



Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Hamma Lakhdar El-Oued
Faculté des lettres et des Technologie
Département de la Sciences et Technologie



Mémoire élaboré en vue de l'obtention du diplôme de master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Thème

Technique avancées pour le diagnostic des moteur à induction défauts statoriques

Présenté par :

 M. BEN ZAOUI Ahmed Yassine

 M. KHADRAOUI Amine

 M. BENGLIA Samir

Sous la direction de :

 Dr. ALLAL Abderrahim

Devant le jury :

Président: Dr. SARHOUD Hicham

Rapporteur: Dr. ALLAL Abderrahim

Examineur: Dr. KECHIDA Ridha

Année Universitaire:

2021-2022

Remerciements

Je remercie « Dieu » le tout-puissant, l'omnipotent, le clairvoyant et le miséricordieux avec tous ses noms que je vénère.

*Mes profonds remerciements s'adressent également à Monsieur le directeur de recherche **Dr ALLAL Abderrahim** pour son direction, ses orientations, ses précieux conseils, son simplicité et son patience pour réaliser ce modeste travail.*

*En mon nom personnel, je veux et j'insiste pour remercier infiniment surtout **Dr Chouaib Labiod** pour son aide technique et **Dr Abderrahmane Khechekhouche** pour ses conseils et tous mes enseignants depuis mes années universitaire qui ont veillé à nous donner un enseignement adéquat et élevé pour la spécialité qu'on a choisi grâce à leur qualification et leur amour du métier.*

Merci de tout cœur

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

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

A mes frères et mes sœurs et pour leur soutien

A tous ce qui m'ont chaleureusement encouragé à

finir ce mémoire de Master

Liste de figure

Chapitre I

Figure. I.1	Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil	3
Figure I.2	Stator d'un moteur à induction	4
Figure. I.3	rotor à cage d'écureuil et rotor bobiné	5
Figure. I.4	Flasque Palier	6
Figure. I.5	Pourcentage Les défauts des machines	8
Figure. I.6	Répartition des causes des défauts pour une machine asynchrone	9
Figure. I.7	Facteurs aggravant le défaut	9
Figure.1.8	Répartition des défauts	10
Figure.1.9	Représentation des différents défauts statoriques possible	11
Figure.1.10	Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique	13
Figure.1.11	Différentes défaillance des roulements à billes	14
Figure.1.12	chéma synoptique du principe de la méthode du spectre du courant s tatorique	18

Chapitre II

Figure. II.1	Constitution et disposition d'une cage rotorique	24
Figure. II.2	Structure du rotor	25
Figure. II.3	Schéma électrique équivalent d'une maille rotorique	28
Figure. II.4	Représentation d'une maille rotorique	28
Figure II.5	Transformation de PARK	31
Figure II.6	Induction magnétique produit par une maille rotorique	39
Figure. II.7	Position de la maille (k) par rapport à la bobine statorique de la phase "a" [32]	41
Figure.II.8	Représentation élémentaire d'un court-circuit entre spires	43
Figure.II.9	Représentation d'un circuit statorique contenant un court-circuit entre spires	44
Figure.II.10	Schéma électrique équivalent simplifié d'une maille rotorique (moteur sain)[45
Figure. II.11	Schéma électrique équivalent simplifié d'une maille rotorique (rupture) d'une barre rotorique[42].	46

Chapitre III

Figure III.1	Spectre expérimental du courant statorique MCSA avec 4 harmoniques de temps (moteur sain)	53
Figure III.2	Spectre expérimental du courant statorique MCSA avec 4 harmoniques de temps (moteur avec défaut statorique).	54
Figure III.4	Figure III. 3 Représentation des amplitudes d'harmoniques de temps de la technique MCSA	54

Figure III.4	Figure III. 4 Spectre expérimental du courant statorique avec ses harmoniques de temps (moteur sain) MSCSA.	55
Figure III. 5	Spectre expérimental du courant statorique avec ses harmoniques de temps(moteur avec défaut statorique) MSCSA.	55
Figure III.6	Représentation des amplitudes des harmoniques de temps pour un moteur sain puis avec défaut statorique MSCSA	56
Figure III.7	Indice partiel relatif des technique MCSA et MSCSA par rapport aux harmoniques de temps TH	56
Figure III.8	Spectre de simulation du courant statorique MCSA avec4 Harmoniques (RBFH) pour un moteur sain	57
Figure III.9	Spectre de simulation du courant statorique MCSA avec 4 Harmoniques (RBFH) (moteur avec défaut statorique)	58
Figure III.10	Représentation des amplitudes d'harmoniques (RBFH) pour MCSA	58
Figure III.11	Spectre de simulation du MSCSA avec ses harmoniques (RBFH) (moteur sain)	59
Figure III.12	Spectre de simulation du MSCSA avec ses harmoniques (RBFH) (moteur avec défaut statorique)	59
FigureIII.13	Représentation des amplitudes harmoniques (RBFH) pour MSCSA	60
Figure III.14	Indice partiel relatif des techniques MCSA et MSCSA par rapport aux harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH)	61
Figure III.15	Indice partiel relatif le plus sensible de technique MCSA (TH) et MSCSA (RBFH)	61
Figure III.16	Indice partiel relatif le plus sensible de technique MCSA (TH) et MSCSA (RBFH)	62

Liste des tableau

Chapitre I		
Tableau I.1	organigrammes de logique de surveillance	18
Chapitre II		
Tableau II.1	Tableau récapitulatif de toutes les inductances de la machine asynchrone à cage	41
Chapitre III		
Tableau.III.1	Expression générale des différentes harmoniques du courant statorique	51

Sommaire

Remerciements		
Dédicace		
Liste des Figures		
Liste des tableaux		
Introduction générale		
Chapitre I		
Généralités sur les machines Asynchrones		
	Généralités sur les machines asynchrones	Page
1	Introduction	04
2	Constitution de la machine asynchrone	05
2.1	Stator	06
2.2	Rotors	07
2.3	Paliers	08
3	Principe de fonctionnement	08
4	Défauts des machines asynchrones	10
4.1	Causes des Défauts	11
4.2	Principaux Défauts	12
4.3	Défaillances au stator	13
4.3.1	Défauts rotoriques	14
4.3.2	Ruptures de barre	14
4.3.3	Ruptures d'anneaux	14
4.3.4	Excentricité statique, dynamique et mixte	15
4.3.5	Roulement à billes	16
5	Déférents type de diagnostic	17
5.1	La surveillance	17
5.2	La détection	17
5.3	Diagnostic	17
6	les méthode de diagnostic des machine asynchrone	19
6.1	Méthodes sans modèle	19
6.2	Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induites	19
6.3	Diagnostic par mesure du couple électromagnétique	19
6.4	Diagnostic par l'analyse du courant statorique	19
7	Conclusion	21
Chapitre II		
Modélisation de la MAS avec défaut statorique		
1	Introduction	23
2	Structure du rotor	24
3	Modèle multi-enroulements de la MAS	24
3.1	Hypothèses simplificatrices	25
3.2	Equations différentielles associées	25
3.2.1	Equations différentielles du stator	25
3.2.2	Equations différentielles du rotor	27

3.2.3	Equation globale des tensions	28
3.3	Transformation de PARK	30
3.4	Système d'équation global	35
4	Calcul des inductances	33
4.1	Inductances statoriques	36
4.2	Inductances rotoriques	38
4.3	Inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques	40
4.4	Calcul des inductances en cas de court-circuit entre spires statorique	42
4.4.1	Exemple élémentaire	42
4.4.2	Système d'équations correspondant	42
5	Défaut rotorique	44
6	Conclusion	46
Chapitre III		
Résultats expérimentaux et de simulation		
1	Introduction	49
2	Théorie générale sur les harmoniques de la MAS	50
3	Etude du courant de stator avec ses harmoniques	52
4	Etude comparative entre la méthode classique MCSA et celle avancée MSCSA	54
4.1	Première méthode en utilisant l'indice (de Diagnostic) partiel relatif	54
4.1.1	Harmoniques de temps (TH)	55
4.1.1 a	Méthode MCSA	55
4.1.1.b	Deuxième technique MSCSA	57
4.1.2	Harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH)	59
4.1.2.a	Méthode MCSA	59
4.1.2.b	Deuxième technique MSCSA	61
4.1.3	Comparaison des indices partiels relatifs des techniques de diagnostic	63
4.2	Deuxième méthode en utilisant l'indice (de diagnostic) global relatif	64
6	Conclusion	65

INTRODUCTION GENERAL

Les machines asynchrones spécialement les moteurs asynchrones jouent un rôle important dans le domaine de la conversion de l'énergie électromécanique. Surtout avec l'évolution de l'électronique de puissance, du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et de son faible coût d'achat de fabrication de plus, la vitesse de rotation est presque constante sur une large plage de puissance. Mais les machines subissent de plus en plus de perturbation auxquelles sont sensibles. Suite aux exigences de la continuité de service vont dans le sens que l'on doit avoir continuellement une information sur l'état de fonctionnalité de la machine (états et paramètres) et notamment sur la manière avec laquelle sa commande est réglée lors l'apparition d'une défaillance [1].

La surveillance des équipements implique le diagnostic des défauts, qui consiste à détecter l'emplacement des changements anormaux dans le comportement ou l'état du système et leurs causes. Des systèmes de surveillance et de diagnostic peuvent être mis en œuvre pendant le fonctionnement ou pendant les phases normales d'arrêt. En exploitation, l'objectif est de garantir la sécurité et la continuité de service et d'enregistrer les événements utiles à la maintenance corrective. Lors d'arrêts, l'objectif est d'évaluer la dégradation de certains composants afin de décider d'opérations de maintenance préventive ou curative. Le travail présenté porte sur le diagnostic des moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil.

L'essor de ce moteur est principalement dû à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore la quasi-absence d'entretien, à tel point qu'on peut désormais le retrouver dans tous les domaines industriels. Ce mémoire est orientée là-dessus. En effet, elle s'intéresse à la surveillance et au diagnostic des défauts des machines asynchrones, en l'occurrence les défauts statoriques. Elle s'appuie sur des compétences dans les domaines des moteurs et du traitement du signal. Notre premier objectif en abordant cette mémoire

est de comprendre et d'analyser les écueils possibles des machines asynchrones. La recherche et le développement d'outils de surveillance et de diagnostic des pannes est notre deuxième objectif et a été abordé en détail dans le chapitre précédent.

Dans un premier chapitre, nous abordons l'état de l'art qui donne un résumé sur les principaux défauts de la machine asynchrone. Les différentes techniques de diagnostic seront aussi présentées pour avoir un appui sur lequel nous posons la problématique du sujet.

Un deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée à cage avec le calcul des inductances entre enroulements de la machine en tenant compte du modèle multi-enroulement. Dans ce chapitre, on va faire la modification que subissent les inductances de la machine en cas de court-circuit entre spires.

Dans un troisième chapitre, on présentera une comparant entre la technique avancée MSCSA et la technique MCSA pour le diagnostic en utilisant l'indice partiel relatif et l'indice global relatif et se basant sur les harmoniques de temps TH et les harmoniques des défauts des barres rotoriques (naturels) RBFH. Cette étude a été basée sur des résultats expérimentaux et de simulation pour trouver la meilleure méthode de diagnostic au point de vue de sensibilité.

Chapitre I

Généralités sur les machines

Asynchrones

LA MACHINE ASYNCHRONE

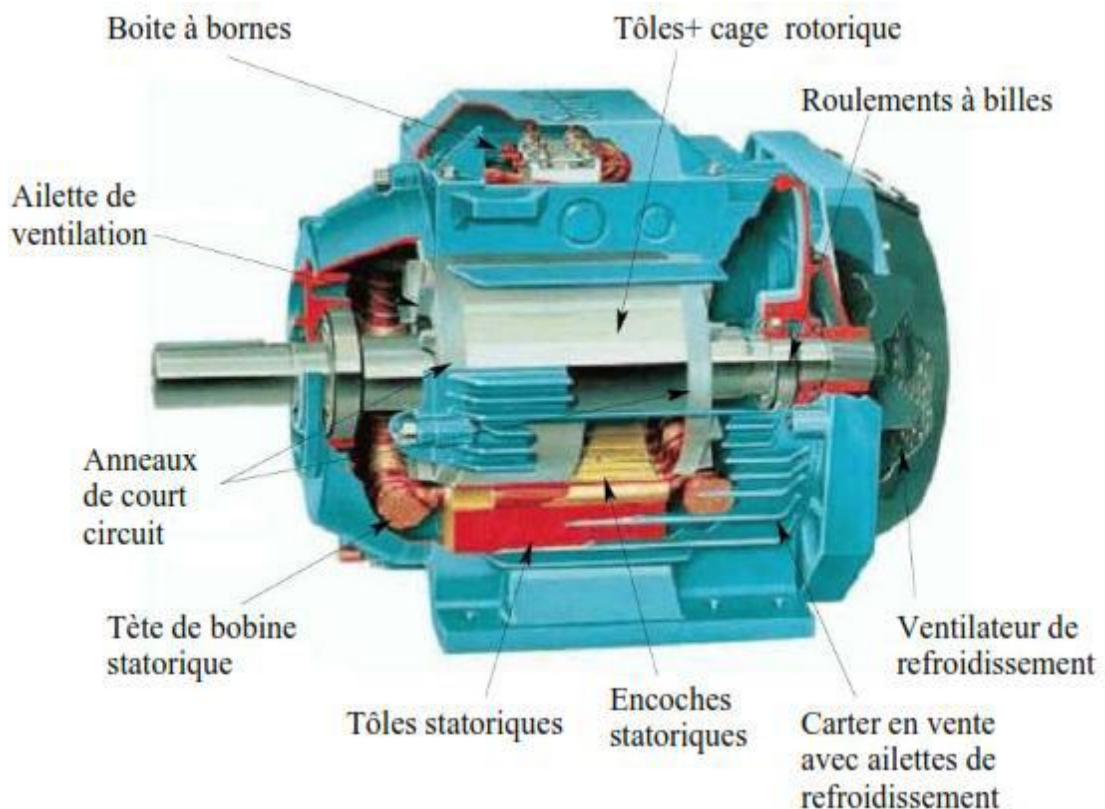


1- Introduction :

Ce chapitre dresse un panorama des défauts des machines électriques et leur diagnostic, avec une référence particulière aux machines asynchrones et leur détection de défauts, sachant que ces techniques peuvent être facilement étendues à d'autres types de machines électriques. La surveillance des machines électriques, pour le diagnostic et la prévision de pannes, a suscité de nombreux travaux ces dernières années, à cause de son influence considérable sur la continuité opérationnelle de nombreux processus industriels. Un bon diagnostic et une détection précoce de défauts permettent de minimiser le temps d'arrêt ainsi que le temps de maintenance du processus en question. Ils permettent aussi d'éviter les conséquences nuisibles, parfois dévastatrices, des défauts ainsi que de réduire les pertes financières. Une bonne procédure de détection doit prendre les mesures minimales nécessaires à partir du processus en question, ainsi que d'extraire un diagnostic donnant une indication claire des modes de défaillance, par l'analyse des données, dans un minimum de temps. Le but de ce chapitre est de présenter les défauts et les méthodes de diagnostic appliquées à la machine asynchrone. Ces méthodes sont classées en deux catégories, celles qui utilisent un modèle mathématique du système et celles qui consistent à analyser les signaux mesurés [1].

2- Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit. Dans ce travail, nous nous intéressons à la machine asynchrone à cage d'écureuil[2]. Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés.

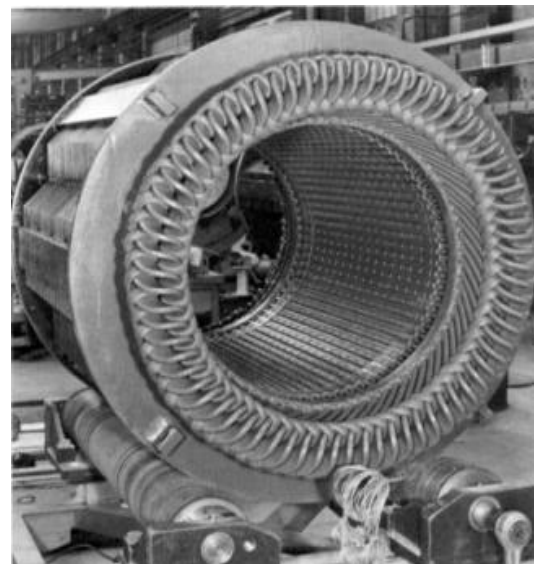


La Figure . I.1: Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil[1]

2.1. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Pour les petites machines, ces tôles sont découpées en une seule pièce, alors qu'elles sont découpées par sections pour les machines de puissance plus importantes. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de rivets ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulée ou encore concentrique. L'enroulement concentrique est souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone [3].



La Figure . I.2: Stator d'un moteur à induction.[3]

2.2. Rotors

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types la Figure 1.3 [1]:

a. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

b. Les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit "de court-circuit", eux aussi fabriqués

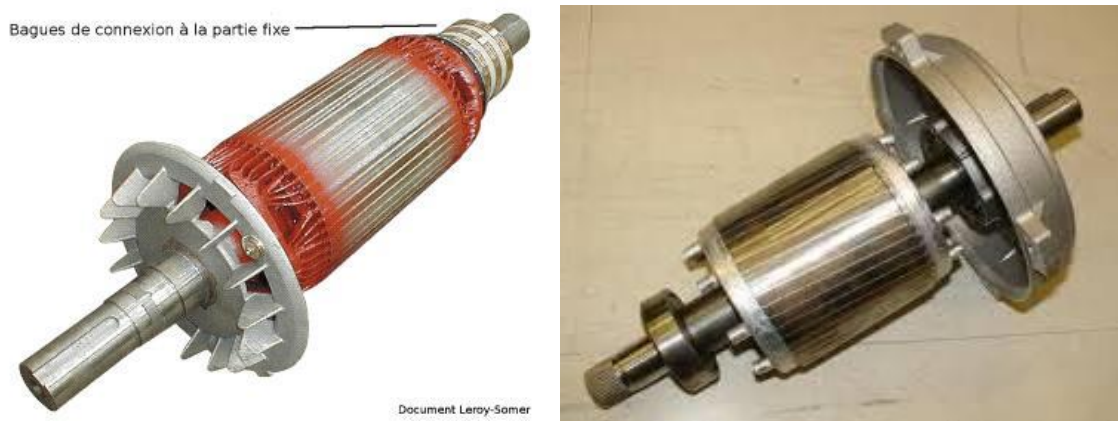


Figure I.3: rotor à cage d'écureuil et rotor bobiné.[4]

2.3. Paliers

Les paliers sont constitués de roulements à billes et de flasques. Les roulements à billes sont insérés à chaud sur l'arbre, permettant ainsi d'assurer le guidage en rotation de l'arbre. Les flasques, moulés en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme le montre la Figure I.4.[5].



La Figure . I.4: Flasque Palier[1]

Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer 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 réluctances du circuit magnétique.

Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone.

3. Principe de fonctionnement

Le stator est composé de $3p$ bobines alimentées par un système de tension triphasées de fréquence f . Ces $3p$ bobines créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme Ω_s qui se répartit sinusoidalement dans l'entrefer (espace entre le rotor et le stator) de la machine.

Ω_s est donnée par la relation :
$$\Omega_s = \frac{\omega}{p}$$

Avec

$$\omega = 2\pi f \text{ en } [\text{rad} / \text{s}]$$

p : *nombre de paires de pôles*

Ω_s : *vitesse angulaire en [rad / s]*

Le rotor du moteur asynchrone triphasé peut-être « à cage d'écureuil » ou bobiné. Le rotor ne possède aucune liaison électrique avec le stator. Le rotor constitue un circuit électrique fermé où se crée des courants induits qui entraînent la mise en rotation du rotor. Le rotor tourne à la vitesse de rotation Ω qui est inférieure à la vitesse synchrone.

Le branchement est réalisé à l'aide de trois fils qui amènent le courant de la ligne à l'enroulement du stator. Le rotor est en court circuit. Dès que le stator est alimenté par des courants triphasés, de pulsation ω , il se produit un champ tournant ; si le bobinage statorique comprend $2p$ pôles, ce champ tourne à la vitesse angulaire Ω_s , dite vitesse de synchronisme, qui peut être définie comme suit :

$$\Omega_s = \omega / p \quad (\text{I.1})$$

Ce champ balaie les conducteurs du rotor et y induit des forces électromotrices (f.é.m.). Le rotor étant en court-circuit, ces f.é.m. y produisent des courants induits. Ces courants, placés dans le champ tournant, sont soumis à des forces, forment un couple. Le rotor étant libre, ce couple le fait tourner dans le sens de rotation du champ tournant.

