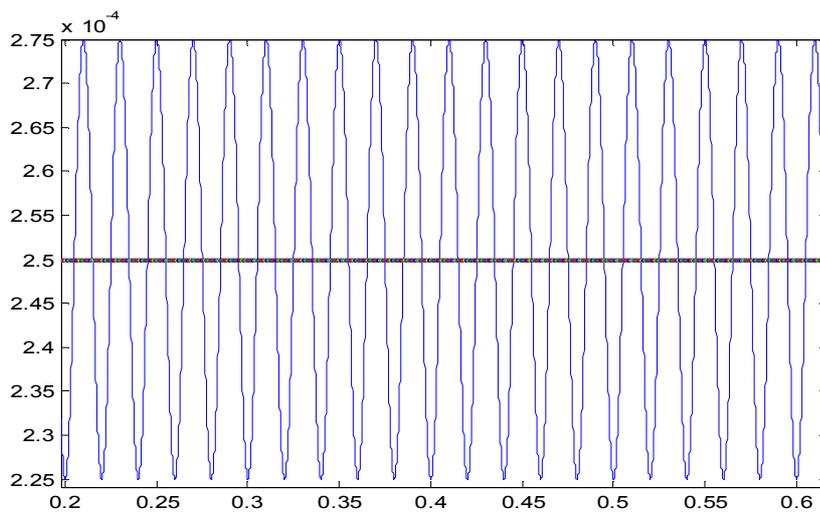
c- Courant des 5 premières barres rotoriques



d- Courants rotoriques d'une barre saine et une autre en défaut



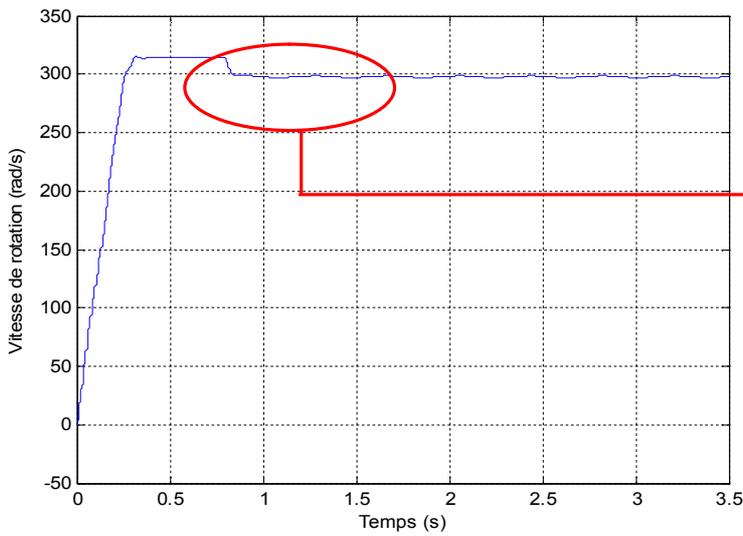
e- Courants statoriques des phases "a, b, c" lors d'un défaut d'excentricité statique



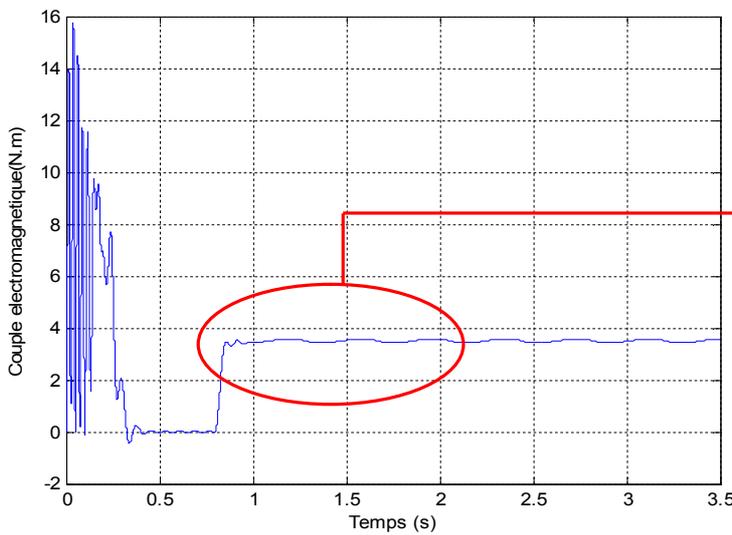
f- Variation de l'entrefer lors d'une excentricité statique de 10%

Fig. 3.12 Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité statique de 10%

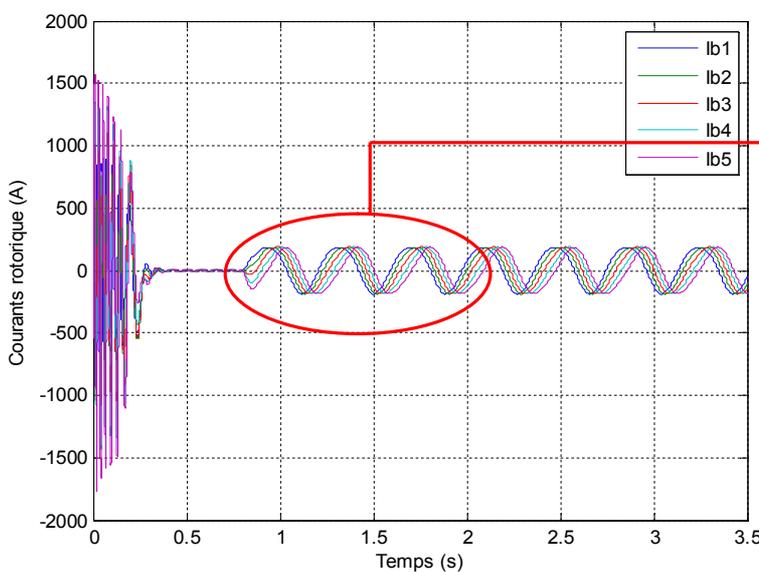
III. 3.2.2 Simulation d'excentricité dynamique (20%)



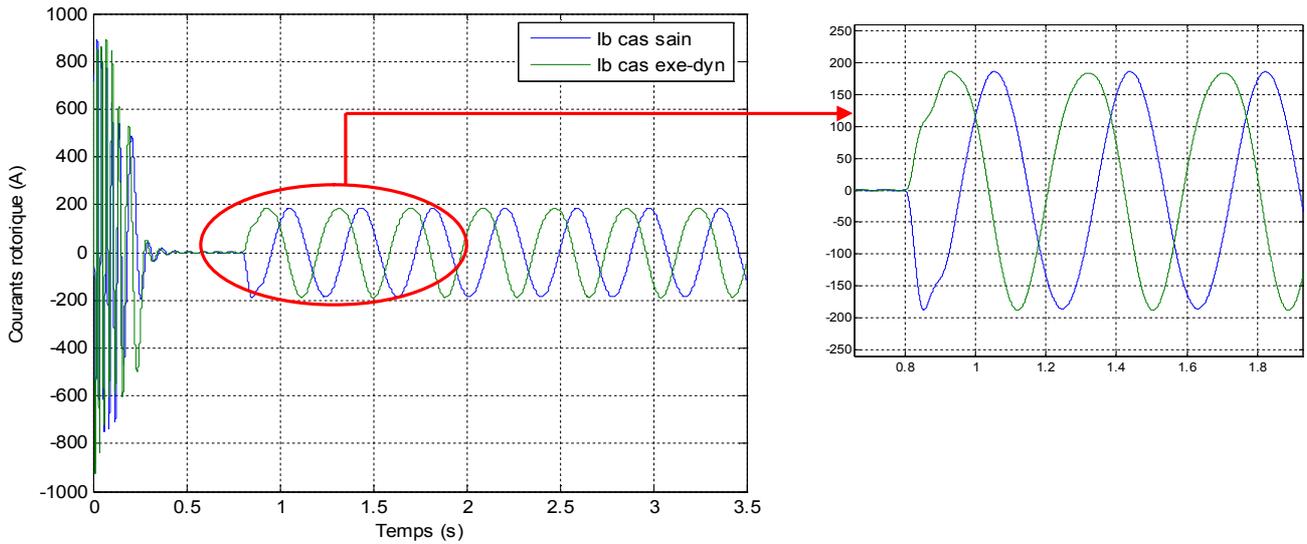
a- Vitesse de rotation



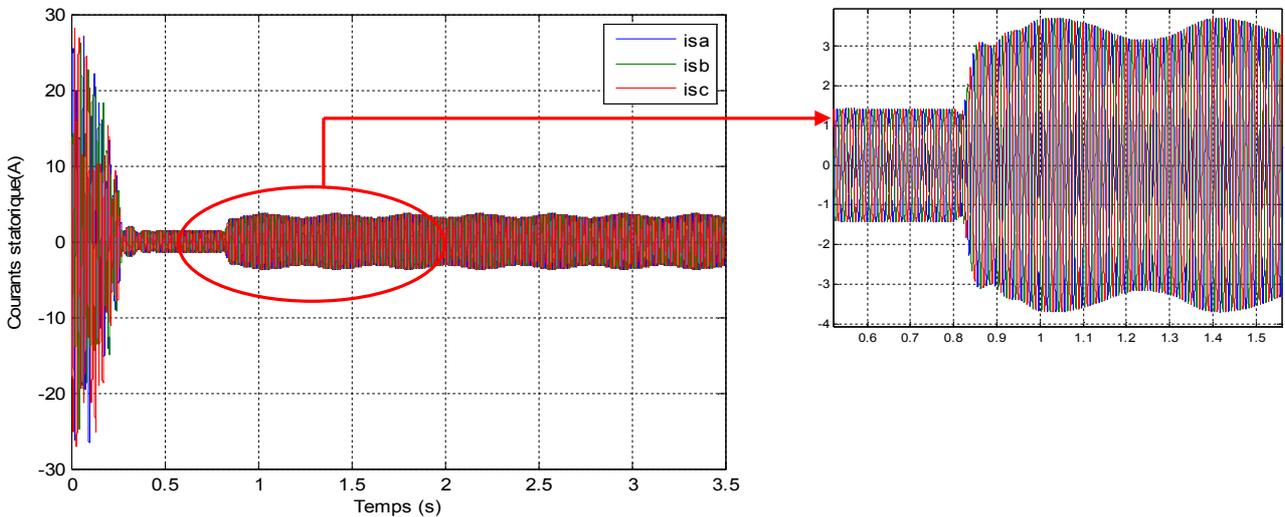
b- Couple électromagnétique



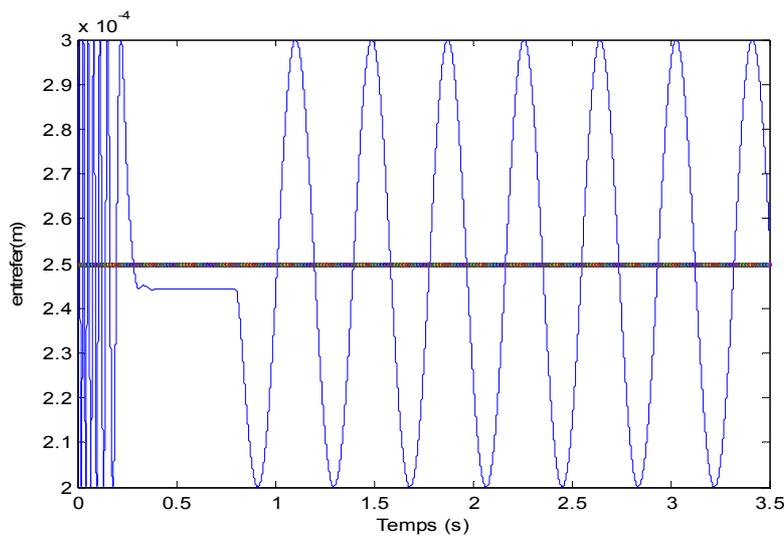
c- Courants des 5 premières barres rotoriques



d- Courants rotoriques d'une barre saine et une autre en défaut



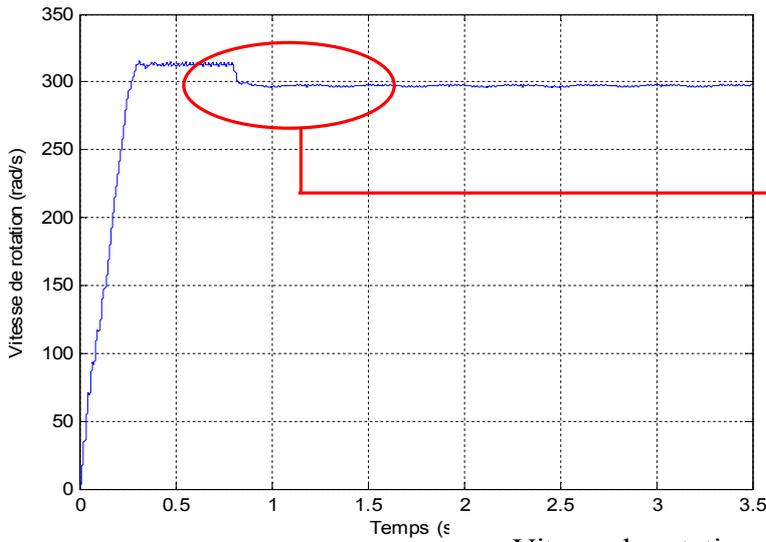
e- Courants statoriques des phases "a, b, c" lors d'un défaut d'excentricité dynamique



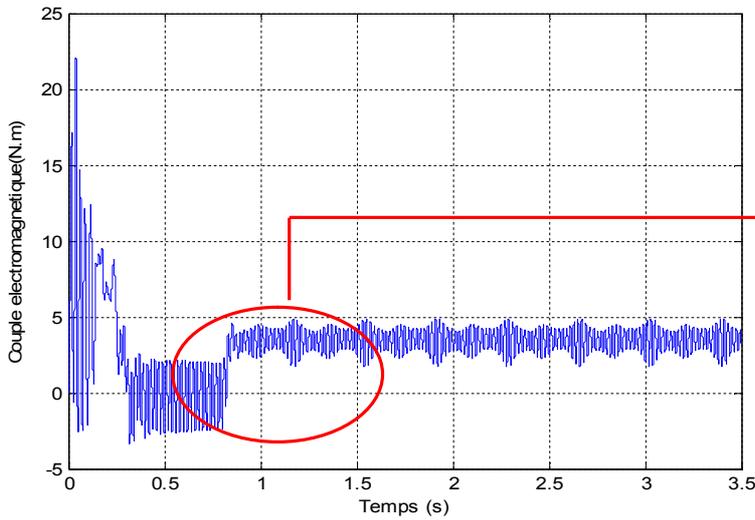
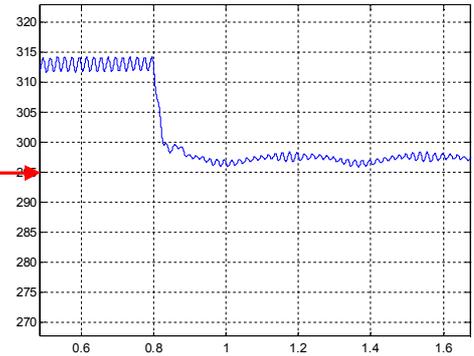
f- Variation de l'entrefer lors d'excentricité dynamique (20%)

