

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministre d'enseignement supérieur et la recherche scientifique



P0008/05B

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

Thème

DIAGNOSTIC DE DEFAUTS AU ROTOR PAR
L'ANALYSE DE LA SIGNATURE DU
COURANT MOTEUR

Proposé et dirigé par :

M.Pr.O.TOUHAMI

Réalisé par :

M.BENBORDI Bachir

Promotion : juin 2005

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

قُلْ إِنَّا صَلَاتِي

وَنُفْسِي وَمَعْيَايَ وَمَبَاتِي لِلَّهِ

رَبِّ الْعَالَمِينَ لَا شَرِيكَ لَهُ

وَبِذَلِكَ أُمِرْتُ وَأَنَا أَوَّلُ

الْمُسْلِمِينَ

إهداء

أهدي هذا العمل إلى:

مع كل الإحترام و العرفان إلى أئمة إنسانيين في العالم

أمي وأبي العزيزين.

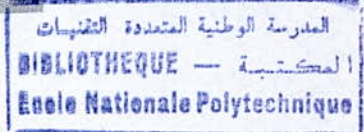
إلى إخوتي و أخواتي.

إلى كل العائلة.

إلى كل أصدقائي.

إلى كل من هو عزيز علي.

Remerciements



Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sien du département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique (EL-HARRACH. ALGER).

J'adresse mes respectueux remerciements à :

- Monsieur le Professeur O.TOUHAMI, notre Promoteur qui nous avoir confié ce projet et dirigé dans son élaboration jusqu'au bout.*
- Tous les membres de jury qui nous ont l'honneur de juger notre travail.*
- Tous les enseignants qui ont contribué à notre formation pendant les cinq années.*

SOMMAIRE

المدسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Chapitre I : *Constitution de la machine asynchrone*

| | |
|---|----|
| 1.1-Introduction | 03 |
| I.2. Différentes parties de la machine | 03 |
| I.2.1 Réalisation du bobinage statorique | 05 |
| I.2.2 Réalisation du bobinage rotorique | 06 |
| I.2.3. L'entrefer | 08 |
| I.3 Fonctionnement de la machine | 08 |
| I.3.1. Différentes approches pour l'étude des systèmes électromagnétiques..... | 08 |
| I.3.1.1. Equations de l'électromagnétisme | 09 |
| I.3.2.1.Champ stationnaire | 12 |
| I.3.2.2.Champ tournant | 13 |
| I.3.2.4.Equivalence du système du rotor à cage d'écureuil | 14 |

Chapitre II : *Divers méthodes des détections des et diagnostiques*

| | |
|---|----|
| II-1-Introduction | 16 |
| II-2.differEnt types des défauts | 16 |
| II-3-Methode de diagnostic | 18 |
| II-3-1-Les défauts rotoriques | 18 |
| II-3-2-Les défauts statoriques..... | 22 |
| II-3-3.Les défauts dans les roulements à billes | 23 |
| II-4.Conclusion | 24 |

Chapitre III : *Modélisation de la machine*

| | |
|---|----|
| III-1-Introduction | 26 |
| III.2. Modelisation de la machine | 27 |
| III.2.1. Modelisation du stator | 27 |
| III.2.1.1. Determination de Φ_{rr} | 27 |

| | |
|--|----|
| III.2.1.2. Determination de Φ_{sr} | 28 |
| III.2.2. Modelisation du rotor | 29 |
| III.2.2.1. Determination de Φ_{rr} | 34 |
| III.2.2.2 Determination de Φ_{rs} | 36 |
| III.2.3. Détermination l'équation de l'anneau de court-circuit | 37 |
| III.2.4. Détermination l'équation mécanique | 38 |
| III-2-5-Mise les équations sous forme matricielle globale | 38 |
| III-3-Modelisation avec rotor défaillant | 40 |
| III-3-1-Cas de la cassure de n barres rotoriques | 40 |
| III.3.2. Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit | 43 |
| III-4-Conclusion | 45 |

Chapitre IV : Les résultats de la simulation et l'expérimentation

| | |
|---|----|
| IV-1.Introduction | 46 |
| IV-2.Etude expérimentale | 47 |
| IV-3-Resultats de la simulation et de l'expérimentation | 48 |
| IV-3-1.cassure des barres | 48 |
| IV-3-1-1.Vision et analyse de la vitesse | 48 |
| IV-3-1-2.Analyse du couple | 49 |
| IV-3-1-3.Vision et analyse du courant moteur | 52 |
| IV-3-1-4.Observation des courants des barres adjacentes..... | 57 |
| IV-4-2.Rupture d'une portion d'anneau | 59 |
| IV-4-2-1.Analyse du la vitesse | 59 |
| IV-4-2-2. Analyse du couple | 59 |
| IV-4-2-3.Analyse du courant statorique | 60 |
| IV-5-Conclusion | 62 |

Conclusion générale

Bibliographie

المحرك اللاتزامني ذو قفس السنجاب أصبح الأكثر انتشارا في الصناعة وذلك راجع لمتانته و تكلفته الضئيلة خلال تصنيعه. لكن المحرك يفرض عليه في بعض الأحيان الاشتغال في أماكن رطبة أو أكال وتحمل حمولة اضافية أين المحرك يصبح به عطب كهربائي أو ميكانيكي. لهذا، نحاول ايجاد طريقة فعالة لتشخيص المحرك بارتكاز على تحليل امضاء التيار المحرك.

كلمات مفتاحية:

المحرك اللاتزامني ذو قفس- التشخيص - طيف التيار المحرك.

Résumé :

La machine asynchrone à cage devient le plus répandu dans l'industrie à cause de son robustesse et sa faible cout lors la fabrication. Mais, elle est exigé à fonctionner parfois dans des milieux corrosifs et humides et supporter des surcharges où elle arrive que la machine presente des pannes électriques ou mecaniques
Et pour cela, on essaie de degignostiquer la machine à base l'analyse de la signature du courant moteur.

Mots clés :

Machine asynchrone à cage – diagnostic- spectre du courant moteur.

Abstract:

The cage asynchronous machine became the most in the industry because of her robustess and the cheap cost in the fabrication . but, she is obligate to work in the humid and corrosif middle and support the overcharge where it presente in the machine the breaks down electric or mecanic.

For that, we try to diagnostic the machine by the analysis of the signature of the motor current.

Key Words :

The cage asynchrone machine – diagnostic – spectrum of the motor current.

Notations



| | |
|----------------|--|
| V_s : | vecteur des tensions statoriques. |
| I_s : | vecteur des courants statoriques. |
| r_s : | résistance d'une phase du stator. |
| Φ_s : | flux total au stator. |
| V_r : | vecteur des tensions rotoriques. |
| I_r : | vecteur des courants rotoriques. |
| Φ_r : | flux total au rotor. |
| L_{ls} : | inductance de fuite au stator. |
| L_{ms} : | inductance magnétisante. |
| L_{xn} : | inductance entre la phase x du stator et la maille n du rotor. |
| N_s : | nombre de spires par phase. |
| l : | longueur de l'entrefer. |
| g : | entrefer. |
| r : | rayon moyen de l'entrefer. |
| θ_r | angle de rotation. |
| α_r : | angle entre deux barres adjacentes. |
| R_b : | résistance d'une barre du rotor. |
| R_e : | résistance d'une portion de l'anneau de court-circuit. |
| L_b : | inductance d'une barre du rotor |
| L_e : | inductance d'une portion de l'anneau de court-circuit. |
| Φ_{rks} : | flux rotorique de la maille k dû aux courants statoriques. |
| Φ_{rkr} : | flux rotorique de la maille k dû aux courants rotoriques. |

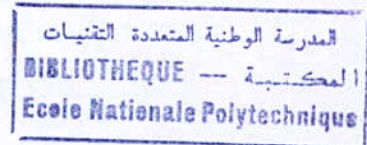


| | |
|------------|-----------------------------------|
| C_e : | couple électromagnétique. |
| J : | moment d'inertie du rotor. |
| ω : | vitesse de rotation. |
| f_v : | fréquence d'alimentation. |
| s : | glissement. |
| f_b : | fréquence due aux barres cassées. |
| p : | nombre de paires de pôles |

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Introduction générale



La machine asynchrone joue un rôle primordial dans l'industrie. Elle est la plus demandée dans le domaine de la conversion électromécanique d'énergie à cause de ses qualités de robustesse et de sa simplicité et de son faible coût. De plus, grâce au développement de l'électronique de puissance et les dispositifs des commandes en temps réel, la machine a supplanté les autres machines dans la majorité des applications à vitesse variable.

Mais la machine est appelée à fonctionner dans des environnements parfois corrosifs, poussiéreux qui entraînent de la contamination de matériaux de rotor due à des liquides chimiques. De plus, la machine subit des efforts thermiques dus à la surcharge thermique, des étincelles, les efforts magnétiques causés par les forces électromagnétiques, les bruits électromagnétiques et vibration. Les efforts résiduels sont dus à des problèmes de fabrications et les efforts dynamiques augmentent grâce au le couple axial, les forces centrifuges. Les composants des électroniques de puissances faut subir la machine à des efforts graves dus à l'allumage rapide des interrupteurs.

Nous utilisons une technique de diagnostic de défauts de la machine où l'on s'intéresse à chercher la méthode la plus facile, efficace et à moindre coût

Cette méthode est basée sur l'analyse de la signature du courant moteur.

Nous avons structuré notre mémoire de la façon suivante :

Le premier chapitre donne une idée sur la construction de la machine asynchrone à cage qui reste la plus utilisée dans le monde industriel.

Le deuxième chapitre contient une synthèse bibliographique sur le type de défauts rencontrés lors au fonctionnement de la machine, ainsi que les diverses méthodes pour les détecter.

Le troisième chapitre présente une méthode très importante lors la modélisation de la machine qui permet de quantifier et localiser les défauts sur la machine.

Le quatrième chapitre montre l'influence des défauts avec une étude expérimentale pour confirmer les résultats obtenus la simulation du modèle.

Chapitre I

Constitution de la machine asynchrone

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, on essaye de citer les principales parties de la machine asynchrone et ses comportements. On fait des petits rappels importants à la notion de champ tournant. Nous nous attardons en particulier sur les bobinages statoriques et les types de rotors (et leur équivalence entre systèmes de bobinage). On restreint dans notre étude pour la machine asynchrone triphasée la plus utilisée à cause de sa robustesse.

I.2 Différentes parties de la machine

La machine asynchrone se comporte comme un transformateur à couplage par champ tournant (qui est créé par les courants qui traversent les bobinages du stator) et à secondaire en court-circuit. Donc il porte un circuit magnétique (le rotor en mouvement par rapport au stator) [1]

Le stator (la partie fixe) se compose d'une carcasse en acier au silicium laminé à chaud reformant un empilement de tôles ferromagnétiques identiques, fines et découpées qui constituent un cylindre vide pour réduire les pertes créées par le courant de Foucault. Ces tôles sont percées de trous à leurs périphériques intérieurs. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquels on loge un bobinage triphasé. (fig.1.1)

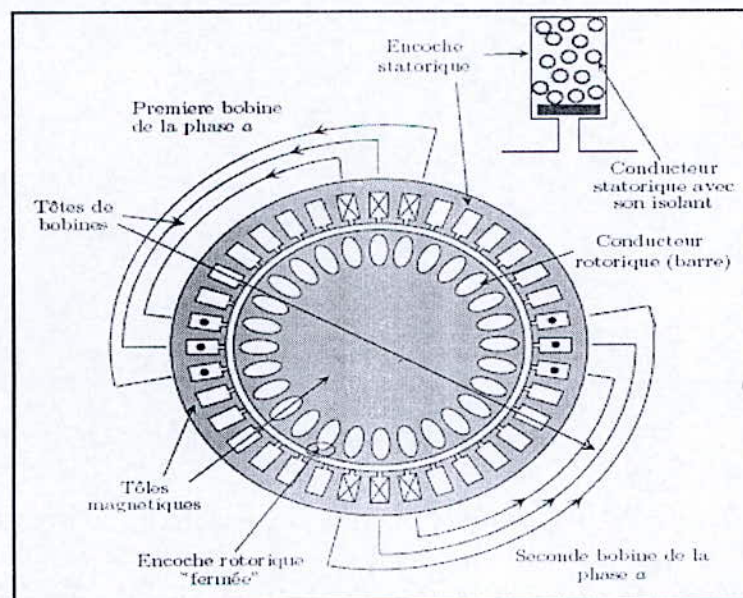


Figure 1.1. Coupe de la machine asynchrone à cage

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties (fig. 1.2, 1.3) : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique de l'énergie. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

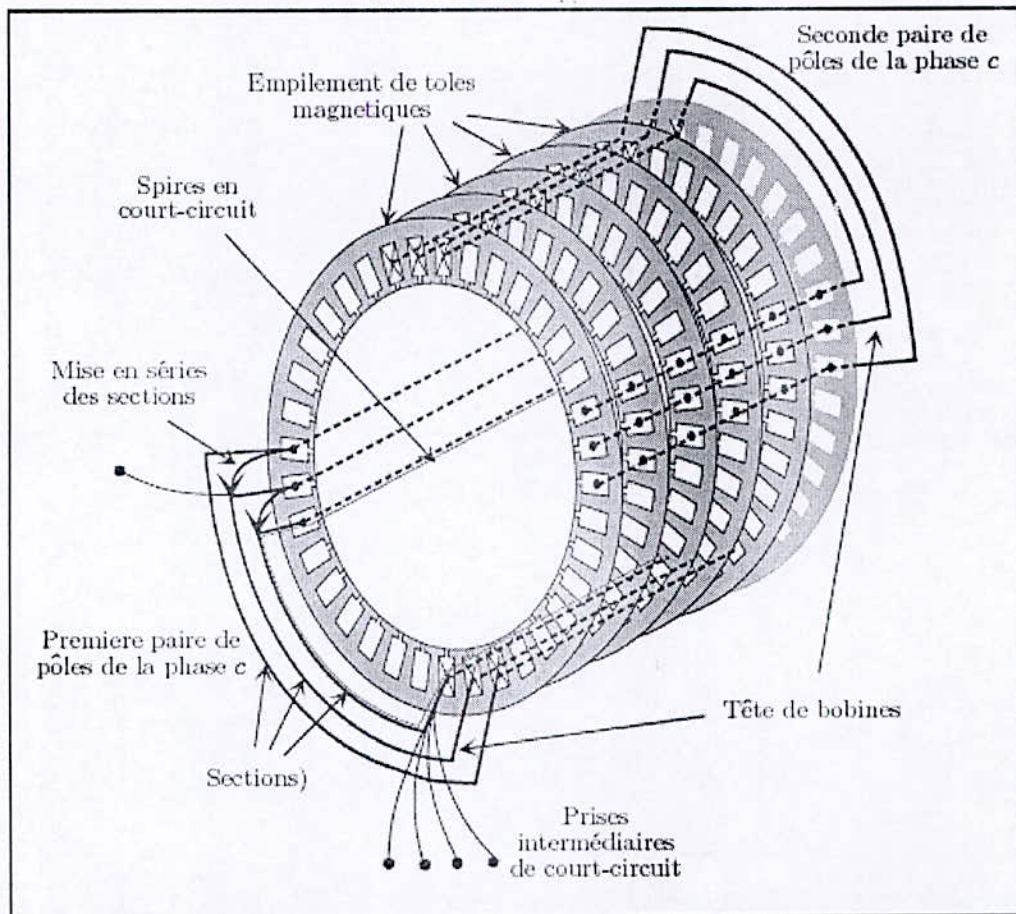


Fig 1.2. Coupe schématique de la constitution du stator

Le rotor (la partie mobile) se comporte d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer court de l'ordre de 0.4 à 2 mm en général. Il existe deux types de rotors :

- le rotor à cage d'écureuil.