- Le champ magnétique tourne à la vitesse de synchronisme : Ω_s .
- Le rotor tourne à la vitesse : Ω en [rad/s] ou bien n en [tr/min]
- Les f.é.m. induites dans le rotor dépendent de la vitesse relative des conducteurs du rotor par rapport au champ tournant, cette vitesse est dite vitesse de glissement : $\Omega_g = \Omega_s - \Omega$
- Le glissement g d'un moteur asynchrone est défini par

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

Ou

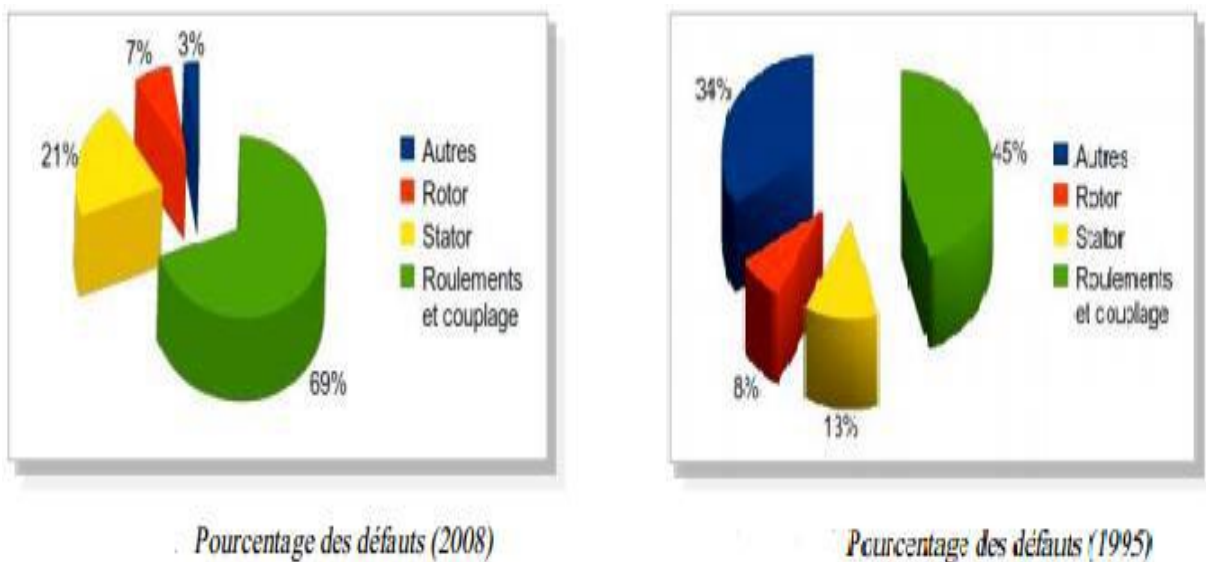
$$g = \frac{s - n}{ns} \quad (\text{Sans unité ou en \%}). \quad (\text{I.2})$$

- On désigne par n_s la fréquence de synchronisme, c'est à dire la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine. On désigne par n la fréquence de rotation de la machine.

$$n_s = \frac{s}{p} \quad \text{ou} \quad n_s = 60 f_s / p \quad (\text{tr/min}) \quad (I.3)$$

4. Défaits des machines asynchrones

Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts se déclarent dans les différentes parties de la machine en commençant par la connexion des phases statoriques et en finissant par l'accouplement mécanique du rotor a la charge. Ces défaillances peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques, et leurs causes sont très variées. Une étude statistique menée par [6] sur les machines asynchrones à cage d'écurueil, exploitées dans le domaine de l'industrie pétrochimique, nous révèle que certaines défauts sont plus fréquentes que d'autres comme exposé par le diagramme de les Figure I.5 en présentant le pourcentage de défauts susceptibles d'affecter ces machines de grande puissance[1].



La Figure . I.5: Pourcentage Les défauts des machines [5].

4.1. Causes des Défaits

La Figure I.6 présente les phénomènes à l'origine des défauts dans la machine, la principale source de défauts provient de la mécanique; la deuxième cause de défauts est la surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants; la troisième cause de défauts référencés est le claquage d'isolants conduisant à des courts-circuits.

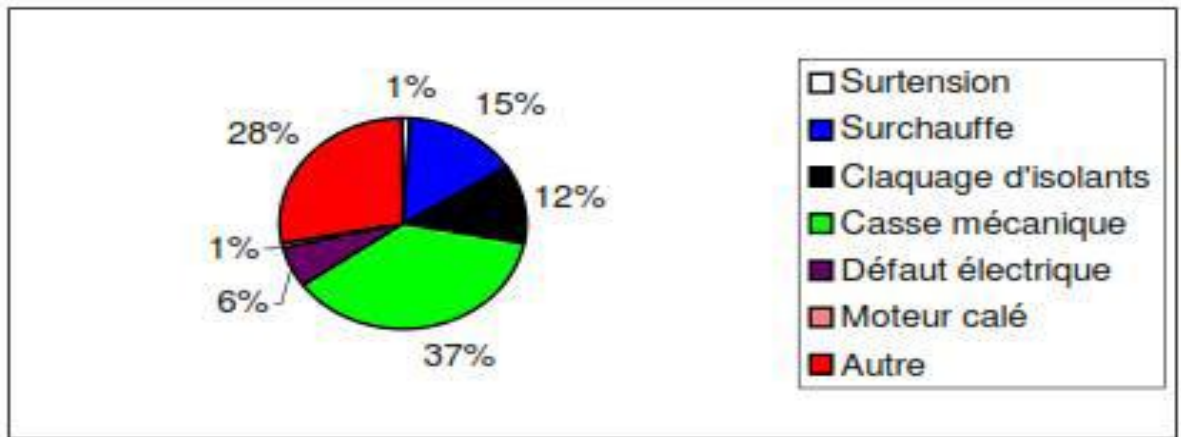


Figure I.6: Répartition des causes des défauts pour une machine asynchrone [6].

La Figure I.7 précise les conditions qui aggravent le défaut: la première source d'aggravation provient de l'usure des éléments avec l'âge et la durée de service. Cette usure est renforcée par les différentes conditions de fonctionnement (surchauffe, humidité, exposition,...). En règle générale, toute différence par rapport au point de fonctionnement nominal contribue à aggraver le défaut naissant voir à le faciliter.

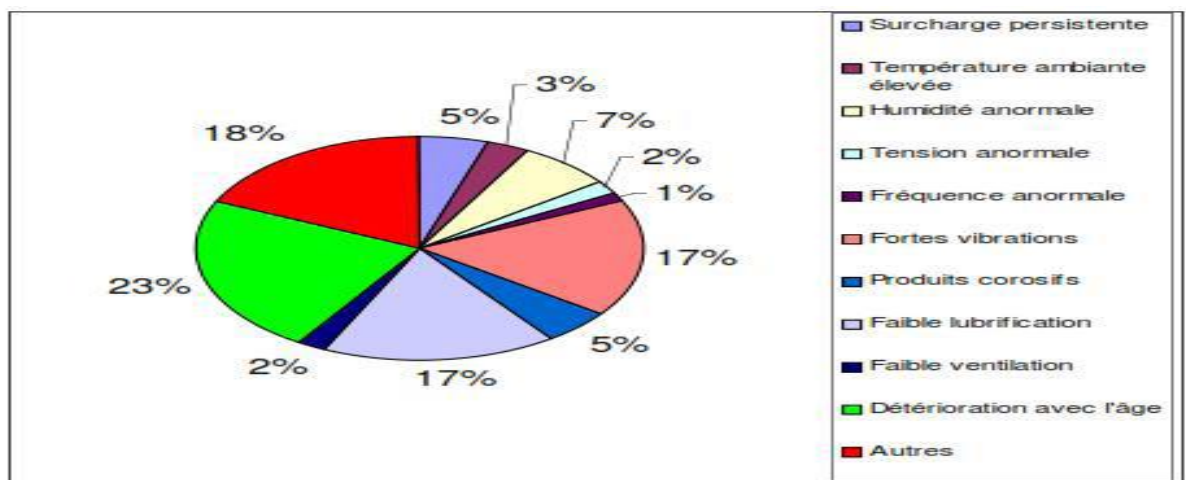


Figure I.7: Facteurs aggravant le défaut [6].

4.2. Principaux Défaits

Les principaux défauts pouvant se produire dans une machine à cage peuvent être Classés comme suit:

- Défauts au stator résultant d'une ouverture ou d'un court-circuit sur au moins une phase du stator ;
- Connexion anormale des enroulements stator;
- Cassure de barre ou d'anneau de court-circuit au rotor;
- Excentricité dynamique ou statique;
- Axe plié (proche de l'excentricité dynamique) ;
- Roulements

Une étude conduite pour IEEE [7] a établi une statistique des différents défauts pouvant se produire sur une machine électrique la Figure I .8

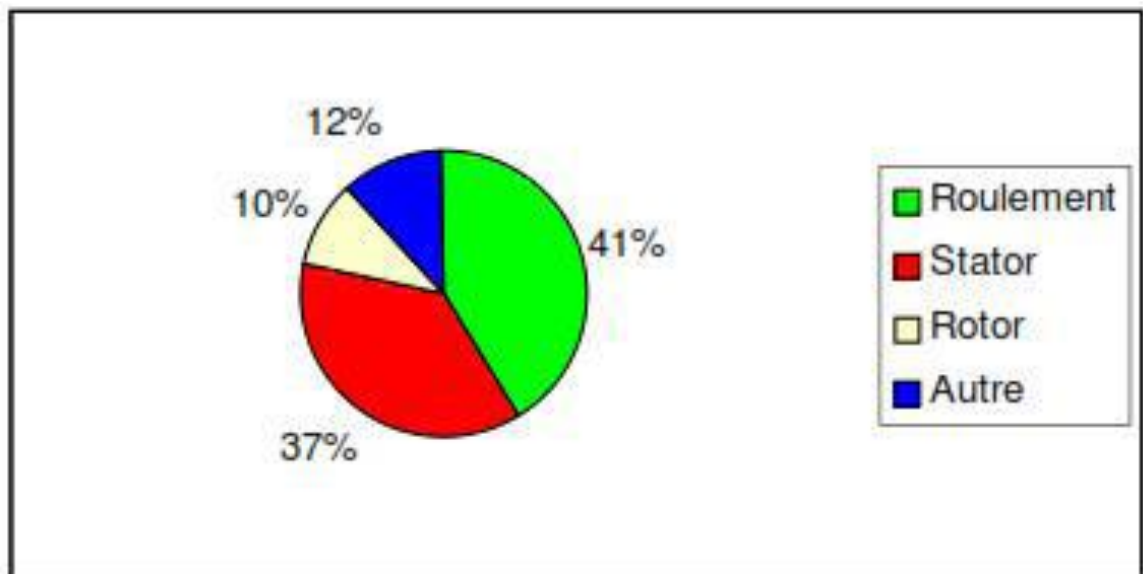


Figure 1.8: Répartition des défauts [6].

4.3. Défaillances au stator

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème :[8]

- thermique (surcharge,...);
- électrique (diélectrique,...);
- mécanique (bobinage,...);

- environnemental (agression,...).

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

- court-circuit entre spires;
- court-circuit entre bobines;
- déséquilibre d'alimentation.
- défaut d'isolant;

Ces défauts. Ils sont connus comme des défauts phase-terre ou des défauts phase-phase. 30 à 40% de ces défauts de moteur asynchrone sont classés dans cette catégorie[9].

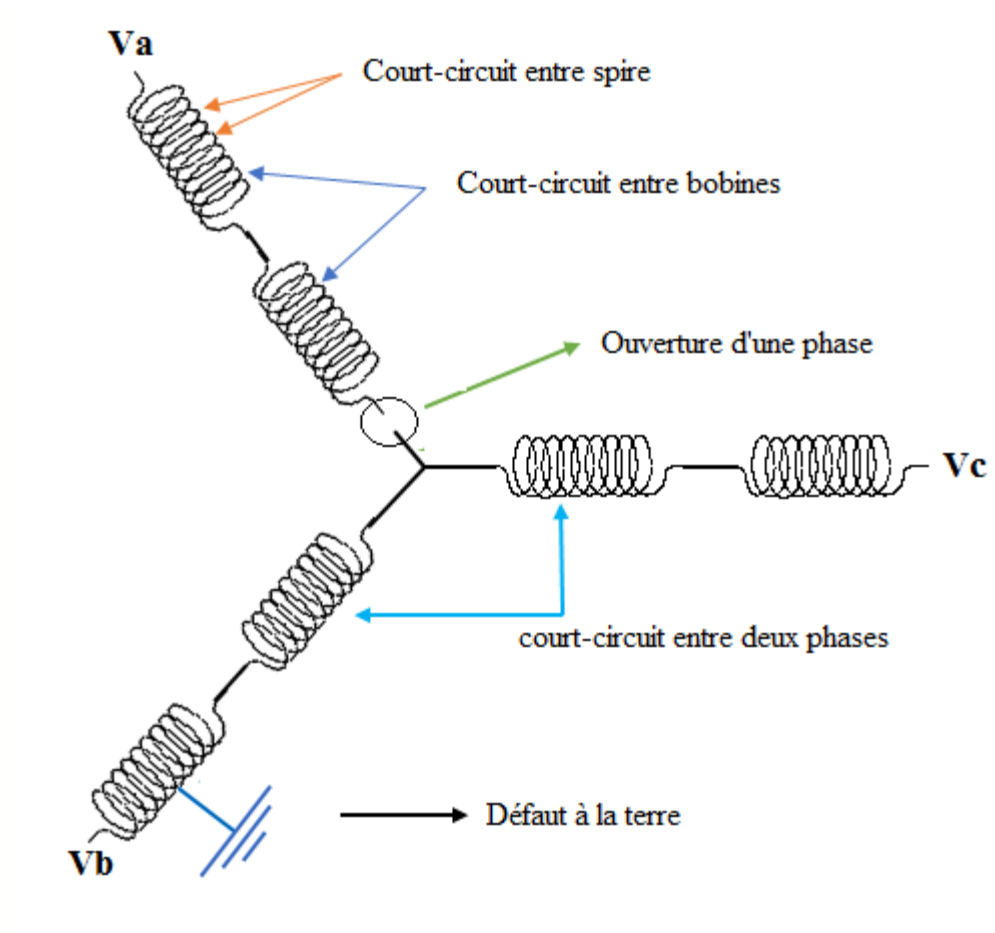


Figure 1.9: Représentation des différents défauts statoriques possible[7]

4.3.1. Défauts rotoriques :

Les défauts rotoriques se situent au niveau de la cage ou au niveau de l'entrefer. Au niveau de la cage les défauts se résument à la rupture de barres de la cage ou à la rupture d'anneaux de court-circuit. Au niveau de l'entrefer les défauts se manifestent par une excentricité statique, dynamique ou mixte. Ces défaillances sont essentiellement dues à un problème [10], [11], [12]:

- thermique (surcharge,...)
- électromagnétique
- résiduel (déformation,...)
- dynamique (arbre de transmission,...)
- environnemental (agression,...)

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

4.3.2. Ruptures de barre :

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

Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées. [13]

4.3.3. Ruptures d'anneaux :

La rupture d'une portion de l'anneau de court-circuit dans une machine asynchrone à cage, est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures peuvent être dues à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres

rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres. [13]

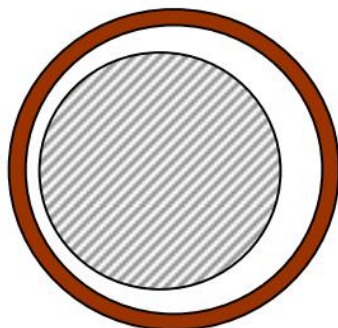
4.3.4. Excentricité statique, dynamique et mixte :

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor, Figure I.10.).

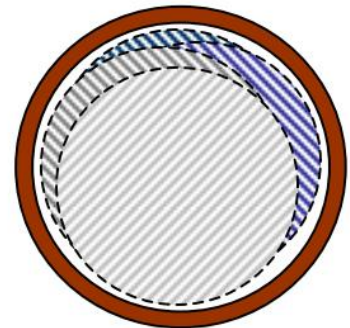
Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).[14]

Trois cas d'excentricité, sont généralement distingués :

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



Excentricité statique



Excentricité dynamique

Figure 1.10. Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique[5]

Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [15]

4.3.5. Roulement à billes :

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts des 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 abimés, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation. L'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statorique permet de détecter ce type de défaillances. [16]

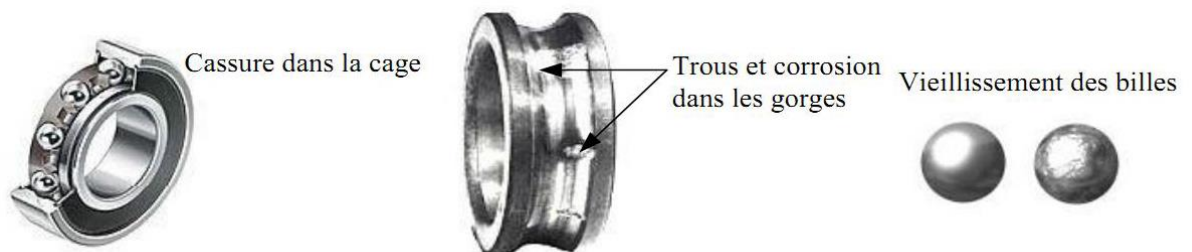


Figure. 1.11. Différentes défaillances des roulements à billes [8]

Classiquement ce type de défaut est diagnostiqué à partir du spectre d'une mesure acoustique ou vibratoire [17], on distingue:

- Trous dans les gorges du roulement intérieurs et extérieurs,
- Ondulation de la surface du roulement,
- Attaque des billes,
- Corrosion due à l'eau,
- Défaut de graissage, problème dû à la température,

- Décollement, effritement de surface, provoquée par une surcharge.

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur.

5. Différents type de diagnostic

Au cours de ces dernières années, la maintenance prédictive s'est imposée dans l'industrie, puisque les chercheurs ont très rapidement compris qu'elle pourrait, grâce à lui, réduire les pannes, éviter les imprévus et anticiper le moindre arrêt de production.

Plus concrètement, ce type de maintenance va permettre de gagner en fiabilité et de surveiller le plus précisément possible les performances de la machine.

Alors pour cela il faut faire appel à des méthodes ou des techniques pour rendre ce type de maintenance efficace et répondre à l'exigence de l'industrie.