Fig. 3.13 Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité dynamique 20%

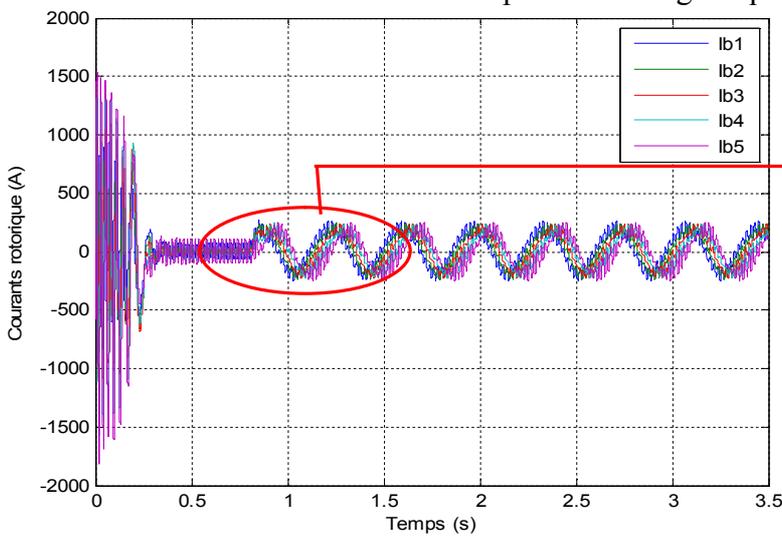
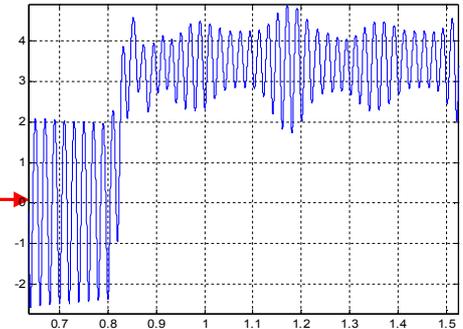
III. 3.2.3 Simulation d'excentricité mixte statique (10%) et dynamique (20%)



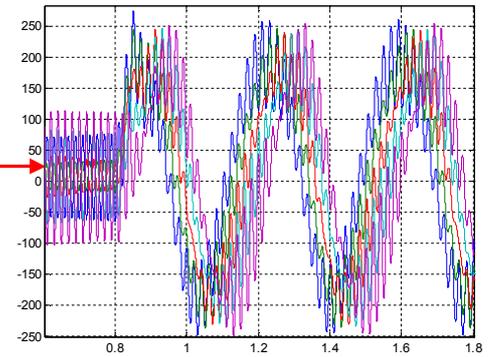
a- Vitesse de rotation

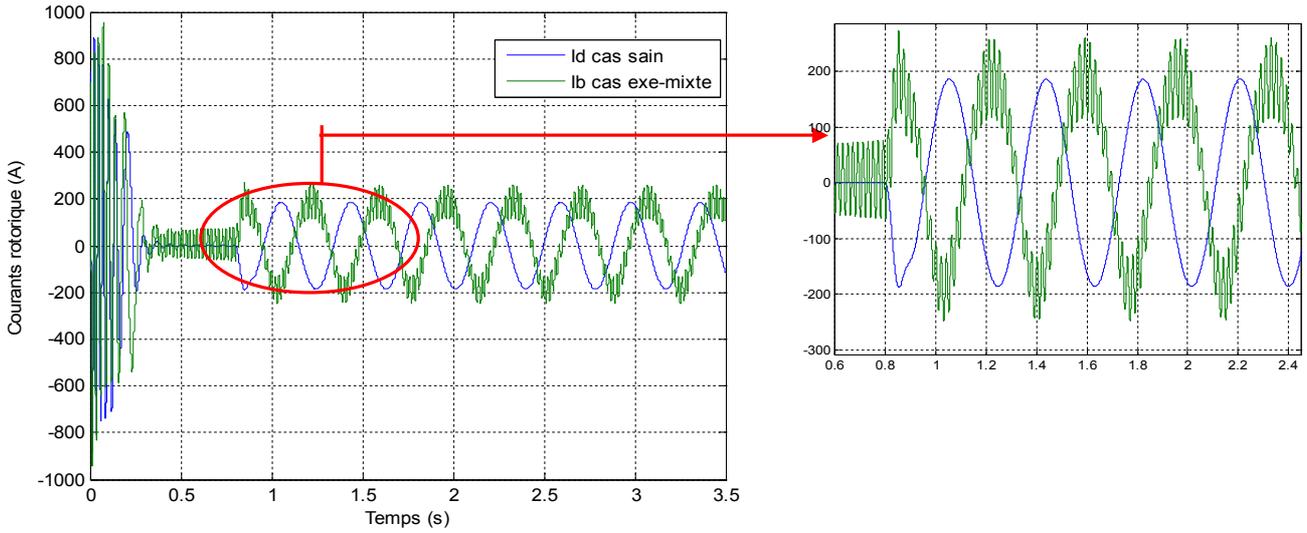


b- Couple électromagnétique

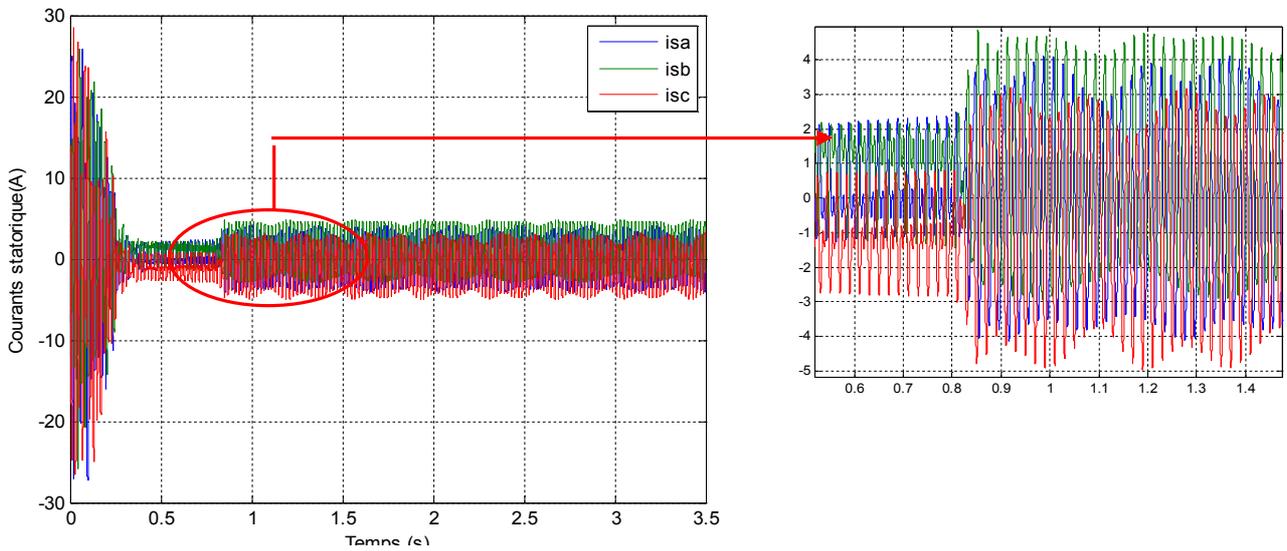


c- Courant des 5 premières barres rotoriques

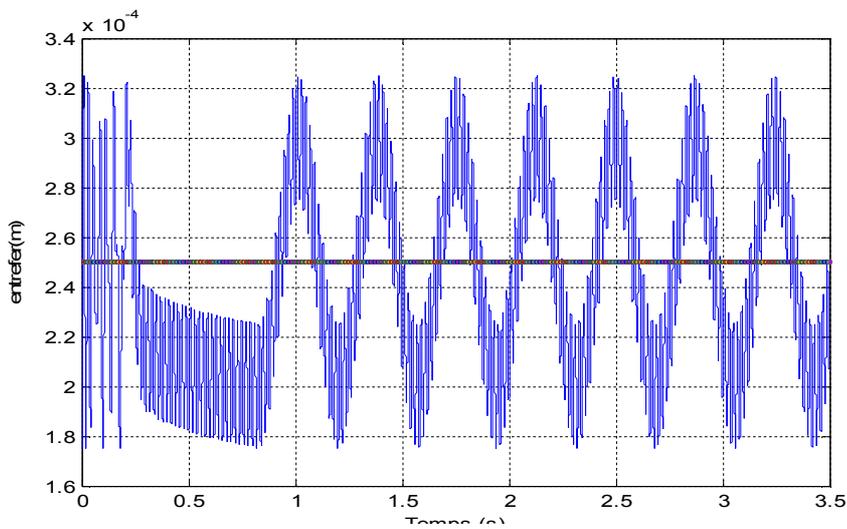




d- Courants rotoriques d'une barre saine et autre en défaut



e- Courants statoriques des phases "a, b, c" lors d'un défaut d'excentricité mixte



f- Variation de l'entrefes lors d'un excentricité mixte

Fig. 3.14 Caractéristiques de la machine avec un défauts d'excentricité mixte

III. 3.3 Analyses fréquentielles du courant statorique

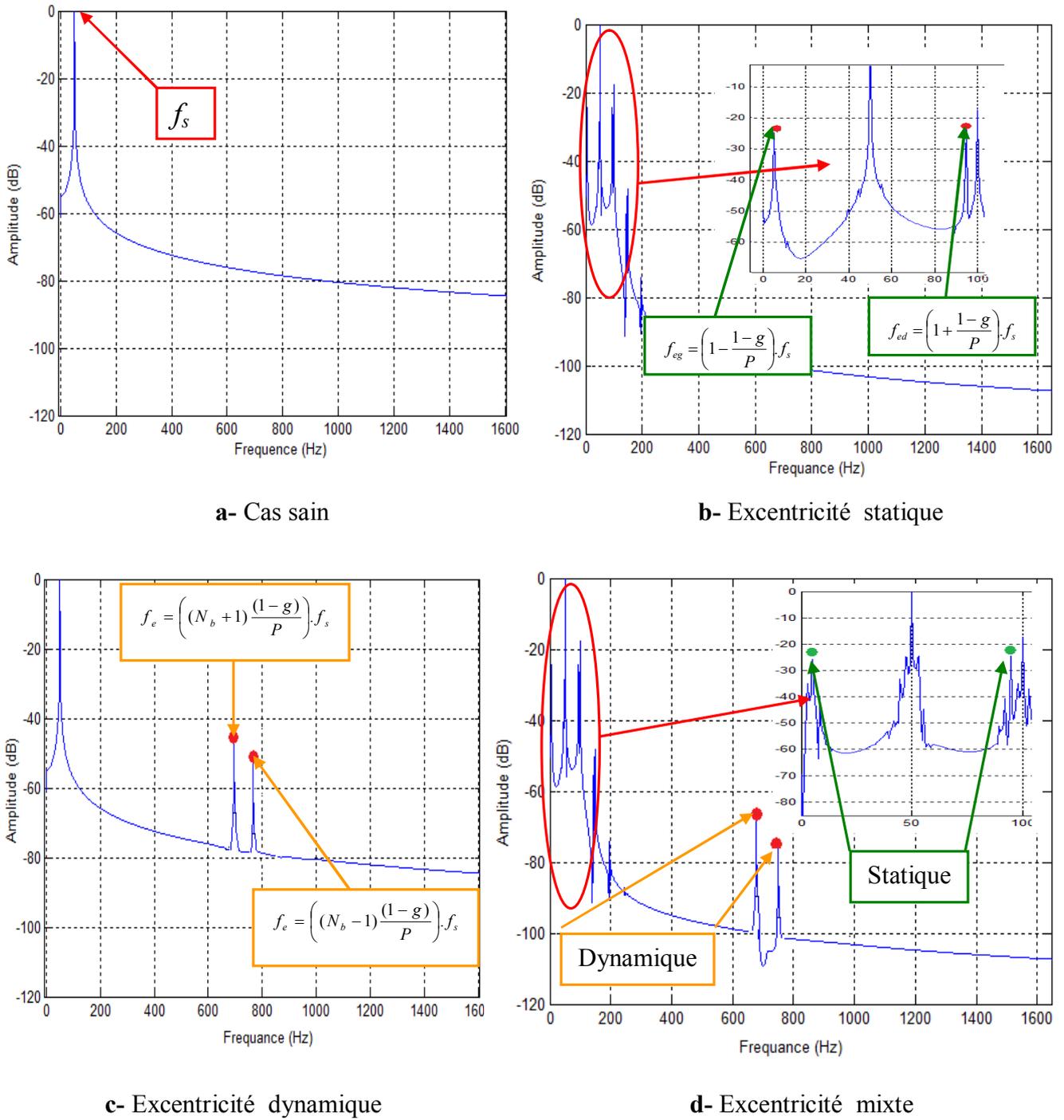
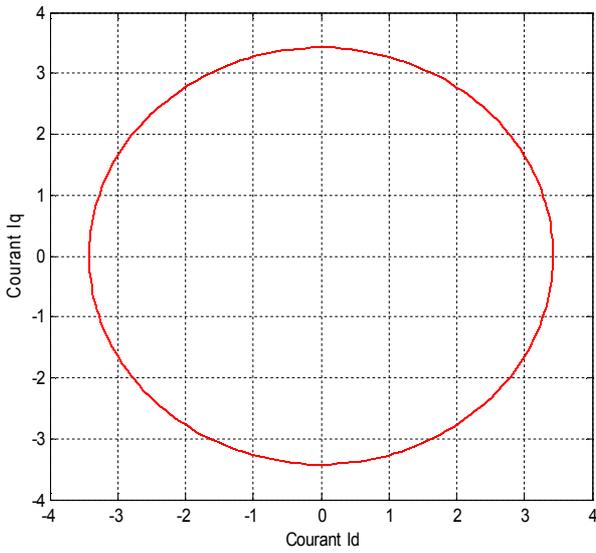
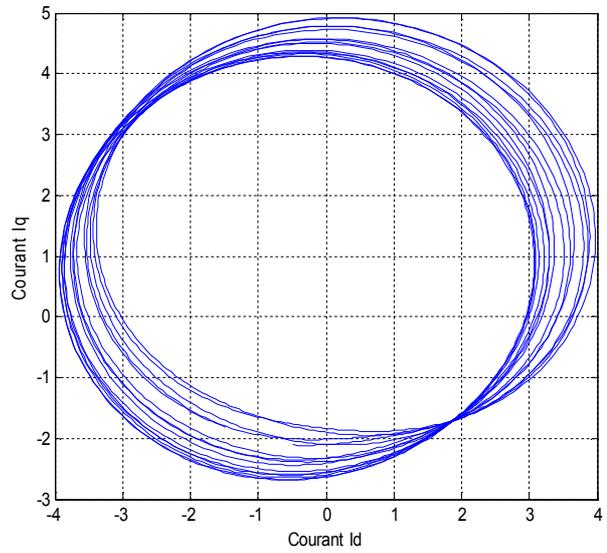


Fig.3.15 Analyses fréquentielles du courant statorique

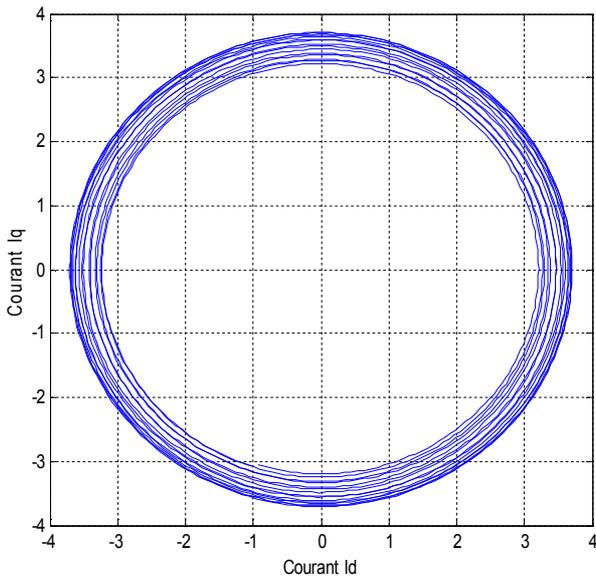
III.3.4 Analyse des courants statoriques par vecteur de Park



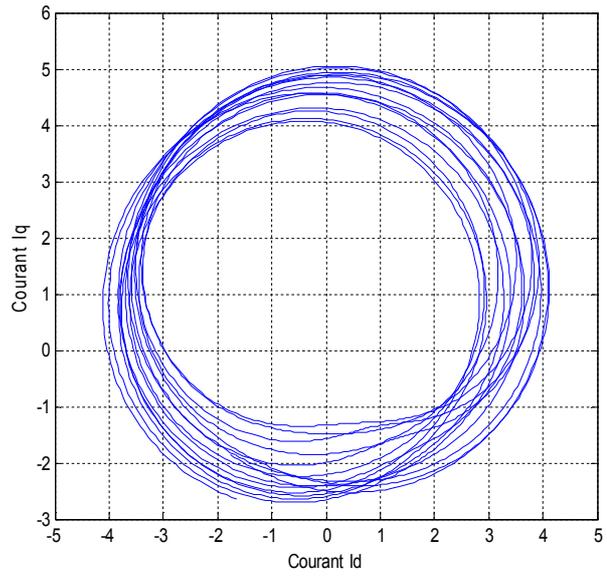
a- Cas sain



b- Excentricité statique



c- Excentricité dynamique



d- Excentricité mixte

Fig. 3.16 Evolution des courants i_q et i_d dans le plan de Park

III.2.7 Interprétation des résultats

Les figures 3.12.a à 3.12.f présentent respectivement les grandeurs de la machine asynchrone : la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants des cinq premières barres rotoriques, le courant d'une barre rotorique dans lors d'un défaut et dans le

cas sain, les trois courants des phases statoriques "a, b, c", la variation de l'entrefer dans le cas de fonctionnement sain et le cas de défaut, lors d'un essai contenant d'abord un démarrage à vide pendant 0.8 seconde. Par la suite, nous avons procédé d'abord à une application d'une charge de valeur 3.5 N.m que nous avons maintenu durant le reste de nos essais. On présente des zooms sur des parties pour bien présenter l'influence du défaut sur les grandeurs de la machine.