- le rotor bobiné.

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches; Ces barres sont soudés à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent et qui permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom revient. Dans les moteurs à petite et moyenne puissance (comme dans notre cas, machine à puissance de 4 kW), les barres et les anneaux sont formé un seul bloc d'aluminium coulé. Ce type de réalisation ne permet pas véritablement d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, il est par contre extrêmement robuste, peu coûteux, donc très répandu.

I.2.1 Réalisation du bobinage statorique

La décomposition précédente des bobinages est théorique. Concrètement, le bobinage statorique est réalisé par la mise en série et parallèle de spires élémentaires. L'organisation des spires est faite en fonction de la vitesse, du couple et des tensions d'alimentation désirés de la machine. Comme le montrent les figures 1.1 et 1.2, notre machine possède un bobinage de type conséquent distribué, c'est à dire à une bobine par paire de pôles, chaque bobine étant distribuée dans trois paires d'encoches. Les bobines sont réalisées par la mise en série de trois sections de 46 spires chacune, chaque section occupant une encoche « aller » et une encoche « retour ».

Pour des raisons techniques de mise en oeuvre, et pour limiter les effets pelliculaires, les conducteurs statoriques sont réalisés en fil de cuivre isolé de petite section. L'isolation est assurée par une résine protectrice dont les qualités d'isolation et de tenue à la chaleur déterminent en grande partie l'utilisation possible de la machine. Dans certaines machines, on peut aussi trouver plusieurs sections par encoche, les sections pouvant appartenir à des phases différentes. Une isolation supplémentaire peut être rajoutée pour améliorer le mur isolant entre les phases.

Placé dans les encoches, le bobinage est englué dans un vernis qui le maintient colle, tout en améliorant l'isolation électrique. Une petite cale supplémentaire aide au blocage des conducteurs dans leur encoche. En effet, les efforts mis en jeu (force de Lorentz) peuvent être très importants. Les vibrations des conducteurs et les divers frottements qui en résultent accélèrent l'usure des isolants. Le facteur principal de vieillissement reste cependant la

chaleur. Les machines disposent donc généralement d'un ventilateur pour limiter leur montée en température. Place à une extrémité, ce ventilateur force le passage de l'air entre les ailettes extérieures, ou dans l'entrefer et la carcasse magnétique, pour les grosses machines.

Son alimentation peut être effectuée directement par le réseau industriel triphasé ou par le biais d'un convertisseur d'énergie adapté pour permettre une variation de vitesse. Cette partie sera abordée ultérieurement. Les enroulements statoriques sont libres de couplage (soit en étoile ou en triangle). Chacune est accessible par ses deux bornes de connexion.

Les contraintes sur le bobinage statorique dépendent du type de machine et de son utilisation. Pour les machines fonctionnant en atmosphère polluée, la poussière et l'humidité se déposent au niveau des têtes de bobines affaiblissent plus particulièrement l'isolation électrique de ces régions. Pour les machines haute tension, c'est à la sortie des encoches que le champ électrique est le plus élevé, en raison de la discontinuité du circuit électrique. D'une façon générale, c'est aussi à la sortie des encoches que les vibrations mécaniques sont les plus contraignantes.

I.2.2 Réalisation du bobinage rotorique

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil (fig. 1.3), les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf peut-être lorsqu'il y a une rupture de barre. (fig.1.3)[19].

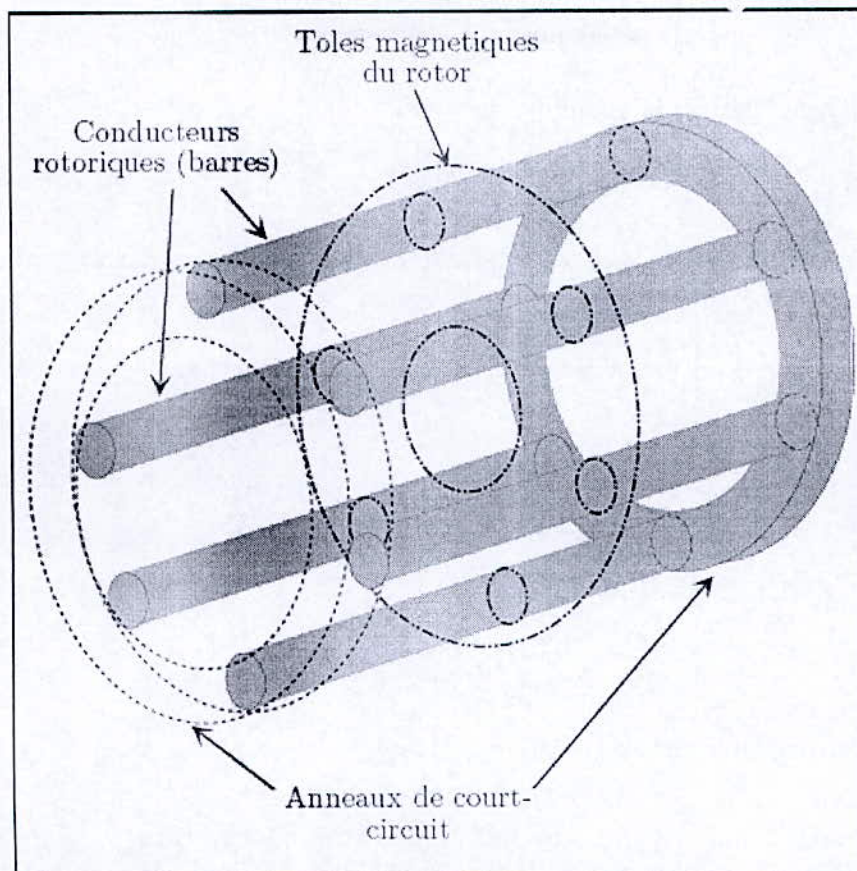


Fig.1.3. Vue de la cage du rotor

L'intérêt essentiel de ce procédé est la grande robustesse du rotor, une fabrication aisée et un faible coût de réalisation pour des machines sans pratiquement aucun entretien. De plus, pour éviter les harmoniques d'encoches rotoriques, les conducteurs sont inclinés par rapport à l'axe du rotor (fig.1.4)

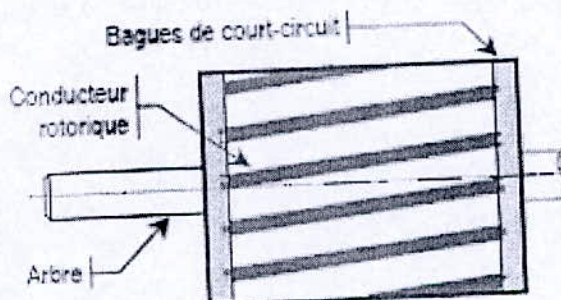


Fig.1.4. L'inclinaison des barres de rotor

I.2.3. L'entrefer

Cette partie amagnétique (c'est de l'air !) est d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre du millimètre). Cette caractéristique appelle plusieurs remarques :

1. l'épaisseur réduite rend la taille de l'entrefer sensible aux variations dues aux encoches statoriques. Ceci crée des harmoniques dites d'encoches. Pour les réduire, les encoches sont fermées par des cales magnétiques qui maintiennent le bobinage.
2. sur les machines volumineuses, une si faible épaisseur impose peu de fléchissement de la partie centrale. Il doit en être tenu compte dans le dimensionnement mécanique.

I.3 Fonctionnement de la machine

L'étude du fonctionnement de la machine (des convertisseurs électromagnétiques en général) consiste classiquement à rechercher l'ensemble des équations reliant les grandeurs extérieures aux systèmes : tensions aux bornes de la machine, courants consommés et couple disponible. Les différentes approches pour leur étude reposent toutes sur la résolution des équations de l'électromagnétisme. Les différences proviennent des hypothèses simplificatrices qu'il est possible de faire, en fonction du domaine de fréquence concerné, et de la topologie (structure physique) du système étudié. C'est à dire en fonction des objectifs de la modélisation.

I.3.1. Différentes approches pour l'étude des systèmes électromagnétiques

Nous commençons par rappeler les équations fondamentales de l'électromagnétisme, afin de présenter les différentes hypothèses classiquement faites pour la modélisation des machines électriques.

I.3.1.1. Equations de l'électromagnétisme

Les cinq relations locales suivantes (équations de Maxwell et force de Lorenz) peuvent être considérées comme les postulats de l'électromagnétisme. On les qualifie de locales parce qu'elles s'appliquent localement à une charge électrique élémentaire ou à un volume élémentaire :

1. Les deux premières équations de Maxwell lient le champ électrique \vec{E} et magnétique \vec{B} :

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.1).$$

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{qui traduit conservation de flux}) \quad (1.2).$$

Elles sont indépendantes de la présence éventuelle d'un milieu matériel. Intégrées dans l'espace, elles permettent d'exprimer la loi de l'induction.

2. Les deux autres équations de Maxwell dépendent du milieu matériel. Elles lient les champs \vec{E} et \vec{B} aux densités locales de charges fixes ρ et mobiles \vec{j} et à trois autres champs localisés dans la matière qui traduisent macroscopiquement l'aimantation et la polarisation du milieu matériel. Pour simplifier, on introduit les champs excitation électrique \vec{D} et magnétique \vec{H} liés par les relations :

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.3).$$

$$\text{div}(\vec{D}) = \rho \quad (1.4).$$

Ces deux champs \vec{H} et \vec{D} s'expriment uniquement en fonction des charges ρ et \vec{j} qui sont contrôlables par l'expérimentateur, d'où leur intérêt.

Pour des fréquences inférieures à quelques MHz, le courant de déplacement $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ (à l'origine du couplage des champs \vec{D} et \vec{H} , et donc de la propagation des ondes

électromagnétiques) reste petit devant le courant de conduction j . C'est l'hypothèse des régimes quasi-stationnaires généralement admise dans l'étude des machines électriques classiques. De plus, dans les machines inductives, la densité de charge ρ est généralement considérée nulle. Les équations de Maxwell se simplifient, ce qui permet de ramener le problème physique à un problème mathématique bi-dimensionnel standard de dimension 2 que l'on peut résoudre numériquement, par exemple par la méthode des éléments finis

3. Pour déterminer complètement ce problème, il est encore nécessaire d'ajouter les relations caractérisant le comportement électrique ou magnétique du milieu matériel.

Dans certains milieux et sous certaines conditions, les champs vectoriels \vec{j} , \vec{B} , \vec{E} , \vec{H} et \vec{D} sont reliés par la permittivité ε , la perméabilité μ et la conductivité σ au travers des *équations de milieu* linéaires suivantes :

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (1.5)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (1.6)$$

$$\vec{j} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (1.7)$$

Dans d'autres milieux, les excitations restent proportionnelles aux champs à condition que leur amplitude reste suffisamment faible, mais la perméabilité (respectivement la permittivité) dépend du point considéré (milieux homogènes) ou de la direction des champs (milieux anisotropes). Les relations de milieu précédentes deviennent alors des relations tensorielles locales.

Enfin, les matériaux généralement utilisés pour la construction des machines ont la propriété remarquable de présenter une aimantation rémanente en l'absence de toute excitation magnétique (matériaux ferromagnétiques). Leur comportement est illustré par la figure.1.5, mettant en évidence les phénomènes de saturation et d'hystérésis.

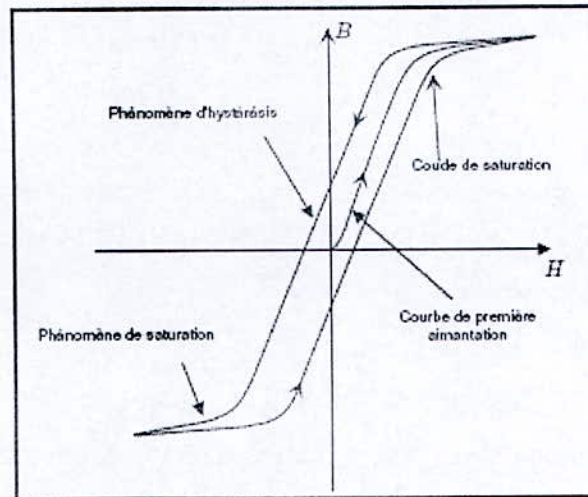


Fig.1.5.cycle d'hystérésis de matériaux ferromagnétique

Le cycle d'hystérésis est lié à une modification de la structure atomique du milieu matériel en fonction de la direction du champ magnétique. Il est à l'origine de pertes supplémentaires, proportionnelles à la surface et à la fréquence de parcours du cycle.

De plus, la relation 1.1 montre qu'un champ \vec{B} variable est à l'origine d'un champ électrique dont les lignes tourbillonnent autour de celles de \vec{B} . Ce champ électrique est à susceptibles de circuler lorsque le milieu est conducteur (relation 1.7). Ces deux types de pertes supplémentaires constituent les *pertes fer* de la machine

4. La dernière relation exprime la force de Lorentz s'exerçant sur une charge électrique élémentaire q se déplaçant à la vitesse v dans un référentiel galiléen :

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (1.8).$$

Lorsqu'un électron se déplace à vitesse constante dans un conducteur, il crée un champ magnétique dont les lignes tourbillonnent autour de son axe de déplacement (équations 1.3, 1.7). Ce champ exerce alors une force de Laplace (composante magnétique de la force de Lorentz) sur les charges voisines qui tend à les rapprocher les unes des autres vers le centre du conducteur. Par contre, lorsque sa vitesse varie (courant sinusoïdal par exemple) les phénomènes d'auto-induction repoussent les électrons vers la surface du conducteur. Tout se passe alors comme si la section du conducteur avait diminué, et donc sa résistance augmente. C'est l'effet pelliculaire.

La relation 1.8 met aussi en évidence que seul le champ magnétique est susceptible de fournir un travail élémentaire $dW = \vec{F} \cdot d\vec{l} = (\vec{v} \wedge \vec{B}) \cdot d\vec{l}$. Cependant, l'explication du fonctionnement des machines électriques à partir de cette relation est délicate.