5.1. La surveillance : est un processus passif, informationnel qui analyse l'état du système et fournit des indications. La surveillance consiste à détecter et classer les défaillances en observant l'évaluation du système puis à diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières.[18]

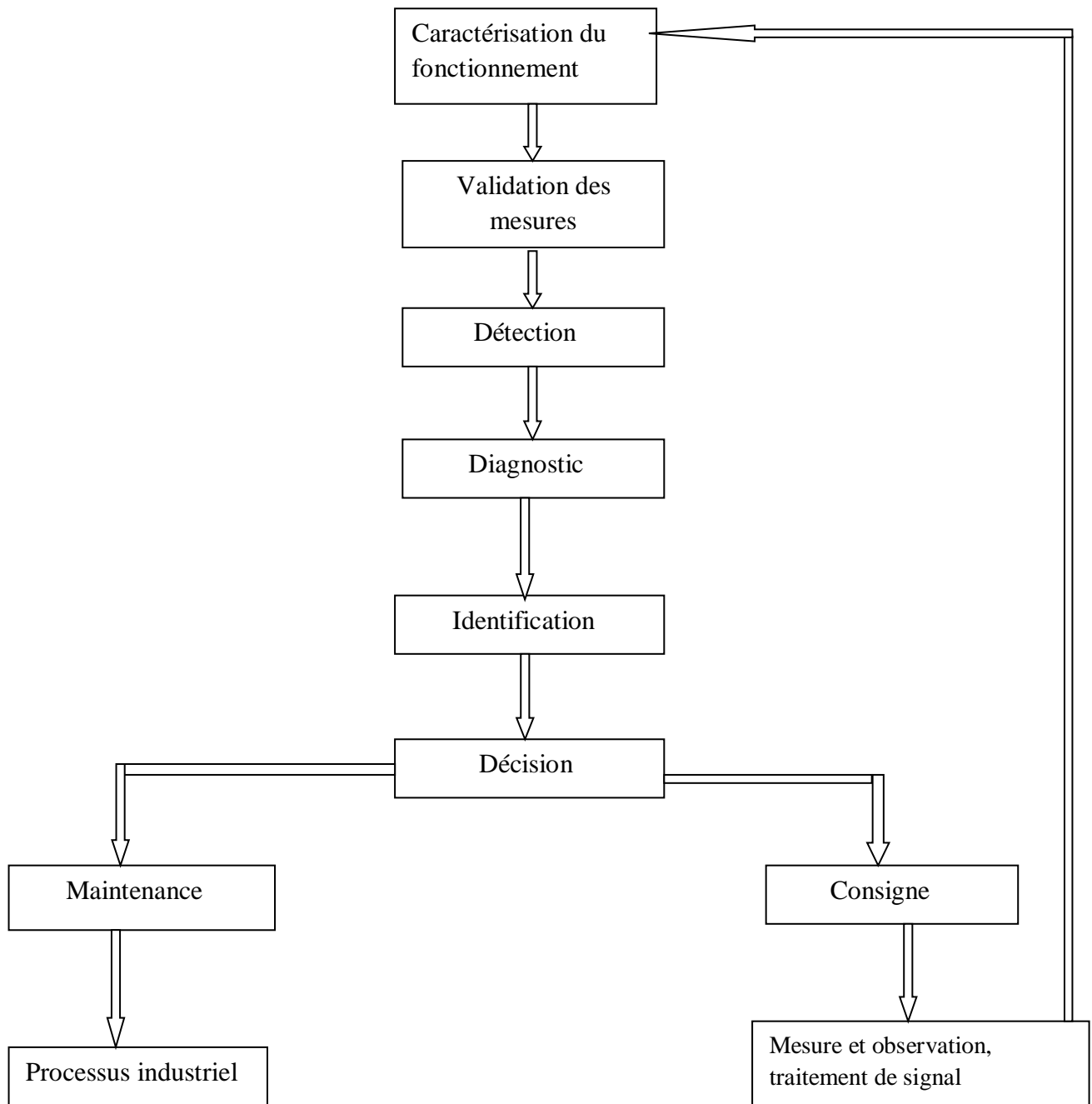
La surveillance se compose donc de deux fonctions principales qui sont les détections et le diagnostic :

5.2. La détection : pour détecter les défaillances du système, il faut être capable de classer les situations observables comme étant normales ou anormales [18]

5.3. Diagnostic: le diagnostic est l'identification des causes probables de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test [19] Deux tâches essentielles en diagnostic

- Observer les symptômes de défaillance.
- Identifier la cause de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique.

L'organigramme ci-dessous nous donne une idée sur la logique de surveillance



organigrammes de logique de surveillance

6. Méthode de diagnostic des machine asynchrone

6.1. Méthodes sans modèle

Ces méthodes sont basées soit sur le traitement de signaux issus de capteurs de grandeurs physiques affectées par les défauts ou soit par des systèmes experts mettant en oeuvre des techniques d'intelligence artificielle. Puisque les allures temporelles ne donnent pas beaucoup d'information, on est obligé d'aller vers les techniques de traitement de signal. Les méthodes se basant sur l'analyse des signaux d'acquisition ont l'avantage d'être indépendante des fluctuations internes du système. Ainsi, l'information contenue dans les signaux n'est pas affectée par une éventuelle erreur de modélisation. Plusieurs techniques de traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux issus des machines électriques tels que : les courants, les puissances, le couple, la vitesse, le flux, les vibrations,...etc[20].

6.2. Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induites

Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statorique pendant la déconnexion de la machine du réseau. En utilisant cette approche, les effets de non idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que le non linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évitées[20].

6.3. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans la machine, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale du signale du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'Etat de santé de la machine [21].

6.4. Diagnostic par l'analyse du courant statorique

Cette méthode est un outil puissant pour détecter la présence des défauts mécaniques et Electriques. Elle présente plusieurs avantages par rapport aux autres méthodes, parce qu'elle ne demande ni l'introduction d'un capteur au niveau de la machine ni l'utilisation d'un équipement coûteux et encombrant mais seulement un capteur de courant (sonde à effet de hall ou transformateur de courant) qui donne une image sur le courant de phase statorique .

C'est cette méthode de diagnostic qui sera utilisée comme outil de diagnostic dans la Recherche des différents défauts dans ce travail.

C'est Cette méthode est basée sur la comparaison entre le spectre de courant de stator Sain et le spectre de courant de stator défectueux.

Les nouvelles composantes de fréquence apparaissent lorsque le moteur a souffert d'un Défaut.

La technique d'analyse spectrale du courant de stator (MCSA) est l'une des méthodes Utilisées pour diagnostiquer de manière précise différents défauts dans les moteurs à Induction [22].

Dans le cas d'une répartition non sinusoïdale de la Fmm en plus du fondamental apparaît des harmoniques de l'encochage rotorique, cas d'un moteur à cage [23]. Pour montrer le principe de cette méthode, on considère le cas d'une asymétrie Rotorique d'un moteur asynchrone, l'existence de ce défaut engendre un courant de défaut dans le rotor .Ce courant produit une Fmm pulsatoire dont la fréquence d'ondulation est f_s cette Fmm produit dans l'enroulement statorique une harmonique à deux composantes, la première ayant la fréquence $(1-2s)f$ et la deuxième ayant la fréquence $(1+2s)f$ Figure I.12.

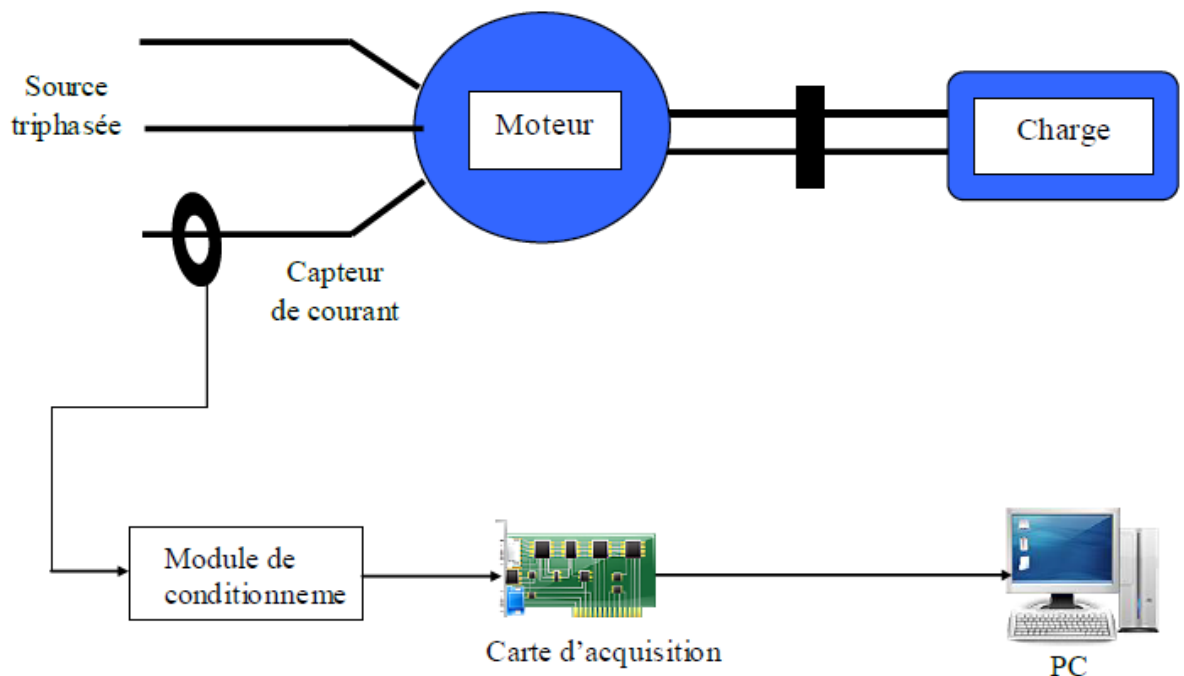


Figure .1. 12 schéma synoptique du principe de la méthode du spectre du courant statorique [10].

7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le principe de fonctionnement de la machine asynchrone et de ses composants, et nous nous sommes intéressés à lister les principales pannes qui surviennent dans les différentes parties du dispositif ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition. Ensuite, nous avons brièvement présenté certaines des techniques de diagnostic utilisées dans le domaine de la surveillance des MAS.

Chapitre II :

Modélisation de la MAS avec

défaut statorique

1 Introduction

Le modèle multi enroulement, défini dans le but de mieux se rapprocher de la structure réelle du rotor à cage, suppose que celui-ci regroupe un nombre de mailles formant un enroulement polyphasé, chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et les deux portions d'anneau de court-circuit qui les relient. Une telle structure a été utilisée avec profit dans le diagnostic de la machine asynchrone. Plusieurs démarches ont été menées dans cet axe, et ont permis de dévoiler quelques phénomènes découlant d'un défaut, tel que l'apparition des raies de fréquences supérieures ou inférieures à la fréquence statorique dans l'analyse spectrale des courants, couple, vitesse et puissance[25].

Les modèles simples (dq), utilisés dans les méthodes classiques, négligent un certain nombre de phénomènes. Ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axe. Donc, il a fallu s'orienter vers le modèle multi enroulement pour une description adaptée aux défauts [26].

Dans notre étude, nous utiliserons la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone. Les facilités apportées par cette approche pour étudier les défauts magnétiques, nous ont semblé être les plus adéquates pour analyser l'influence d'une rupture de barre ou d'anneau de court-circuit sur le fonctionnement de la machine asynchrone à cage. Nous avons privilégié l'approche analytique afin de disposer d'un modèle mathématique ne nécessitant pas d'outils de calculs complexe [27].

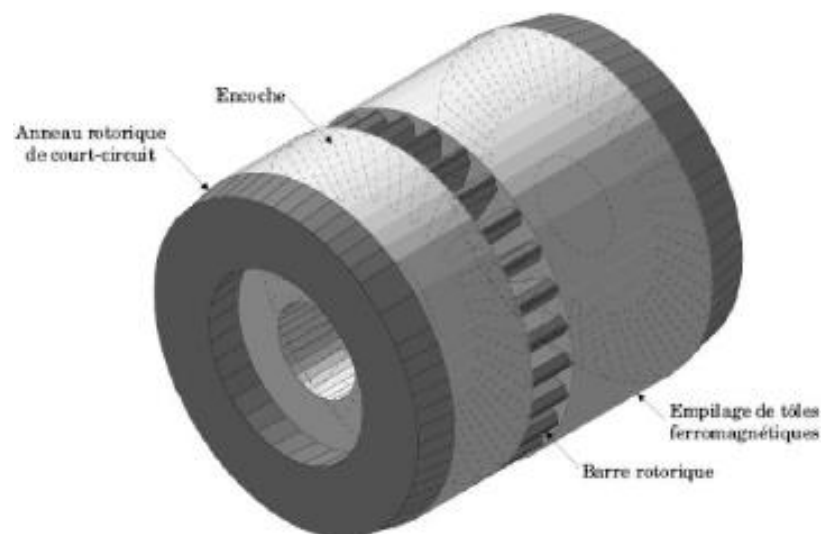


Figure II.1 : Constitution et disposition d'une cage rotorique [28]

2. Structure du rotor

La cage d'écurueil de la machine asynchrone se compose de N_r encoches rotoriques qui peuvent être soit ouvertes soit fermées sur l'entrefer.

La cage rotorique peut se décomposer en (N_r+1) circuits électriques rotoriques indépendants. En effet, si on considère deux barres rotoriques adjacentes ainsi que les segments d'anneau de court-circuit les reliant, nous obtenons une boucle rotorique fermée qui peut être étudiée sous forme de circuit électrique.

Un des anneaux de court-circuit crée par conséquent une boucle supplémentaire ce qui porte le nombre de boucles totales à (N_r+1) . On associe à chacune de ces boucles un courant, ce qui amène à calculer $(N_r + 1)$ courants rotoriques. Chaque barre rotorique est modélisée par une inductance en série avec une résistance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit[29].

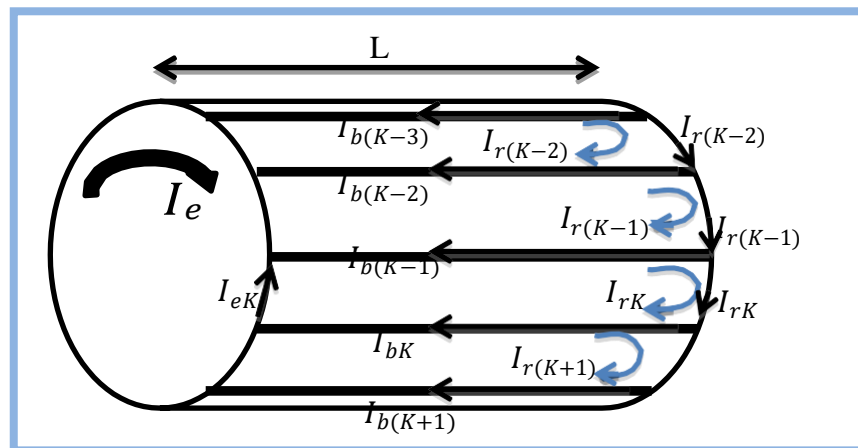


Figure II.2: Structure du rotor [30].

3 Modèle multi enroulement de la MAS

Il est en fonction du type d'approche utilisée. On en distingue deux, assez complémentaires :

- une approche dite « locale » car basée sur la signature de grandeurs locales telles que la densité de flux ; il s'agit souvent de méthodes numériques par éléments finis permettant une analyse fine des phénomènes physiques locaux associés aux défauts de cages,
- une approche analytique basée, quant à elle, sur la signature de grandeurs externes globales telles que courants, couple électromagnétique ; elle utilise le modèle de Kirchhoff, (réseau électrique équivalent à la machine) ainsi que la transformation « des 2 axes » appliquée aux équations électriques du système multi enroulements étudié. En fin, cette approche s'adapte

particulièrement bien au problème posé ici et vu sa simplicité nous l'avons adoptée comme démarche.

3.1 Hypothèses simplificatrices

À partir d'hypothèses classiques qui supposent que :

- ❖ La perméabilité du fer est infinie.
- ❖ L'entrefer est lisse et constant.
- ❖ La f.m.m statorique est à distribution sinusoïdale.

On calcule les différentes inductances et mutuelles qui interviennent dans les équations du circuit.

3.2 Equations différentielles associées

Pour faire une simulation numérique réelle de notre machine, il nous faut mettre toutes les équations de notre système global. L'ensemble des équations différentielles indépendantes définissant le modèle de la machine doit être mis en valeur.

3.2.1 Equations différentielles du stator

Ces équations différentielles vont nous permettre d'associer le vecteur tension, le vecteur courant ainsi que le vecteur flux pour les trois phases statoriques Sa, Sb et Sc. En appliquant la loi d'Ohm sur les trois phases statoriques, nous obtenons :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$[v_{sabc}] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T, \text{ vecteur de tensions statoriques.}$$

$$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T, \text{ vecteur de courants statoriques.}$$

$[R_s]$: matrice des résistances statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Les trois phases statoriques sont non seulement magnétiquement couplées entre elles mais également avec les circuits électriques rotoriques. Par conséquent, les courants de boucles rotoriques notés ici $[i_{rk}]$ interviennent dans les équations des trois flux statoriques comme le montre l'équation ci-dessous :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rk}] \quad (\text{II.3})$$

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

$[\phi_{sabc}] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$, vecteur de flux statoriques.

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$, vecteur de courants statoriques.

$[L_s]$: matrice des inductances statoriques se compose des inductances propres, de magnétisation, de fuites et mutuelles des trois phases statoriques. Elle peut se mettre sous la forme.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{bs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

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

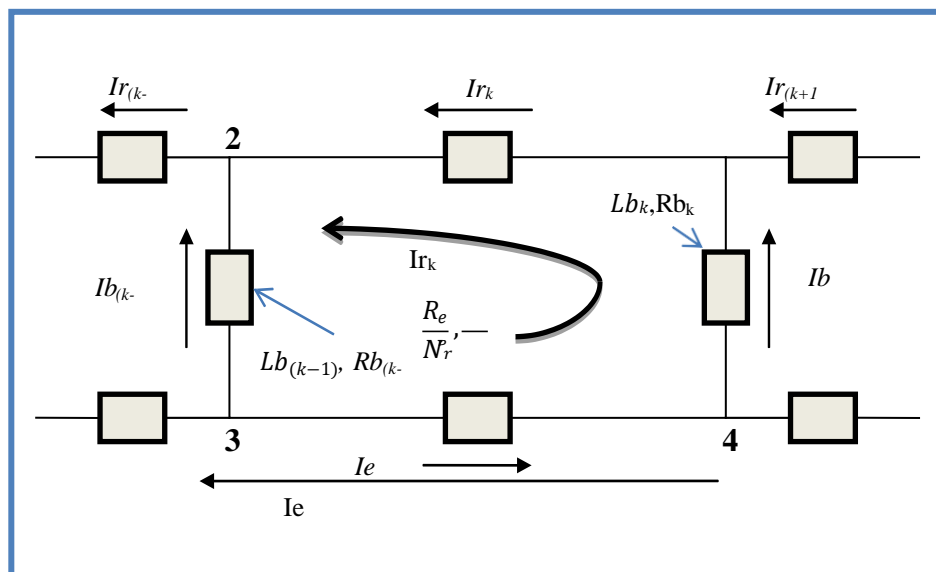
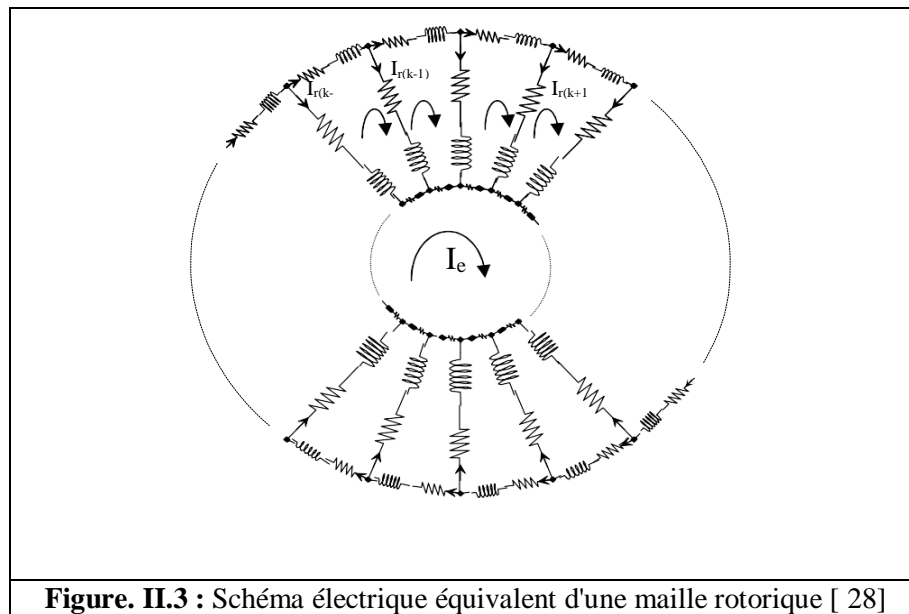
$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \dots & L_{sr} \cos(\theta_r + k a) & \dots \\ \dots & L_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{2\pi}{3}) & \dots \\ \dots & L_{sr} \cos(\theta_r + k a - \frac{4\pi}{3}) & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

où : $k=0, 1, 2, \dots, N_r-1$

Les équations des trois phases statoriques de la machine étant maintenant décrites, les équations associées aux circuits électriques de la cage rotorique sont maintenant abordées.