Le défaut de l'excentricité statique provoque une perturbation sur les grandeurs de la machine. Nous remarquons l'apparition des oscillations rapides et très rapprochés entre elles. Elles sont très visibles entre le cas sain et le cas de défauts.

Les figures 3.13.a à 3.13.f présentent respectivement le comportement des grandeurs de la machine lorsqu'un défaut de l'excentricité dynamique, dans cet essai la vitesse et le couple électromagnétique oscillent moins lentement que le défaut de l'excentricité statique (voir figures 3.13.a et 3.13.b). On ne souligne aucune variation sur les courants rotoriques dans la figure 3.13.c, pour bien comparer les résultats voir la figure 3.13.d. La comparaison entre le cas sain et de défaut, montre une augmentation de l'amplitude des oscillations des courants statorique rotoriques et statorique (voir figure 3.13.e). La dernière figure de cet essai illustre la variation de l'entrefer lors de la présence de ce type de défaut par rapport au cas sain.

Le défaut, combiné statique et dynamique combinés représentent un défaut mixte. les figures 3.14.a à 3.14.f, montrent les manifestations qui nous avons constaté sur les grandeurs de la machine lors des défauts statique et dynamique.

L'analyse spectrale du courant de la phase statorique "a" lorsque le moteur est sain, montre remarque que seulement la fréquence fondamentale apparaît (voir figure 3.15.a). L'excentricité statique fait apparaître des composantes supplémentaires par rapport à la fondamentale comme le montre la figure 3.15.b. Ces fréquences correspondent aux fréquences des défauts selon l'expression $f_e = \left(1 \pm n \frac{1-g}{P}\right) \cdot f_s$.

L'excentricité dynamique fait aussi d'apparaît des fréquences plus que la fréquence fondamentale (voir figure 3.15.c). Ces fréquences correspondent aux fréquences des défauts

$$\text{selon } f_e = \left((n.N_b \pm 1) \frac{(1-g)}{P} \right) . f_s$$

Dans le cas de l'excentricité mixte nous avons remarqué l'apparition de l'ensemble des fréquences qui apparaissent lors des défauts statique et dynamique

Nous appliquons une autre méthode d'analyse des défauts de la cage rotorique Dans le cas du moteur sans défaut, la courbe de Lissajous $i_{sq} = f(i_{sd})$ a une forme circulaire centrée à l'origine et de diamètre égale à l'amplitude du courant statorique figure 3.8.a. Pour le cas du moteur avec défaut. L'épaisseur et la forme de la courbe de Lissajous changent à cause de la présence des harmoniques crée par le défaut, les figures 3.16.b a à 3.16 .d montrent la variation de l'épaisseur de la courbe de Lissajous selon le type de défauts. Par conséquent, en fonction de l'épaisseur, on peut diagnostiquer et évaluer la sévérité des défauts.

III. 4 Etude de défaut du court-circuit statorique

L'objectif de cette partie est l'élaboration d'un modèle de court-circuit entre spires d'une phase statorique.

La figure 1, présente le schéma des enroulements statoriques de la machine, ainsi que la partie présentant le court circuit. Ceci est la base du développement du model mathématique utilisé pour le diagnostic [52].

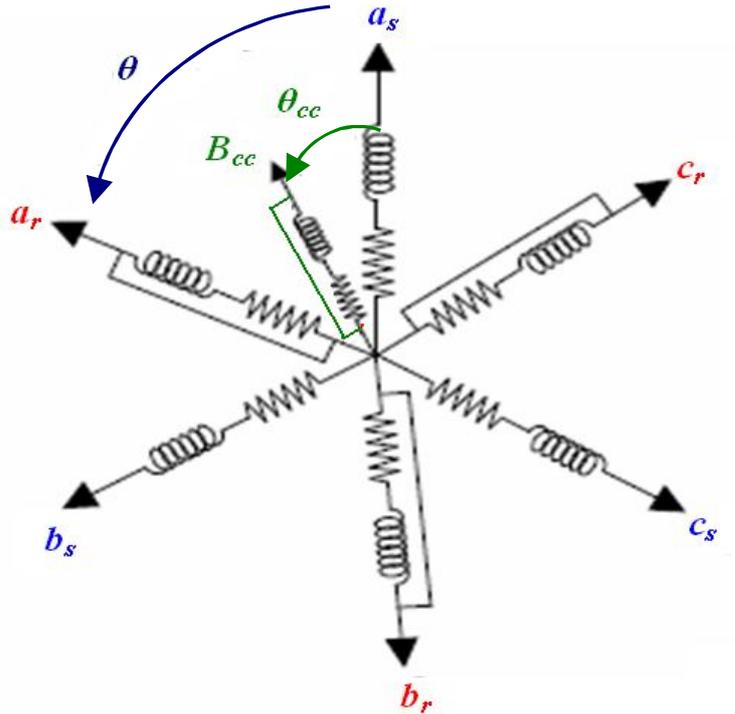


Fig.3.17 Enroulements triphasés avec court-circuit

III.4.1 Présentation du modèle de défaut dans le repère triphasé

Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en présence de défaut de court-circuit:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \tag{III.21}$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Psi_r] \tag{III.22}$$

$$[0] = [R_{cc}][I_{cc}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{cc}] \tag{III.23}$$

Avec

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Les équations du flux sont:

$$[\Psi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] + [M_{scc}][I_{cc}] \quad (III.25)$$

$$[\Psi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_r][I_r] + [M_{scc}][I_{cc}] \quad (III.26)$$

$$[\Psi_{cc}] = [M_{ccs}][I_s] + [M_{ccr}][I_r] + [L_{cc}][I_{cc}] \quad (III.27)$$

La matrice de l'inductance statorique est :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & \frac{-L_{sab}}{2} & \frac{-L_{sac}}{2} \\ \frac{-L_{sab}}{2} & L_{psb} + L_{fsb} & \frac{-L_{sbc}}{2} \\ \frac{-L_{sac}}{2} & \frac{-L_{scb}}{2} & L_{psc} + L_{fsc} \end{bmatrix} \quad (III.28)$$

La matrice de l'inductance rotorique est :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & \frac{-L_{rab}}{2} & \frac{-L_{rac}}{2} \\ \frac{-L_{rab}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & \frac{-L_{rbc}}{2} \\ \frac{-L_{rac}}{2} & \frac{-L_{rcb}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix} \quad (III.29)$$

Et, celle de la matrice mutuelle stator-rotor est :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sara} \cos(\theta) & M_{sarb} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sarc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sbrc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sbrb} \cos(\theta) & M_{sbrc} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{scra} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{scrib} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{scrc} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (III.30)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (\text{III.31})$$

R_{si} : résistance propre d'une phase statorique;

R_{ri} : résistance propre d'une phase rotorique,

L_{psi} : inductance principale;

L_{fsi} : inductance de fuite statorique;

$L_{psi} + L_{fsi}$: inductance propre d'une phase statorique;

L_{pri} : inductance principale rotorique,

L_{fri} : inductance de fuite rotorique;

L_{sij} : mutuelle entre deux phases statiques;

L_{rij} : mutuelle entre deux phases rotoriques;

M_{scc} : mutuelle inductance entre une phase statorique et la bobine en court-circuit;

M_{rcc} : mutuelle inductance entre une phase rotorique et la bobine en court-circuit;

L_m : inductance magnétique.

En supposons que

$$R_{si} = R_s \text{ Et } R_{ri} = R_r \quad (\text{III.32})$$

$$L_{fsi} = L_f \text{ Et } L_{fri} = 0 \quad (\text{III.33})$$

$$L_{psi} = L_{prj} = L_{sij} = L_{rij} = M_{strj} = L_p \quad (\text{III.34})$$

Aussi, on peut écrire les différentes inductances mutuelles sous la forme matricielle suivante :

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(\theta) T_{23} \quad (\text{III.35})$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)^t = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(-\theta) T_{23} \quad (\text{III.36})$$

Avec

La matrice de rotation d'angle θ :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

$$T_{32} = T_{23}^t \text{ Et } T_{23} \cdot T_{32} = I ;$$

I : matrice identité.

Les résistances étant directement proportionnelles au nombre de spires, la résistance R_{cc} de la bobine B_{cc} s'écrit en fonction de la résistance R_s dans les trois phases statoriques sans défauts:

$$R_{cc} = \rho_{cc} \cdot R_s \quad (\text{III.39})$$

D'où :

$$\rho_{cc} = \frac{N_{cc}}{N_s} \quad (\text{III.40})$$

N_{cc} : nombres de spires en court-circuit,

N_s : nombre de spires sur une phase saine.

En cas de défaut, on peut écrire les différentes inductances et mutuelles, inductances de la bobine B_{cc} par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine.

$$L_{cc} = \rho_{cc}^2 (L_p + L_f) \quad (\text{III.41})$$

$$[M_{ccs}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] T_{23} \quad (\text{III.42})$$

$$[M_{scc}] = [M_{ccs}]^t = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p T_{32} [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^t \quad (\text{III.43})$$

$$[M_{rcc}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} \cdot L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] P(\theta) T_{23} \quad (\text{III.44})$$

$$[M_{ccr}] = [M_{rcc}]^t = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p T_{32} P(-\theta) [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] \quad (\text{III.45})$$

III.4.2 Présentation du modèle de défaut dans le repère biphasé

La transformation triphasé-biphasée est effectuée uniquement sur les grandeurs du régime sain (axes triphasés équilibrés de la machine). Le principe du modèle de défaut établi étant de découpler le mode commun (modèle triphasé équilibre) du mode différentiel correspondant à la bobine en défaut, le déséquilibre agit uniquement sur ce dernier. Ainsi, en présence d'un court-circuit, la machine devient certes non-équilibrée du fait de la présence d'un champ supplémentaire au stator mais ce déséquilibre est directement traduit par le bobinage de défaut B_{cc} . Les grandeurs de court-circuit sont localisées sur une direction fixe au stator, leurs projections sur les axes α_s et β_s permettent de leur associer des vecteurs stationnaires par rapport au stator:

$$\underline{X}_{\alpha\beta s} \begin{bmatrix} X_{\alpha cc} \\ X_{\beta cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot X_{cc} \quad (\text{III.46})$$

Où X représente le flux Ψ ou le courant i .

Alors, les équations de tensions et du flux deviennent:

$$\underline{U}_{\alpha\beta s} = R_s \underline{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{\alpha\beta s} \quad (\text{III.47})$$

$$\underline{0} = R_r \underline{i}_{\alpha\beta r} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{\alpha\beta r} - \omega P \left(\frac{\pi}{2} \right) \underline{\Psi}_{\alpha\beta r} \quad (\text{III.48})$$

$$\underline{0} = \rho_{cc} R_s \underline{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{\alpha\beta cc} \quad (\text{III.49})$$

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta s} = (L_m + L_f) \underline{i}_{\alpha\beta s} + L_m \underline{i}_{\alpha\beta r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} L_m \underline{i}_{\alpha\beta cc} \quad (\text{III.50})$$

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta r} = L_m (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r}) + \sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} L_m \underline{i}_{\alpha\beta cc} \quad (\text{III.51})$$

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta cc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} L_m \delta \cdot (\theta_{cc}) (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r}) + \left(\frac{2}{3} L_m + L_f \right) \rho_{cc}^2 \cdot \delta \cdot (\theta_{cc}) \underline{i}_{\alpha\beta cc} \quad (\text{III.52})$$

Avec:

$L_m = \frac{3}{2}L_p$: inductance magnétisante.

$$\delta(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc})\sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc})\sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.53})$$

En négligeant l'inductance de fuite ramenée au stator devant l'inductance magnétisante dans l'équation du flux de court-circuit (III.52), les équations de flux (III.50-III.52) de la machine asynchrone en défaut statorique de type court-circuit entre spires deviennent:

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta s} = \underline{\Psi}_{\alpha\beta f} + \underline{\Psi}_{\alpha\beta m} = L_f \underline{i}_{\alpha\beta s} + L_m (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r} - \bar{\underline{i}}_{\alpha\beta cc}) \quad (\text{III.54})$$

$$\underline{\Psi}_{\alpha r s} = \underline{\Psi}_{\alpha\beta m} = L_m (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r} - \bar{\underline{i}}_{\alpha\beta cc}) \quad (\text{III.55})$$

$$\underline{\Psi}_{\alpha r cc} = \underline{\Psi}_{\alpha\beta m} = \rho_{cc} \cdot \delta(\theta_{cc}) \underline{\Psi}_{\alpha r m} \quad (\text{III.56})$$

Avec:

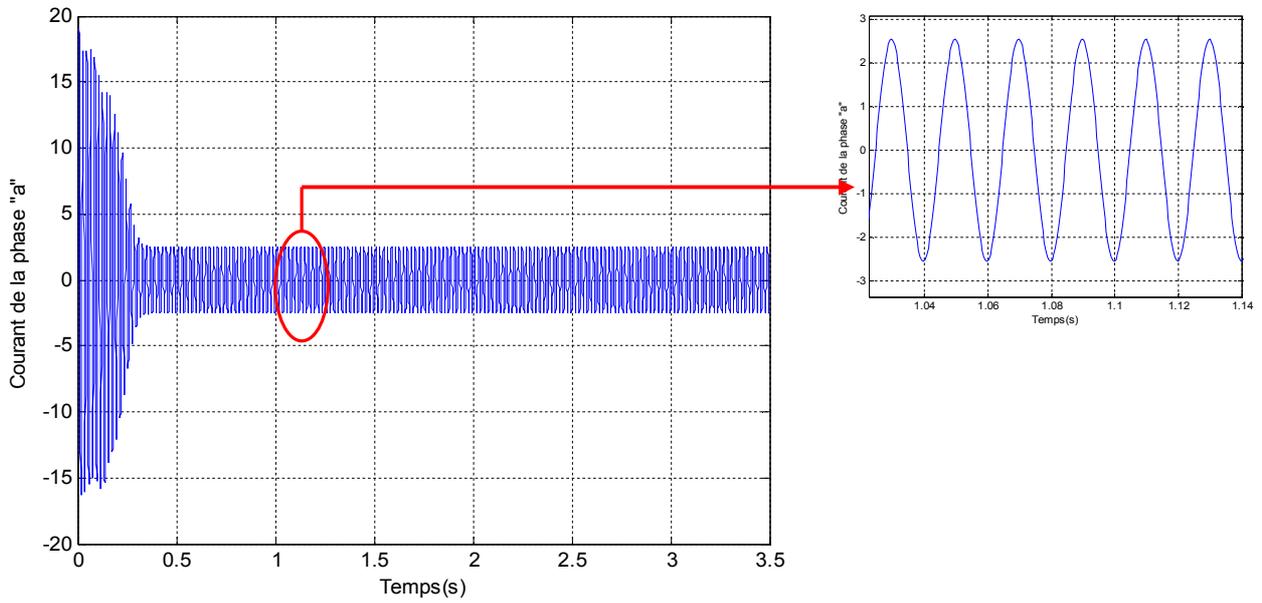
$$\bar{\underline{i}}_{\alpha\beta cc} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} \underline{i}_{\alpha\beta cc} \quad (\text{III.57})$$

$$\bar{\underline{\Psi}}_{\alpha\beta cc} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} \underline{\Psi}_{\alpha\beta cc} \quad (\text{III.58})$$

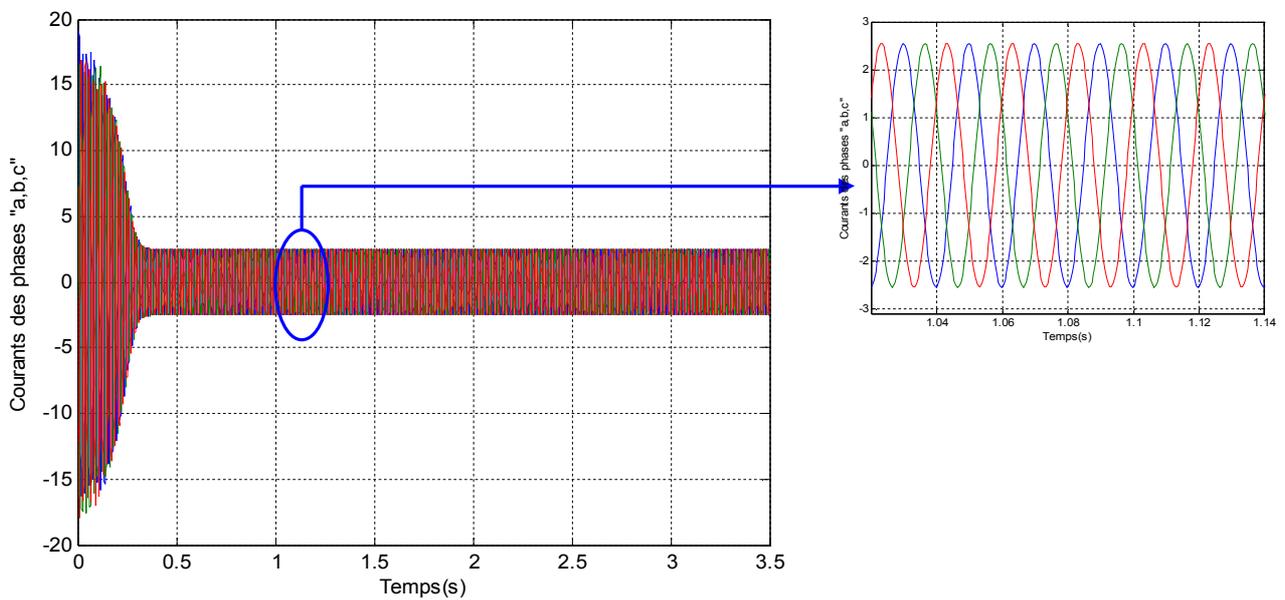
III.5.3 Résultats de simulations

Nous présentons dans la suite de cette partie la simulation des courants statoriques seulement pour montrer l'influence de défauts de court-circuit entre spires sur ces courants, dans un premier essai, nous avons présenté les formes des courants statoriques dans le cas de fonctionnement à vide sans et avec défauts, puis dans le deuxième essai on applique une charge nominale.

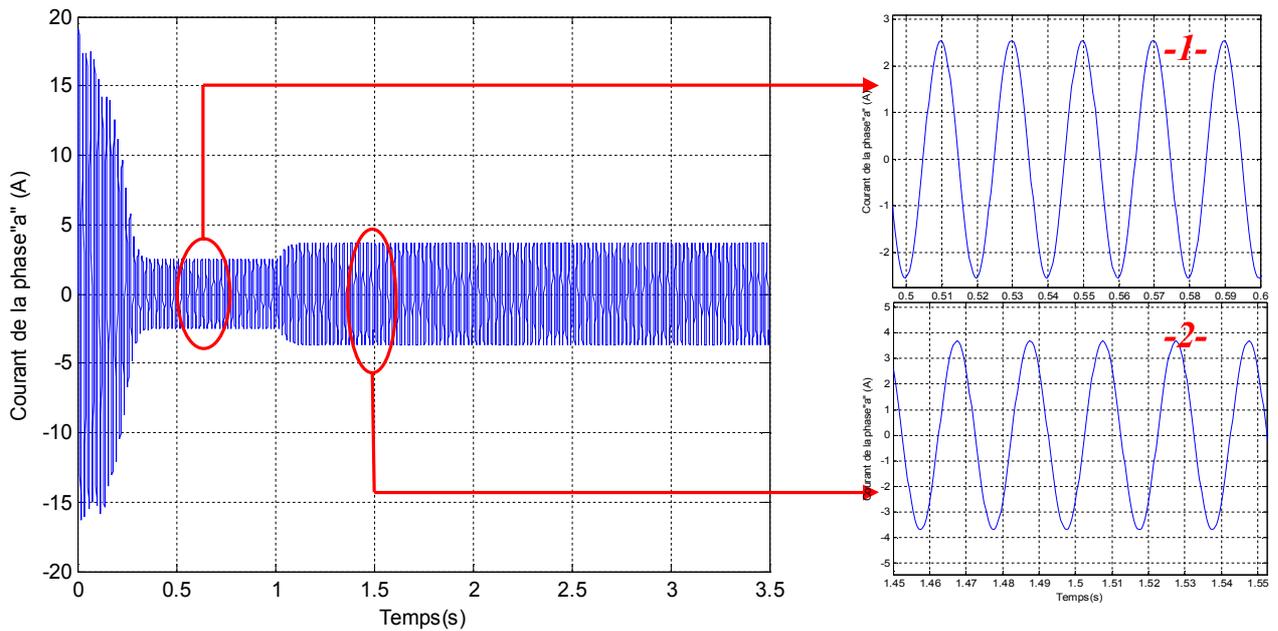
III.5.3.1 Simulation du cas sain



a- Courant statorique de la phase "a" à vide



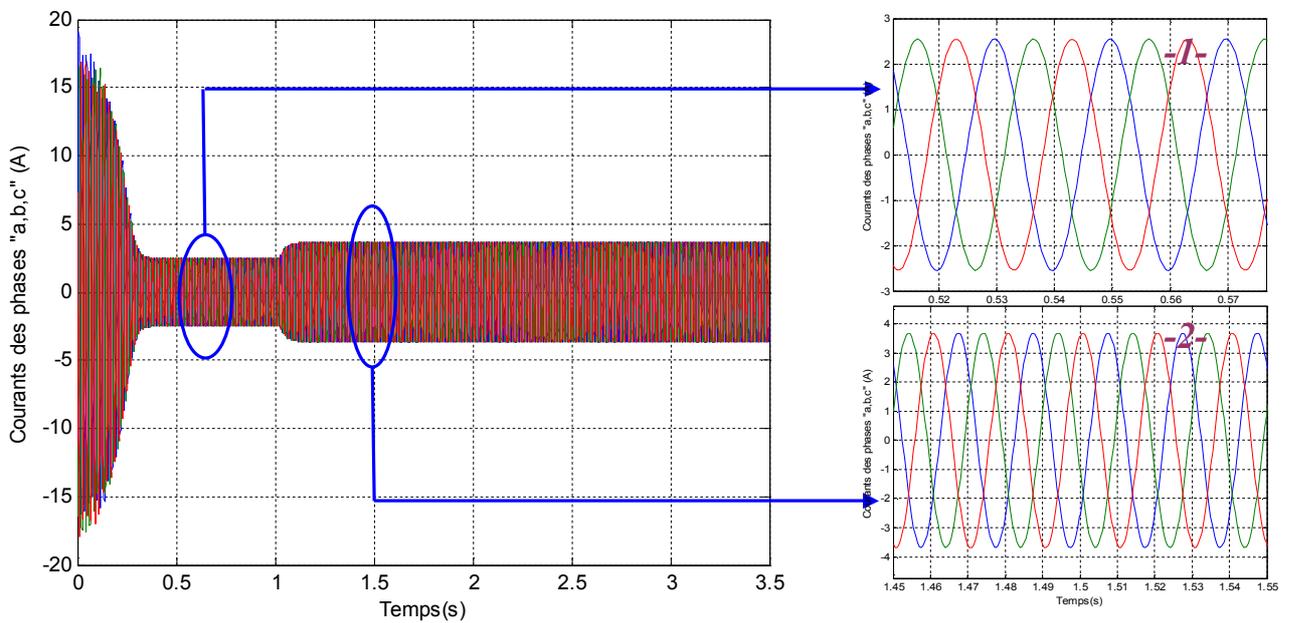
b- Courants statoriques des phases "a, b, c"



c- Courant statorique de la phase "a" en charge

1- Zoom du courant à vide.

2- Zoom du courant en charge ($C_r = 3.5 N.m$)



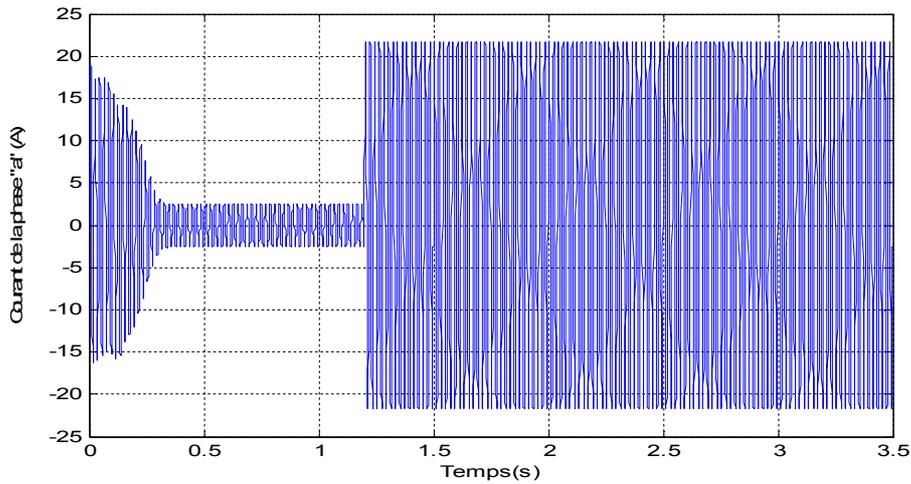
d- Courants statoriques des phases "a, b, c"

1- Zoom des courants à vide.

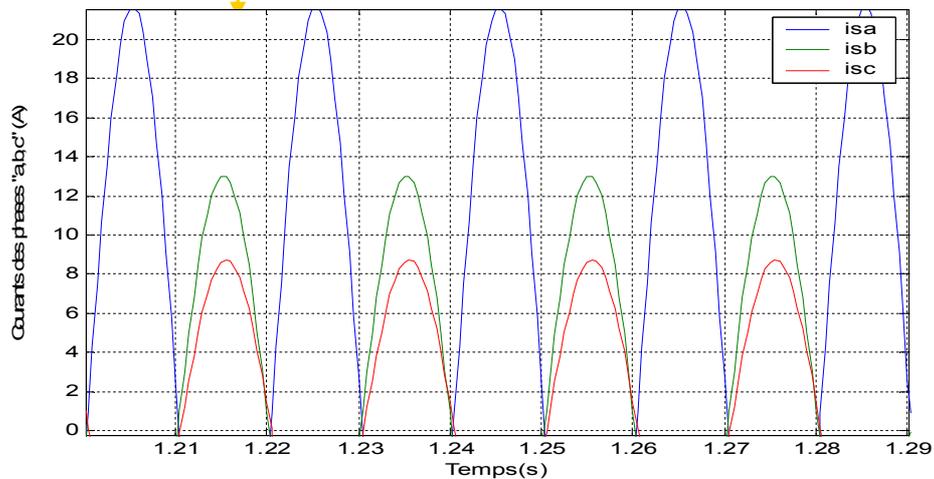
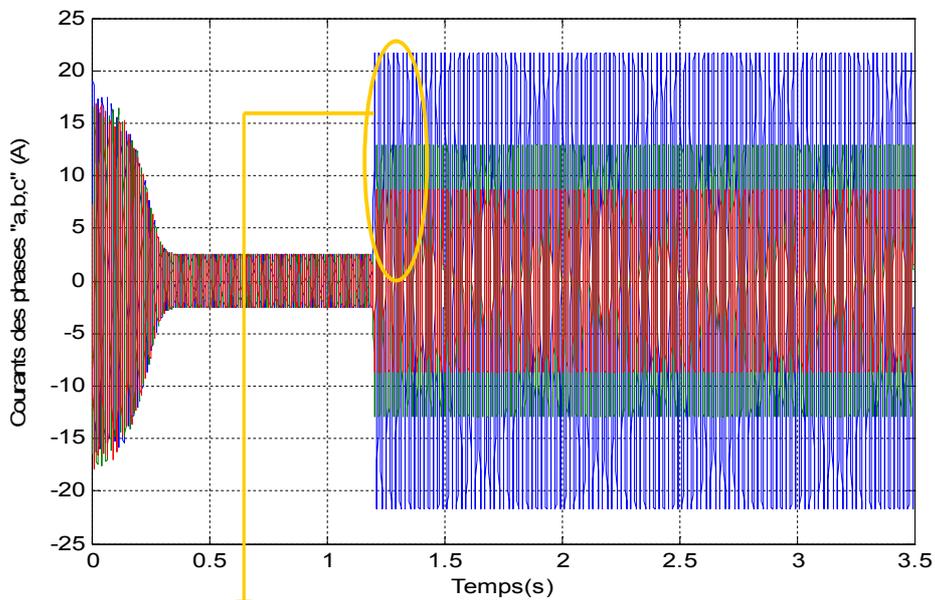
2- Zoom des courants en charge ($C_r = 3.5 N.m$)