L'expression du couple électromagnétique des machines tournantes s'obtient par contre simplement par un raisonnement énergétique (par l'utilisation de la co-énergie).

La perméabilité des matériaux magnétiques étant très grande devant celle de l'air, l'expression 1.9 montre qu'à amplitude de B constante, l'énergie est beaucoup plus faible dans le matériau magnétique que dans l'air. La nature ayant toujours tendance à évoluer vers son état énergétique le plus faible, les lignes de champs sont attirées, canalisées par les matériaux magnétiques.

Pour résoudre son problème numériquement, il faut avoir un ordinateur puissance. Donc, il est mieux de simplifier la modélisation de la machine par d'autre approche à savoir les mécanisme d'évolution les choses dans la machine.

I.3.2.1. Champ stationnaire

Pour obtenir un couple électromagnétique le plus constant possible, on cherche idéalement à obtenir à la surface de l'entrefer une distribution sinusoïdale de courant. Dans la suite, nous supposons cette hypothèse vérifiée, même si cela n'est techniquement pas réaliste.

L'application du théorème d'Ampère montre (fig.1.6) qu'un bobinage parcouru par un courant $i(t)$ crée dans l'entrefer au point $M(\theta)$ une excitation magnétique dont l'expression peut être approchée par

$$H(\theta, t) = k_b \cos(p\theta) \cdot i(t) \quad (1.10).$$

où p est le nombre de paires de pôles et k_b caractérise le bobinage. On représente habituellement ce champ par un vecteur H colinéaire aux lignes du champ dans du rotor (donc à l'axe de symétrie du champ), et de norme proportionnelle à l'amplitude de H au point $M(\theta = 0)$. Ce vecteur est écrit dans un repère $R(0, x, y, z)$ qualifié de *repère physique* parce qu'il correspond à une section physique de la machine. En remarquant la similitude entre les expressions de $i(t)$ et de $H(0, t)$, il est intéressant de représenter le courant dans le même repère. Si cela peut sembler naturel, il ne faut pas oublier que l'on représente symboliquement

dans un même plan (la section de la machine) des grandeurs de natures différentes : $H(0, t)$ est intrinsèquement une grandeur spatiale, alors que le courant est ici une grandeur purement temporelle.

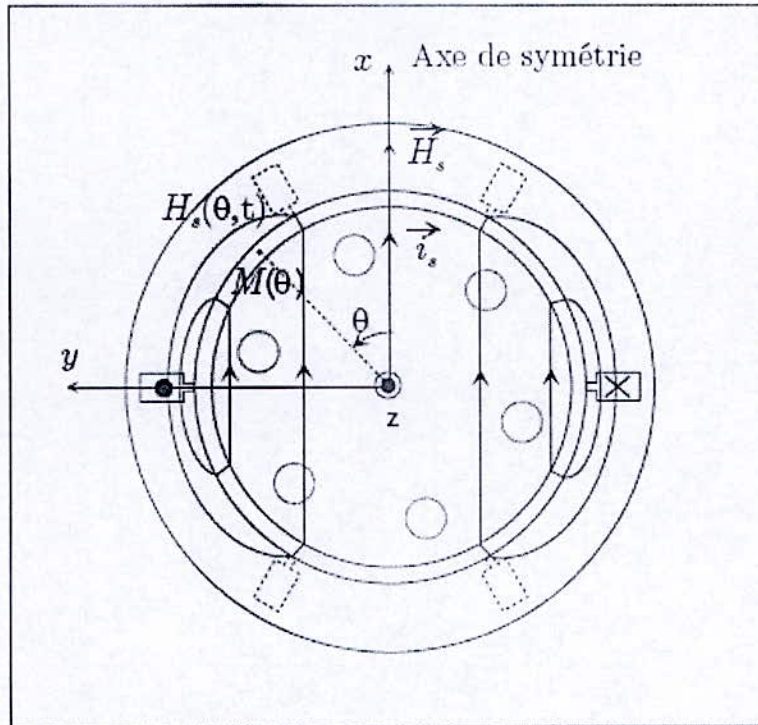


Fig.1.6. champ stationnaire créé par une paire de pole de la machine

I.3.2.2 Champ tournant

Lorsque les trois bobines statoriques de la machine sont parcourues par un système sinusoïdal équilibre de courant de pulsation ω , l'expression de l'excitation magnétique dans l'entrefer peut être approchée par (le théorème de Ferraris):

$$H(\theta, t) = H_a(\theta, t) + H_b(\theta, t) + H_c(\theta, t) = \frac{3}{2} H_m \cos(\omega t - p\theta) \quad (1.11)$$

Où H_m est proportionnel à l'amplitude maximale des courants. Il s'agit d'une onde sinusoïdale progressive de p périodes sur un tour complet, tournant à $(\frac{\omega}{p})$ par rapport au

bobinage qui le crée (fig. 1.7). On peut lui associer le vecteur tournant H_s . Tout se passe comme si H_s était créée par un courant tournant fictif $i_s = isa + isb + isc$.

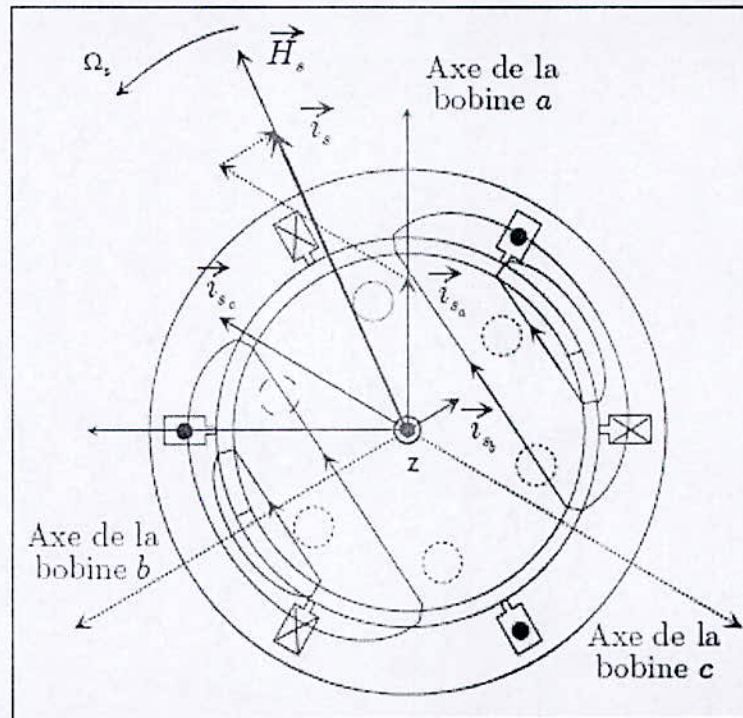


Fig1.7. création de champ tournant

I.3.2.4. Equivalence du système du rotor à cage d'écureuil

Un système triphasé (de bobinage ou de courant) est un cas particulier des systèmes N_r -phase. On peut montrer [40] que tout système équilibré N_r -phase à p paires de pôles parcouru par un système N_r -phase équilibré de courant i_{N_r} à la pulsation ω crée dans l'entrefer un champ magnétique sinusoïdal progressif tournant à $\Omega = (\omega.p)$. Or nous verrons au chapitre 2, qu'un rotor de N_r barres peut être considéré comme un système de N_r -phases (bobines) élémentaires décalées dans l'espace de $(\frac{2\pi}{N_r})$, où la ke phase correspond à deux barres consécutives reliées par deux portions d'anneaux. On pourrait aussi considérer les bobines constituées de 2 barres non consécutives et ayant la même ouverture angulaire qu'une bobine statorique (ouverture de $(\frac{\pi}{4})$ dans le cas de notre machine à deux paires de pôles). L'étude du rotor à cage d'écureuil est particulière car les courants rotoriques sont en effet susceptibles de

circuler physiquement d'un conducteur d'encoche à n'importe quel autre. De plus, le nombre N_r de barres n'est pas forcément un multiple entier du nombre de paires de pôles.

Une solution consiste à rappeler que les courants induits au rotor tendent à annuler les effets qui les ont induits (loi de Lenz) : les courants rotoriques de maille essayent de circuler dans les barres de façon à créer un champ rotorique B_r , s'opposant au champ statorique.

Le champ rotorique est lui aussi p périodique sur un tour. En régime permanent, avec l'hypothèse d'une repartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer, les courants circulant dans deux mailles rotoriques consécutives sont donc déphasés de $p\left(\frac{2\pi}{N_r}\right)$.

Chapitre II

**Diverses méthodes des détections de
défauts au rotor de la machine
asynchrone**

II-1.Introduction

Il est bien connu que les machines asynchrones dominent le domaine de la conversion électromécanique d'énergie. Cependant, les machines alimentées par les onduleurs à semi-conducteurs subissent des efforts graves dus à l'allumage rapide des interrupteurs.

L'évolution de la machine et l'amélioration de l'électronique de puissance rendent son diagnostic de plus en plus complexe mais nécessaire pour rendre leur fonctionnement stable et performant.

II-2.Différent types des défauts

Les défauts rencontrés dans la machine suivant leurs localisations sont :

Rotorique :

- Rupture de barreaux.
- Cassure d'une portion d'anneau.
- Excentricité statique et dynamique.
- Défaut du circuit magnétique (rupture de tôles).

Roulements à billes :

- Trous dans les gorges déroulements intérieurs et extérieurs.
- Ondulation de la surface de 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.

Statorique :

- Court-circuit dans les spires d'une même phase.
- Court-circuit entre phases.
- Coupure d'une phase.
- Défaut du circuit magnétique (rupture de tôles).
- Défaut de l'isolation masse au niveau du bobinage suite à un vieillissement prématuré du au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur.

- Défaut d'alignement prononcé par une irrégularité de l'entrefer qui introduirait des frottements, donc des préjudices sur le bobinage du stator.
- Ouverture d'une phase.

Ces défauts produisent un ou plusieurs des symptômes suivants :

- Déséquilibre des tensions et des courants.
- Balancement de l'entrefer.
- Augmentation du couple pulsatoire et diminution du couple moyen.
- Augmentation des pertes et diminution du rendement.
- Echauffement et vibration excessifs.

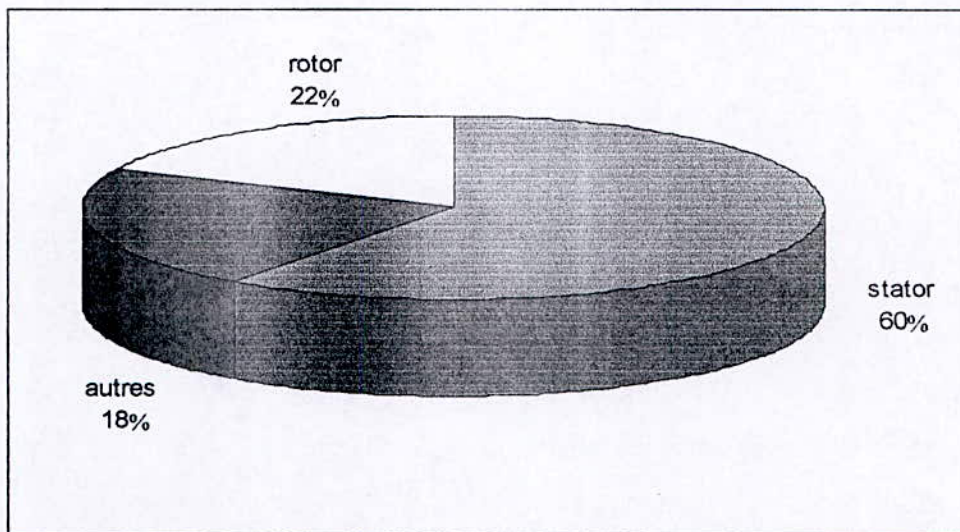


Figure 2.1 : répartition les pannes suivant leurs localisations.

Avec l'avancée en technologie numérique ces dernières années, la capacité informatique est maintenant disponible pour surveiller et diagnostiquer les défauts de la machine pour une variété d'anomalies sur une base en temps réel.

II-3-Méthode de diagnostic

II-3-1-Les défauts rotoriques

Malgré la solidité du rotor à cage, celui-ci présente des défauts, surtout la rupture des barres qui sont le siège d'études de plusieurs auteurs [15,16,17].

Jafar [3] remarque quand on débranche l'alimentation du stator la tension induite est due au flux au rotor. Donc, s'il y a une barre cassée, il affecte directement sur la tension induite. Où la distribution de la f.m.m due au courant de la barre du rotor contient l'ordre des harmoniques suivants :

$$n = k.(N_r/p) \pm 1$$

$$k = 1, 2, 3, \dots$$

n : nombre de l'harmonique.

p : nombre de paires de pôles.

N_r : nombre des barres du rotor.

Pour une machine défectueuse, on fait l'analyse spectrale avec la FFT qui donne la présence des harmoniques supplémentaires.

Dans la référence [4], l'auteur propose une nouvelle méthode de détection basée sur l'utilisation du filtre de Kalman qui est connu comme un observateur d'état. Il est utilisé à l'aide de l'estimation du vecteur composé des courants statoriques et des flux rotoriques pour l'estimation des paramètres du modèle du défaut exprimé dans le repère de Concordia.

Cette méthode utilise pour cela au minimum cinq capteurs pour une machine triphasée asynchrone.

Donc on peut l'appeler : le diagnostic de défaut par la fonction de transfert (la variation des paramètres de la fonction de transfert permet de connaître les défaillances).

Dans la référence [18] M.Sadrul présente la puissance instantanée comme signature. Il compare les spectres obtenus à partir des courants à ceux issues de ce signal. Il met en évidence le fait que les raiis propres au défaut sont provoqués (oscillations du couple de charge, semblable à des défauts mécaniques liés au rotor) sont 5dB supérieurs dans le cas du spectre de la puissance instantanée par rapport à celui du rotor.

H.Chagen [4] développe un logiciel utilisant comme signaux le facteur de puissance, la puissance active et la puissance réactive. Ces deux derniers indicateurs se retrouvent dans le

premier. Il montre la capacité de ce facteur de puissance pour détecter de l'excentricité d'entrefer.