3.2.2 Equations différentielles du rotor

La (Figure. II.3) représente le schéma équivalent d'une maille de la cage rotorique :



Tout comme pour les équations du stator de la machine asynchrone, les équations natives des circuits électriques rotoriques peuvent se mettre sous une forme matricielle. Nous relierons les tensions de chacune des boucles rotoriques avec les courants et les flux grâce aux équations [32] [33]:

Sachant que :

$$\begin{aligned} i_{ek} &= i_{rk} - i_e \\ i_{bk} &= i_{rk} - i_{r(k+1)} \end{aligned}$$

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

$$R_{bk} i_{r(k-1)} + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b(k-1)} + R_{bk} \right) i_{rk} - R_{bk} i_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} i_e + \frac{d}{dt} \phi_{rk} = 0 \quad (\text{II.6})$$

avec :

$$\begin{aligned} \phi_{rk} &= \left(Lrp + 2L_b + 2 \frac{L_e}{N_r} \right) i_{rk} - Mrr \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} i_{rj} - L_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} i_e \\ &- L_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) : \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) \right] [i_{sabc}] \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Il faut compléter le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de court-circuit [33].

On a alors :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{d}{dt} i_{rk} - R_e i_e - L_e \frac{d}{dt} i_e = 0 \quad (\text{II.8})$$

3.2.3 Equation globale des tensions

L'équation globale des tensions est :

$$[V] = [R] [I] + [L] \frac{d[I]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$[V] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc} : 0 \ 0 \ \dots \ 0 : 0]^T$$

le vecteur global des tensions (Nr+4×1),

il contient les trois tensions statoriques et les Nr tensions des mailles rotoriques, ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{i}_{sa} \ \mathbf{i}_{sb} \ \mathbf{i}_{sc} \ \vdots \ \mathbf{i}_{r0} \ \mathbf{i}_{r1} \ \cdots \ \mathbf{i}_{rk} \ \cdots \ \mathbf{i}_{r(N_r-1)} \ \vdots \ \mathbf{i}_e]^T, \text{ vecteur global des courants } (Nr+4 \times 1),$$

il contient les trois courants statoriques et les N_r courants des mailles rotoriques, ainsi que le courant de l'anneau de court-circuit.

$$[\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{R}_s] & \vdots & [0] \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ [0] & \vdots & [\mathbf{R}_r] \end{bmatrix}, \text{ matrice globale des résistances.}$$

Avec $[\mathbf{R}_r]$: matrice des résistances rotoriques [34].

$$[\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_{b0} + R_{b(N_r-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & 0 & \cdots & -R_{b(N_r-1)} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & R_{b(k-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{bk} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_{b(N_r-1)} & 0 & \cdots & -R_{b(N_r-2)} & R_{b(N_r-1)} + R_{b(N_r-2)} + 2\frac{R_e}{N_r} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -\frac{R_e}{N_r} & \cdots & \cdots & \cdots & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} [\mathbf{L}_s] & \vdots & [\mathbf{M}_{sr}] \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ [\mathbf{M}_{sr}]^T & \vdots & [\mathbf{L}_r] \end{bmatrix}, \text{ matrice globale des inductances.}$$

Avec :

$[\mathbf{L}_r]$: matrice des inductances rotoriques [34].

$$[Lr]= \begin{bmatrix} Lrp + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & Mrr - L_b & Mrr & \dots & Mrr - L_b & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ Mrr - L_b & Lrp + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & Mrr - L_b & Mrr & \dots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Mrr - L_b & Mrr & \dots & Mrr - L_b & Lrp + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

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

3.3 Transformation de park

Pour obtenir un système des équations à coefficients constants, il est usuel de faire appel à une transformation de PARK qui permet le passage du repère réel triphasé (a, b, c) au repère d'axe (h, d, q).

Le système des grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle. Ceci permet d'annuler la composante homopolaire par conséquent, le repère (h, d, q) peut être réduit à un repère biphasé (d, q) [35].

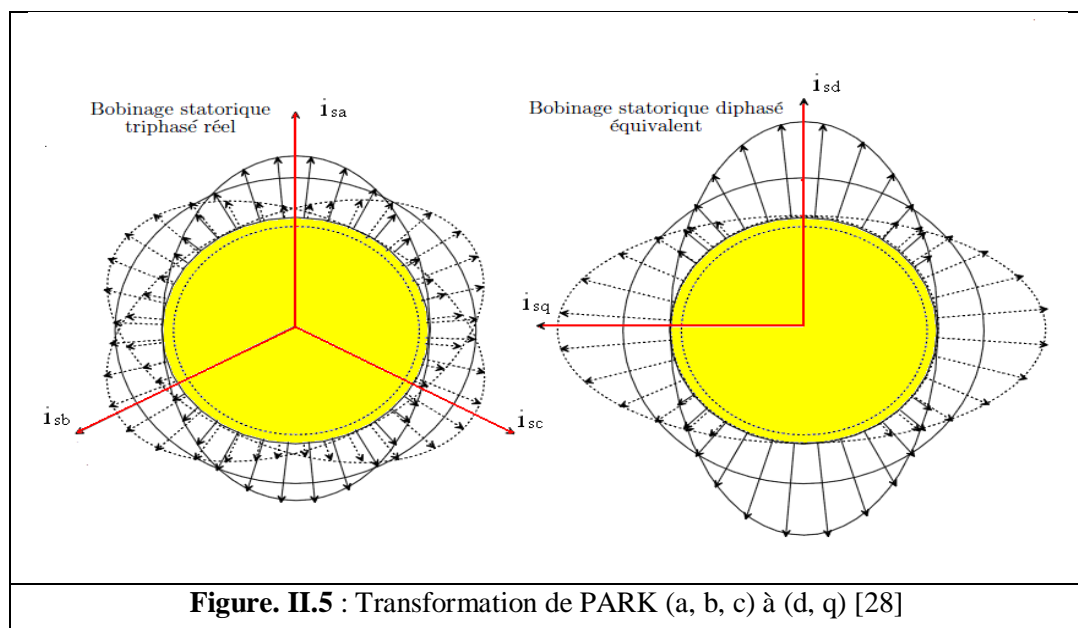


Figure. II.5 : Transformation de PARK (a, b, c) à (d, q) [28]

On remarque que la matrice [Msr] dépend du temps, ce que nécessite l'inversion de la matrice inductance [L], de dimension $Nr+4$, à chaque pas de calcul. Pour rendre cette matrice constante, on applique la transformation de Park sur les équations de tensions globales. Le repère de Park doit être lié au rotor.

matrice de Park modifiée est définie par [35][36] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

dérivée de la matrice de Park est :

$$\frac{d[P(\theta)]}{dt} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \omega \begin{bmatrix} 0 & \sin \theta & \cos \theta \\ 0 & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

matrice globale de Park de dimension $(Nr+4) \times (Nr+4)$ est définie par :

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots \\ [0]^T & \vdots & [1] \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} & \vdots & [0] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots \\ [0]^T & \vdots & [1] \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

est la matrice identité de dimension $(Nr+1) \times (Nr+1)$.

Sachant que :

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

$$[I] = [T] [I_{tr}], \quad \text{avec : } [I_{tr}] = [i_{os} \ i_{ds} \ i_{qs} \ i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)} \ i_e]^T$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\omega_s - \omega_r)t \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\omega_s - \omega_r)t \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

L'équation (2.9) devient :

$$[T][V_{tr}] = [R][T][I_{tr}] + [L] \frac{d[T][I_{tr}]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} [T][I_{tr}] \quad (\text{II.17})$$

$$\Leftrightarrow [V_{tr}] = \left(\underbrace{[T]^{-1}[R][T]}_A + \underbrace{[T]^{-1}[L] \frac{d[T]}{dt}}_B + \underbrace{[T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T]}_C \right) [I_{tr}] + \underbrace{[T]^{-1}[L][T]}_D \frac{d[I_{tr}]}{dt} \quad (\text{II.18})$$

termes A, B, C et D sont données par :

$$A = [T]^{-1} [R][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [R_s] [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$B = [T]^{-1} [L] \frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [M_{sr}]^T \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$C = [T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T] = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \vdots & \dots \\ \frac{d[M_{sr}]^T}{dt} [P(\theta)] & \vdots & [0] \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$D = [T]^{-1} [L][T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] [P(\theta)] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [M_{sr}]^T [P(\theta)] & \vdots & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La mise en équation du modèle de la machine, conduit à un système complet de dimension $Nr+4$ [35]:

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{ds} \\ v_{qs} \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} + [R_{tr}] \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ \dots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$[L_{tr}]$ et $[R_{tr}]$ sont les matrices globales des résistances et des inductances après la transformation de Park [32] [36] [34]:

matrice [Ltr] est donnée par :

(II.24)

$$\begin{bmatrix}
 L_s + 2M_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \vdots & 0 \\
 0 & L_s - M_s & 0 & \vdots & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \cos(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \cos((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 0 & 0 & L_s - M_s & \vdots & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \sin(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \sin((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} & 0 & \vdots & Lrp + 2Lb + 2\frac{Le}{Nr} & Mrr - Lb & Mrr & \dots & Mrr - Lb & \vdots & -\frac{Le}{Nr} \\
 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \cos(a) & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \sin(a) & \vdots & Mrr - Lb & Lrp + 2Lb + 2\frac{Le}{Nr} & Mrr - Lb & Mrr & \dots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \cos((Nr-1)a) & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{sr} \sin((Nr-1)a) & \vdots & Mrr - Lb & \dots & Mrr & Mrr - Lb & Lrp + 2Lb + 2\frac{Le}{Nr} & \vdots & -\frac{Le}{Nr} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & -\frac{Le}{Nr} & \dots & \dots & \dots & -\frac{Le}{Nr} & \vdots & Le
 \end{bmatrix}$$

matrice [Rtr] est donnée par :

(II.25)

$$\begin{bmatrix}
 r_s & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \vdots & 0 \\
 0 & r_s & 0 & \vdots & 0 & -\omega_r L \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(a) & \dots & \dots & -\omega_r L \sqrt{\frac{3}{2}} \sin((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 0 & 0 & r_s & \vdots & \omega_r L \sqrt{\frac{3}{2}} & \omega_r L \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(a) & \dots & \dots & \omega_r L \sqrt{\frac{3}{2}} \cos((Nr-1)a) & \vdots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & R_{b0} + R_{b(Nr-1)} + 2\frac{R_e}{Nr} & -R_{b0} & 0 & \dots & -R_{b(Nr-1)} & \vdots & -\frac{R_e}{Nr} \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & -R_{b(k-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2\frac{R_e}{Nr} & -R_{bk} & 0 & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & -R_{b(Nr-1)} & 0 & \dots & -R_{b(Nr-2)} & R_{b(Nr-1)} + R_{b(Nr-2)} + 2\frac{R_e}{Nr} & \vdots & -\frac{R_e}{Nr} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & 0 & \vdots & -\frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & -\frac{R_e}{Nr} & \vdots & R_e
 \end{bmatrix}$$

A ces équations, on ajoute les équations électromécaniques afin d'avoir la vitesse électrique de rotation et la position θ_r du rotor [36] [37]:

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (Ce - Cr - k_0 \omega_m) \quad (II.26)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (\text{II.27})$$

3.4 Système d'équation global

Nous pouvons regrouper ces équations dans une représentation matricielle unique pour aboutir à [37] :

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_T & 0 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} [V] \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_T & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

forme condensée :

$$[U] = [B'] [X] + [A'] \begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix}, \quad (\text{II.29-a})$$

où le vecteur $\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix}$ peut être écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A']^{-1} [U] - [A']^{-1} [B'] [X], \quad (\text{II.30-b})$$

Nous pouvons la mettre sur la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A']^{-1} [U] - [B'] [X]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A']^{-1} [Y]$$

AVEC

$$[Y] = [U] - [B'] [X]$$

Nous faisons, ainsi, apparaître le vecteur d'état $[X]$ et le vecteur $[U]$ contenant les grandeurs externes à la machine tel que :

$$[X]=\begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}, \quad [\dot{X}]=\begin{bmatrix} \dot{[I]} \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix}, \quad [U]=\begin{bmatrix} [V] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix},$$

Avec définition des matrices B et A donnée par:

$$[B']=\begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_T & 0 \end{bmatrix}, \quad [A']=\begin{bmatrix} \left([R] + \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta_r} \right) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}[I]^T & \frac{d[L]}{d\theta_r} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

termes dus à la rotation de la machine sont donnés par :

$$G_{mt} = \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta_r}, \quad (\text{II.31})$$

On se retrouve ainsi face à un système d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Pour parvenir à la solution, une méthode numérique doit être mise en oeuvre, la méthode explicite de Runge Kutta s'avère la plus utilisée dans ces cas. Bien avant ça, nous devons définir les matrices A' et B' de manière à traduire l'état interne de la machine, à savoir, état sain ou état de défaut [39].

4 Calcul des inductances

4.1 Inductances statoriques

En premier temps, on suppose que les enroulements statoriques sont idéalement distribués autour du périphérique de l'entrefer de sorte que l'induction résultante puisse être

supposée sinusoïdale. Dans ce cas, l'expression de la F.m.m de la première phase statorique "a" sera [25] [40] [41] [42]:

$$Fm(\theta) = \frac{2 N_s i_{sa}}{p \pi} \cos(\theta) \quad (\text{II.32})$$

N_s est le nombre total des tours de chaque phase, p le nombre de paires de pôles, θ un angle décrivant une position particulière dans l'espace ; cet angle est mesuré par rapport à une référence fixe par rapport au stator, et le courant traversant la phase "a" .La densité du flux radial créée dans l'entrefer tiendra l'expression:

$$B_s(\theta) = \frac{2 \mu_0 N_s i_{sa}}{e p \pi} \cos(\theta) \quad (\text{II.33})$$

Où μ_0 désigne la perméabilité magnétique de l'air, et e l'épaisseur de l'entrefer de la machine symétrique .Le flux magnétique dans l'entrefer, par pôles, est obtenu par intégration de l'expression (II.34) autour d'un intervalle polaire le long de la machine :

$$\phi_s = \iint_S B_s dS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R d\theta \quad (\text{II.34})$$

Etant donné que l'entrefer de la machine est supposé uniforme, et qu'on néglige toute asymétrie axiale, l'expression (II.35) se réduit à:

$$\phi_s = \frac{4 \mu_0 N_s R l}{\pi e p^2} i_{sa} \quad (\text{II.35})$$

Où R désigne le rayon moyen de l'entrefer de la machine symétrique, et l la longueur effective de la machine.

Le flux magnétique total traversant l'enroulement de la phase "a" dû au courant i_{sa} :

$$\Psi_{saT} = N_s \phi_s = N_s i_{sa} \frac{2 \mu_0 N_s R l}{e p^2 \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(\theta) d\theta = L_{sp} i_{sa} \quad (\text{II.36})$$

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

$$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 Rl}{e\pi p^2} \quad (\text{II.37})$$

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

$$L_{as} = L_{sp} + L_{sf} \quad (\text{II.38})$$

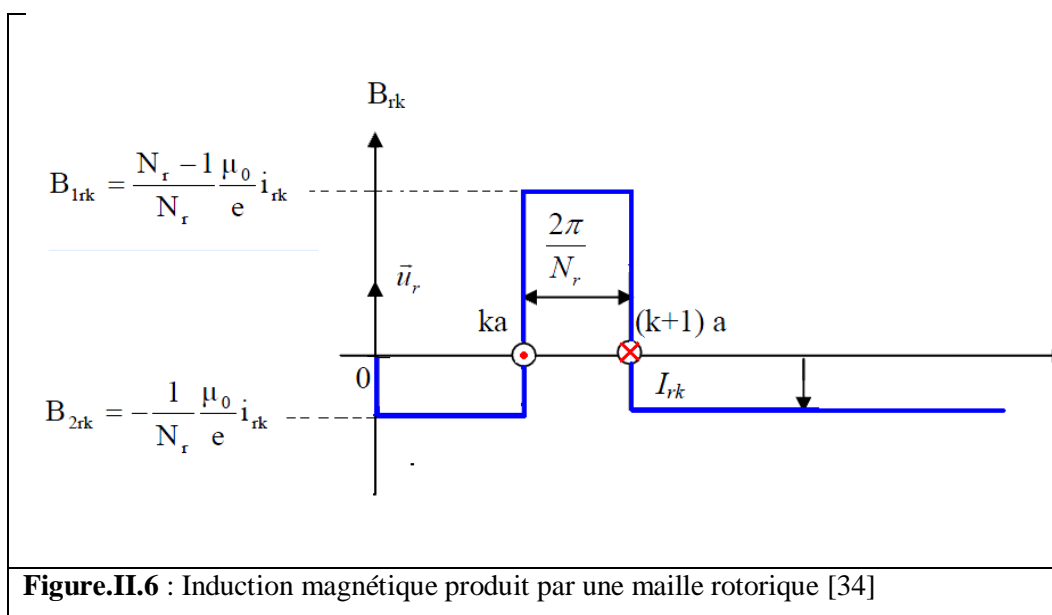
Puisque les enroulements statoriques sont symétriques, les inductances propres des trois phases sont égales ($L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s$).

Les enroulements statoriques étant identiques et symétriques et du fait qu'ils sont décalés de $2\pi/3$, les inductances mutuelles entre enroulements statoriques auront pour valeurs :

$$M_s = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (\text{II.39})$$

4.2 Inductances rotoriques

En définissant les flux rotoriques qui entrent en jeu, et en faisant référence à la représentation équivalente du rotor, il sera possible de donner l'expression des différentes inductances. La (Figure.II.6) représente, en fonction de l'ouverture angulaire θ' dans un référentiel lié au rotor, l'allure de l'induction magnétique dans l'entrefer, supposée radiale, produite par une maille rotorique "k" dans l'entrefer. Cela en admettant que les barres rotoriques sont identiques, régulièrement décalées et séparées l'une de l'autre par un angle $N_r / 2\pi$ (rad) [39][40] [41].



Chaque maille rotorique, considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par un courant i_{rk} , est le siège d'un flux principal exprimé par [40]:

$$\phi_{rk} = \int_0^l dz \int_{ka}^{(k+1)a} \left(\frac{N_r - 1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R i_{rk} \right) d\theta' = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi R l}{e} i_{rk} \quad (\text{II.40})$$

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

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R l \quad (\text{II.41})$$

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

$$L_{rr} = L_{rp} + 2L_b + 2L_e \quad (\text{II.42})$$

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

$$\phi_{rjrk} = \int_0^l dz \int_{ja}^{(j+1)a} \left(-\frac{1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R i_{rk} \right) d\theta' \quad (\text{II.43})$$

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

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{2\pi \mu_0}{e} R l \quad (\text{II.44})$$

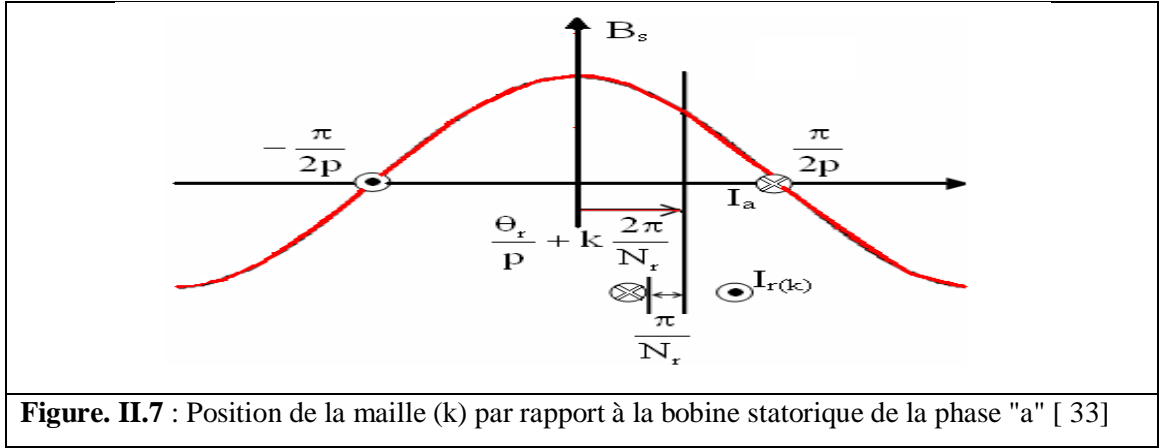
L'inductance mutuelle entre la kème maille et les mailles adjacentes est donnée par :

$$M_{r_{k(k-1)}} = M_{r_{k(k+1)}} = M_{rr} - L_b \quad (\text{II.45})$$

4.3 Inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques

Sachant que : $\theta = \theta' + \omega_r t$

Le champ magnétique dans l'entrefer dû au courant isa s'écrit en fonction de θ' lié au rotor de l'équation (II.46), donne [33] [40] [42]:



$$B_s(\theta') = \frac{2\mu_0 N_s i_{sa}}{e p \pi} \cos[(\theta' + \omega_r t)] \quad (\text{II.46})$$

D'où le flux traversant la maille k, produit par le courant isa, est donné par :

$$\phi_{rk_{sa}} = \int_0^l dz \int_{ka}^{(k+1)a} B_s(\theta') R d\theta' \quad (\text{II.47})$$

L'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à [42]

$$\phi_{rk_{sa}} = L_{sr} i_{sa} \cos[\omega_r t + k a] \quad (\text{II.48})$$

L'inductance mutuelle entre la maille k et la phase "a" est donnée donc par la relation suivante :

$$M_{rk_{sa}} = L_{sr} \cos(\omega_r t + k a) \quad (\text{II.49})$$

$$\text{Avec : } L_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R l}{e p^2 \pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right) \quad (\text{II.50})$$

Et $a = p \frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux maille rotorique.