Fig. 3.18. Caractéristiques de la machine sans défauts

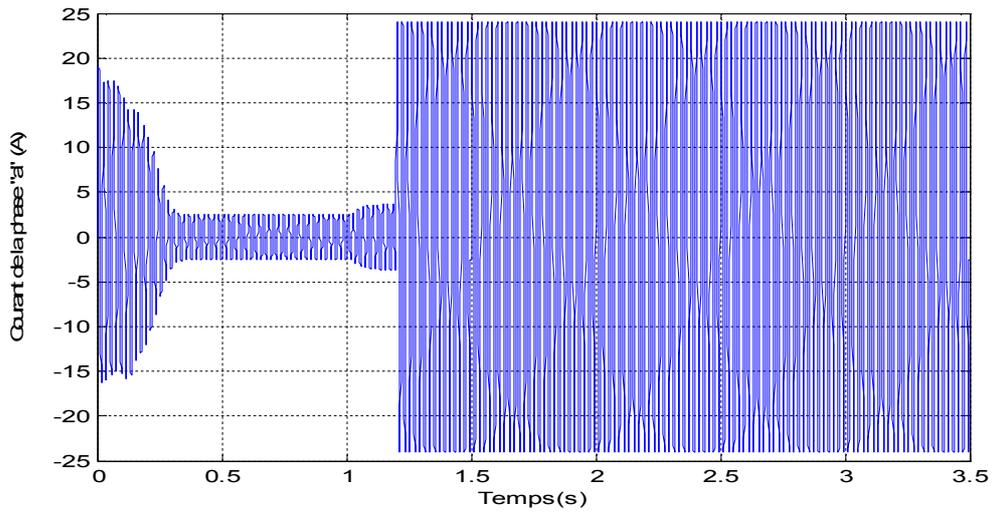
III.5.3.2 Simulation du cas de défaut dans la phase "a"



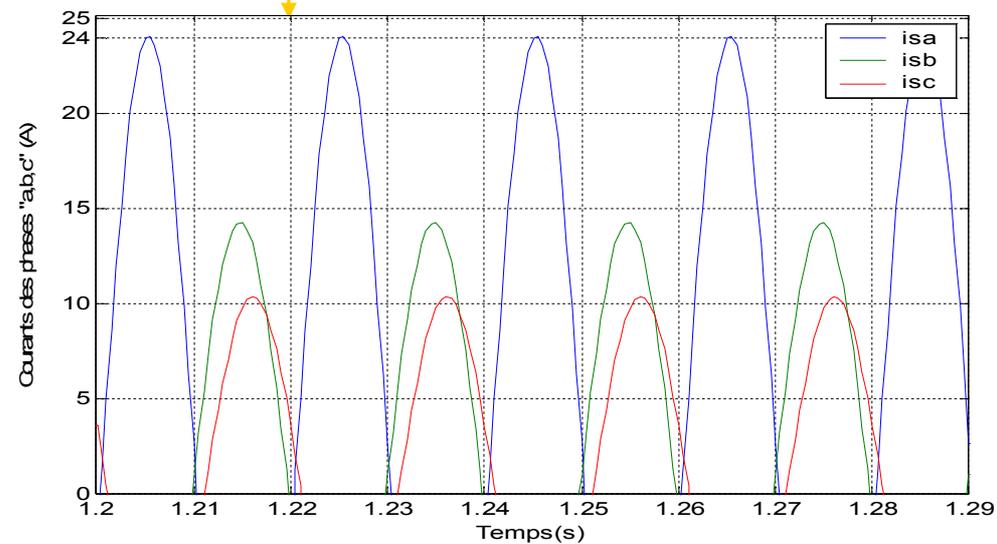
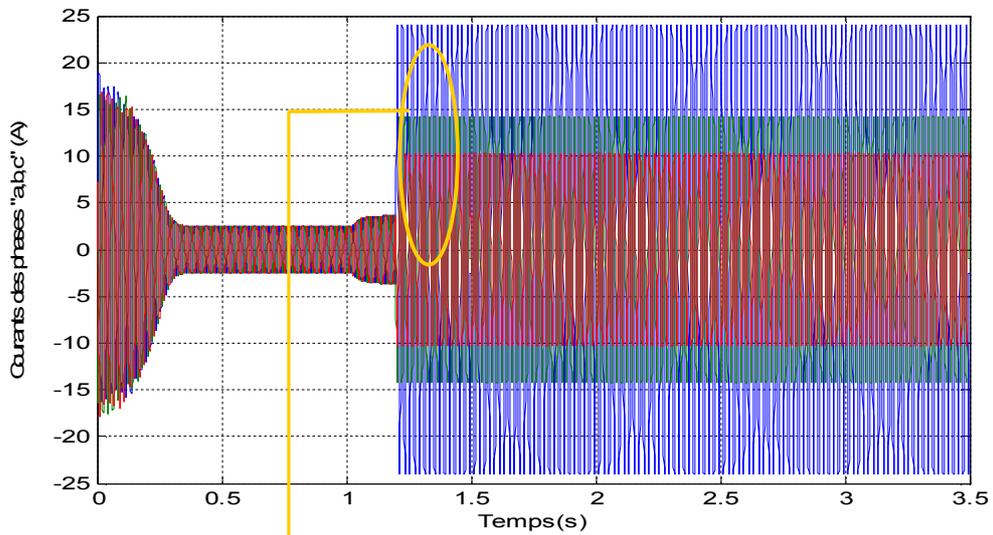
a- Courant statorique de la phase "a" à vide en cas de défaut



b- Courants statoriques des phase "a, b, c" à vide en cas de défaut



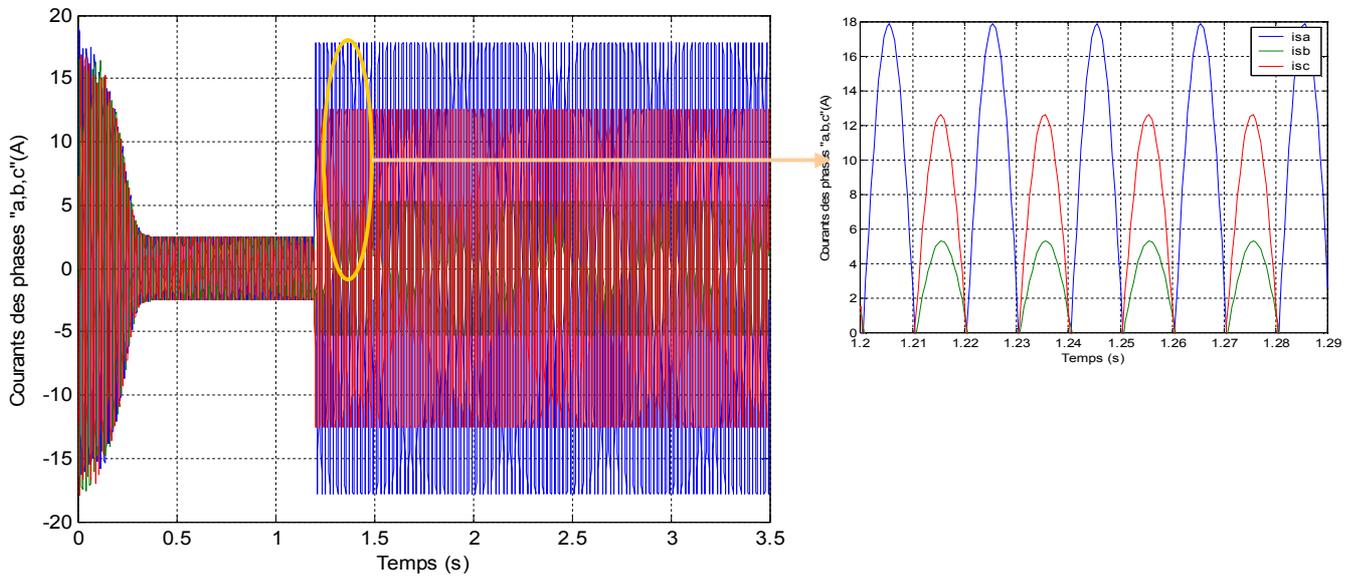
c- Courant statorique de la phase "a" en charge en cas de défauts



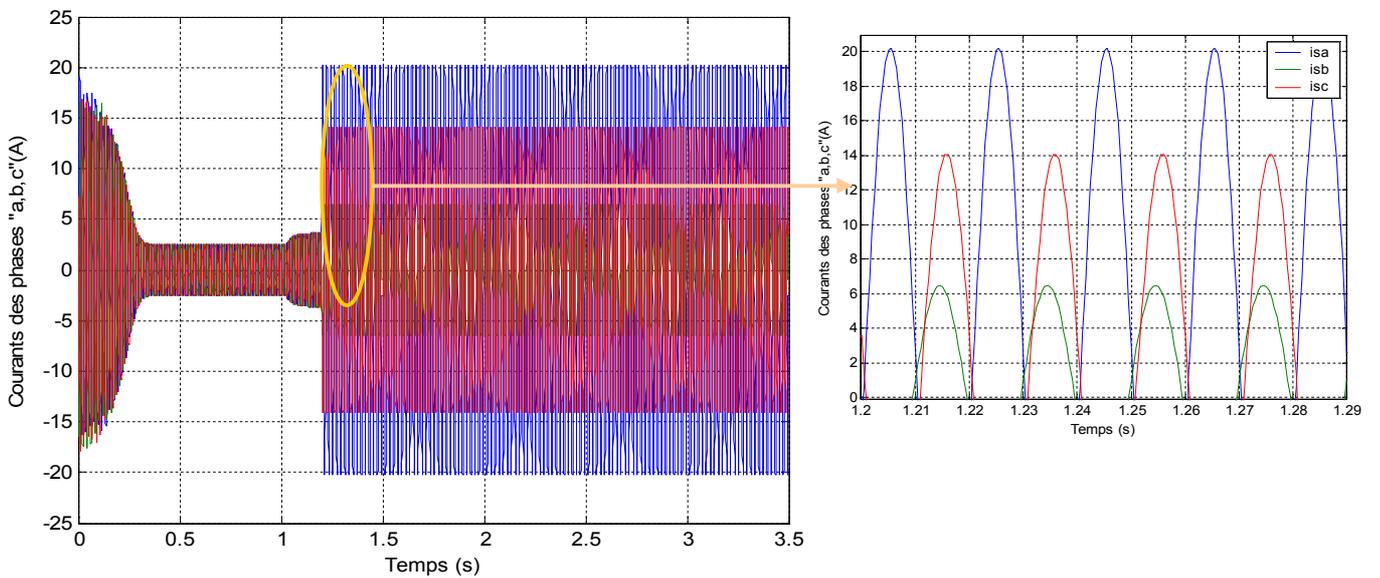
d- Courants statoriques des phases "a, b, c" en charge en cas de défaut

Fig. 3.19 Caractéristiques de la machine avec défaut de la phase "a"

III.5.3.3 Simulation du cas du défaut dans les phases "a, b "



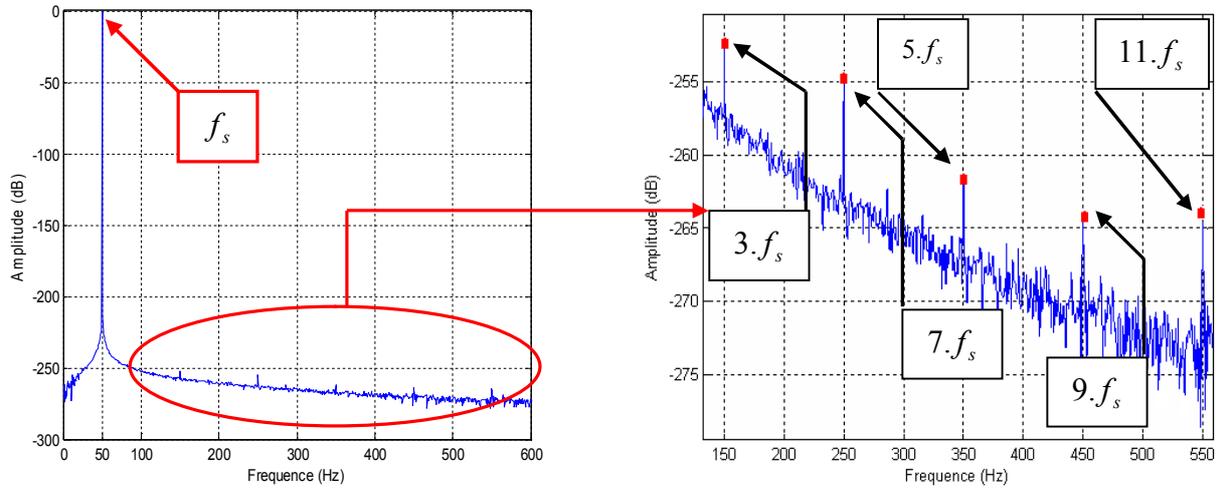
a- Courants statoriques des phases "a, b, c" à vide en cas de défaut



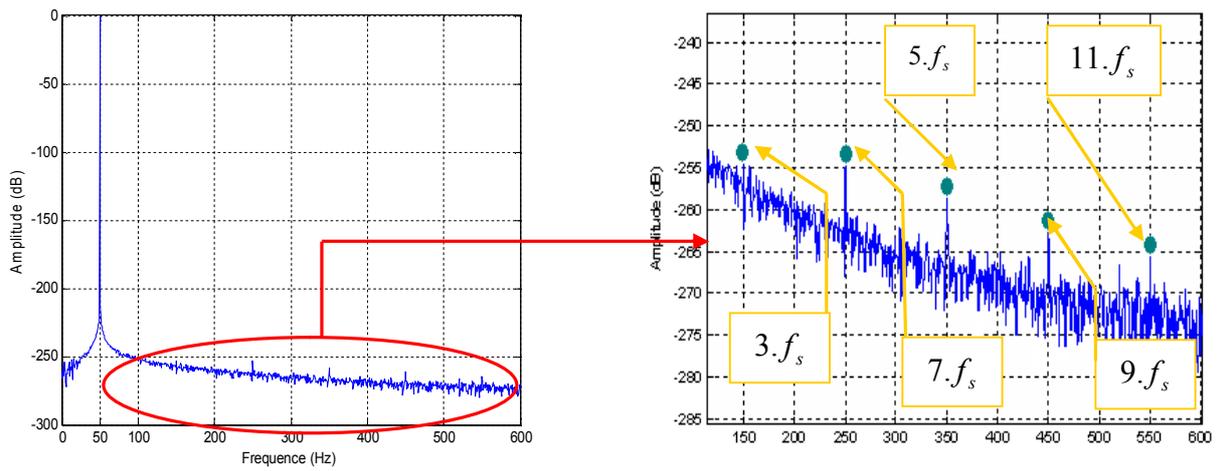
b- Courants statoriques des phases "a, b, c" en charge en cas de défaut

Fig. 3. 20 Caractéristiques de la machine avec défaut de deux phases "a, b"

III.5.4 Analyses fréquentielles du courant statorique



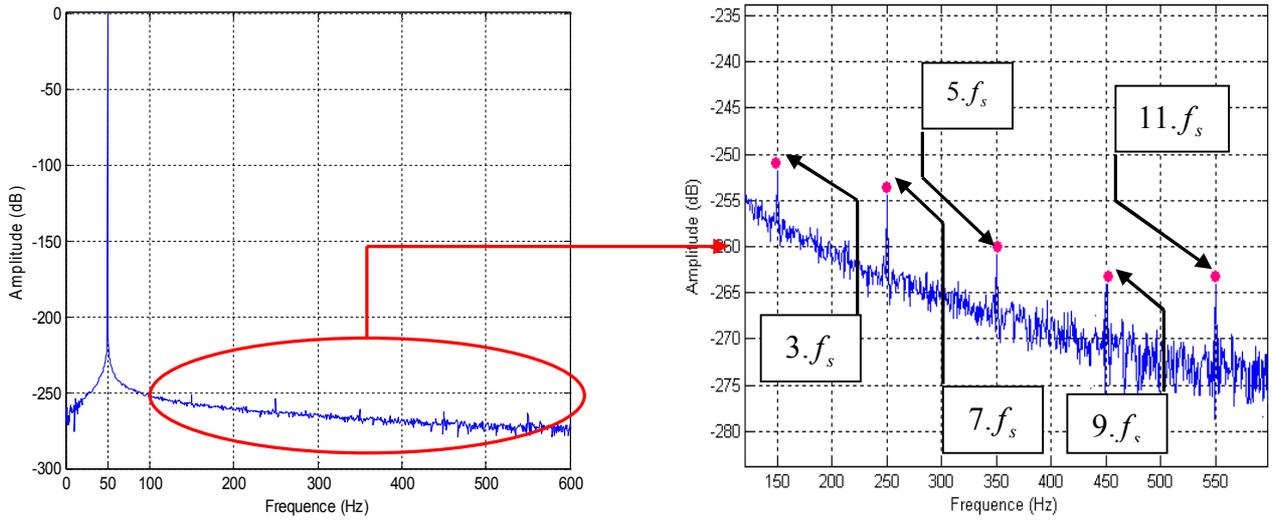
a- Cas de défaut dans la phase "a" à vide