Benbouzid dans la référence [5] présente deux méthodes de détection qui utilisent la signature de courant, la première, si une barre cassée peut être distinguée d'une asymétrie en examinant les bandes latérales des harmoniques. Une asymétrie a typiquement comme conséquence une variation de densité de flux de l'entrefer. Il a été montré que l'excentricité tournante et non rotative provoquera les composants du courants aux fréquences données par :

$$f_{exc} = f_s \cdot \left[(k \cdot N_r \pm n_d) \cdot \frac{(1-s)}{p} \pm n_\omega \right]$$

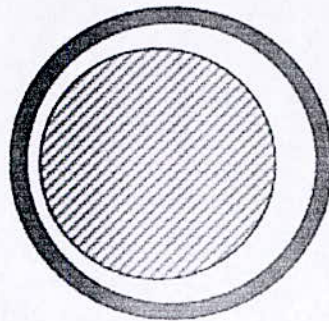


Figure 2.2 : excentricité statique

La seconde, s'il y a une oscillation de la vitesse dans le cas de l'excentricité dynamique qui change avec la position du rotor, l'oscillation dans la longueur de l'entrefer cause des variations dans la densité du flux d'entrefer. Ceci, alternativement affecte l'inductance de la machine produisant des harmoniques du courant-stator avec les fréquences suivantes :

$$f_{exc} = f_s \cdot [1 \pm m(1-s)/p]$$

f_s : fréquence de l'alimentation ;

$k = 1, 2, 3$; $m = 1, 2, 3$; p : nombre de paires de pôles.

N_r : nombre de barre du rotor ; n_{exc} : numéro d'ordre d'excentricité ; s : glissement ;

n_ω : ordre des harmoniques de la f.m.m statorique.

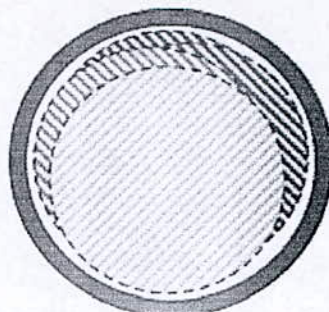


Figure 2.3 : excentricité dynamique.

La référence [4] présente deux méthodes originales pour obtenir d'autres signaux utilisables. Les spires d'une part sont placées sur l'enveloppe extérieure du moteur pour mesurer l'étendue des flux de fuites des têtes de bobine et d'autre part autour de l'arbre du rotor pour mesurer le niveau du flux axial. Il est montré que les spectres sont calculés à partir des signaux issus de ce dernier type de capteur dans le cas d'un moteur sain et dans celui où un des barreaux du rotor est cassé.

Une autre méthode de diagnostic utilise le réseau de neurones artificiels ANN pour l'identification et le diagnostic des défauts.

M.Savastano et M.Sanson en [6], après avoir exposé le principe de la détermination de leurs paramètres par la méthode de rétropropagation, ils suggèrent de les utiliser pour l'estimation en ligne des paramètres observés pour la surveillance de systèmes. Ils les comparent avec ceux correspondant au bon fonctionnement.

Leur réseaux de neurones artificiels admet comme donnés les échantillons des n dernières entrées, y compris celles de l'instar d'échantillonnage, ainsi que les m dernières sorties du système observés ($m < n$) et fournit une estimation du paramètre dont l'apprentissage a fait l'objet.

Donc le plus difficile est d'apprécier les capacités d'un algorithme heuristique avant sa mise en œuvre, l'exemple est donc souvent le meilleur moyen de juger de son efficacité.

M.Filippetti en [7] et les coauteurs utilisent un ANN pour le diagnostic en ligne des défauts du rotor, en particulier la détection et le comptage du nombre de barres cassées. Tout d'abord, ils proposent l'utilisation de l'apprentissage mixte, c'est-à-dire du mode de bon fonctionnement à partir des mesures et de celui de défaillance en utilisant la simulation pour

fournir des données. Cette idée est dictée par la non disponibilité de moteur présentant les différents types de défauts pouvant apparaître. Mais surtout leur réseau de neurones prend en compte, pendant la phase d'apprentissage, les imperfections inévitablement introduites lors de la construction du moteur.

La majeure partie des recherches récentes a été orientée sur la surveillance électrique de la machine avec l'accent sur l'analyse de la signature de courant de stator du moteur. Cette technique mène à une meilleure interprétation.

M.Razik en [8] travaille sur le défaut correspondant à une rupture totale ou partielle d'une barre ou d'une portion d'anneau. Néanmoins, sachant que tous systèmes polyphasés peuvent se ramener à un système triphasé par une transformation de la résistance équivalente du rotor. Lorsque le défaut rotorique apparaît, il se crée en plus du champ rotorique direct un champ inverse qui tourne à la vitesse $-s.f_s$ (f_s la fréquence du réseau électrique). Cela est dû au fait que les courants rotoriques sont maintenant directs et inverses suite au déséquilibre des résistances. C'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique qui crée les ondulations du couple et qui induit au stator des forces électromotrices de fréquences $f_s, (1-2s).f_s, (1+2s).f_s$ d'où des courants statoriques comportants ces composantes. Les champs créés par ces courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses. Donc, par le même processus que celui décrit précédemment, on retrouvera des composantes dans le courant statorique de fréquences $(1 \pm 2.k.s).f_s$ avec k entier positif.

Cette défaillance rotorique induit hélas des ondulations du couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine ce qui engendre des vibrations mécaniques donc un fonctionnement anormal de la machine.

Pour détecter le défaut, nous nous devons de prélever un signal révélateur. Pour cela, soit :

- effectuer une analyse à partir du flux rayonnant.
- Soit une analyse de la vitesse de rotation par l'utilisation du capteur de position.

Pour de faible défaut rotorique, ces ondulations de vitesse de rotation sont peu importantes et ne nous donnerons pas d'information sur l'importance du défaut rotorique.

Benbouzid en [5] montre que les fréquences de barres cassées dans le courant du moteur sont données par :

$$f_{brb} = f_s \left[k \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right]$$

Où f_s : la fréquence de l'alimentation, $k/p = 1, 3, 5, 7, 11, \dots$,

s : le glissement, p : nombre de paire de pôles.

Mais les fréquences prédites sont les mêmes pour tous les deux excentricité statique et dynamique de l'entrefer et barres cassées, les amplitudes de la bande latérale correspondants à un numéro harmonique particulier sont différents, permettant aux deux défauts d'être localisés. L'amplitude de la fréquence de bande latérale est rudement proportionnelle au nombre de barres cassées de rotor. En fait, l'amplitude I_{brb} du composant de la fréquence peut être approximé par :

$$\frac{I_{brb}}{I_s} \approx \frac{\sin \alpha}{2 p (2 \pi - \alpha)}$$

Où I_s désigne la composante fondamentale du courant du stator,

et

$$\alpha = \frac{2 \pi N_r \cdot p}{R}$$

N_r est le nombre des barres cassées.

II-3-2-Les défauts statoriques :

A cause de fait que le stator est une partie fixe, il est soumis à des contraintes électriques et mécaniques. Il présente essentiellement des défauts dans les bobinages (court-circuit, ouverture de phase) presque 50%.

Razik [8] a montré que le courant statorique avec la connaissance de la vitesse de rotation avait un spectre enrichi par la création d'un court-circuit au stator. Les fréquences additionnelles sont données par la relation :

$$f_{cc} = \left[\frac{n}{p} \cdot (1-g) \pm k \right] \cdot f_s$$

Où :

- f_{cc} = fréquence « de court-circuit ».
- f_s = fréquence d'alimentation.
- $n = 1, 2, 3, \dots, n \in \mathbb{N}$.
- p = nombre de paires de pôles.
- g = le glissement.
- $k = 1, 3, 5, \dots, k \in \mathbb{N}$.

II-3-3. Les défauts dans les roulements à billes :

Des problèmes d'installation sont souvent provoqués en forçant incorrectement le roulement sur l'axe ou dans le logement. Ceci produit des dommages physiques sous forme de **brinelling** ou faux **brinelling** des caniveaux qui mène à l'échec prématuré. La déviation d'alignement du roulement est également un résultat commun d'installation défectueuse de roulement.

La relation de la vibration du roulement au courant du stator des spectres peuvent être déterminés en se rappelant que n'importe quel excentricité de l'entrefer produit des anomalies dans la densité du flux de l'entrefer.

Puisque les roulements à billes soutiennent le rotor, n'importe quel défaut de roulement produit un mouvement radial entre le rotor et le stator de la machine. Les fréquences caractéristiques des paliers pour les roulements à billes sont basées sur les dimensions de roulement montrées dans fig.1. Elles sont données par :

$$f_{pal} = f_s \pm n \cdot f_{i,e}$$

$n=1,2,3,\dots$, « i, e » : bagues internes, externes.

avec

$$f_{i,e} = \frac{n}{2} \cdot f_r \cdot \left[1 \pm \frac{BD}{PD} \cdot \cos \beta \right]$$

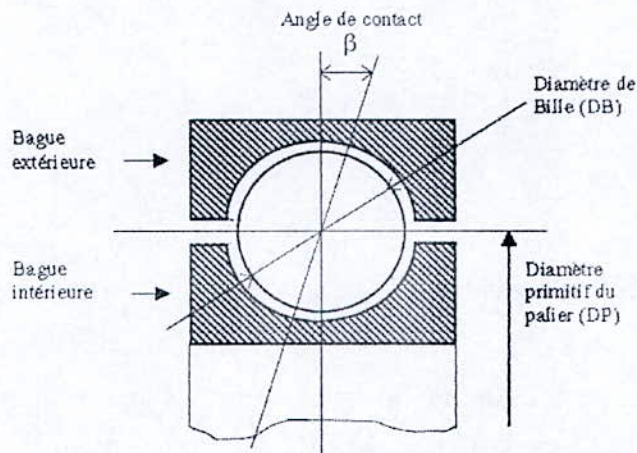


Figure 2.4 : coupe sur la partie supérieure d'une roulement.

Où n_b est nombre de billes.

f_r : la vitesse mécanique de rotor.

Une approximation faite par Benbouzid [5] pour les roulements à billes dont le nombre des billes est compris entre 6 et 12 donne les fréquences de vibration.

$$f_e = 0.4 \cdot n_b \cdot f_r \text{ pour les défauts dans les gorges intérieures.}$$

$$f_i = 0.6 \cdot n_b \cdot f_r \text{ pour les défauts dans les gorges extérieures.}$$

II-4. Conclusion

Ce chapitre présente une synthèse bibliographique sur les méthodes de diagnostic et détection des défauts dans les machines à cage d'écureuil où les signaux utilisables peuvent donc être résumés comme suit :

- Flux d'entrefer.
- Flux de fuite des têtes de bobines.

- Flux axial.
- Couple électromagnétique (spires de flux + capteurs de courant).
- Puissance instantanée (capteurs de tensions + capteurs de courants).
- Facteur de puissance.
- Puissance active.
- Puissance réactive.
- Courants et décharges partielles.
- Vibrations mécaniques.
- Vibrations acoustiques.

Les auteurs recherchent les techniques d'analyse de ces signaux qui donnent plus d'informations sur l'existence et le type des défauts qui apparaissent. D'autres utilisent les méthodes numériques à l'idée des algorithmes pour identifier les paramètres de la machine comme le réseau de neurones ANN et la logique floue etc.

En général, la méthode la plus fiable jusqu'à maintenant et la plus préférable est l'analyse par la signature du courant moteur.

Chapitre III

Modélisation de la machine

III-1.Introduction

Malgré les travaux sur l'analyse des machines à induction sont riches et extensifs, les modèles conventionnel d-q de la machine est basé sur la suppositions que les bobines du stator et du rotor ont une distribution sinusoïdale dans l'espace. Ce modèle n'est pas convenable pour l'étude de la machine générale avec de connections arbitraires des bobines.

Pour cela, on essaie de mettre un modèle permettant de savoir les grandeurs réelles des courants qui circulent dans les barres du rotor et les portions d'anneaux, donc on peut prédire les performances de la machine, et surtout les défauts et leurs influences sur la machine (évolution des courants dans les barres ...).

Sachant la distribution de la force magnétomotrice de la cage rotorique, on a développé la fonction d'enroulements qui représente la base du modèle multi-enroulements. Ceci nous permet de considérer que la cage contient n mailles ; chaque maille est composée de deux barres adjacentes et deux portions d'anneaux qui les relie en plus la maille d'anneau de court-circuit (figure.3.1).

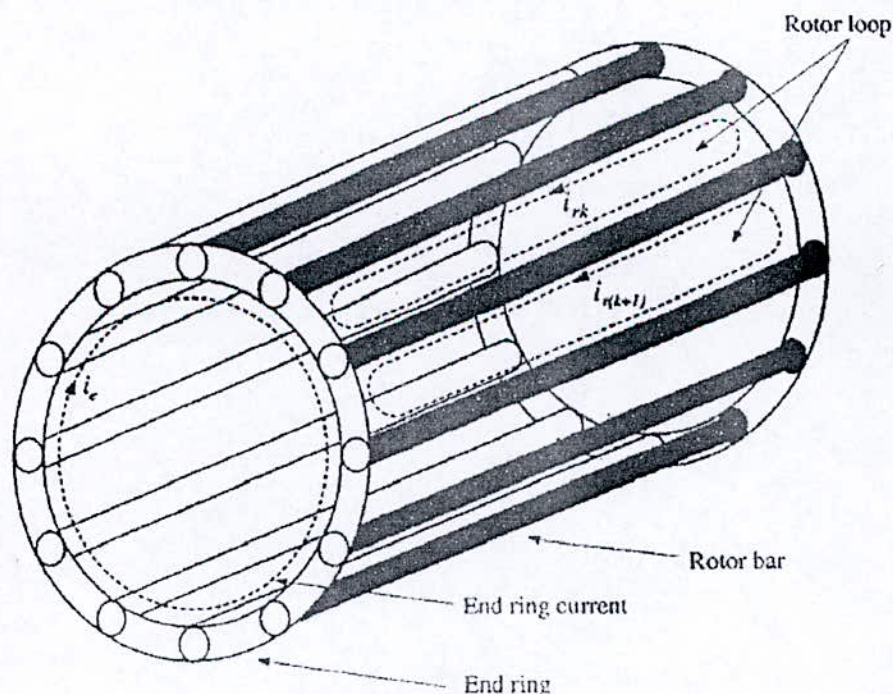


Figure 3.1 : définition des courants et leurs mailles rotoriques.

III.2. Modélisation de la machine

III.2.1. Modélisation du stator

Avant d'entamer la modélisation, il faut adopter les hypothèses suivantes :

1. la saturation de circuit magnétique est négligeable.
2. entrefer doit être uniforme.
3. la distribution des bobinages statorique est supposée sinusoïdale.
4. l'influence du courant entre les barres est négligée (courant inter-barees nul).

Les équations statoriques peuvent s'écrire :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (3.1)$$

Avec

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c].$$

et

$$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c].$$

La matrice résistance R_s peut être représentée comme une matrice diagonale contenant la résistance statorique de chaque phase

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.2).$$

et le flux statorique total :

$$\Phi_s = \Phi_{ss} + \Phi_{sr} \quad (3.3)$$

Où :

- Φ_{ss} est le flux statorique dû aux courants statoriques.
- Φ_{sr} est le flux statorique dû aux mutuelles entre les courants statoriques et rotoriques.