De même, les inductances mutuelles entre la kème maille et les phases "b" et "c", sont exprimées par :

$$M_{rk sb} = L_{sr} \cos\left(\omega_r t + k a - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.51})$$

$$M_{rk sc} = L_{sr} \cos\left(\omega_r t + k a - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.52})$$

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

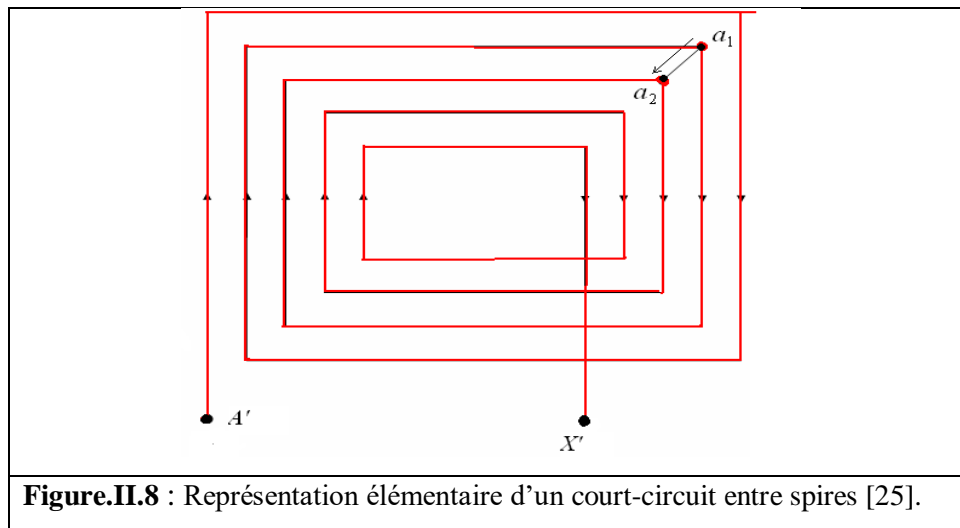
INDUCTANCES	EXPRESSIONS
L'inductance principale d'une phase statorique.	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R l}{e \pi p^2}$
L'inductance mutuelle entre phases statoriques	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance totale d'une phase statorique	$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s = L_{sp} + L_{sf}$
L'inductance principale d'une maille rotorique	$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R l$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes	$M_{rr} = -\frac{\mu_0}{N_r^2} \frac{2\pi}{e} R l$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes	$M_{r_{k(k-1)}} = M_{r_{k(k+1)}} = M_{rr} - L_b$
L'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique "a".	$M_{rk sa} = L_{sr} \cos(p \omega_r t + k a)$ avec : $L_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R l}{e p^2 \pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$

Tab. II.1 : Tableau récapitulatif de toutes les inductances de la machine asynchrone à cage [26]

4.5 Calcul des inductances en cas de court-circuit entre spires statorique

4.5.1 Exemple élémentaire

Soit le simple exemple élémentaire d'une bobine $A'-X'$ à cinq spires occupant deux encoches tel que représente la **Figure.II.8** Lorsqu'un court-circuit apparaît entre les points de contact et a_1 et a_2 on obtient quelques spires en série et une spire additionnelle court-circuitée. Il en résulte moins de spires effectives dans le circuit de la phase; donc un affaïssement de la FMM résultante, et la création d'une nouvelle maille court-circuitée et couplée magnétiquement avec les autres circuits de la machine [25][28].



4.5.2 Système d'équations correspondant

La **Figure.II.9** représente le circuit statorique équivalent du nouveau système avec deux branches additionnelles, relatives aux spires court-circuitées et S_e contact relative à la branche de court-circuit.

R_{sd} représente la résistance effective de la branche court-circuitée, et est généralement petite, tandis que $R_{scontact}$ est la résistance de la branche de court-circuit qui doit être très grande dans l'état sain.

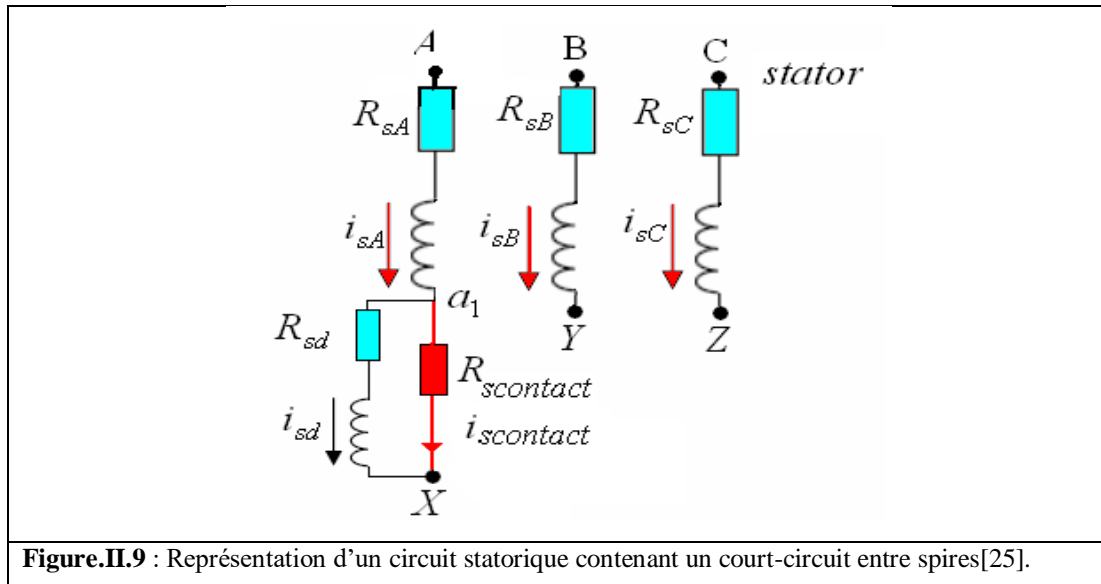
La simulation du court-circuit brusque consiste à faire annuler en un instant t_{cc} la résistance $R_{scontact}$. Il est à rappeler que la maille court-circuitée résultante est couplée magnétiquement avec les autres circuits de la machine, ce qui impose le calcul des nouvelles

inductances toujours selon les notions préétablies. Aucun couplage ne sera envisagé avec la branche contact en raison de son caractère non inductif.

Quant au model mathématique, la formulation de base relative au système d'équations différentielles données par les équations (II.53) et (II.54-b) ne subit pas de grands changements, à part l'extension des vecteurs tension et courant en leurs nouvelles expressions données par

$$[V_s] = [V_{sA} \dots V_{sB} \dots V_{sC} \dots V_{sd} \dots V_{scontact}]^T, \quad (II.53)$$

$$[I_s] = [i_{sA} \dots i_{sB} \dots i_{sC} \dots i_{sd} \dots i_{scontact}]^T, \quad (II.54)$$



Et par conséquent, la réinitialisation des matrices inductances et résistances en tenant compte des branches nouvellement introduites [25] [28].

R_{sd} représente la résistance effective de la branche court-circuitée, et est généralement petite, tandis que $R_{scontact}$ est la résistance de la branche de court-circuit qui doit être très grande dans l'état sain. La simulation du court-circuit brusque consiste à faire annuler en un instant t_{cc} la résistance $R_{scontact}$. Il est à rappeler que la maille court-circuitée résultante est couplée magnétiquement avec les autres circuits de la machine, ce qui impose le calcul des nouvelles inductances toujours selon les notions préétablies. Aucun couplage ne sera envisagé avec la branche $scontact$ en raison de son caractère non inductif.

Quant au model mathématique, la formulation de base relative au système d'équations différentielles les équations (II.55) et (II.56) ne subit pas de grands changements, à part l'extension des vecteurs tension et courant en leurs nouvelles expressions données par

$$[V_s] = [V_{sA} V_{sB} V_{sC} V_{sD} V_{scontact}]^T \tag{II.55}$$

$$[I_s] = [i_{sA} i_{sB} i_{sC} i_{sD} i_{scontact}]^T \tag{II.56}$$

Et par conséquent, la réinitialisation des matrices inductances et résistances en tenant compte des branches nouvellement introduites.

5. Défaut rotorique

Pour que notre modèle reflète le cas réel ,nous avons ajouté à ce modèle un déséquilibre naturel (dû à la fabrication) dans le rotor puisqu'il n'y a pas réellement un rotor équilibré parfaitement Pour cela ; nous avons ajouté un légère défaut rotorique qui imite le maximum le cas réel .

Le type de panne que nous examinons est la rupture d'une ou plusieurs barres de rotor ou d'anneaux de court-circuit partiels. Le circuit rotorique présenté à la (Figure II.10) doit être reconsidéré afin de tenir compte des défauts rotoriques dans le modèle de la machine.

(Fig. II.11) Un diagramme montrant deux mailles adjacentes dans un état sain avec des barres cassées.

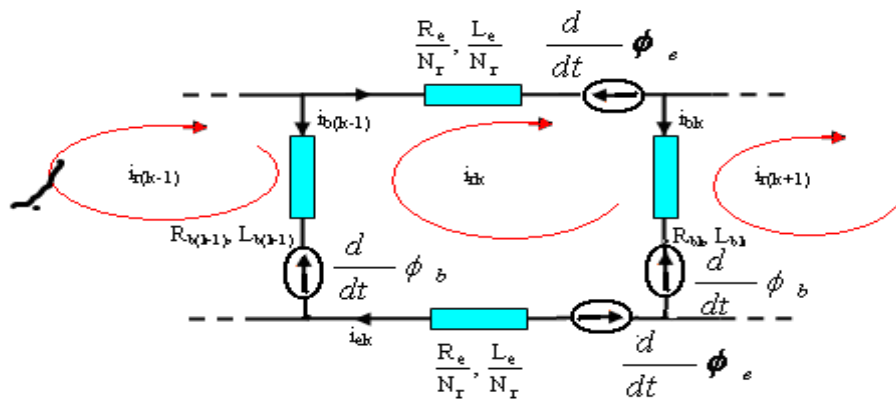


Figure. II.10 : Schéma électrique équivalent simplifié d'une maille rotorique (moteur sain)[43].

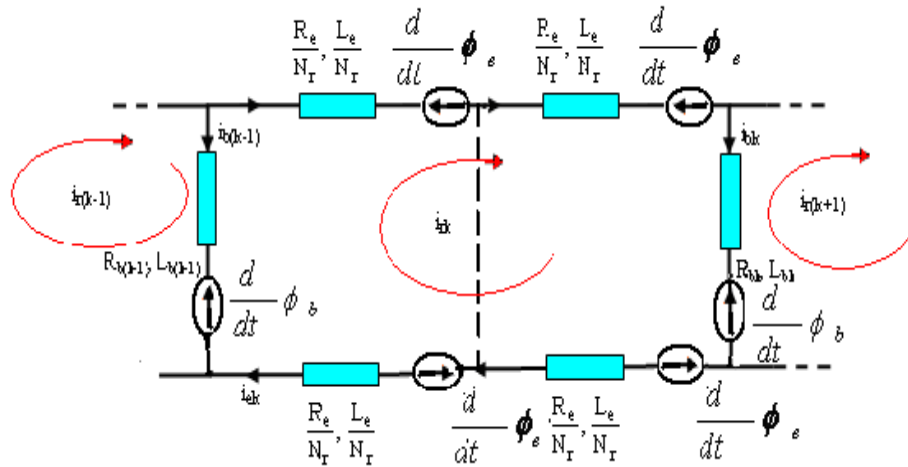


Figure. II.11: Schéma électrique équivalent simplifié d'une maille rotorique (rupture) d'une barre rotorique[43].

Deux méthodes différentes peuvent être utilisées pour simuler ce type de défaut dans le but de supprimer le courant à travers les barres concernées.

La première approche de modélisation consiste à reconstruire entièrement le circuit rotorique. Dans cette méthode, la barre de rotor défectueuse est retirée du circuit, ce qui signifie un recalcul des matrices de résistance $[R_r]$ et d'inductance $[L_r]$ de la machine à induction.

En effet, la suppression d'une barre de la cage nous donne des matrices $[R_r]$ et $[L_r]$ de rang inférieur à celle développée pour la machine saine.

La seconde approche envisageable consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre ou de la portion d'anneaux incriminée d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible de zéro en régime permanent.

En comparaison avec la première méthode, la structure du circuit électrique rotorique n'est pas modifiée car nous considérons, dans ce type de modélisation, qu'une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique.

Par conséquent, le programme de simulation s'adaptera à cette nouvelle contrainte et nous donnera l'évolution temporelle des différents signaux pour un fonctionnement de la machine avec ce type de défaut.

De plus, la simulation d'une barre partiellement cassée (barre fissurée de moitié par exemple) ne peut pas être envisagée, si nous utilisons la première méthode de modélisation alors qu'elle est tout à fait faisable avec la seconde [27].

6 Conclusion

Dans ce chapitre, les fondements de base du concept de fonction d'enroulement ont été couverts pour un modèle simple qui suppose une distribution parfaite des enroulements du stator. L'extension de cette fonction sous une forme permettant de prendre en compte dans la modélisation de l'effet des courts-circuits entre spires statoriques en calculant l'inductance en cas de court-circuit inter-spires.

Nous avons bien illustré avec les équations électriques et les équations mécaniques, dans ce chapitre, le modèle multi enroulement qui tient compte de la structure complète du stator et du rotor. Le choix d'un tel modèle est imposé par l'objectif de pouvoir simuler les grandeurs non invasives du moteur sain ou du moteur avec défaut statorique.

Avec tous les changements qui s'ajoutent aux paramètres du moteur dans le cas d'un défaut de court-circuit statorique pour que notre modèle reflète le plus possible notre ME étudié. Ainsi, nous avons ajouté à ce modèle un déséquilibre naturelle (du à la fabrication) dans le rotor puisqu'il n'y a pas réellement un rotor équilibré parfaitement. Pour cela ; nous avons ajouté un léger défaut rotorique qui imite le maximum le cas réel.

Dans le chapitre suivant, nous attendrons impatiemment les résultats de simulation et le déficit de ce modèle envers différents essais (sain et défaillant) qui seront étudiés puis analysés

Chapitre III :

Etude comparative entre les techniques

de Diagnostic

1.Introduction :

Dans ce chapitre, va faire une étude comparative entre deux techniques de diagnostic : la première est la technique classique MCSA et la deuxième la technique avancée MSCSA réalisée par [39] Cette étude comparative a deux niveaux (indice partiel et indice global) pour montrer le degré de sensibilité de chaque technique qui peut être fort dans l'une et faible dans l'autre .Ce qui nous amène à choisir l'indice convenable d'après le choix de la technique adoptée. Nous allons , dans cette étude, exploiter deux types d'harmoniques : harmonique de temps TH en utilisant les résultats expérimentaux issu de notre laboratoire de l'université d'El Oued et les harmoniques des défauts de barres rotoriques RBFH issu des résultats de simulation du modèle présentée dans le deuxième chapitre II. Enfin, nous achevons notre étude par une conclusion sur les points forts et les points faible pour chaque technique.

2 Théorie générale sur les harmoniques de la MAS

Le champ d'entrefer d'un moteur à induction alimenté par un courant sinusoïdal est riche des différents harmoniques. L'analyse montre que ces harmoniques du flux d'entrefer qui sont dus aux interactions de la perméance d'entrefer et les harmoniques de la force magnétomotrice f.m.m. Il a été démontré que les harmoniques d'encoches rotoriques « Rotor Rlots Harmonics »(RSH) sont générés dans la ligne de courant de stator pour une machine saine à des fréquences données par [40]

$$f_{sh1,2}(k) = \left| \left(h \pm \frac{kN_r}{p} (1 - S) \right) f_s \right| \quad (III.1)$$

Nous remarquons que l'expression mathématiques (III.2) du flux direct et (III.3) du flux indirect montrent clairement que, en plus à la composante fondamentale, il existe aussi une série d'harmoniques appelée harmoniques d'encoches rotoriques d'ordre « h » et à des fréquences $f_{sh}(p, N_r, k)$

$$\varphi_{sd} = L_{sc} I_{sd} + \sum_{h \in G} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} N_r M_{srh} I_{rm} \cos(2\pi f_{sh} t \pm h\varphi_h - \gamma) \quad (III.2)$$

$$\varphi_{sq} = L_{sc}I_{sq} + \sum_{h \in G} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} N_r M_{srh} I_{rm} \sin(2\pi f_{sh} t \pm h\varphi_h - \gamma) \quad (III.3)$$

I_{rm} : la valeur du courant maximale rotorique

Notons aussi que la dérivée de l'expression mathématique du flux direct du stator (III.2) montre qu'il sera nul sauf en cas où « h » appartient à l'ensemble « G ». Pour cela seuls les RSH de l'ordre « h », qui appartiennent à l'ensemble « G », peut être détectés tel que [40],

$$G = \left\{ \left(h = 1 \cup h = \left(\frac{N_r}{p} \pm 1 \right)_{=1,2,3\dots} \right) \cap h = (6v \pm 1)_{v=1,2,3\dots} \right\} \quad (III.4)$$

Mais dans le cas réel, il est très difficile de trouver une source d'alimentation parfaitement équilibrée, voire impossible, un bobinage bien centré ainsi qu'une géométrie idéalement symétrique. Un déséquilibre dans les tensions entraînera la création des courants de séquence négative (champ inverse) dans les enroulements statoriques qui donnent naissance à d'autres fréquences d'harmoniques dans les enroulements statoriques. Ce qui nous donne, enfin de compte, des harmoniques non seulement multiple de 3 mais impaire telles que : f_s , $3f_s$, $5f_s$, $9f_s$, ... nous obtenons des harmoniques que ce soit pour le fonctionnement sain ou défectueux tel.que[40].

$$h = |(2v + 1)|_{v=0,1,2,3\dots} \quad (III.5)$$

En général, nous avons deux séries d'harmoniques

1-une série d'harmoniques de temps « Time harmonics » (TH) créée par le non asymétrie de la f.m.m avec ($k=0$) de fréquences caractéristiques [42][43]

$$f_{TH}(h) = hf_s \text{ ou } TH = hf_s \quad (III.6)$$

2- Une série d'harmoniques d'encoches rotoriques « harmonicas of rotor slots » (RSH) de fréquences caractéristiques [41] :

$$S^\pm = |(hf_s \pm KN_r f_r)|_{f_{RSH}(h,k,s)} = \left| \left(h \pm \frac{kN_r}{p} (1-s) \right) f_s \right| \quad (III.7)$$

Avec $h=1,3,5,\dots$

Ainsi, nous pouvons généraliser, notre étude, à la manière faite précédemment, sur le déséquilibre naturel de fabrication du rotor qui fait apparaître une série d'harmoniques « Harmonics of Rotor Bar Fault » (RBFH) qui ressemblent à celles de cassure de barres rotoriques théorique.