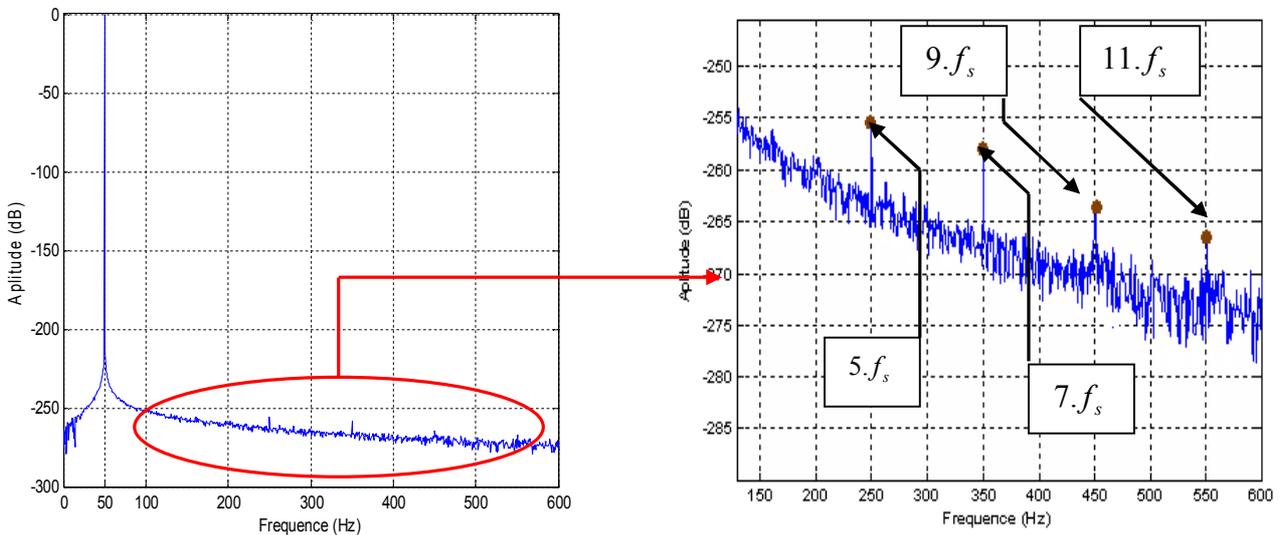
b- Cas de défaut dans la phase "a" en charge

	$3.f_s = 150\text{Hz}$	$5.f_s = 250\text{Hz}$	$7.f_s = 350\text{Hz}$	$9.f_s = 450\text{Hz}$	$11.f_s = 550\text{Hz}$
Amplitude (dB) à vide	-252.430	-254.943	-261.758	-263.960	-264.555
Amplitude (dB) En charge		-252.636	-257.910	-261.293	-264.152

Tableau 3.2 : Résultat d'analyse des courants statoriques par FFT



c- Cas de défaut dans les phases "a, b" à vide



d- Cas de défaut dans les phases "a, b" à en charge

	$3.f_s = 150\text{Hz}$	$5.f_s = 250\text{Hz}$	$7.f_s = 350\text{Hz}$	$9.f_s = 450\text{Hz}$	$11.f_s = 550\text{Hz}$
Amplitude (dB) à vide	-248.558	-251.546	-257.765	-260.625	-260.971
Amplitude (dB) En charge		-255.267	-258.228	-246.362	-266.761

Tableau 3.3 : Résultat d'analyse des courants statoriques par FFT

Fig.3.21 Analyses fréquentielles du courant statorique

III.5.5 Analyse des courants statoriques par vecteur de Park

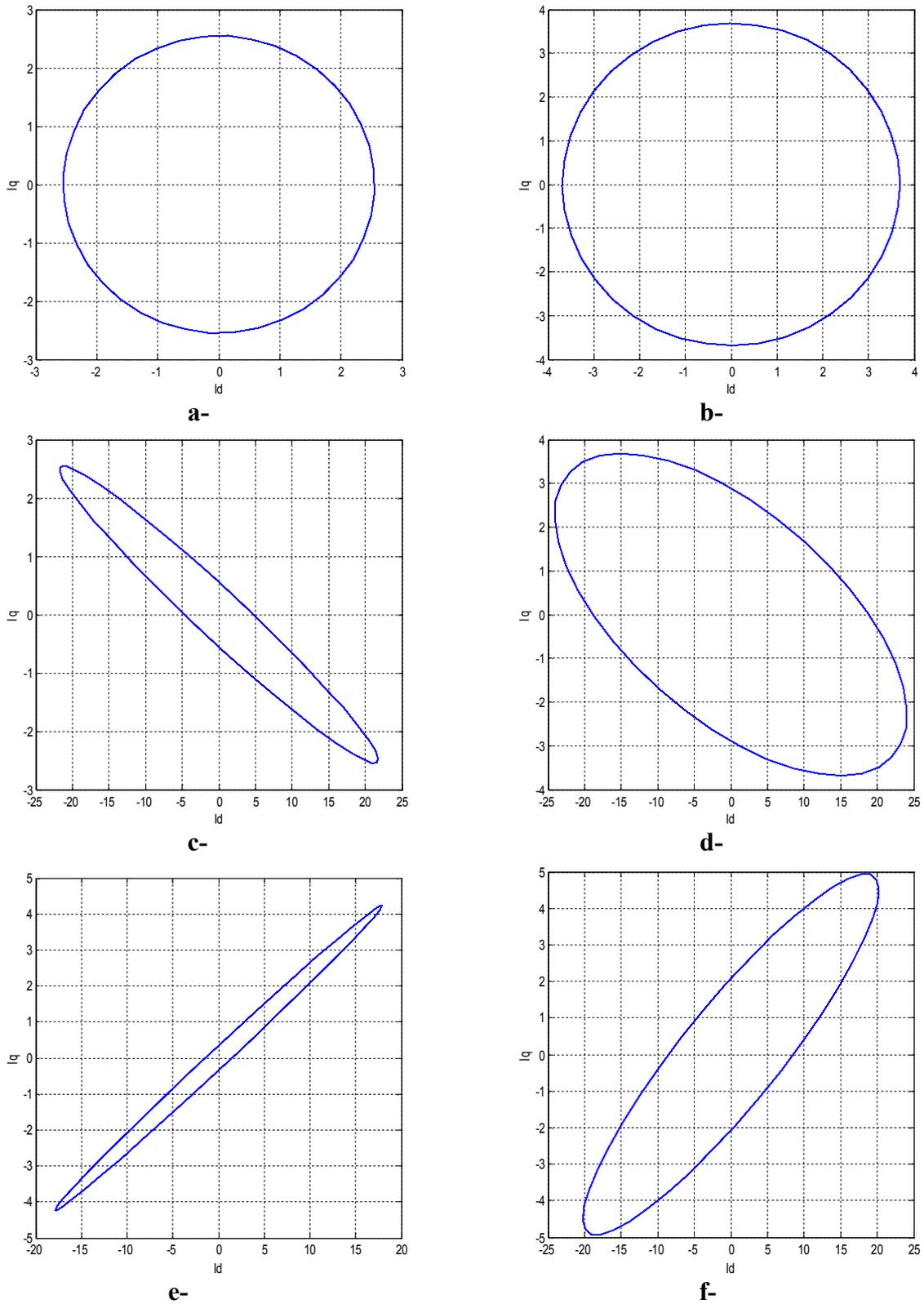


Fig 3.22 Evolution des courants i_q et i_d dans le plan de Park

III.5.6 Interprétation des résultats

La figure 3.18.a présente le courant de la phase statorique "a". Ce courant atteint la valeur 2.55 A en régime permanent. La figure 3.18.b présente les trois courants des phases statoriques "a, b, c" en fonctionnement à vide, dans les figures 3.18.c et 3.18.d présentent les mêmes grandeurs mais lorsqu'on applique une charge de valeur 3.5 N.m à l'instant 1 s. Des zooms sur les parties où le fonctionnement à vide et en charge dans ce cas le courant augmente jusqu' à la valeur 3.80 A.

La figure 3.19.a présente le courant statorique de la machine asynchrone que nous avons présentée dans le premier essai. Or lors d'une présence d'un défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique "a", nous remarquons que le défaut de court-circuit augmente l'amplitude de la phase "a" à la valeur de 22 A. La figure 3.19.b présente une superposition des trois courants de phases "a, b, c". On présente sur chaque figure un zoom pour bien illustrer l'influence de ce défaut sur les courants statoriques. On remarque déjà que ce défaut de la phase "a" affecte aussi les amplitudes et positions dans des autres phases d'une façon déférentes malgré ces phases soient saines. Les figures 3.19.c et 3.19.d présentent le même cas de défaut où le fonctionnement est en charge. On peut déduire les mêmes remarques que le cas de fonctionnement à vide.

Les figures 3.20.a et 3.20.b présente les caractéristiques des trois courants statoriques dans le cas où le court-circuit entre spires existe dans les deux phases statoriques "a, b". Dans ce cas, on remarque que l'amplitude du courant de la phase "a" est de 18 A à vide et de 20 A en charge. Ces valeurs sont moins importantes que dans le cas où le défaut existe dans une seule phase.

Nous avons procédé à l'analyse du courant statorique (voir la figure 3.21). Dans les figures 3.21.a et 3.21.c, nous avons présenté respectivement l'analyse spectrale du courant statorique dans le cas où le défaut existe dans la phase "a" puis dans le cas où le défaut existe dans les deux phases "a, b". Cette analyse présente l'apparition des fréquences de défauts d'ordre $n.f_s$ avec $n = 3, 5, 7, 9, 11, \dots$. Dans le cas où la machine fonctionne on charge l'harmonique d'ordre 3 disparaît (voire la figure 3.5.b et figure 3.21.d). Les amplitudes des ces fréquences sont présentent dans les tableaux 3.2 et 3.3

La deuxième méthode d'analyse de défaut de court-circuit entre spires est basé sur l'évolution des courants i_q et i_d dans le plan de Park. Dans le cas du moteur sans défaut, la courbe de Lissajous $i_{sq} = f(i_{sd})$ prend une forme circulaire centrée à l'origine et de diamètre égale à l'amplitude du courant statorique (voir les figures 3.22.a et 3.22.b). Dans le cas du moteur avec défaut de court-circuit de la phase "a" la courbe de Lissajous change sa forme (voir les figures 3.22.b à 3.22.d). Les figures 3.22.e à 3.22.f montrent que de forme et la position de la courbe de Lissajous varient dans de cas de défaut de deux phases. Donc, en fonction de la forme et de la position, on peut diagnostiquer et évaluer la sévérité des défauts de court-circuit entre spires.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les développements des modèles de défaut de la machine asynchrone puis la simulation de chaque défaut.

Nous avons d'abord présenté dans la première partie la simulation d'une machine saine. Ce résultat est pris comme référence. Le premier type de défaut que nous avons étudié, est celui d'une rupture d'une barre puis trois barres puis le défaut de rupture d'une portion d'anneaux de court-circuit. Pour chaque cas, nous avons présenté les courbes de simulations des grandeurs mécaniques et électromécaniques et l'analyse fréquentielle du spectre du courants statorique de la phase "a". Seule la fondamentale apparait pour le cas sain, par contre en cas de défaut des fréquences latérales apparaissent aussi. L'analyse par l'évolution des composantes de Park est introduite.

Dans la seconde partie, nous avons étudié les défauts d'excentricités l'excentricité statique, dynamique et mixte. Dans cette partie, nous avons aussi suivi les mêmes démarches pour le développement du modèle de défaut, la simulation des grandeurs de la machine et, l'analyse de ce type de défauts, finalement, nous avons développé un modèle de défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique avec l'application d'une analyse spectrale en défaut.

CHAPITRE IV

Surveillance des
Défauts de la
Machine Asynchrone

CHAPITRE IV

Surveillance des Défauts de la Machine Asynchrone

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre avons défini la fonction et la terminologie de la surveillance, nous avons d'abord présente les modes de fonction d'un système pour bien déterminer le rôle des surveillances. Après, nous avons présenté quelques méthodes de surveillance appliquées dans l'industries. Puis nous terminerons ce chapitre par la proposition et la réalisation d'une nouvelle approche de surveillance. Cette approche est basée sur la comparaison de l'état réel du système, donné par l'ensemble des capteurs, avec celui donné par le modèle de comportement du système, notre approche est capable d'établir une procédure de surveillance ainsi que de diagnostiquer l'état de fonctionnement d'un système.

IV.2 Fonctions d'un système de surveillance terminologie

Le rôle d'un système de surveillance est de connaître à chaque instant l'état du procédé, fournir des données validées au système de conduite, améliorer la disponibilité et la sécurité du procédé. Différentes définitions ont été données concernant la surveillance [53]-[54] :

Définition 1 : la **surveillance** représente l'ensemble des moyens en œuvre (opérations manuelles ou automatiques, étapes, fonctions et mécanismes) destinées à observer l'état d'une entité (en ligne, en temps réel) dans le but de faire face aux aléas d'un système au cours de la phase d'exploitation.

Le suivi en temps réel des signaux permet de reconstituer l'état réel du système commandé en tenant compte de ces différents modes de fonctionnement et de faire toutes les inférences nécessaires pour produire des données utilisées.

L'exploitation de ces données permet par la suite de , dresser des historiques de fonctionnement, le cas échéant, mettre en œuvre un processus de traitement de défaillance.

Les performances d'un système de surveillance peuvent être améliorées grâce aux actions sur ses différentes fonctions à savoir la fonction détection et la fonction diagnostic qui consistent à localiser et identifier le défaut.

Définition 2 : la **détection** consiste à comparer la signature courante à la signature de référence associée aux modes de fonctionnement identifiés et ensuite prendre une décision en fonction du résultat de la comparaison.

Dans les procédures de détection, les signatures utilisées sont des grandeurs scalaires, des courbes ou des images. Sachant que le signal d'écart possède un comportement aléatoire, la prise de décision nécessite la définition de seuils aux maxima et aux minima au-delà desquels on déclare un dysfonctionnement. Les signatures étant toujours bruitées, il devient nécessaire de faire appel aux tests statistiques de décision pour évaluer la prise de risque. En effet, si les seuils sont élevés, on évite des fausses alarmes, mais les risques de non-détection d'un dysfonctionnement sont importants.

Les procédures de localisation et d'identification correspondent au diagnostic. Elles

nécessitent une connaissance de pannes pouvant apparaître sur le procédé : le type de pannes et leurs expressions.

Définition 3 : la localisation consiste à déterminer l'endroit du procédé où s'est produit la défaillance et la nature de la défaillance.

Le diagnostic consiste à localiser les éléments défaillants et à identifier les causes à l'origine du problème, ceci en établissant un lieu causal entre les symptômes et les éléments fautifs à remplacer. La phase qui suit correspond à la décision. Elle a pour rôle de déterminer et d'engager les actions permettant de ramener au niveau le système dans un état normal. Ces actions peuvent être des ordres d'arrêt d'urgence ou des lancements de réparations ou d'opérations préventives. Dans le cas où on voudrait éviter une perte de production, cette décision peut être une reconfiguration du fonctionnement du procédé.