III.2.1.2. Détermination de Φ_{ss} :

La force magnétomotrice créée par une phase de stator, ayant N_s spires par phase, qui est supposée sinusoïdale, est donnée par l'expression [9].

$$\varepsilon(\theta_s) = \frac{\pi N_s I}{2 p} \cdot \cos(p \cdot \theta_s) \quad (3.4).$$

On considère que le stator et le rotor de la machine sont lisses. L'expression de la densité du flux de l'entrefer est donnée par la relation :

$$B_s(\theta_s) = \frac{\pi N_s I}{2 p e} \cdot \cos\left(p \cdot \theta_s - (i-1) \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.5).$$

Où i représente le nombre des phase de stator (1,2,3)

1) Calcul de l'inductance de fuite statorique

Le flux de la bobine statorique est calculé par :

$$\Phi_{sisj} = \oint_S N_s B_s(\theta_s) \cdot dS. \quad (3.6).$$

Où

$$dS = l \cdot r \cdot d\theta_s$$

et i et j représentent les phases statoriques.

Pour obtenir l'inductance de fuite, il suffit de prendre $i=j$

$$L_{sl} = \frac{\pi}{4} \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_s^2}{p^2 \cdot e} \cdot l \cdot r. \quad (3.7).$$

2) Calcul de l'inductance mutuelle statorique

Pour calculer l'inductance mutuelle statorique, il suffit d'introduire φ_{sisj} , l'angle entre la phase statorique i et la phase j . Donc, on obtient :

$$L_{ms} = \frac{\pi}{4} \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_s^2}{p^2} \cdot l \cdot r \cdot \cos(p \cdot \varphi_{sisj}) \quad (3.8)$$

Où l'angle φ_{sisj} est égale $\pm \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}$ pour un moteur triphasé avoir p paire de pôles.

Donc la matrice de flux devient :

$$\phi_{ss} = \begin{bmatrix} \phi_{ass} \\ \phi_{bss} \\ \phi_{css} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

III.2.1.2. Détermination de Φ_{sr} :

Le flux Φ_{sr} est du aux interaction magnétique entre les courants statoriques et rotoriques où chaque maille est constitué des deux barres adjacents et deux portions d'anneaux qui les relie [10]:

$$\phi_{sr} = \begin{bmatrix} \phi_{asr} \\ \phi_{bsr} \\ \phi_{csr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{an} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bn} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{cn} \end{bmatrix} I_r \quad (3.10)$$

Où on l'écrit sous forme :

$$\phi_{sr} = [L_{sr}] I_r \quad (3.11)$$

Avec

$$I_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ \dots \ i_{rn}]$$

où $[L_{sr}]$: la matrice mutuelle inductance.

L_{xi} : c'est la mutuelle inductance entre la bobine statorique x et la maille rotorique i qui est calculée par la méthode de fonction des enroulements négligeant la chute de FMM dans le fer et

avec la supposition qu'il n'y a pas symétrie des mailles rotoriques dans l'espace car chaque maille occupe $\frac{2\pi}{Nr}$.

suyvant cette théorie, l'inductance mutuelle entre deux bobines arbitraire i et j est donnée par :

$$L_{ij}(\theta) = \mu_0 \cdot l \cdot r \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) N_i(\varphi, \theta) N_j(\varphi, \theta) d\varphi. \quad (3.13).$$

En supposant que la perméance du fer est infinie. φ est définie comme une position angulaire particulière le long de la surface intérieure du stator et θ : la position du rotor par rapport à une référence donnée (liée au stator). $g^{-1}(\varphi, \theta)$ est la valeur moyenne de l'inverse de la fonction de l'entrefer, Le terme $N_i(\varphi, \theta)$ est dit fonction d'enroulement et représente en effet la distribution spatiale de la FMM le long de l'entrefer pour une unité de courant circulant dans l'enroulement ' i '.

Si on suppose que l'entrefer est constant et petit devant le rayon du rotor alors la fonction $g^{-1}(\varphi, \theta)$ devient constante et est égale à $1/g$ et on peut prendre hors l'intégrale. Elle nous permet de calculer n'importe quelle inductance entre deux enroulements dans la machine.

On peut connaître la FMM de l'entrefer produite par un courant i_A circulant dans une bobine A à n'importe quelle position φ de l'entrefer à partir la théorie de la fonction des enroulements qui était définie par :

$$F_A = N_A(\theta) i_A. \quad (3.14).$$

On considère maintenant la deuxième bobine B ayant N_B spires (où $N_B(\theta)$ montre la distribution de l'enroulement de la bobine B) comme était représenté à la figure (3.2).

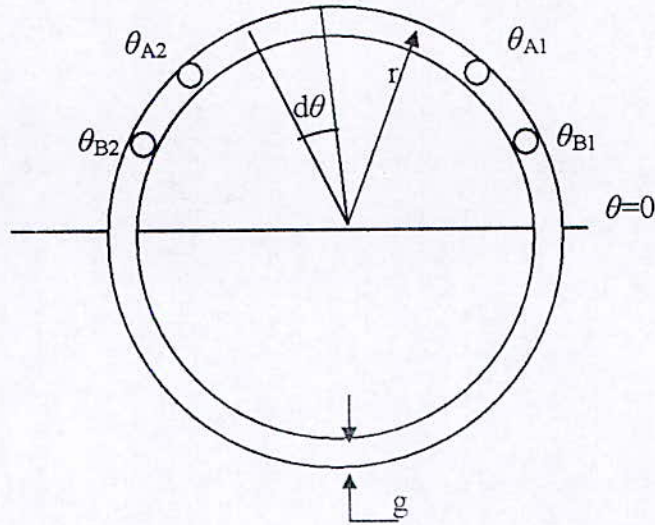


Figure 3.2 : La répartition de les bobines A et B.

Il est désirable de calculer le flux liant cette bobine dû au courant traversant la bobine A. Par ce souci, le flux dans l'entrefer est relié à la FMM par :

$$\Phi = F \cdot \lambda . \tag{3.15}$$

Où λ est la perméance de l'entrefer de la section croisé A et le long de l'entrefer g , et F la FMM dans le long de l'entrefer. Le flux différentiel qui traverse l'entrefer à travers une section transversale droite est égale à $l \cdot r \cdot d\theta$ est (comme il montre la figure (3.2)) :

$$d\Phi = F_A(\theta) \mu_0.l.r d\theta /g . \tag{3.16}$$

et le flux différentiel crée dans B devient alors :

$$d\Phi_{BA} = \mu_0.l.r /g N_A(\theta) N_B(\theta) i_A d\theta . \tag{3.17}$$

On aura le flux total :

$$\Phi_{BA} = \mu_0.l.r /g i_A \int_{\theta_{B1}}^{\theta_{B2}} N_A(\theta) N_B(\theta) d\theta . \tag{3.18}$$

À partir du flux total, on peut calculer l'inductance L_{BA} entre la bobine A et la bobine B :

$$L_{BA} = \mu_0 l r / g \int_{\theta_{B1}}^{\theta_{B2}} N_A(\theta) N_B(\theta) d\theta. \quad (3.19).$$

Donc, l'expression (3.19) montre que le calcul de l'inductance mutuelle est basé sur la géométrie.

On considère la disposition de l'enroulement statorique et la maille rotorique dans la figure (3.3), en prenant l'axe magnétique comme référence de la phase a , la fonction d'enroulement normalisée pour les phases statoriques est [10] :

$$\left\{ \begin{array}{l} N_a = N_s / 2 \cos(p.\theta) \\ N_b = N_s / 2 \cos(p.(\theta - 2\pi/3)) \\ N_c = N_s / 2 \cos(p.(\theta + 2\pi/3)) \end{array} \right. \quad (3.20).$$

La fonction normalisée d'une maille rotorique i -ème, donnée par la distribution de la FMM produit par un ampère de courant traversant la maille i , est montrée en figure(3.4) .

Pour toutes les autres mailles, la fonction des enroulements normalisés est similaire, en changeant seulement l'angle de phase relatif à la position de la maille i en fonction de l'axe de la référence.

La fonction des enroulements rotoriques est définie comme suit :

$$N_i(\theta) = \left\{ \begin{array}{ll} -\alpha_r / (2\pi) & 0 < \theta < \theta_i \\ 1 - \alpha_r / (2\pi) & \theta_i < \theta < \theta_{i+1} \\ -\alpha_r / (2\pi) & \theta_{i+1} < \theta < 2\pi \end{array} \right. \quad (3.21).$$

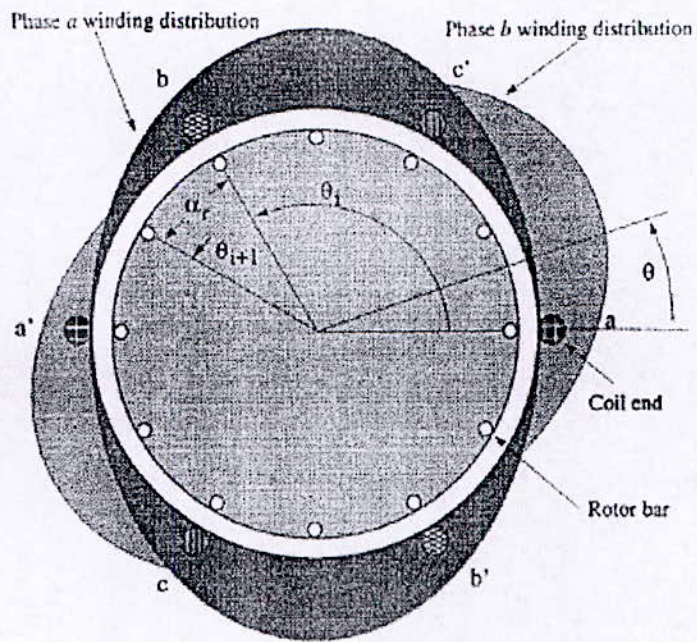


Figure 3.3 : La distribution de la FMM statorique.

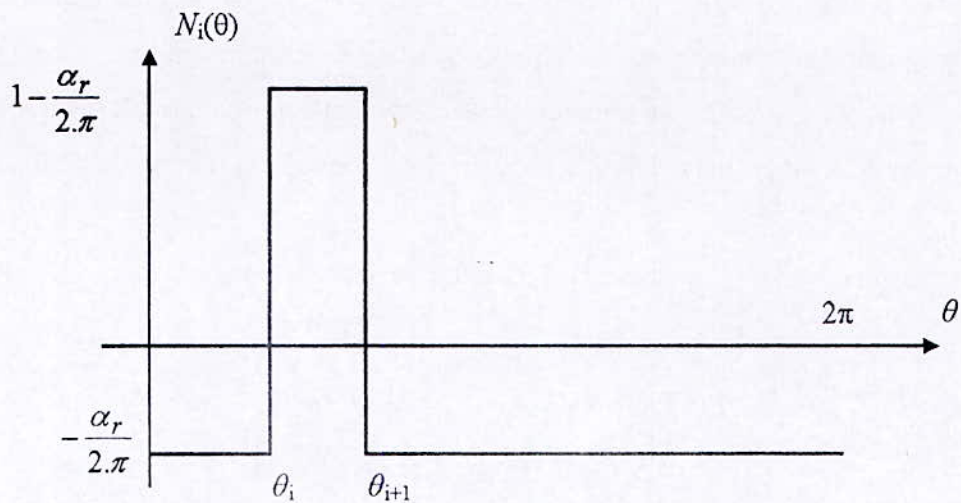


Figure 3.4 : la distribution de la fonction d'enroulement rotorique.

Où α_r est l'angle entre deux barres adjacentes et θ_i est l'angle de la i -ème barre.

Donc, l'inductance mutuelle entre la phase a et la maille i devient [11]:

$$L_{ai} = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_i(\theta) d\theta. \quad (3.22)$$

$$= \mu_0 \cdot l \cdot r / g \cdot N_s / 2 \cdot [\sin(\alpha_r) \cdot \cos(p \cdot \theta_i) - (1 - \cos(\alpha_r)) \cdot \sin(p \cdot \theta_i)].$$

Puisque chaque maille rotorique est symétriquement localisée sur le long de le périphérique de rotor, θ_i peut s'écrire en fonction d'angle rotorique arbitraire, θ_r , et l'angle entre deux bars rotorique adjacents, α_r , comme suite :

$$\theta_i = \theta_r + (i-1) \cdot \alpha_r.$$

et par l'utilisation des relations trigonométriques, on obtient :

$$L_{ai} = L_m \cdot \cos(p \cdot (\theta_i + \delta))$$

Avec :

$$L_m = \frac{4}{\pi} \cdot \sin(p \cdot \delta) / N_s \cdot L_{ms}$$

et

$$\delta = \alpha_r / 2.$$

Pour les phase b et c , il suffit de décaler L_{ai} par $\pm \frac{2 \cdot \pi}{3}$.

III.2.2. Modélisation du rotor

En général, on peut modéliser le rotor à cage par $n+1$ mailles indépendantes définie par n mailles plus un formant par n 'importe quelle anneau de court-circuit, figure (3.5).

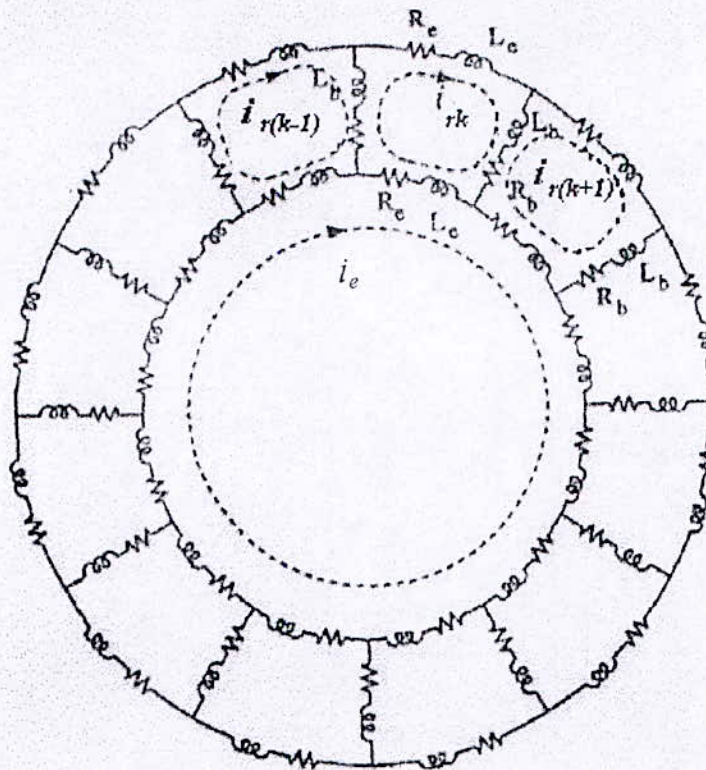


Figure 3.5 : le circuit équivalent du rotor.