De plus, il y a aussi le défaut naturel, d'excentricité statique et celui dynamique, qui produit l'excentricité mixte. Ceci entraîne aussi une série d'harmoniques d'excentricité mixte « Eccentricity Fault Harmonics » (EFH) : [44] , [45]

3- Une série d'harmoniques de défaut de barres « Harmonics of Rotor Bar Fault » (RBFH) de fréquences caractéristiques [45]

$$f_{\text{RBFH}}(h, k, s) = |(h \pm 2ks)f_s| \text{ or } R^\pm = |(h \pm 2ks)f_s| \quad (\text{III.8})$$

4- Une série d'harmoniques d'excentricité mixte « Eccentricity Fault Harmonics » (EFH) de fréquences caractéristiques[42]

$$f_{\text{EFH}}(h, k, s) = \left| \left(h \pm \frac{kN_r}{p} (1 - s) \right) f_s \right| \text{ or } E^\pm = |(hf_s \pm kf_r)| \quad (\text{III.9})$$

3 Etude du courant de stator avec ses harmoniques

Nous allons focaliser notre étude autour des courants de phases, puisque le présent travail se base essentiellement sur l'analyse du spectre d'harmoniques existants. Ainsi, nous allons remplacer les harmoniques mentionnés ci-dessus (III.6) -(III.9) dans les expressions données par les courants instantanés circulant dans les trois phases "a", "b" et "c", de notre moteur asynchrone. Ces équations sont données par (III.10)[42].

$I_{S^\pm K}$, $I_{R^\pm K}$, et $I_{E^\pm K}$ sont, respectivement, le courant maximal de phase d'alimentation pour les TH, RSH, RBFH et EFH (ampères) et finalement, t : est le temps réel (secondes). avec $m=1,3,5,7,\dots$ et $n=1,2,3,4,\dots$

$$\begin{cases} i_{sa}(t)_{sain} = \sum_{h=1}^m \left[\hat{I}_{THh} \cos(2\pi TH t) + \sum_{k=1}^n \left[\hat{I}_{s^{\pm}h} \cos(2\pi s^{\pm} t) + \hat{I}_{S^{\pm}K} \cos(2\pi R^{\pm} t) + \hat{I}_{E^{\pm}K} \cos(2\pi E^{\pm} t) \right] \right] \\ i_{sb}(t)_{sain} = \sum_{h=1}^m \left[\hat{I}_{THh} \cos\left(2\pi TH t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{k=1}^n \left[\hat{I}_{s^{\pm}h} \cos\left(2\pi s^{\pm} t - \frac{2\pi}{3}\right) + \hat{I}_{R^{\pm}K} \cos\left(2\pi R^{\pm} t - \frac{2\pi}{3}\right) + \hat{I}_{E^{\pm}K} \cos\left(2\pi E^{\pm} t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right] \\ i_{sc}(t)_{sain} = \sum_{h=1}^m \left[\hat{I}_{THh} \cos\left(2\pi TH t - \frac{4\pi}{3}\right) + \sum_{k=1}^n \left[\hat{I}_{s^{\pm}h} \cos\left(2\pi s^{\pm} t - \frac{4\pi}{3}\right) + \hat{I}_{R^{\pm}K} \cos\left(2\pi R^{\pm} t - \frac{4\pi}{3}\right) + \hat{I}_{E^{\pm}K} \cos\left(2\pi E^{\pm} t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \right] \end{cases} \quad (III.10)$$

Types d'harmoniques	Leurs fréquences caractéristiques	Leurs causes
Harmoniques de temps (TH):	$TH = hf_s$	Imposés par la source d'alimentation ou l'asymétrie du bobinage a)
Harmoniques des encoches rotoriques (RSH)	$S^{\pm} = (hf_s \pm N_r f_r)$	Causés par la structure du rotor (distribution discrète des barres de rotor dans les encoches rotoriques) a)
Harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH)	$R^{\pm} = (h \pm 2k_s)f_s $	Dus à l'asymétrie du rotor de la cage rotorique a)
Harmoniques des défauts d'excentricité (EFH)	$E^{\pm} = (hf_s \pm kf_r) $	Dus à l'excentricité mixte naturelle du rotor a)

Tableau . III.1 Expression générale des différentes harmoniques du courant statorique-[42].

La transformation de Park est utilisée pour passer du système triphasé (a-b-c) au système biphasé (d-q).L' expression de transformation est présentée par [42].

$$i_{sd} = \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\right) i_{s\alpha}(t) - \left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right) i_{s\beta}(t) - \left(\frac{1}{\sqrt{6}}\right) i_{sc}(t) \quad (III.11)$$

$$i_{sq} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) i_{sb}(t) - \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) i_{sc}(t) \quad (III.12) \quad \text{Dans le cas idéal, où}$$

il y a seulement l'harmonique fondamental, les courants de vecteurs de Park $i_{sq}(t)$ et $i_{sd}(t)$

et dans les Eqs (III.11) et(III.12) peuvent être simplifiées comme suit [39]:

$$i_{sd}(t)_{sain} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_{THI} \sin(2\pi f_s t) \quad (III.13)$$

$$i_{sq}(t)_{sain} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_{THI} \cos(2\pi f_s t) \quad (III.14)$$

Mais dans le cas réel de fonctionnement, où il existe naturellement le déséquilibre des tensions de la source d'alimentation ou l'asymétrie du bobinage, l'assymétrie du rotor de la cage rotorique et l'excentricité mixte naturelle du rotor, et après le remplacement dans l'Eq (III.13) et (III.14), nous trouvons les expressions suivantes [40]:

$$i_{sd}(t)_{sain} = \frac{\sqrt{6}}{2} \left[\sum_{h=1}^m \left[\hat{I}_{THh} \sin(2\pi TH t) \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=1}^n [I_{s^{\pm h}} \sin(2\pi s^{\pm} t) + I_{R^{\pm k}} \cos(2\pi ER^{\pm} t) + I_{E^{\pm k}}] \right] \right] \quad (III.15)$$

$$i_{sq} = \frac{\sqrt{6}}{2} \left[\sum_{h=1}^m \left[I_{THI} \cos(2\pi TH t) \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{k=1}^m [I_{s^{\pm h}} \cos(2\pi s^{\pm} t) + I_{R^{\pm k}} \cos(2\pi R^{\pm} t) + I_{E^{\pm k}} \cos(2\pi E^{\pm} t)] \right] \right] \quad (III.16)$$

Maintenant, on va faire la visualisation expérimentale de cette théorie.

Dans ce chapitre, nous essayons de diagnostiquer les défauts internes les plus importants du moteur et de comparer les résultats.

4.1.1 Etude comparative entre la méthode classique MCSA et celle avancée MSCSA

4.1.1 Première méthode en utilisant l'indice (de Diagnostic) partiel relatif

Cette méthode est utilisée par [45] puisqu'il peut donner une excellente comparaison entre les différentes approches étudiées. Cette méthode nous donne un résultat global de toutes les différences d'amplitudes entre l'état sain et l'état défaillant.

Notre calcul analytique s'étendra à la fréquence 400 Hz ou 500 Hz, en tenant compte des harmoniques dont les amplitudes sont plus importantes.

Dans notre étude , on va utilise deux harmoniques TH **Time Harmonics** (harmonique de temps) et RBFH **Harmonics of Rotor Bar Fault**(Harmoniques des défauts de barres rotoriques)

$$IPR_{AP.H} = \frac{\left(\frac{\sum_{i=1}^{N_{AP.H}} [Amplitude_{AP.H}]_i}{N_{AP.H}} \right)_{\text{moteur avec défaut}}}{\left(\frac{\sum_{i=1}^{N_{AP.H}} [Amplitude_{AP.H}]_i}{N_{AP.H}} \right)_{\text{moteur sain}}} \tag{III.17}$$

4.1.1.1 Harmoniques de temps (TH)

a-Méthode MCSA

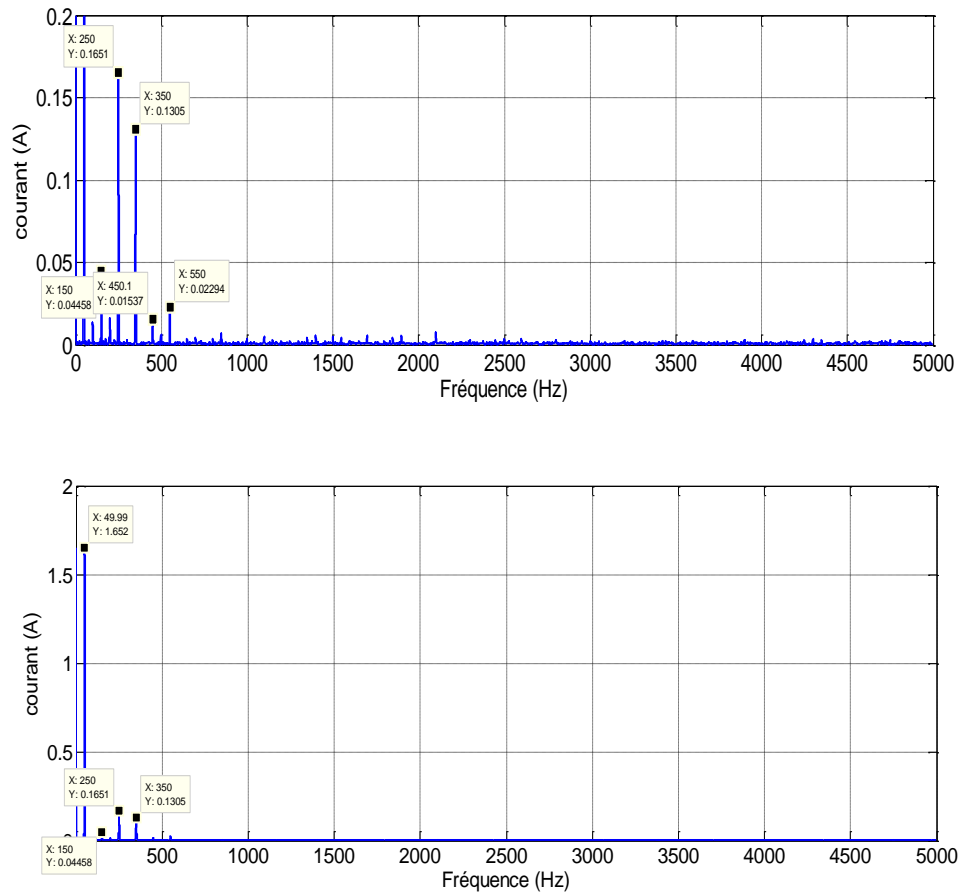


Figure III. 1 Spectre expérimental du courant statorique MCSA avec 4 harmoniques de temps (moteur sain)

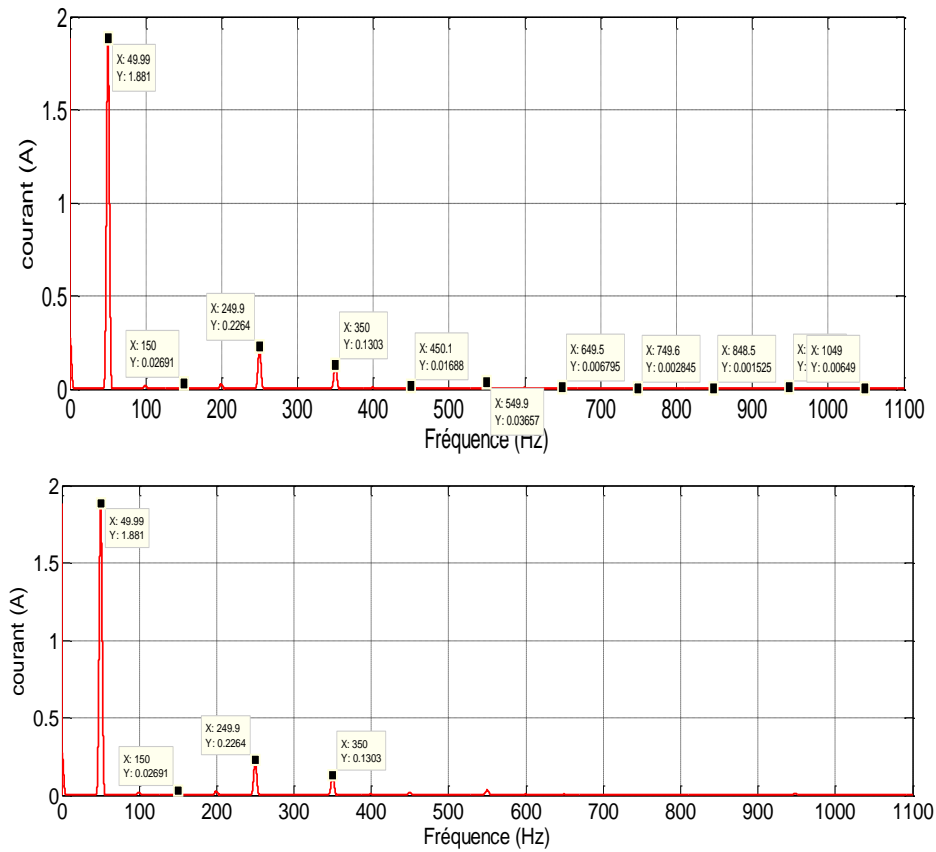


Figure III. 2 Spectre expérimental du courant statorique MCSA avec 4 harmoniques de temps (moteur avec défaut statorique).

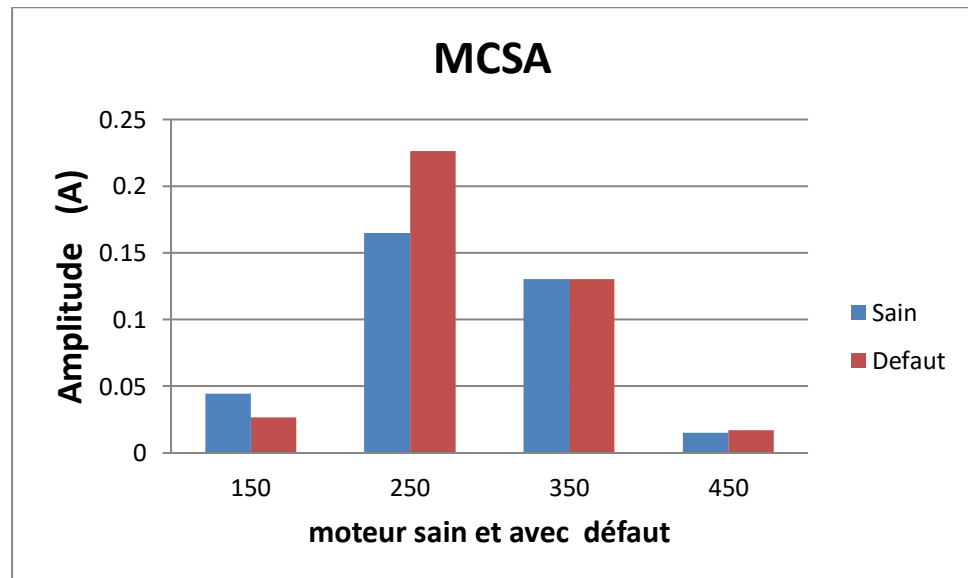


Figure III. 3 Représentation des amplitudes d’harmoniques de temps de la technique MCSA

La Figure III. 1 et la Figure III.2 montrent que les harmoniques de temps étudiés est entre les fréquences (150 Hz à 450 Hz) dans le cas d'une machine saine et d'une machine avec défaut statorique dans le cas du diagnostic avec la technique classique MCSA.

La Figure. III. 3 nous montrent la variation de l'amplitude des harmoniques de temps pour le cas d'un moteur sain et avec moteur avec court-circuit entre les spires d'un enroulement statorique en utilisant la technique classique MCSA

On observe une variation de l'amplitude des harmoniques en fonction du rang de cet harmonique Peut être :

- Une baisse comme le rang 1 pour la fréquence 150 Hz
- Une augmentation comme le rang 2 pour la fréquence 250 Hz
- Ni baisse ni augmentation comme le rang 3 pour la fréquence 350 Hz

b-Deuxième technique MSCSA

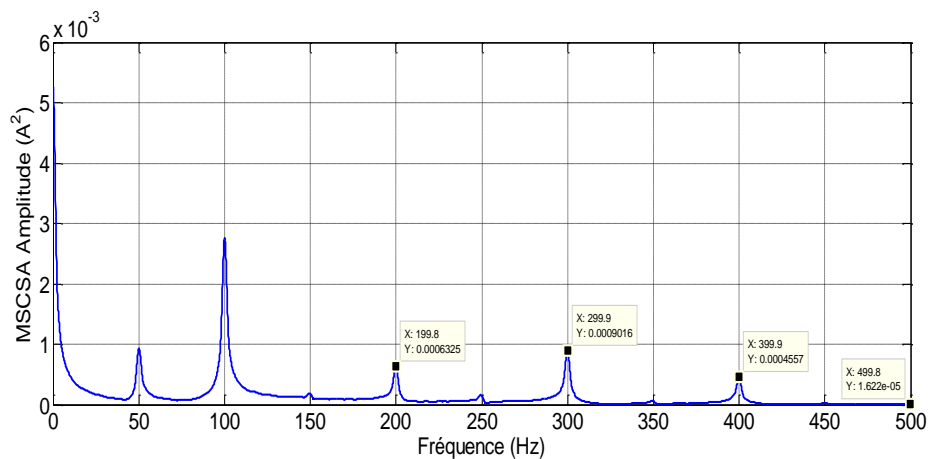


Figure III. 4 Spectre expérimental du courant statorique avec ses harmoniques de temps (moteur sain) MSCSA.

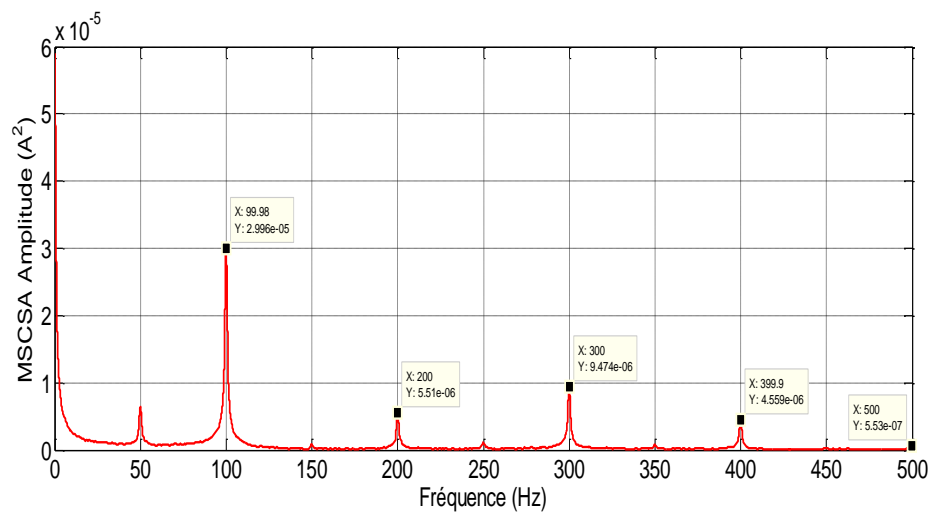


Figure III. 5 Spectre expérimental du courant statorique avec ses harmoniques de temps (moteur avec défaut statorique) MSCSA.

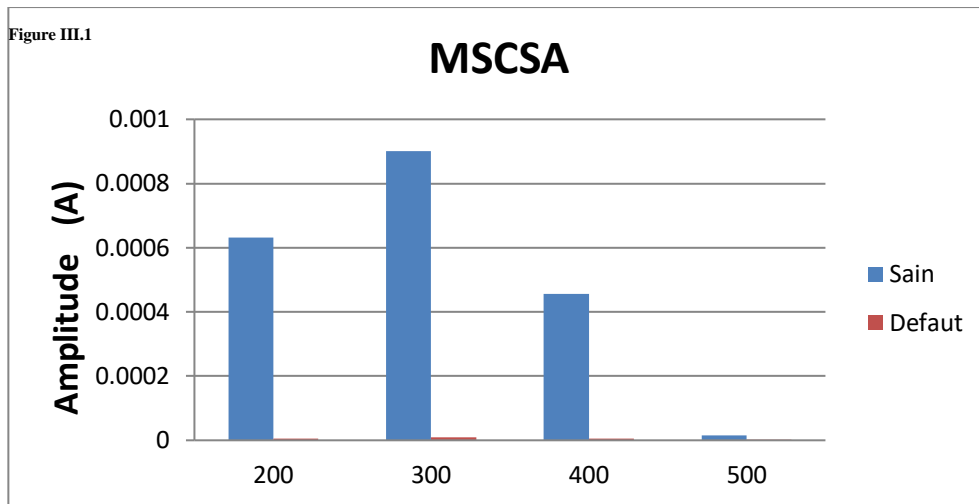


Figure III. 6 Représentation des amplitudes des harmoniques de temps pour un moteur sain puis avec défaut statorique MSCSA

La Figure III. 4 et la Figure III.5 montrent que les harmoniques de temps étudiés est entre les fréquences (200 Hz à 500 Hz) dans le cas d'une machine saine et d'une machine avec défaut statorique dans le cas du diagnostic avec la technique classique MSCSA.