IV.3 Méthodes de surveillance

Les méthodes de surveillances des défaillances utilisées dans les différents secteurs industriels sont très variées. Leur principe général consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance que l'on a de son fonctionnement nominal ou ses fonctionnements défaillants. La forme sous laquelle se présente la connaissance sur le système conditionne les différentes méthodes que peuvent être classées en trois grandes familles [55]:

- Les méthodes de surveillance par modélisation fonctionnelle et matérielle
- Les méthodes de surveillance par modélisation physique
- Les méthodes de surveillance par analyse des signatures externes.

Dans ce travail, nous avons considéré les méthodes de surveillance par modélisation physique. Ces méthodes sont fondées sur la connaissance d'un modèle mathématique représentant le comportement dynamique d'un système continu. La méthode du modèle consiste à comparer les grandeurs déduites d'un modèle représentatif du fonctionnement des différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur défaillance, la profondeur du diagnostic fourni par cette méthode dépendra du degré de la finesse de la modélisation retenue.

Pour ce qui concerne cette approche, il s'agit de comparer l'état réel du système, donné par l'ensemble des capteurs, avec celui donné par le modèle de comportement du système, comme le montre la figure 4.2. La détection d'une défaillance s'annonce à chaque fois que l'état réel du système s'écarte à celui donné par le modèle.

IV 4. Modes de fonctionnement d'un système de surveillance

Un système est par définition un ensemble susceptible d'évoluer dans le temps. Il est composé d'un ensemble d'éléments interagissant entre eux et l'extérieur, réunies pour assurer une mission. Suivant le mode de fonctionnement sous lequel le système évolue, la mission pour laquelle le système a été conçu peut être totalement remplie, partiellement remplie ou non remplie, les modes de fonctionnement sont de différents types comme le montre la figure [35].

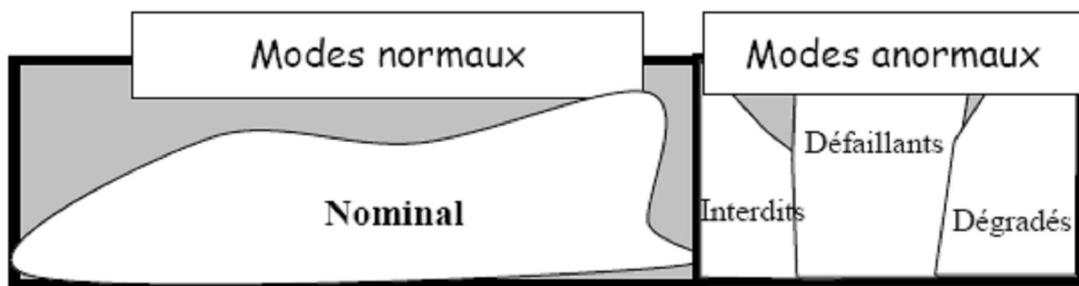


Fig.4.1 : Classification des modes de fonctionnement

- Les modes de fonctionnement «normaux» regroupent le mode de fonctionnement nominale qui doit être, en principe, en parfaite adéquation avec la qualité de la mission.
- Les modes de fonctionnement «anormaux» est que lorsque le système est dans ce mode, la mission peut être partiellement remplie ou non remplie ; en tout état de cause, le service n'est pas satisfaisant. Ces modes peuvent être décomposés en :
 - Mode interdits : ce sont des modes sous lesquels le système ne doit absolument pas fonctionner pour des raisons de sécurité.
 - Modes défaillances : ils correspondent au mauvais fonctionnement du système ; un sous-ensemble de ces modes où un sous-ensemble du système :

- Mode dégradés : ils correspondent à l'accomplissement de la mission soit de façon partielle soit avec des performances moindres.
 - Modes critiques : ce sont des modes pour lesquels le système présente des caractéristiques de fonctionnement très particulières et souvent non souhaitées.
- Les modes de fonctionnement «exception» ceux sont des modes qui peuvent être normaux ou anormaux mais qui ont la caractéristique d'être peu tolérés ou peu fréquents.

Bien évidemment tous les systèmes ne présentent pas tous ces modes de fonctionnement. Cette classification permet de couvrir pratiquement tous les modes susceptibles de se produire et de s'adapter à la variété des systèmes rencontrés.

Dans la structure du système de surveillance que nous proposons, on s'intéresse plus particulièrement au mode de fonctionnement nominale et pour les modes de fonctionnement anormaux. On étudiera de prêt le cas de fonctionnement sain et en mode défaillant.

Il s'agit plus particulièrement, de développer un logiciel sous l'environnement Matlab qui nécessite comme données de départ, la connaissance de l'évolution du courant statorique en fonction du temps durant la période de fonctionnement à analyser. Et, l'évolution de la vitesse en fonction du temps. Ayant, les informations sur ces deux dernières grandeurs, le logiciel est doté d'un programme de calcul de la valeur du glissement définie par la relation (IV.1).

$$g = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \quad (IV.1)$$

Où

ω_0 : la vitesse de rotation à vide ;

ω : la vitesse de rotation.

Après cette phase de calcul, la valeur retrouvée du glissement, est utilisée par la suite aux calculs des fréquences relatives aux signatures de défauts tel qu'il a été précisé dans la partie précédente. Le calcul est réalisé en tenant compte des expressions suivantes :

- Rupture de barre ou Rupture de portions d'anneaux

$$f_c = (1 \pm n \cdot 2 \cdot g) \cdot f_s \quad (\text{IV.2})$$

- Excentricités statique

$$f_e = \left(1 \pm n \frac{1-g}{P} \right) \cdot f_s \quad (\text{IV.3})$$

- Excentricités dynamique

$$f_e = \left((n \cdot N_b \pm 1) \frac{(1-g)}{P} \right) \cdot f_s \quad (\text{IV.4})$$

Avec $n = 1, 2, 3, 4, 5 \dots \dots$

- Court-circuit entre spires d'une phase statorique.

$$f_{cc} = n \cdot f_s \quad (\text{IV.5})$$

Avec $n = 3, 5, 7, 9, 11 \dots \dots$

Les valeurs de calcul relatif à ces fréquences sont stockées dans mémoire qui désigne le modèle de comportement de la machine (voir la figure 4.2)

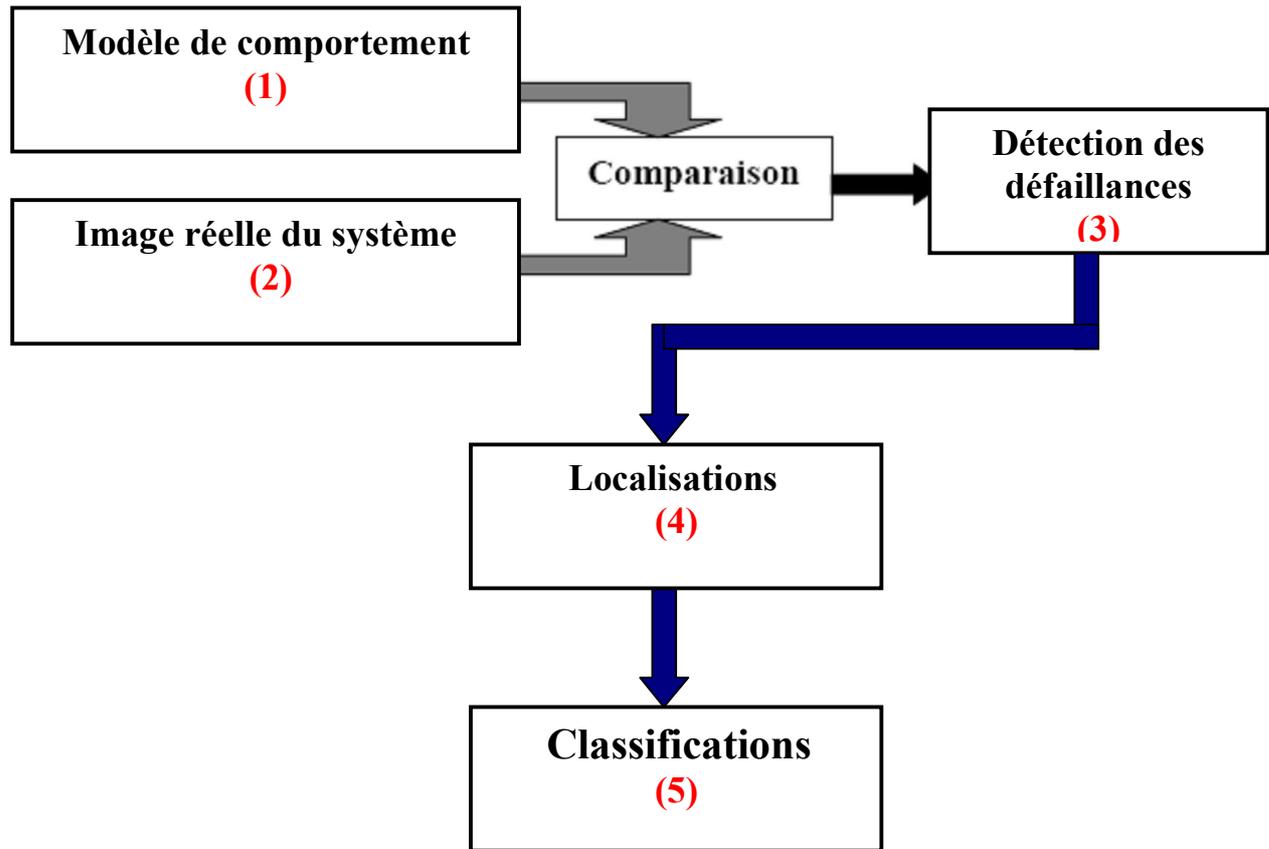


Fig.4.2 Principe de détection par l'approche comparateur

Le signal du courant est utilisé dans le calcul de la série de fourrier, implémenté dans le logiciel qui permet de faire une analyse fréquentielle du courant, ce qui donne une image réelle du courant statorique qu'on stocke dans (2) de la même figure. Cependant, les fréquences calculées et détectées sont comparées telle que le montre la figure 4.2, pour déterminer au titre de comparaison : si le système est sain ou présente de défaut (3). Il permet même de localiser (4) et classer (5) le type de défaut.

L'organigramme général de notre approche est illustré dans la figure 4.3

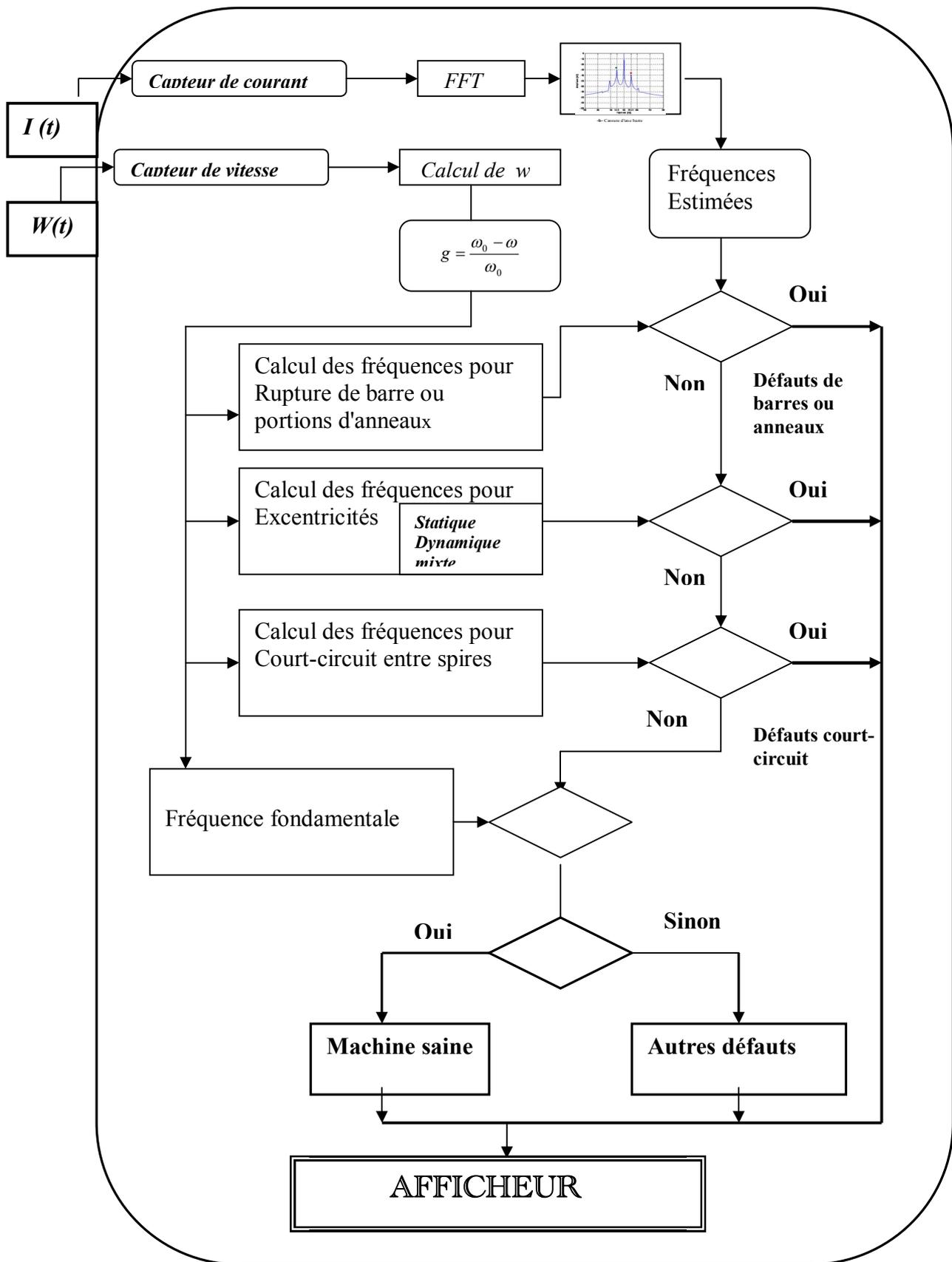


Fig 4.3 Organigramme de l'approche comparateur

IV.5 Exemple d'application

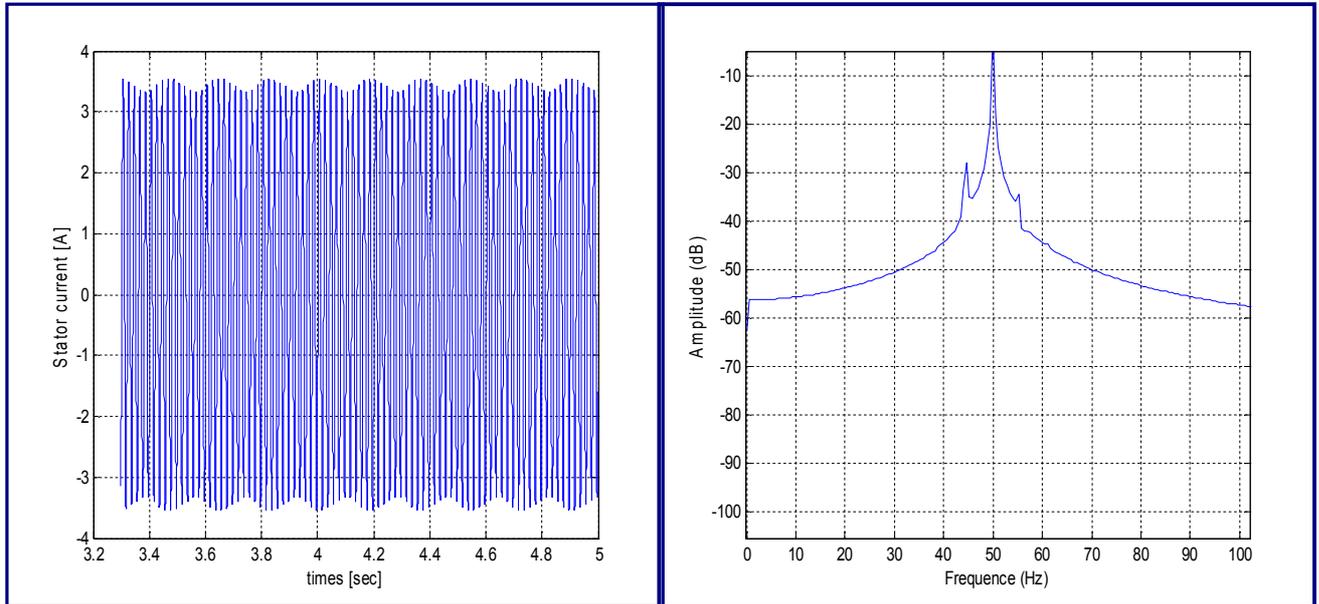
Pour présenter l'état de fonctionnement de la machine asynchrone par notre approche de surveillance nous avons suivi ces étapes :