L'équation électrique de la i -ème maille rotorique, s'exprimer par la figure(3.5), est :

$$V_{ri} = 2(R_b + R_e) \cdot i_{rk} - R_b \cdot i_{r(k-1)} - R_b \cdot i_{r(k+1)} - R_e i_e + p \phi_{rk} \tag{3.24}$$

et puisque le rotor est court-circuité ($V_{ri} = 0$), on peut l'écrire équation (3.2) sous la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & \dots & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \phi_{rn} \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

Ou sous forme réduite :

$$[0]=[R_r]+p.[\phi_r] \tag{3.25}$$

Où le flux total devient :

$$\Phi_r = \Phi_{rr} + \Phi_{rs}. \tag{3.26}$$

Où :

Φ_{rr} : le flux rotorique crée par les courants rotoriques .

Φ_{rs} : le flux rotorique crée par les courants statoriques .

III.2.2.1. Détermination de Φ_{rr}

Le flux total qui est du aux courants rotorique est donné par l'expression suivante :

$$\phi_{rkr} = L_{kl} i_{rl} + \dots + L_{kn} i_{rn} + 2(L_e + L_b) i_{rk} - L_b(i_{r1(k-1)} + i_{r(k+1)}) - L_e \cdot i_e \tag{3.27}$$

On le met sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1r} \\ \phi_{r2r} \\ \vdots \\ \phi_{rn r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{mr}+2(L_b+L_e) & L_{r1r2}-L_b & L_{r1r3} & \dots & L_{r1r(n-1)} & L_{r1rn}-L_b \\ L_{r2r1}-L_b & L_{mr}+2(L_b+L_e) & \dots & \dots & \dots & L_{r2rn} \\ L_{r3r1} & \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ L_{rnk}-L_b & L_{rn2} & \dots & L_{rn(n-1)}-L_b & L_{mr}+2(L_b+L_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_e \\ -L_e \\ \vdots \\ -L_e \end{bmatrix} i_e \tag{3.28}$$

ou sous forme reduite :

$$[\phi_{rr}] = [L_{rr}].I_r + [-L_{ee}].i_e \tag{3.29}$$

Pour obtenir les inductances propres, il suffit de prendre $i=j$ dans la fonction des enroulements:

$$L_{mr} = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \int_0^{2\pi} Ni^2(\theta) d\theta = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \alpha_r (1 - \alpha_r / 2\pi). \tag{3.30}$$

Et la mutuelle entre deux mailles rotoriques 'i' et 'j' :

$$L_{riry} = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \int_0^{2\pi} N_i(\theta) N_j(\theta) d\theta = \mu_0 \cdot l \cdot r / g (-\alpha_r^2 / 2\pi). \quad (3.31).$$

Une exception, l'inductance propre et mutuelle ne dépendent pas de la position de rotor, elles dépendent de la géométrie.

III.2.2.2 Détermination de Φ_{rs} :

Le flux total rotorique dû aux courants statoriques est donné par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1s} \\ \phi_{r2s} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \phi_{rns} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \\ L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Ou sous la forme matricielle réduite :

$$[\phi_{rs}] = [L_{rs}] \cdot I_s \quad (3.33).$$

$L_{ix} = L_{xi}$ pour $i=1, \dots, n$, et $x=a, b, c$

III.2.3. Détermination l'équation de l'anneau de court-circuit

On a l'équation de l'anneau de court-circuit qui est égale à:

$$V_e = N_r \cdot i_e - R_e \cdot i_{r1} - R_e \cdot i_{r2} \dots \dots \dots - R_b \cdot i_{rNr} + p \phi_{re} \tag{3.34}$$

Où $V_e = 0$

et

$$\phi_{re} = N_r \cdot L_e \cdot i_e - L_e \cdot i_{r1} - L_e \cdot i_{r2} \dots \dots \dots - L_e \cdot i_{rNr} \tag{3.35}$$

ou

$$\phi_{re} = [-L_e - L_e \dots \dots \dots - L_e] \cdot I_r + N_r \cdot L_e \cdot i_e \tag{3.36}$$

III.2.4. Détermination l'équation mécanique

En négligeant la saturation du couple électromagnétique qui peut exprimé comme une variation partiel de la co-énergie en fonction de la position de rotor :

$$C_{em} = \frac{1}{2} I_r^t \cdot \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \cdot I_s \tag{3.37}$$

$$\frac{\partial \Omega_r}{\partial t} = \frac{1}{pJ} (C_{em} - C_r) \tag{3.38}$$

$$\frac{\partial \theta_r}{\partial t} = \Omega_r \tag{3.39}$$

III-2-5-Mise les équations sous forme matricielle globale

Notre modèle nous permet de l'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} [V] &= [R][I] + \frac{d([\phi])}{dt} \\ [\phi] &= ([\phi_s] \ \ [\phi_r])^t \\ [V] &= ([V_s] \ \ [V_r])^t \\ [I] &= ([I_s] \ \ [I_r])^t \end{aligned} \tag{3.40}$$

où

$$[V_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c].$$

$$[I_s] = [I_a \quad I_b \quad I_c]$$

$$[I_r] = [I_{r1} \quad I_{r2} \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad I_{Nr}]$$

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r]$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s]$$

A la fin, on obtient la matrice résistance $(N_r+4) \times (N_r+4)$:

$$[R] = \begin{bmatrix} & & 0 \\ [R_{ss}] & 0 & 0 \\ & & 0 \\ 0 & [R_r] & -R_e \\ & & \vdots \\ 0 & 0 & -R_e \quad \dots \quad N_r \cdot R_e \end{bmatrix} \quad (3.41).$$

et la matrice inductance $(N_r+4) \times (N_r+4)$:

$$[L] = \begin{bmatrix} & & 0 \\ [L_{ss}] & [L_{sr}] & 0 \\ & & 0 \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] & -L_e \\ & & \vdots \\ 0 & 0 & -L_e \quad \dots \quad N_r \cdot L_e \end{bmatrix} \quad (3.42).$$

le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} I^t \cdot \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \cdot I \quad (3.43).$$

Donc on met le modèle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ([R] + \Omega_r \cdot \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r}) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{\partial L_{sr}}{\partial t} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & p \cdot J & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (3.44).$$

Ce système est de la forme :

$$[U] = [A][\dot{X}] + [B][X]. \quad (3.45).$$

Le calcul du vecteur $[X]$ se met sous la forme :

$$[\dot{X}] = [A]^{-1} \cdot ([U] - [B][X]) \quad (3.46).$$

Il faut veiller à ce que la matrice $[A]$ doit être toujours inversible pendant le pas de la simulation.

III-3-Modelisation avec rotor défaillant

III-3-1-Cas de la cassure de n barres rotoriques

On voit que s'il y a n barres cassés successivement, le nombre des équations électrique diminuent et les mailles concernées par la cassure sont éliminées comme il est montré à la figure (3.6) :

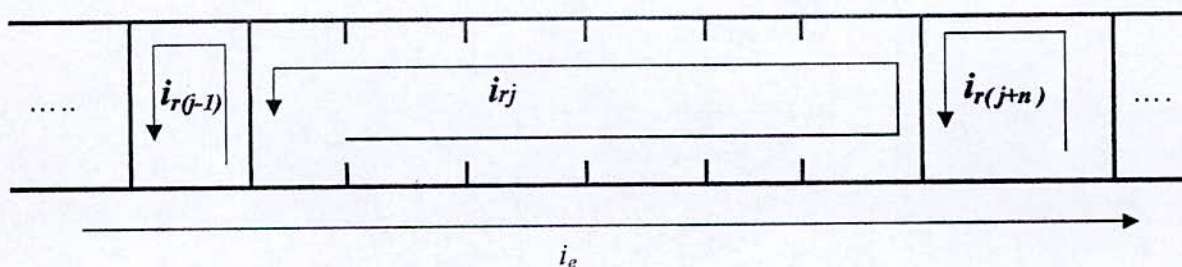


Figure 3.6 : circuit équivalent d'une cassure des barres.

▪ calcul la nouvelle matrice résistance :

On fait varier seulement la ligne affectée où la résistance de la maille j se comporte comme suit:

$$R_{jj} = 2(R_b + (n+1)R_e)$$

Donc la dimension de $[R_r]$ est égale à $(N_r - n) \cdot (N_r - n)$:

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + (n+1)R_e) \end{bmatrix} \quad (3.47).$$

et la matrice résistance globale devient :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & 0 & 0 \\ 0 & [R_r] & \begin{matrix} -R_e \\ \vdots \\ -n.R_e \end{matrix} \\ 0 & 0 & \begin{matrix} -R_e & \dots & -n.R_e \\ N_r.R_e \end{matrix} \end{bmatrix} \quad (3.47).$$

La distribution de la fonction des enroulements sera figure (3.7):

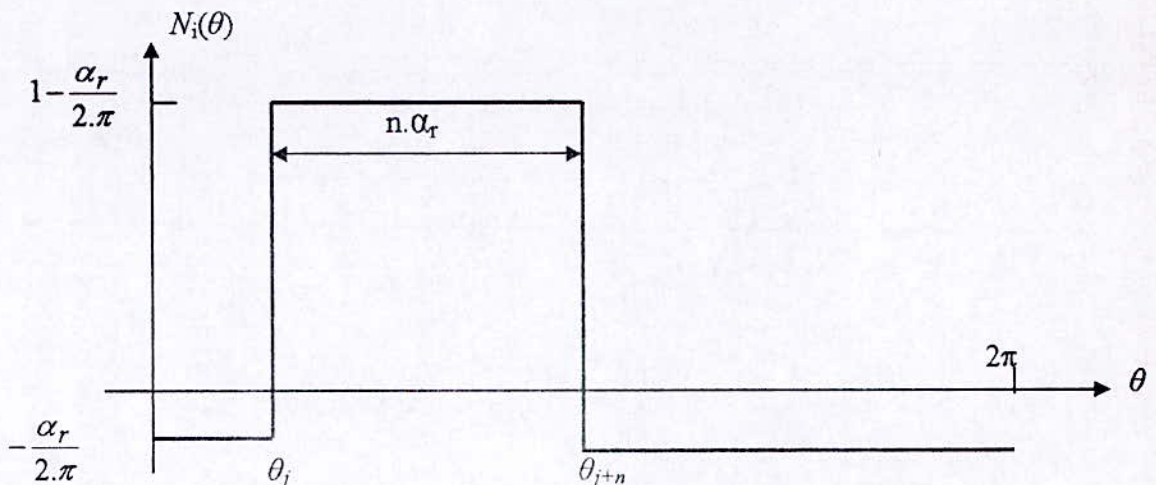


Figure 3.7 : la distribution de la FMM

- Calcul de l'inductance propre L_{0j} :

$$L_{rj} = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta) d\theta = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \cdot (n+1) \cdot \alpha_r (1 - (n+1) \alpha_r / (2\pi)) \quad (3.48).$$

$$L_{0j} = L_{rj} + 2(L_b + (n+1)L_e).$$

- Calcul de l'inductance mutuelle rotor-rotor :

$$\begin{aligned} L_{rirj} &= \mu_0 \cdot l \cdot r / g \int_0^{2\pi} N_i(\theta) N_j(\theta) d\theta \quad (3.49). \\ &= - \mu_0 \cdot l \cdot r / g (n+1) \alpha_r^2 / 2\pi. \end{aligned}$$

Il faut noter que $L_{rirj} = L_{rjri}$ où $i=1, 2 \dots n$ et $i \neq j$ et on choisit $j=Nr-n$, donc la dernière maille qui était affectée

- Calcul des inductances mutuelles L_{Xj} entre la maille j et les enroulements du stator :

$$L_{aj} = \mu_0 \cdot l \cdot r / g \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_j(\theta) d\theta \quad (3.50).$$

$$L_{aj} = L_m' \cdot \cos(p(\theta_r + (j-1) \cdot \alpha_r + \delta))$$

où

$$L_m' = L_m \cdot \frac{\sin(p \cdot (n+1) \cdot \delta)}{\sin(p \cdot \delta)}.$$

Donc la matrice inductance $[L_{rr}]$ devient :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \dots & L_{r1r(n-1)} & L_{r1rn} - L_b \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & \dots & \dots & \dots & L_{r2rn} \\ L_{r3r1} & \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & L_{r(n-1)rn} - L_b \\ L_{rn r1} - L_b & L_{rn r2} & \dots & L_{rn r(n-1)} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + (n+1)L_e) \end{bmatrix} \quad (3.51).$$

et la même pour la matrice d'inductance globale

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] & 0 \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] & -L_e \\ 0 & 0 & -L_e \dots -nL_e \end{bmatrix} \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -L_e \\ \vdots \\ -nL_e \\ N_r \cdot L_e \end{matrix} \quad (3.52).$$

III.3.2. Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit

De la même manière, l'étude de la rupture d'un anneau de court-circuit porte à considérer la maille de la machine saine rompue. Le nombre d'équations électriques diminue suivant le nombre d'anneaux cassés.

Les paramètres de les résistances et les inductances des mailles rotoriques restent inchangés sauf la maille concernée par la rupture de l'anneau de court-circuit.

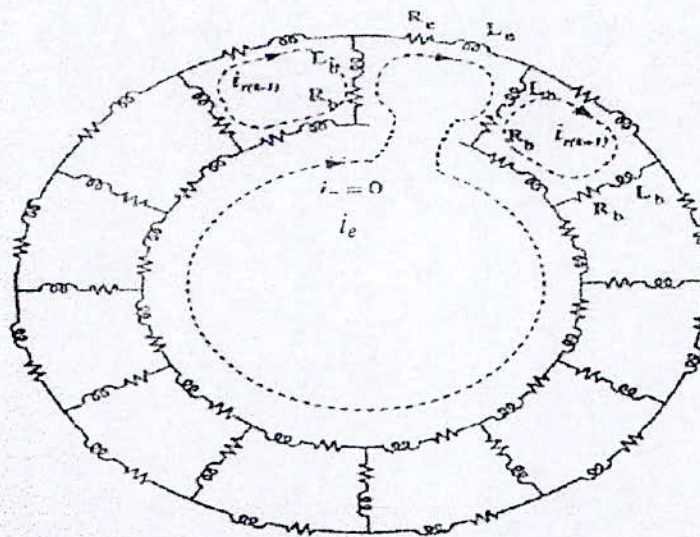


Figure 3.8 : circuit équivalent avec rupture d'une portion d'anneau.

On récrit la matrice résistance $[R_r]$ de la manière suivante:

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & & & \vdots & & 0 \\ 0 & & & & -R_b & & \vdots \\ \vdots & & & & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b \\ \vdots & & & & -R_b & & -R_b \\ 0 & 0 & \dots & & \vdots & -R_b & 2(R_b + R_e) \end{bmatrix} \quad (3.53).$$

On voit que la résistance qui relie la maille 1 et la maille N_r-1 devient nulle car il n'a y pas une relation entre eux avec présence de la rupture de l'anneau.