La Figure. III. 6 nous montrent la variation de l'amplitude des harmoniques de temps pour le cas d'un moteur sain et avec moteur avec court-circuit entre les spires d'un enroulement statorique en utilisant la technique classique MSCSA.

On observe un écart dans l'amplitude des harmoniques de temps est observé une variation négative de l'amplitude des harmoniques en fonction du rang de cet harmonique dans un seul sens:

Une baisse pour tous les rangs des harmoniques de la fréquence 200 Hz à 500 Hz.

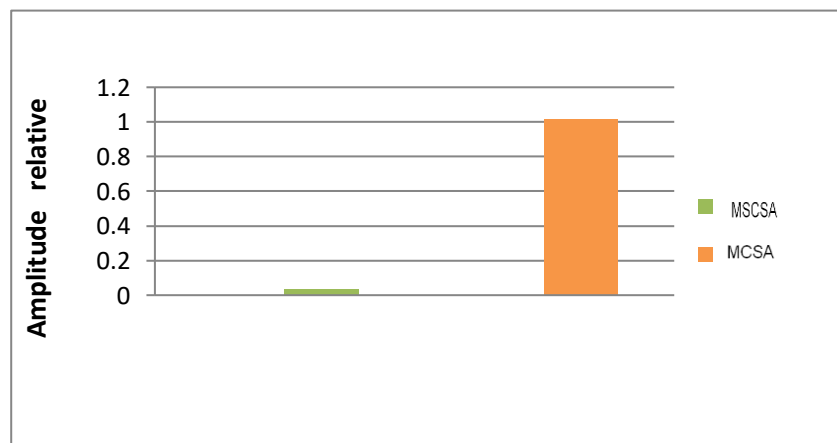


Figure III. 7 Indice partiel relatif des technique MCSA et MSCSA par rapport aux harmoniques de temps TH

La Figure III. 7 nous montrent la différence relative entre les amplitudes des harmoniques de temps des techniques MCSA et MSCSA où l'on note une différence positive donnée par Indice partiel relatif des technique MCSA et MSCSA par rapport aux harmoniques de temps TH .

Cette différence, nous montre clairement que le MCSA est plus sensible que MSCSA par rapport aux harmoniques de temps TH donnée par l'Indice partiel relatif.

4.1.1.2 Harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH)

a-Méthode MCSA

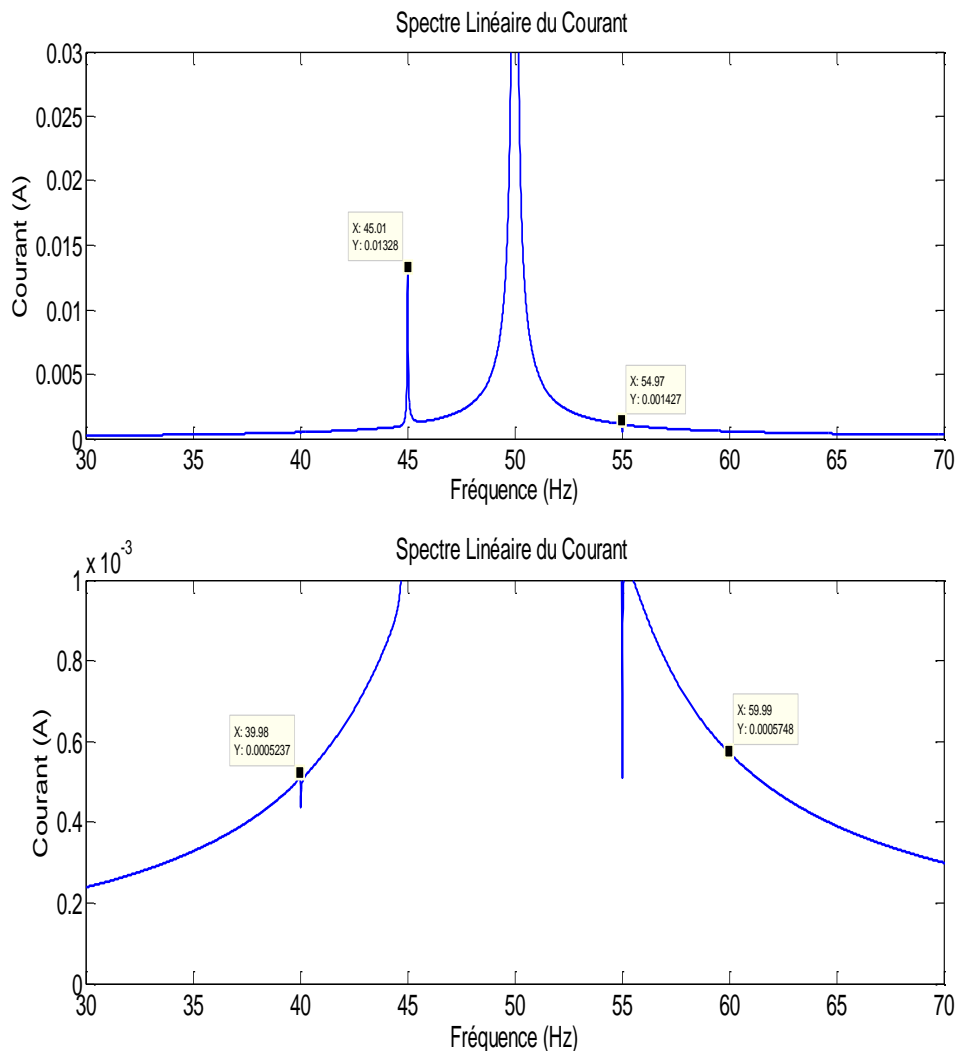


Figure III. 8 Spectre de simulation du courant statorique MCSA avec 4 Harmoniques (RBFH) pour un moteur sain

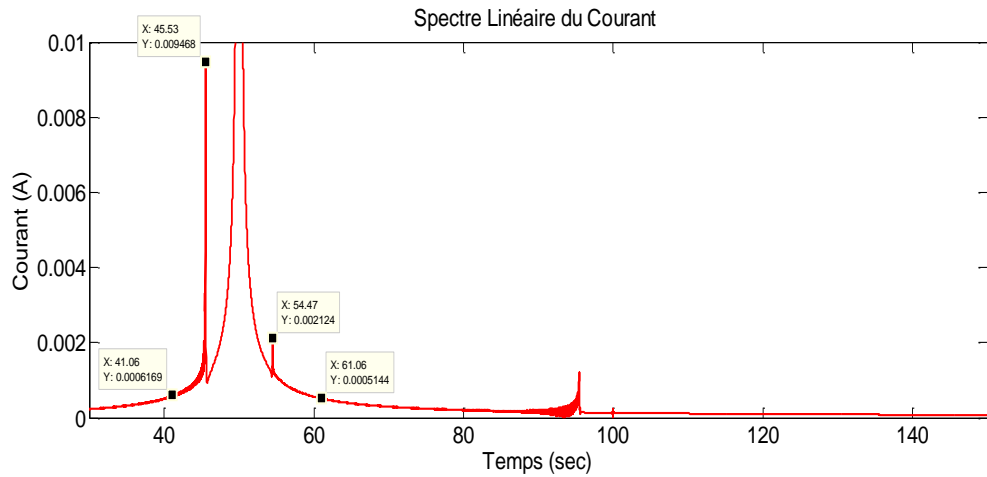


Figure III. 9 Spectre de simulation du courant statorique MCSA avec 4 Harmoniques (RBFH) (moteur avec défaut statorique)

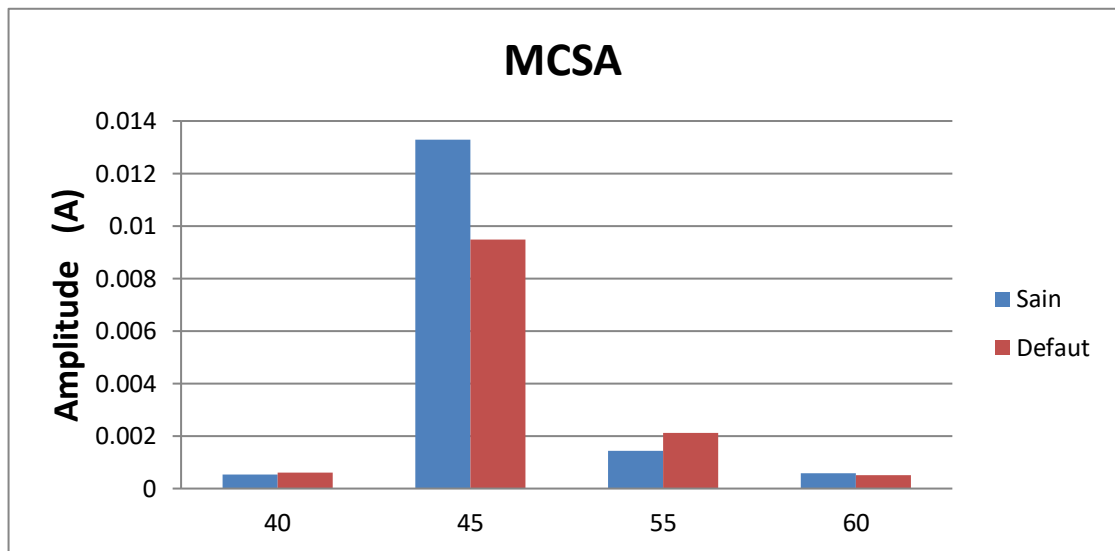


Figure III. 10 Représentation des amplitudes d’harmoniques (RBFH) pour MCSA

La Figure III. 8 et la Figure III.9 montrent que les harmoniques étudiés est entre les fréquences (40Hz à 60 Hz) dans le cas d'une machine saine et d'une machine avec défaut statorique dans le cas du diagnostic avec la technique classique MCSA.

La Figure. III. 10 nous montrent la variation de l'amplitude des (RBFH) pour le cas d'un moteur sain et avec moteur avec court-circuit entre les spires d'un enroulement statorique en utilisant la technique classique MCSA.

On observe une variation de l'amplitude des harmoniques en fonction du rang de cette harmonique pouvant être :

- Une baisse comme le rang pour la fréquence 45 Hz.
- Une augmentation comme le rang 3 pour la fréquence 55 Hz.

b-Deuxième technique MSCSA

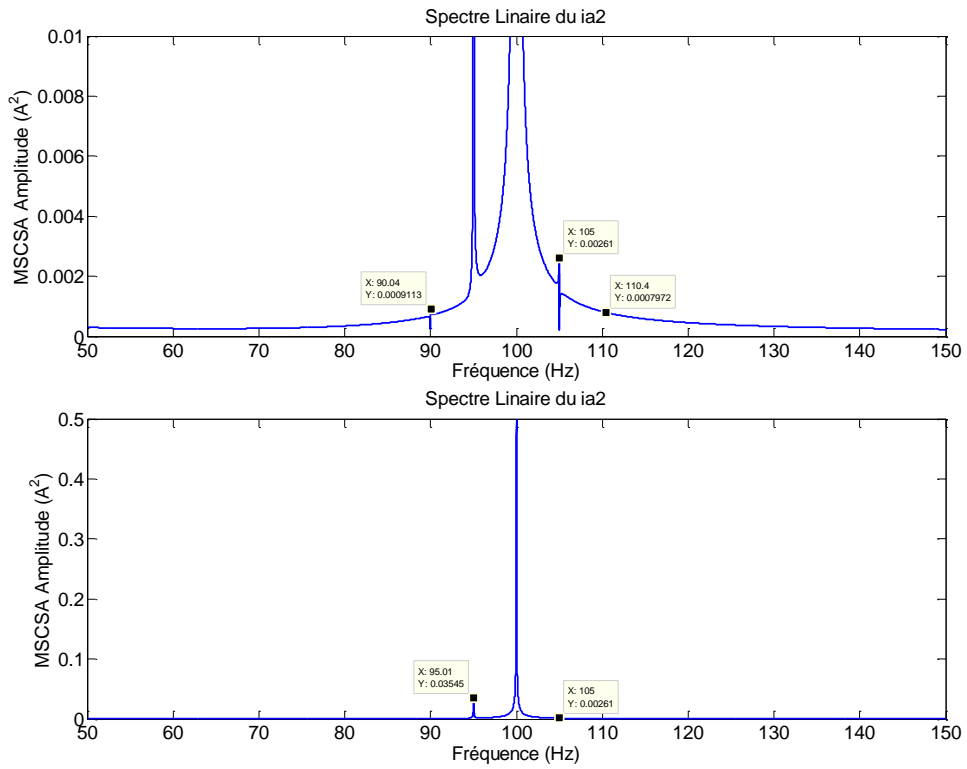


Figure III. 11 Spectre de simulation du MSCSA avec ses harmoniques (RBFH) (moteur sain)

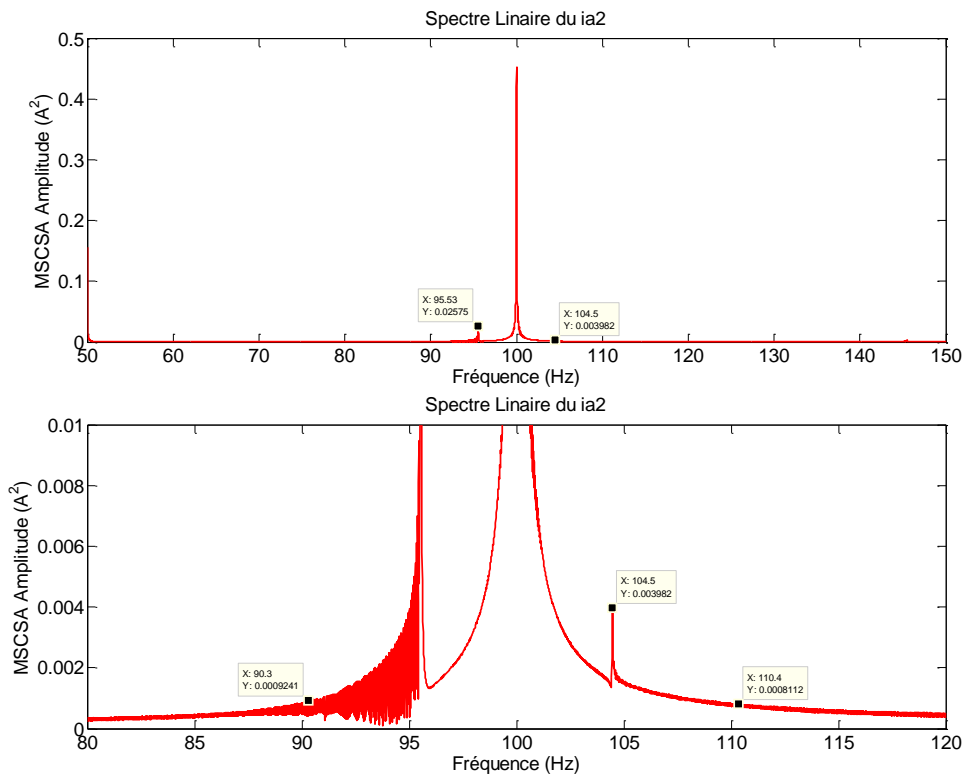


Figure III. 12 Spectre de simulation du MSCSA avec ses harmoniques (RBFH) (moteur avec défaut statorique)

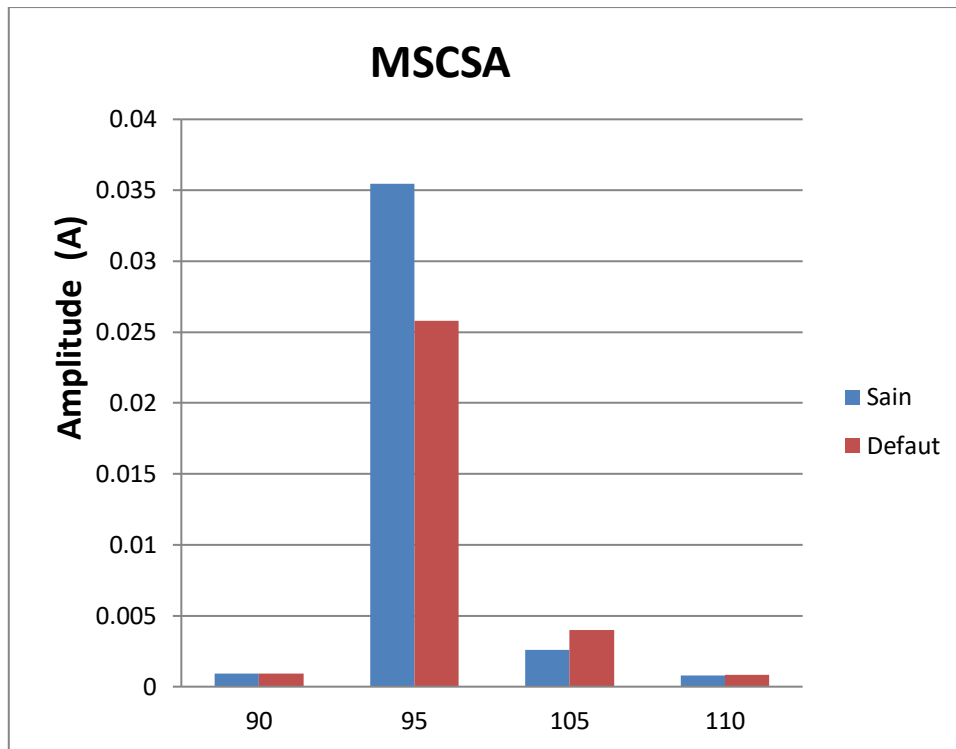


Figure III. 13 Représentation des amplitudes harmoniques (RBFH) pour MSCSA

La Figure III.11 et la Figure III.12 montrent que les harmoniques temporels étudiés se situent entre les fréquences (90Hz à 110Hz) dans le cas d'une machine saine et une machine avec un stator en panne dans le cas d'un diagnostic par la technique MSCSA classique.

La Figure. III. 13 nous montrent la variation de l'amplitude des harmoniques de temps pour le cas d'un moteur sain et avec moteur avec court-circuit entre les spires d'un enroulement statorique en utilisant la technique classique MSCSA.

On observe une variation de l'amplitude des harmoniques en fonction du rang de cet harmonique Peut être :

- Une baisse comme le rang 2 pour la fréquence 95Hz.
- Une augmentation comme le rang 3 pour la fréquence 105 Hz.
- Ni baisse ni augmentation comme le rang 4 pour la fréquence 110 Hz.

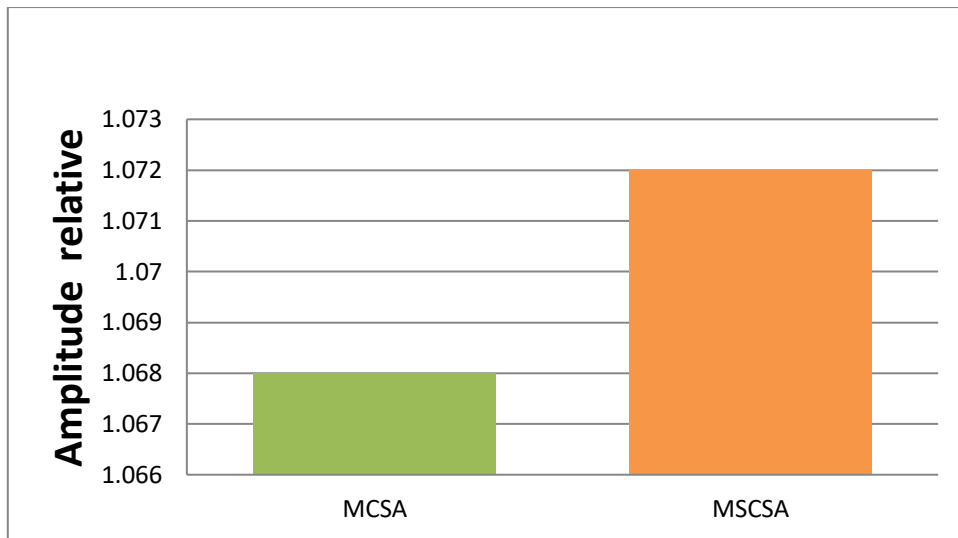


Figure III. 14 Indice partiel relatif des techniques MCSA et MSCSA par rapport aux harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH)

La Figure III.14 nous montrent la différence relative entre les amplitudes des harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH) des techniques MCSA et MSCSA où l'on note une différence positive donnée par Indice partiel relatif des technique MCSA et MSCSA par rapport aux harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH) .