The screenshot shows a 'Command Window' with the following data and descriptions:

Variable	Value	Description
w	297.6058	Calcul de la vitesse de rotation
g	0.0532	Calcul du Glissement
$fcbd_cal$	55.3161	Calcul des fréquences pour Rupture des barres
$fcbg_cal$	44.6839	Calcul des fréquences pour Rupture des barres
$fesd_cal$	97.3420	Calcul des fréquences pour Excentricités statique
$fesg_cal$	2.6580	Calcul des fréquences pour Excentricités statique
$fedd_cal$	847.3420	Calcul des fréquences pour Excentricités dynamique
$fedg_cal$	752.6580	Calcul des fréquences pour Excentricités dynamique

Stockage des données dans le modèle de comportement

Calcul et représentation de la série de fourrier FFT



Stockage de fréquences détectées

```

V =
    44.6481    45.8231    49.9354    54.6352    55.2227    60.5099    61.0974

j =
     8

fg =
    44.6481

fd =
    55.2227

ff =
    49.9354

fx >>
    
```

Procédure de comparaison et détection

```
-----resultat-----
*****
if default==1
    disp('DEFAUT DE CASSURE DE BARRES')
elseif default==2
    disp('DEFAUT EXCENTRICITE STATIQUE')
elseif default==3
    disp('DEFAUT EXCENTRICITE DYNAMIQUES')
elseif default==4
    disp('DEFAUT EXCENTRICITE MIXTE')
elseif default==5
    disp('DEFAUT COURT CIRCUIT')
elseif default==6
    disp('MACHINE SAINTE')
elseif default==7
    disp('AUTRE DEFAUT')
end

default =
     1
```

Procédure de localisation et classification de type de défaut

```
-----Partie de classification-----

DEFAUT DE CASSURE DE BARRES
>>
fx >>
```

Fig.4.4 : Exemple d'application

IV.6 Conclusion

L'approche de surveillance présentée est dédiée à la détection, la localisation et la classification des défauts éventuels de la machine asynchrone à cage.

A partir de la connaissance des modes de fonctionnement d'un système, et les méthodes de surveillance appliquées dans le domaine industriel, nous avons développé une approche pour la surveillance de l'état de la machine. Cette approche est basée sur la comparaison entre un modèle comportemental et les images réelles du système. Elle est programmée sous le logiciel Matlab.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'utilisation fréquente des machines asynchrones dans diverses applications, exige la détection précoce de leurs défaillances, pour assurer la fonctionnalité de la machine.

Le travail présenté dans ce mémoire expose une approche de surveillance de l'état de fonctionnement d'une machine asynchrone à cage. Il consiste à la modélisation de la machine pour la simulation de différents types de défauts tel que les défauts de cassures de barres et de portions d'anneaux de court-circuit, les défauts de l'excentricités : l'excentricité statique, dynamique et mixte, et finalement les défauts de courts-circuits entre spires d'une phase statorique, basées sur l'analyse spectrale du courant statorique et l'évolution du vecteur de courant de Park.

En vue de diagnostiquer des défauts de la machine asynchrone, un modèle multi-enroulements, a été adopté.

L'influence de chaque défaut sur les grandeurs de la machine et leur sévérité, a été évalué grâce à l'analyse spectrale du courant statorique. A cet effet, la méthode d'analyse fréquentielle du courant statorique s'est avérée efficace pour détecter la présence des défauts.

Finalement, ce travail propose un fichier Matlab qui permet d'analyser, détecter et la localiser les défauts éventuels de la machine asynchrone à cage.

En perspective, il serait profitable de mettre en pratique l'idée de la méthode adoptée pour le fonctionnement de logiciel et ce pour la validation pratique de l'idée développée.

Bibliographies

Bibliographie

[01]: G. Didier, " Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.

[02]: R. Casimir, " Diagnostic des défauts des machines asynchrone par reconnaissance des formes", Thèse de doctorat, Ecole Central de Lyon.

[03]: B. Smail, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", Thèse de doctorat, Université de Poitiers 2002.

[04]: H. Razik " Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone" groupe de recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Université de Henri Poincaré-Nancy, 2003.

[05]: O. Ondel, " Diagnostic par reconnaissance des forme, application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole de doctorat Electrotechnique, Electronique, Automatique de Lyon 2006.

[06]: A. Abouboum "Broken bars/ or end rings detection in three-phase induction motors by the extended park's vector approche " CIEP 2004. 9th IEEE International Volume, Issue, 17-22 Oct. 2004 Page(s): 101 – 108.

[07]: T. Bomagoura, " Recherche de signature électromagnétique des défauts dans la machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic" L'école doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique.

[08]: M. Sahraoui, " diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrone triphasé à cage", Partie II: Méthodes dédiés à la détection des cassures de barres dans les moteurs asynchrones triphasés à cage, courrier du savoir –N°05, Juin 2004, pp.57-61.

- [09]: H. Razik, “The Effect of Inter-bar Currents on the Diagnostic of the Induction Motor” This Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on, 2004 Volume: 2 On page(s): 797 - 802 vol. 2.
- [10]: A. F. Khatir, K. E. Hamsas, “diagnostic des machine asynchrone: utilisant du model multi enroulement” 4th International Conference on Computer Inteeegrated Manufacturig CIP 2007.
- [11]: B. Trajin, “ Détection automatique des défauts de roulement dans une machine Asynchrone par analyse spectrale des courants statorique” JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
- [12]: J.R. Stack, T.G. Habetler, R.G. Harley, “Fault classification and fault signature production for rolling element bearings in electric machines”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40 n. 3, pp. 735–739, May-Jun. 2004.
- [13]: M. EL Tabache, “Détection des défauts mécaniques par l’analyse des Signaux d’alimentation des moteurs asynchrones”, Thèse de doctorat, Nancy, Juillet 2002.
- [14]: G: Bossio, C. Angelo, J. Solsona, G. Garcia, And M.Valla, “Application of an additional excitation in inverter-fed induction motors for air-gap eccentricity diagnosis. IEEE Trans Energy Converse 2006; 21(4):839–47.
- [15]: H.Razik, “ le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art”, La revue 3EI n°29-juin 2002 pages 48 - 52.
- [16]: D. Dorrel, “Modelling of Non-Uniform rotor Eccentricity, and calculation of Unbalanced Magnetic pull in 3-phase cage induction motors“in proceeding ICE: 42000m pp. 1820-1824 Espoo.Finland.
- [17]: A. Ghoggal, SE. Zouzou, H. Razik, M. Sahraoui, A. Khezzar, “An imtoved Model of induction motors for diagnosis purposes-slot skewing effect and air-gap eccentricity faults “Energy Conversion and Management 50(2009) 1336 1347.

[18]: B.Smail, I.C. Trigeassou, and G. Champenois, “ Diagnosis by parametre estimation of stator and rotor faults occuring in inducting in induction machines” Europeqn power Electronics, pages 243-246,2001

[19] : R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc, “Fault diagnosis in an induction motor by pattern recognition methods”, Proc. IEEE SDEMPED 2003 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 294 - 299, 24-26 August 2003 Atlanta, GA, USA.

[20]: B. Dubuisson, Diagnostic, intelligence artificielle etreconnaissance des formes. Traité IC2 (Informatique - Commande Communication). Série Productique. Hermès, Paris 2001.

[21]: B.Smail, S. Tnani, Jean-Claude T. Chanpenois, “Diagnosis by parameter Estimation of Stator and Rotor Faults Occurring in induction machines". IEEE Transactions on Industrial Electronics’, Vol. 53 No. 3, June 2006.

[22]: M.Benouzza, M.drif, A.J. Marques cardos, “Emploi de l'approche des Vecteurs de Park pour la détection des défauts de barres dans les moteurs asynchrone à cage d"écureuil” Revue. Energ. Ren : valorisation (1999) 71-76.

[23]: G. Didier, H. Razik “ Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrone” Revue.3EI N°=27 décembre 2001.

[24]: S. Kia, H.Henao, and G Capolino “A High-Resolution Frequency Estimation Method for Three-Phase Induction Machine Fault Detection” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, NO. 4, August 2007.

[23]: F. Thollon, G. Grellet, A. Jammal, “Asynchronous motor cage fault detection through electromagnetic torque measurement” *Proc ETEP* Vol 3, N° 3, September/October 1993.

[26]: H. Henao, G; A. Capolino and C, Martis, “On the stray flux analysis the detection of the three-phase induction machine faults”. Industry Applications conference, 38th IAS annual Meeting, Vol. 2, 2003.

- [27]: H. Razik and Didier, “A novel method of induction motor diagnosis using the line-neutral voltage”, EPE-PEMC, 2004.
- [28]: M. Chabert, J. Y. Tourneret, and F. Castanie, “Time-scale analysis of abrupt changes corrupted by multiplicative noise”, *Signal Processing*. 80, pp 397-411, 2000.
- [29]: P. Vandergheynst, J.F. Gobbers, “Directional Dyadic Wavelet Transforms: Design and Algorithms”, *IEEE transactions on image processing*, Vol.11, N°. 4, pp.363-372, April 2002.
- [30]: M. Ayad, D. Chikouche, “Application de la transformée en ondelette à l'analyse des signaux vibratoires d'un system d'engrenage en vue d'un diagnostic précoce”, 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007.
- [31]: R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc, F. Chappuis, “Broken bars detection in an induction motor by pattern recognition”, *Proc. IEEE Power Tech'03 International Conference*, pp 282 - 288, 23-26 June 2003, Bologna Italy.
- [32]: O. Ondel, E. Boutleux, G. Clerc, “Adaptive Diagnosis by Pattern Recognition: Application on an Induction Machine” *SDEMPED2005_Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, pp.367-373, Vienna, Austria, 7-9 September 2005.
- [33]: D. Barros, M. Castilla, and J. C. Montano, “Wavelet and neural structure: A new tool for diagnostic of power system disturbances” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, no. 1, pp. 184-190, Jan./Feb. 2001.
- [34]: H. Farreny, “Les systèmes experts – Principes et exemples” Cépadues, 1989.
- [35]: G. Zwingelstein, “Diagnostic des défaillances. Théorie et pratique pour les systèmes industriels” *Traité des nouvelles technologies - série Diagnostic et Maintenance* 1995. Editions HERMES.

[36]: R. M. Tallam, T. G. Habetler., and R. G. Harley, “Continual on-line training of neural networks with applications in electric machines fault diagnosis” Proc. IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conf., 2001, pp. 2224-2228.

[37]: J. Penman, C. M. Yin, “Feasibility of using unsupervised learning artificial neural networks for the condition monitoring of electrical machines” IEE Proceedings - Electric Power Applications, Volume 141, Issue 6, p. 317-322, November 1994.

[38]: R. R. Schoen, B. K. Lin, T. G. Habetler, “An unsupervised, on-line induction motor fault detection using stator current monitoring” IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 31, N° 6, November-December 1995 pp 1280 – 1286.

[39]: L. Bagli, “contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux neurones et des algorithmes génétiques ” Université Henri Poincaré – Nancy, Janvier 1999.

[40]: L. Bagli, “Modélisation et Commence de la Machine Asynchrone” note de cours-IUFM de Lorraine 2005

[41]: S. E. Zouzou, A. Ghoggal, A. Aboubou, M. Sahraoui. H. Razik, “Modeling of Induction Machines with Skewed Rotor Slots Dedicated to Rotor Faults” International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives Vienna, Austria, 7-9 September 2005

[42]: A. Abed, L. Bagli, H. Razik, A. Razzoug, “ Modelling Induction Motor for diagnostic purposes ” In Proceeding EPE '99; 7-9 Septembre 1999, Lausanne, Suisse

[43]: H. Merabet, T. Bahi, “Comportement du Moteur Asynchrone lors de cassures de barres et portions d’anneaux” International Conférence On Systems And Processing Information May 2-4, 2009, Guelma, Algeria.

[44]: M. Hadjami, “ diagnostic des machines : Etude et modélisation dédiées à la détection des défauts ” Mémoire de Magister 2008.

[45]: N. Al-Nuaim, H. A. Toliyat, “ A novel Method for modelling dynamic air Gape eccentricity in synchronous machine s based on modified winding function theory”, *IEEE Transactions on energy conversion*, Vol.13, No.2, Jun 1998, Pages 156-162.

[46]: W.T. Thomson, M. Fenger, “Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults”, *In IEEEIAS magazine*, July/August 2001,pp. 26-34.

[47]: Antonino-Daviua,_, P. Joverb, M. Rieraa, A. Arkkiob, J. Roger-Folcha “DWT analysis of numerical and experimental data for the diagnosis of dynamic eccentricities in induction tors”, *Mechanical Systems and Signal Processing* 21 (2007) 2575–2589.

[48]: V.ostic, “dynamics of saturated electric machine”, *IEEE trans. Ind.applicat*,vol32,no4,pp910-917,jul/aug.1996.

[49]: S. Nandi, H.A. Toliyat, “Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors”, *A review, IEEE Transactions on Energy Conversion* 20 (4) (2005) 719–729.

[50]: H.A toliyat, M.s Arefeen and A.G parlos “a methde for dynamic simulation of air gap eccentricity in induction machines”, *IEEE trans. ind.applicat*,vol32,no4,pp.910 917,jul/aug.1996.

[51]: H.A toliyat,M.s Arefeen and A.G parlos “a methde for dynamic simulation of air -gap eccentricity in induction machines”, *IEEE trans. ind.applicat*,vol32,no4,pp.910 917,jul/aug.1996.

[52]: E. Schaeffer, Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés _a la simulation et à la détection de défauts, Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 1999

[53]: H. Merabet, T. Bahi, I. Atoui, M. Mohammedi “Technique de surveillance de la machine de l'état de fonctionnement du moteur asynchrone d'une chaine de pompage” 1er Séminaire International sur la maintenance industrielle et la Sécurité Industrielle, Université 20 Août 1955 Skikda, 09 et 10 Mai 2009.

[54]:N. Moubayed, “ Détection et localisation des défauts dans les convertisseurs statiques”, 6th International conférence On électromechanical and power Systems, October 4-6, 2007 Chisinau, Rep ; Moldova.

[55]: P. Geraldo, H. Yahoui, “ Diagnostic et surveillance des turboalternateurs de centrale nucléaire”, J3eA, Journal sur l’enseignement des sciences et technologies de l’information et des systèmes, Volume 4, Hors-série 4,2(2005).