Même chose pour la matrice d'inductance $[L_{rr}]$ où il reste seulement l'inductance mutuelle qui les relie:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \dots & L_{r1r(n-1)} & L_{r1rn} \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & & \dots & & L_{r2rn} \\ L_{r3r1} & \vdots & & \dots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \dots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \dots & & L_{r(n-1)rn} - L_b \\ L_{rn r1} & L_{rn r2} & \dots & L_{rn r(n-1)} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) \end{bmatrix} \quad (3.54).$$

On obtient les matrices résistance et inductance totales :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & & & & 0 \\ & & 0 & & 0 \\ & & & & 0 \\ 0 & & [R_r] & & -R_e \\ & & & & \vdots \\ 0 & 0 & -R_e & \dots & -(R_b + R_e) & -R_e + 2R_b \end{bmatrix} \quad (3.55).$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] & 0 \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] & -L_e \\ 0 & 0 & -L_e \cdots -(L_b + L_e) \end{bmatrix} \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ -(L_b + L_e) \\ N_r \cdot L_e + 2L_b \end{matrix} \quad (3.56).$$

III-4. Conclusion

L'objectif premier du modèle est de mettre en évidence l'influence des défauts sur les grandeurs mesurées de la machine, c'est à dire principalement le courant, ce qui permet d'évaluer leur influence.

Les matrices de mailles (de les résistances et des inductances) peuvent aussi être modifiées au cours de la simulation. Pour simuler par exemple la rupture brutale d'une barre ou la rupture d'une portion d'anneau, il faut procéder par les calculs de fonctions d'enroulements et enfin des matrices inductances et résistances.

Chapitre IV

**Les résultats de simulation et de
l'expérimentation**

IV-1.Introduction

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone dans l'objectif de sa commande et du dimensionnement de l'entraînement électrique ont été l'objet de nombreux travaux. Dans le cadre du diagnostic de défauts de la machine, les objectifs d'un modèle de simulation sont cependant différents, ce qui a motivé la mise au point de nouveaux modèles, spécifiquement dédiés.

Mais ces outils sont souvent trop spécifiques, ou trop fermes pour pouvoir être re-utilisés tels quels. Il serait cependant intéressant de disposer d'un outil simple et ouvert, utilisable par les différents protagonistes du diagnostic (issus de communautés telle que l'Electrotechnique, l'Automatique, la Mécanique, le Signal). Cet outil devrait permettre la synthèse des signaux de la machine en vitesse variable, avec des temps de simulation acceptables, et de façon suffisamment juste pour être exploitable pour le diagnostic.

L'intérêt de cet outil est de disposer d'un environnement permettant de mettre en oeuvre rapidement et simplement la simulation de l'entraînement électrique, avec différents défauts de la machine.

Une fois le modèle de la machine asynchrone à rotor à cage est posé, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci. Un programme, écrit en Matlab, permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le rotor est sain ou dans le cas où le rotor est défaillant.

Les tensions appliquées aux trois bobinages statoriques sont :

$$V_a = 127\sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t).$$

$$V_b = 127\sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}).$$

$$V_c = 127\sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}).$$

Les équations électriques nécessaires à l'étude du régime transitoire et du régime permanent de la machine ont été posées (cf. Chap. III). Nous pouvons alors aborder la méthode

de résolution des équations différentielles. Etant données que ces équations obtenues sont non linéaires et qu'une méthode numérique doit être mise en oeuvre pour parvenir à la solution, nous avons choisi la méthode explicite et classique de Runge Kutta d'ordre 4 qui rappelle le, est basée sur l'évaluation des coefficients intermédiaires :

$$K_1 = F(X(t), t).$$

$$K_2 = F\left(X(t) + K_1 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right).$$

$$K_3 = F\left(X(t) + K_2 \cdot \frac{\Delta t}{2}, t + \frac{\Delta t}{2}\right).$$

$$K_4 = F(X(t) + K_3 \cdot \Delta t, t + \Delta t).$$

$$X(t + \Delta t) = X(t) + \frac{K_1 + 2(K_2 + K_3) + K_4}{6} \cdot \Delta t.$$

Le programme nous indique alors que le pas de simulation maximum à utiliser est de 0.1 ms dans notre application.

Enfin, il faut noter que les temps de simulation restent tout à fait acceptables (environ 10 à 20 minutes suivant le cas avec Pentium IV).

IV-2. Etude expérimentale

Pour montrer un banc d'essai, on dispose de quatre machines dont l'une est saine, la deuxième a un rotor avec une barre cassée, la troisième est munie d'un rotor avec 2 barres cassées, la dernière a une rupture dans l'une de ses portions d'anneau. Ces machines sont conçues par l'Electro-industrie d'AZAZGA, pour les besoins de l'industrie.

Présentation du banc moteur

Le moteur asynchrone est caractérisé par :

- La tension nominale: 220/380 V
- La fréquence d'alimentation : 50 Hz
- La vitesse nominale : 1425 tr/min
- La puissance utile nominale : 4 kW
- Le facteur de puissance : $\cos\phi = 0.84$
- Le courant nominal : 15/8 A

- Le nombre de paires de pôles : $p = 2$
- La résistance stator par phase : $1,2 \Omega$
- Le nombre d'encoches au rotor $N_r = 28$
- Le nombre d'encoches au stator : 36
- Les enroulements au stator sont couplés en étoile.

La machine fonctionne à vide et sous la tension 220V entre phases.

Les signaux sont relevés, lors du mode de fonctionnement, à l'aide d'un Analyseur du spectre. Cette appareil a la possibilité du traiter et analyser les signaux en temps réel et permet de visualiser leurs spectres.

IV-3-Resultats de la simulation et de l'expérimentation

L'étude a été faite pour les quatre machines (saine, avec un barre cassée, avec deux barres cassées, avec rupture d'une portion d'anneau) avec un algorithme en Matlab où on peut visualiser les différents modes d'évolution des grandeurs principales de la machine (vitesse, couple, courant).

Ces défauts sont donnés pour introduire dans l'état de la machine saine, avec des barres cassées, et avec rupture d'une portion d'anneau).

V-3-1.cassure des barres

IV-3-1-1.Vision et analyse de la vitesse

Malgré la machine asynchrone à cage fonctionne à vide, on remarque dans le cas de la cassure d'une barre que le régime transitoire augmente (sa constante du temps est de l'ordre de 150 ms) avec des petites ondulations considérables lors ce mode.

Chaque fois la nombre des barres cassées augmente, le constante du temps augmente et même l'ondulation de la vitesse qui n'est pas bon pour le fonctionnement de la machine.

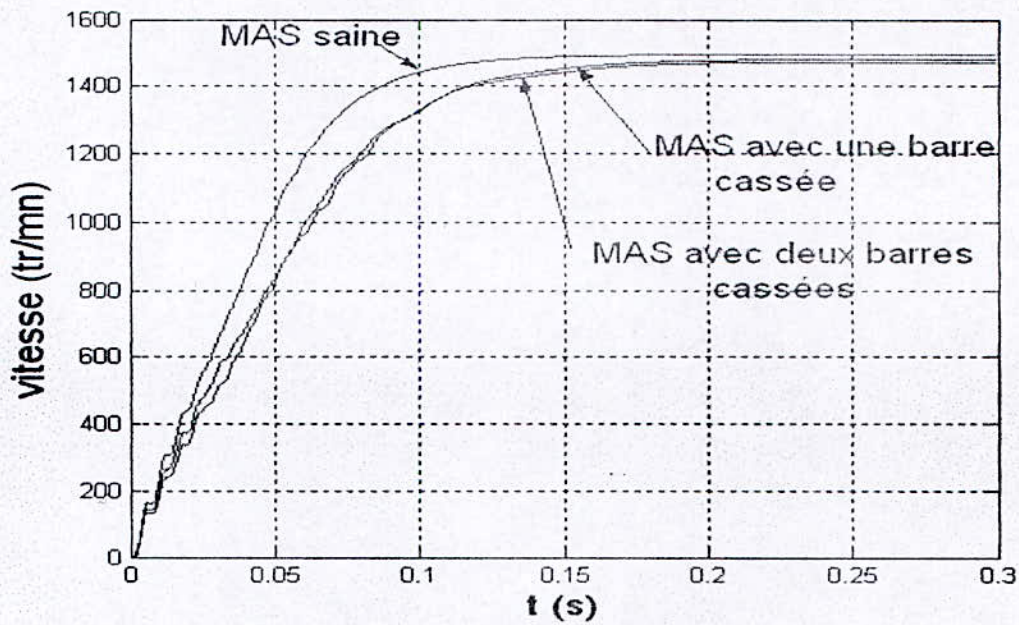


Figure 4.1: Courbe de la vitesse

IV-3-1-2. Analyse du couple

D'après les figures (4.2), on voit que l'allure du couple électromagnétique contient des oscillations supplémentaires. C'est traduit que le couple moyen est superposé avec un couple pulsatoire proportionnel avec le nombre des barres cassées.

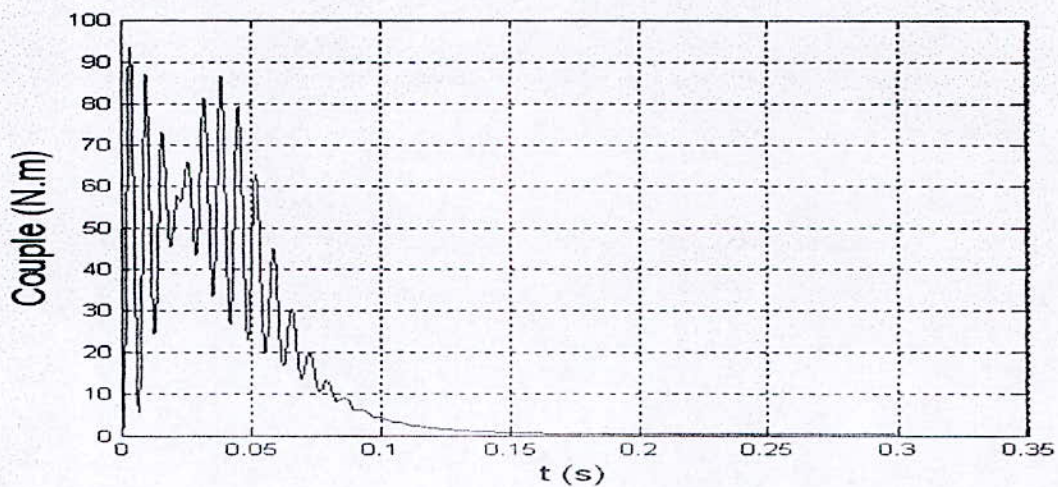


Figure 4.2 : Couple électromagnétique d'une MAS saine.

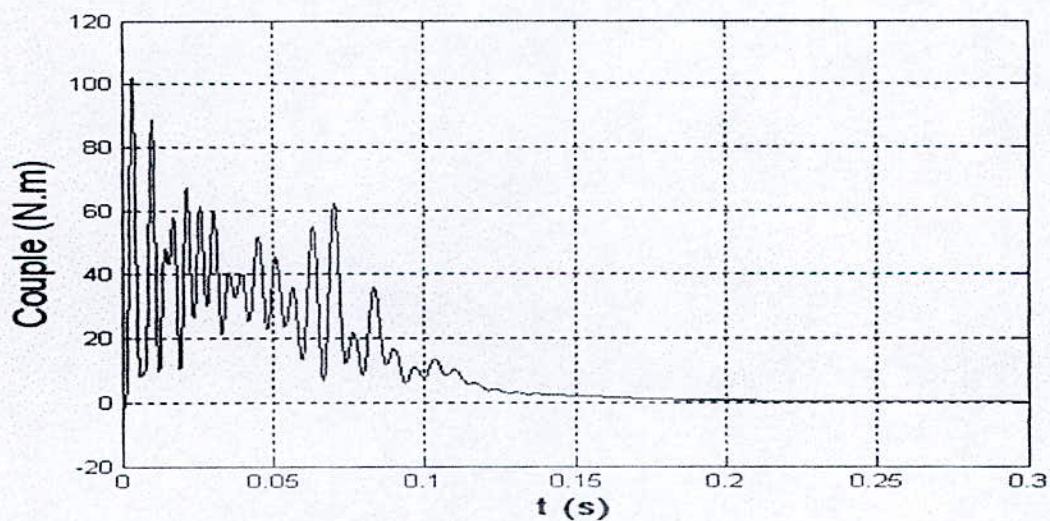


Figure 4.3 : Couple électromagnétique d'une MAS avec une barre cassée.

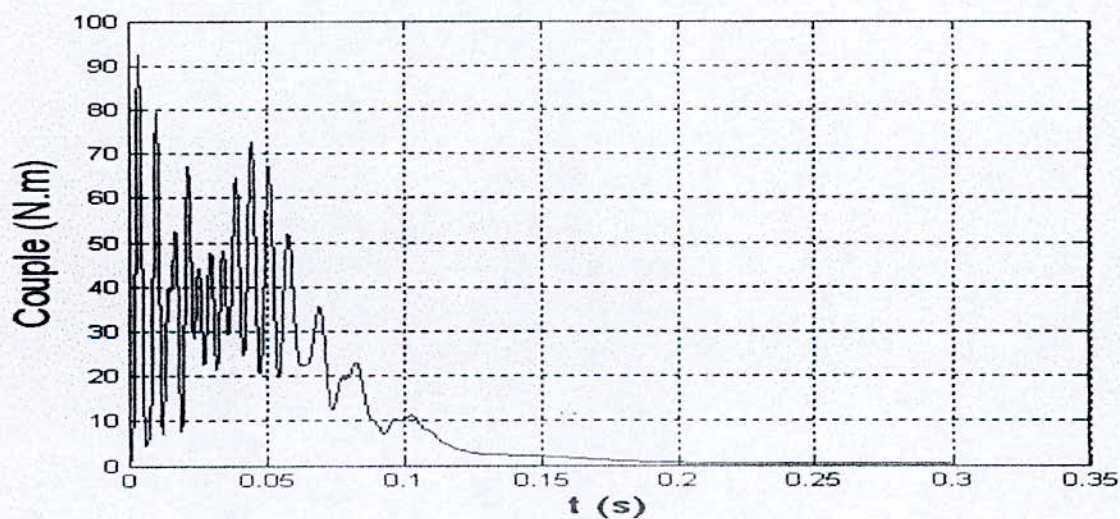
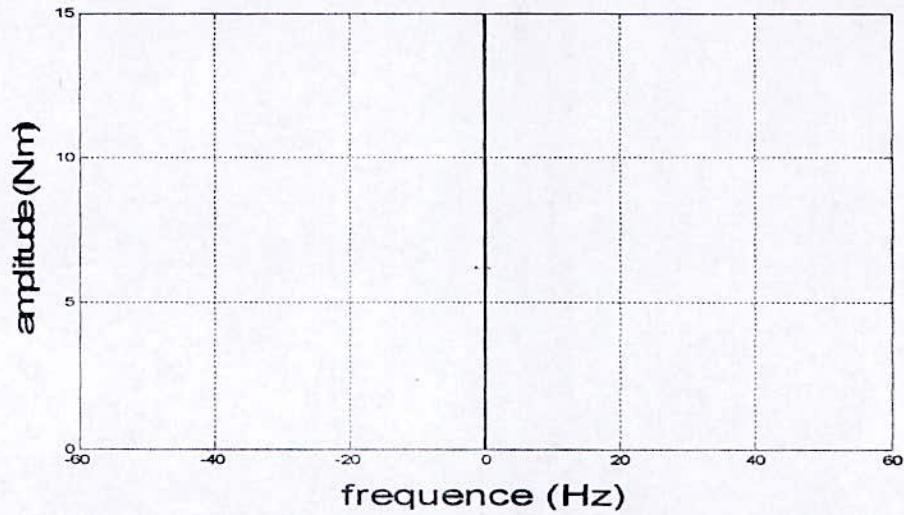


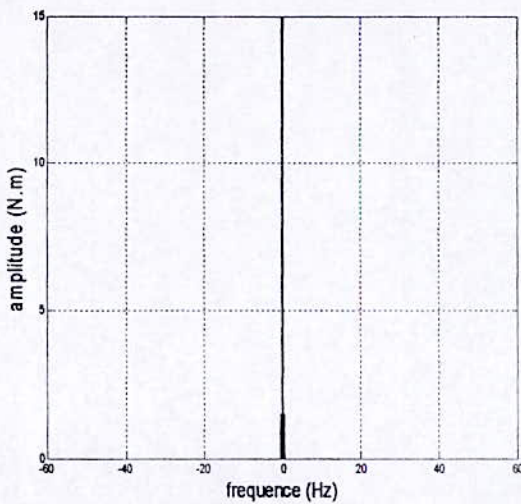
Figure 4.4 : Couple électromagnétique d'une MAS avec deux barres cassées.