Cette différence, nous montre clairement que le MSCSA est plus sensible que MCSA par rapport aux harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH) donnée par l' Indice partiel relatif

4.1.1.3 Comparaison des indices partiels relatifs des techniques de diagnostic

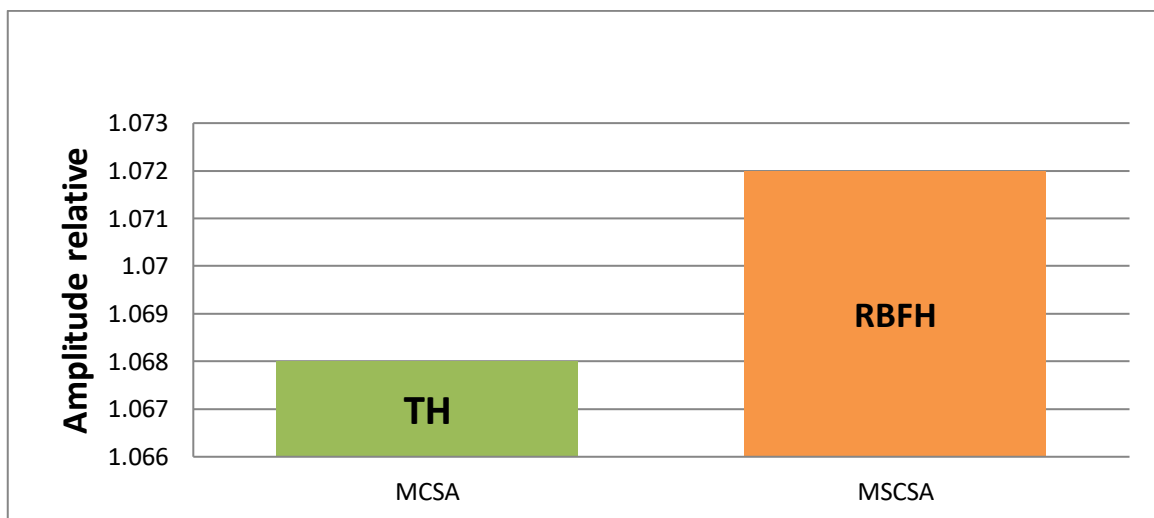


Figure III.15 Indice partiel relatif le plus sensible de technique MCSA (TH) et MSCSA (RBFH)

D'après la Figure III.15 nous remarquons que l'Indice partiel relatif maximum de la technique MSCSA qui est calculé par les (RBFH) est plus sensible que l'Indice partiel relatif maximum de la technique MCSA qui est calculé par les (TH).

4.1.2 Deuxième méthode en utilisant l'indice (de diagnostic) global relatif

Enfin, on retrouve les « index relatifs globaux » (GRI) qui vont nous donner une sensibilité globale pour chaque approche.

$$IGR_{AP} = \frac{IPR_{AP.TH} + IPR_{AP.RBFH}}{2} \quad (III.18)$$

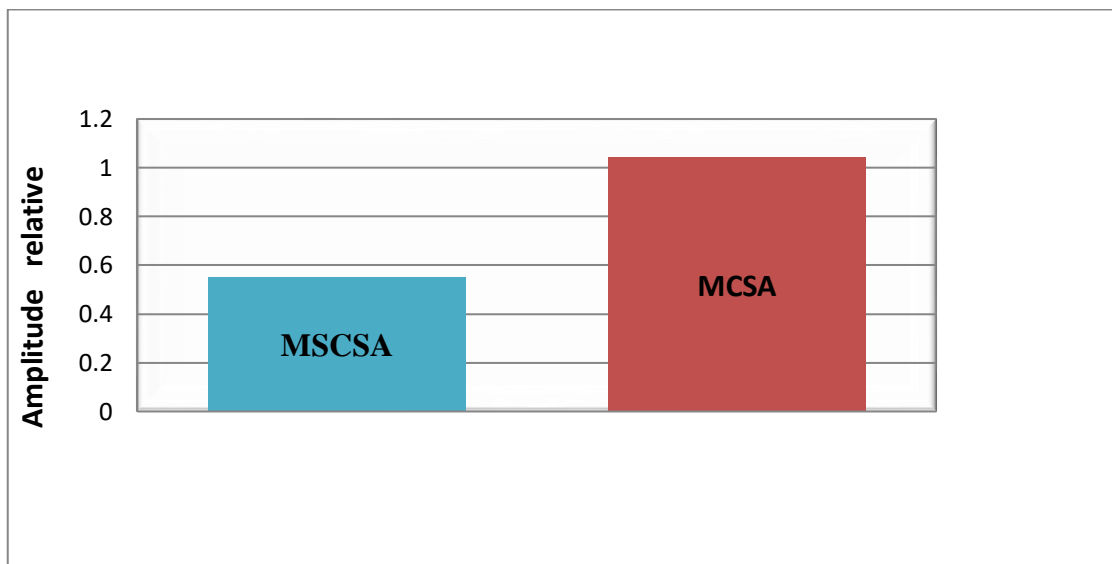


Figure III.16 Indice partiel relatif le plus sensible de technique MCSA (TH) et MSCSA (RBFH)

D'après la Figure III.16 nous remarquons que l'Indice global relatif de la technique MCSA est plus sensible que la technique MSCSA d'environ de deux fois.

Cette étude nous pouvons l'utiliser pour faire un système de diagnostic automatique plus fiable en se basant sur les points fort de chaque technique de diagnostic.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude comparative entre deux techniques de diagnostic : la première est la technique classique MCSA et la deuxième la technique avancée MSCSA . Cette étude comparative a deux niveaux : premièrement avec l'indice partiel relatif et la deuxième avec l' indice global relatif en exploitant deux types d'harmoniques : harmonique de temps TH en utilisant les résultats expérimentaux issu de notre laboratoire de l'université d'El Oued et les harmoniques des défauts de barres rotoriques RBFH issu des résultats de simulation d'après le modèle présenté dans le deuxième chapitre II.Nous pouvons conclure les points forts et les points faible de chaque techniques .Ces résultats nous montre clairement que :

- a. le MCSA est plus sensible que MSCSA par rapport aux harmoniques de temps TH donnée par l'Indice partiel relatif.
- b. le MSCSA est plus sensible que MCSA par rapport aux harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH) donnée par l' Indice partiel relatif
- c. D'après la Figure III.15 nous remarquons que l'Indice partiel relatif maximum de la technique MSCSA qui est calculé par les (RBFH) est plus sensible que l'Indice partiel relatif maximum de la technique MCSA qui est calculé par les (TH) .
- d. l'Indice global relatif de la technique MCSA est plus sensible que la technique MSCSA d'environ de deux fois.

Nous pouvons conclure que la technique avancée MSCSA est plus sensible en utilisant l'indice partiel relatif par contre que la technique MCSA est plus sensible avec l'utilisation l'indice global relatif. Ce qui nous donne une idée sur les points forts et les points faible de chaque technique avancée pour le choix des systèmes de diagnostic futur en utilisant les indices de diagnostic.

CONCLUSION GENERALE

De nos jours, la surveillance, le diagnostic industriel et la détection rapide et prématurée des dégradations des machines asynchrones sont devenues indispensables et incontournables pour la sûreté de fonctionnement. D'autant plus que dernièrement, qu'elles soient en régime moteur ou générateur, sont très répandues dans les applications industrielles et en particulier lorsque elles sont associées aux convertisseurs de puissance. Ainsi, la maintenance et la surveillance des machines électriques deviennent nécessaires afin de rentabiliser les installations industrielles et contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Pour cela, il est important de développer des outils de diagnostic prédictif des défauts de la machine. Pour aborder l'étude, nous avons établi une constatation de la machine asynchrone en citant les défauts qui peuvent intervenir dans cette dernière. Le travail présenté dans ce mémoire traite le diagnostic de défauts statoriques des machines asynchrones.

Dans le troisième chapitre, nous avons fait une étude comparative entre deux techniques de diagnostic : la première est la technique classique MCSA et la deuxième la technique avancée MSCSA. Cette étude comparative a deux niveaux : premièrement avec l'indice partiel relatif et la deuxième avec l'indice global relatif en exploitant deux types d'harmoniques : harmonique de temps TH et les harmoniques des défauts de barres rotoriques RBFH. Nous pouvons découvrir les points forts et les points faibles de chaque technique :

- a. le MCSA est plus sensible que MSCSA par rapport aux harmoniques de temps TH donnée par l'Indice partiel relatif.
- b. le MSCSA est plus sensible que MCSA par rapport aux harmoniques des défauts de barres rotoriques (RBFH) donnée par l'Indice partiel relatif
- c. l'Indice partiel relatif maximum de la technique MSCSA qui est calculé par les (RBFH) est plus sensible que l'Indice partiel relatif maximum de la technique MCSA qui est calculé par les (TH) .
- d. l'Indice global relatif de la technique MCSA est plus sensible que la technique MSCSA d'environ de deux fois.

Nous pouvons conclure que la technique avancée MSCSA est plus sensible en utilisant l'indice partiel relatif par contre que la technique MCSA est plus sensible avec l'utilisation l'indice global relatif. Ce qui nous donne une idée sur les points forts et les points faible de chaque technique avancée pour le choix des systèmes de diagnostic futur en utilisant les indices de diagnostic.

En définitive, cette étude est très bénéfique dans le domaine de diagnostic puisqu'il est une contribution pour améliorer la surveillance et le contrôle des système de production se basant sur ces types de moteurs surtout si on va introduire l'intelligence artificielle qui est une perspective prometteuse afin de rendre notre diagnostic efficace et plus simple à réaliser.

Bibliographie

[1]	HAMZA ADDAD «command vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone» , thèse de master Univ-larbi ben m'hidi oum el bouaghi-2015-
[2]	KAZZAZ S.A.S.A., Singh G.K., « Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing
[3]	AblaBouguerne, « Diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones»Thèse de Magister En Electrotechnique , Université MENTOURI- CONSTANTINE 2009
[4]	ZELLOUMA Dalal { Commande Directe du Couple sans Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone :Application au Diagnostic des Défauts statoriques} U. EchahidHamma Lakhdar d'El-Oued.2019
[5]	BAZINE Sadok « Conception et implémentation d'un Méta-modèle de machines asynchrones en défaut », thèse de doctorat, Université de Poitiers, 29/juin/2009
[6]	BENNEDJAI Soumaya « Contribution à l'amélioration de la sûreté d'exploitation des moteurs à induction », thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016
[7]	Haraizi M. Hanzab S. CHouirefF.MenacourY {Défaut de court-circuit dans les machines électriques}.U. El-chahidHamma Lakhdar EL-Oued.2015.
[8]	BONNETT A.H., YUNG C., "Increased efficiency versus increased reliability", IEEE industry Applications Magazine, p.1077-2618, January-February 2008.
[9]	A. Lebaroud, " <i>Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables</i> ", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2006.
[10]	Aïcha ABED, Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone.
[11]	LABIOD L.BOUTADJINE F. { Diagnostic des défauts

	rotoriques des machines asynchrones}. (Université d' El Oued).2019
[12]	A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel cage induction motors" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28 no.4, pp 921-937, Aug 1992.
[13]	S. Nandi, H. A. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review" IEEE Industry Applications Conference.Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Vol.1, pp.197-204, Phoenix, USA, 1999
[14]	B. Raison, "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique" Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2000.
[15]	O. Ondel « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur machine asynchrone ». Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006.
[16]	R. N. Andriamalala, H.Razik, L. Baghli, F-M. Sargos, "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 55, Issue 12, , pp. 4238 – 4251, Dec. 2008
[17]	G. DEDIER «Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances ». Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
[18]	NEZLIOUI S.YAKOUB Y.{Diagnostic des défauts de court circuit statorique d'une machine asynchrone}.Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou.2012.
[19]	H. Razik, G. Didier « notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone ». Notes de cours, I.U.F.M. de Lorraine, Maxeville, 7 janvier 2003.
[20]	Fatima BABAA, docteur en guinée électrique, contribution a la modélisation et la commande de machine asynchrone : application ala diagnostic des machines électriques.
[21]	Taibi Djamel: Détection et diagnostic de défauts statorique externe d'un moteur asynchrone triphasé à l'aide de la carte ARDUINO MEGA 2560

[22]	TaibiDjamel: Détection et diagnostic de défauts statorique externe d'un moteur asynchrone triphasé à l'aide de la carte ARDUINO MEGA 2560
[23]	J.P Caron, J.P Hautier, „Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone.Edition Technique, Paris 1995.
[24]	BessousNoureddine «Experimental Exploitation for the Diagnosis to the Induction Machine under a Bearing Fault – using MCSA» IEEE201 .2015.
[25]	Ghoggal. Adel : “ Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : dédié à la détection des défauts ”Mémoire de Magister, Université de Batna,Soutenue 2005
[26]	Khatir.Abdelfatah “Etude comparative des modèles des MAS utilisés en diagnostic des pannes” mémoire de Magistèr , Université Ferhat Abbas-Sétif UFAS (Algérie),2008.
[27]	G. Didier “ Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone enrprésence de défaillances ”.Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré,Nancy I, 2004.
[28]	E. Schaeffer “ Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défaut ”. Thèse de doctorat, Université De Nantes 1999.
[29]	BOUZIDA Ahcene, «Diagnostic De Défauts De La Machine Asynchrone à Cage Par LA Technique Des Ondelettes». Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Janvier 2008.
[30]	Bagli Lotfi, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques», Thèse de doctorat université Henri Poincaré, Nancy, jan 1999.
[31]	Siouani smail et Ben khelil mohamed, «Identification des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans sa partie rotorique», Mémoire de d'ingénieur d'etat en Genie Électrotechnique, L'Université de M'SILA, 2004/2005.
[]	
[32]	G. Didier “ Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances ”.Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré,Nancy I, 2004
[33]	L. Baghli, “ Contribution à la commande de la machine asynchrone,utilisation de la logique floue, des réseaux de

	neurones et des algorithmes génétiques ” Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
[34]	A.Maghraoui, A.Deboucha, “Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage”. Université de Biskra (Algerie) 2006.
[35]	BELHAMDI Saad “ Prise en Compte D’un Défaut Rotorique Dans la Commande d’un Moteur Asynchrone ”Thèse de Magister, Université Mohamed Khider Biskra, Soutenue 2005.
[36]	Zebri.Fouad,Mehamelle.Houcine “ Detection et localisation des défauts de la machine asynchrone à double stator application de la technique l’intelligence artificielle” Université de Biskra (Algerie).
[37]	Mohamed Boucherma , Mohamed Yazid Kaikaa Abdelmalek Khezzer “Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics effects” Journal of Electrical Engineering, Vol. 57, N°. 4, 2006,193–199.
[38]	H. Razik, G. Didier “ notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone ”.Université Henri Poincaré, Nancy-I, 7-janvier 2003.
[39]	V. Fernão Pires, Manuel Kadivonga, J.F. Martins, A.J. Pires, Motor square current signature analysis for induction motor rotor diagnosis, Measurement, Volume 46, Issue 2, 2013,Pages 942-948
[40]	A. Allal, B.Chetate «high sensitivity detection of the stator short-circuit faults in induction motor using hilbert park’s vector product» research article, journal of fundamental and applied sciences issn 1112-9867 , department of electrical engineering, echahidhammalakhdar university of el-oued, algeria and research laboratory on the electrification of industrial enterprises, university of m'hamedbougara of boumerdes, algeria, received: 31 december 2018 / accepted: 29 april 2019 / published online: 01 may 2019. available online at
[41]	M. Boucherma, M. Y. Kaikaa ,A. Khezzer , Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics

	effect, Journal of Electrical Engineering , Vo l 57 (No.4), 2006, p 193-199
[42]	M. Sahraoui , A. Ghoggal, S. Guedidi , et al. ,Detection of inter-turn short-circuit in induction motors using Park–Hilbert method, International Journal of System Assurance Engineering and Management , Vol 5 (No.3),2014,p 337-351.DOI: 10.1007/s13198-013-0173-6
[43]	M. Sahraoui , S. E. Zouzou, A. Ghoggal ,et al. ,A new method to detect inter-turn shortcircuit in induction motors,19nd ed., International conference on Electrical Machine (ICEM,2010), Sept ,2010,(Rome,Italy), IEEE, 2010 ,p 1-6. https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2010.5607854
[44]	Naji M. Al Sayari .Dynamic Analysis of Cage Rotor Induction Motor Using Harmonic Field Analysis and Coupling Inductances Method, A thesis submitted to the University of Manchester for the degree of Doctor of Philosophy in the Faculty of Engineering and Physical Sciences,2011
[45]	M. Sahraoui , A. Ghoggal, S. Guedidi , et al. ,Detection of inter-turn short-circuit in induction motors using Park–Hilbert method, International Journal of System Assurance Engineering and Management , Vol 5 (No.3),2014,p 337-351. DOI: 10.1007/s13198-013-0173-6

Résumé

Le travail proposé fait partie du diagnostic des défauts statoriques des moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil, en comparant la technique avancée MSCSA et la technique MCSA pour le diagnostic en utilisant l'indice partiel relatif et l'indice global relatif et se basant sur les harmoniques de temps TH et les harmoniques des défauts des barres rotoriques RBFH. Cette étude a été basée sur des résultats expérimentaux et de simulation pour trouver la meilleure méthode de diagnostic au point de vue de sensibilité. Les deux méthodes ont été comparées : la technique avancée MSCSA est plus sensible en utilisant l'indice partiel relatif par contre la technique MCSA est plus sensible en utilisant l'indice global relatif. Les résultats obtenus sont très prometteurs et donne un nouveau axe de recherche pour augmenter la sensibilité des indices de diagnostic.

les mots clés

Moteurs asynchrones, Méthodes de diagnostic, Harmoniques temporelles, Harmoniques de défaut d'arbre rotor, Indicateurs de diagnostic, Simulateurs.

الملخص

العمل المقترح هو جزء من تشخيص أعطال الجزء الثابت للمحركات غير المتزامنة ثلاثية الطور ذات القفص السنجاي ، بمقارنة تقنية MSCSA المتقدمة وتقنية MCSA للتشخيص باستخدام الفهرس الجزئي النسبي والفهرس العام النسبي واستناداً إلى توافقيات الوقت TH و RBFH توافقيات خطأ قضيب الدوار: اعتمدت هذه الدراسة على النتائج التجريبية والمحاكاة لإيجاد أفضل طريقة للتشخيص من وجهة نظر الحساسية. تمت مقارنة الطريقتين: تقنية MSCSA المتقدمة أكثر حساسية باستخدام المؤشر الجزئي النسبي ، بينما تقنية MCSA أكثر حساسية باستخدام المؤشر العام النسبي. النتائج التي تم الحصول عليها واعدة للغاية وتوفر خطأ جديداً من الأبحاث لزيادة حساسية مؤشرات التشخيص.

الكلمات المفتاحية

المحركات غير متزامنة ، طرق التشخيص ، توافقيات الوقت ، توافقيات أخطاء القطيب الدوار ، مؤشرات التشخيص ، المحاكات .

Summary

The proposed work is part of the diagnosis of stator faults of three-phase squirrel-cage asynchronous motors, comparing the advanced MSCSA technique and the MCSA technique for diagnosis using the relative partial index and the relative global index and based on TH time harmonics and RBFH (natural) rotor bar fault harmonics. This study was based on experimental and simulation results to find the best diagnostic method from the point of view of sensitivity. The two methods were compared: the advanced MSCSA technique is more sensitive using the relative partial index, while the MCSA technique is more sensitive using the relative global index. The results obtained are very promising and give a new line of research to increase the sensitivity of diagnostic indices.

key words

Asynchronous motors, Diagnostic methods, Time harmonics, Rotor shaft fault harmonics, Diagnostic indicators, Simulators.