L'analyse du spectre du couple montre l'existence des raies supplémentaires autour l'origine de l'ordre $2s.f_s$.

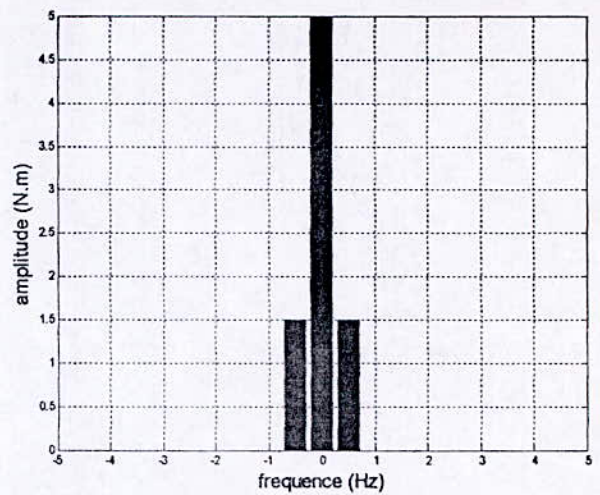
Dans notre cas, puisque la machine fonctionne à vide, le glissement est très petit proche du 0 (= 0.5%). ce qui correspond à $2s.f_s=0.5$.



(a): Machine saine



(b) : Machine avec une barre cassée



(c) : Zoom autour l'origine

Figure 4.5 : spectre du couple électromagnétique pour la machine.

V-3-1-3. Vision et analyse du courant moteur

On observe que l'introduction d'un défaut provoque des oscillations de l'enveloppe du courant statorique. Son influence augmente avec l'augmentation du nombre des barres cassées, et en plus, le régime transitoire augmente et l'amplitude du courant (au cours du démarrage) aussi augmente.

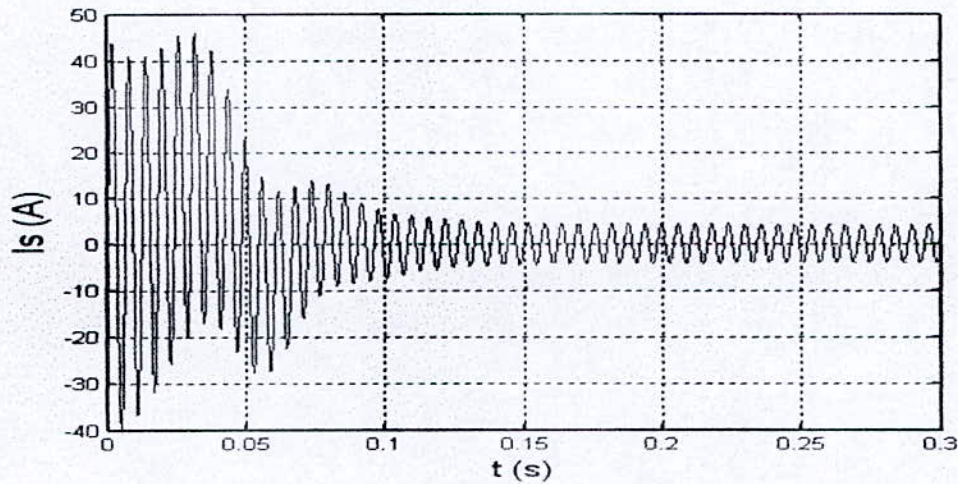


Figure 4.6 : courant statorique simulé d'une machine saine.

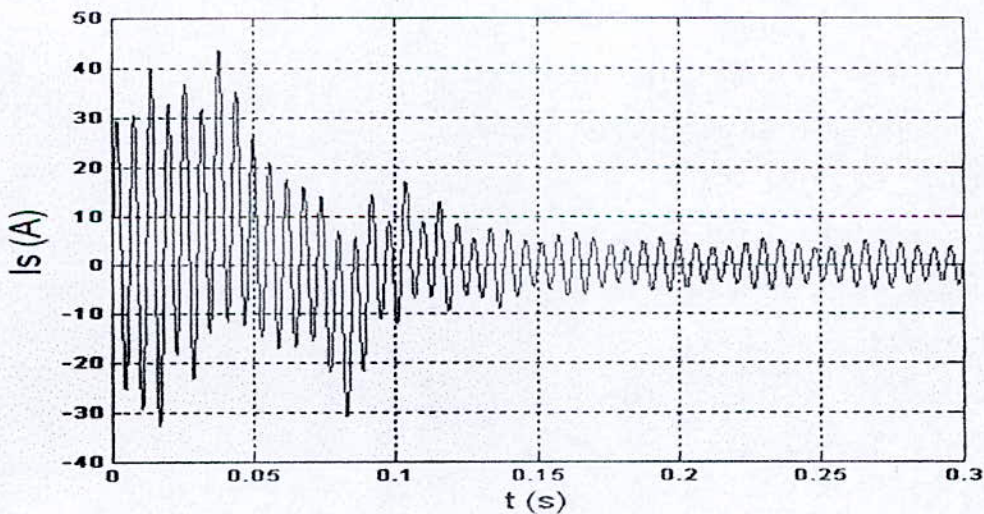


Figure 4.7 : courant statorique d'une machine avec une barre cassée.

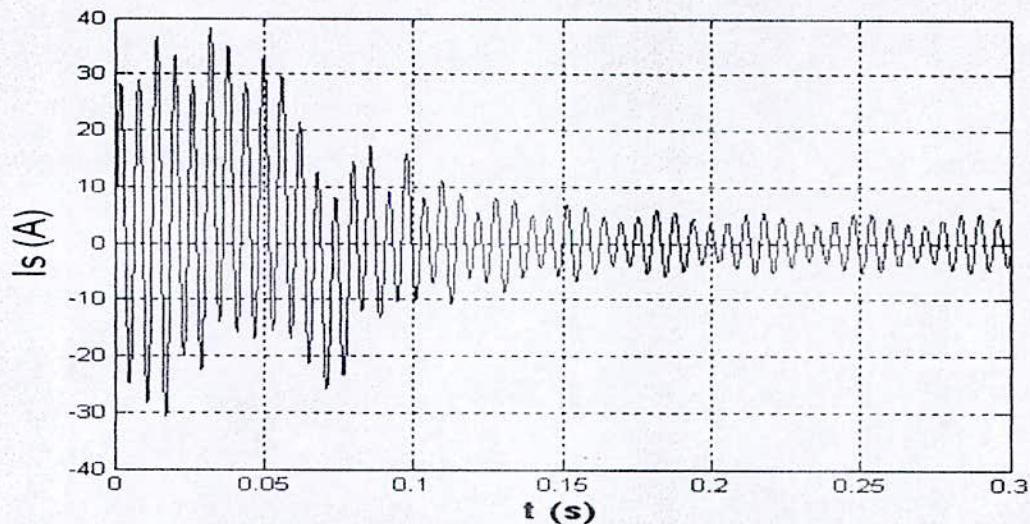
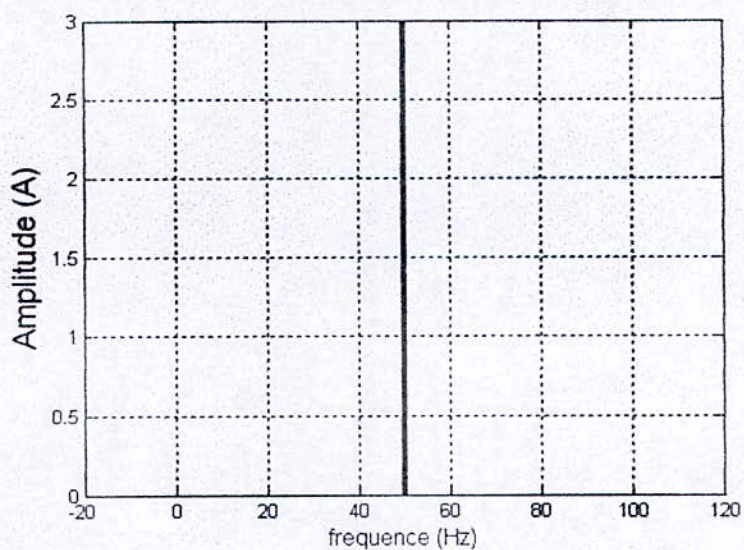


Figure 4.8 : courant statorique d'une machine avec deux barres cassées.

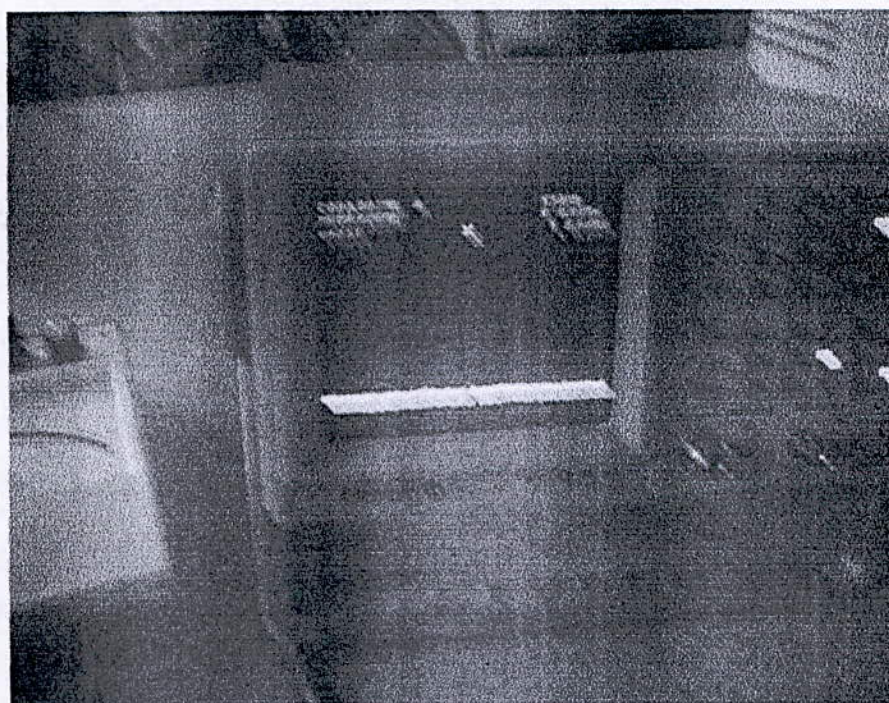
L'analyse spectrale du courant statorique relève qu'il y a des harmoniques autour du fondamental égal à $(1 \pm 2.s).f_s$

Lors de la cassure d'une barre, on remarque l'apparition des raies à 49.5 Hz et 50.5 Hz, et dans le cas de la cassure des deux barres, on aura l'apparition deux raies à gauche et deux à droite à les fréquences 48 Hz, 49 Hz et 51 Hz, 52 Hz à cause d'une petite augmentation du glissement, et aussi on remarque l'augmentation de ses amplitudes.

Puisque la durée du régime transitoire est très petite alors on ne peut pas appliquer la transformation de Fourier sur notre signal, on restreint notre analyse sur le régime permanent par la suppression du régime transitoire.

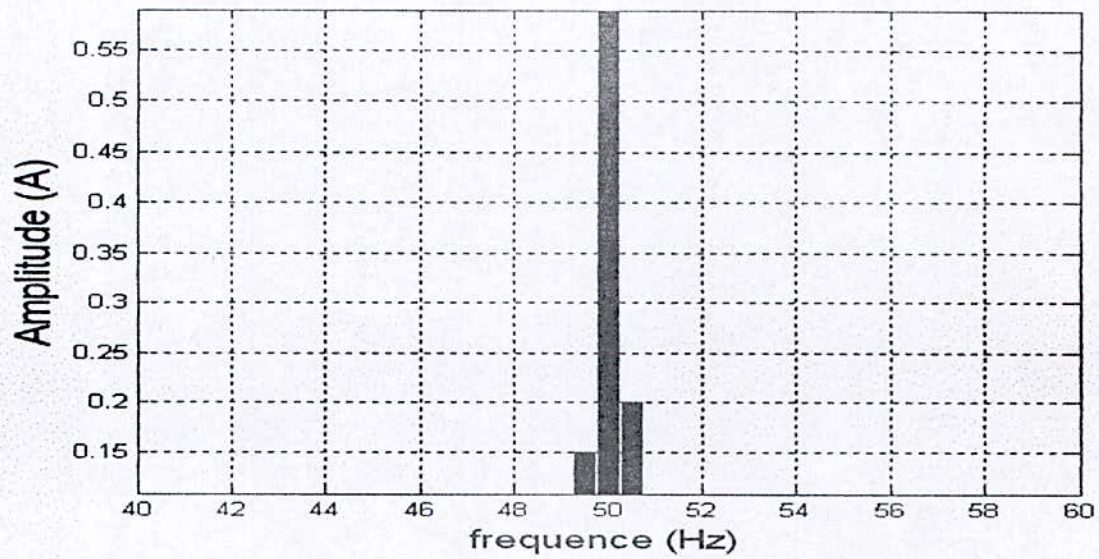


(a) : spectre du courant statorique simulé

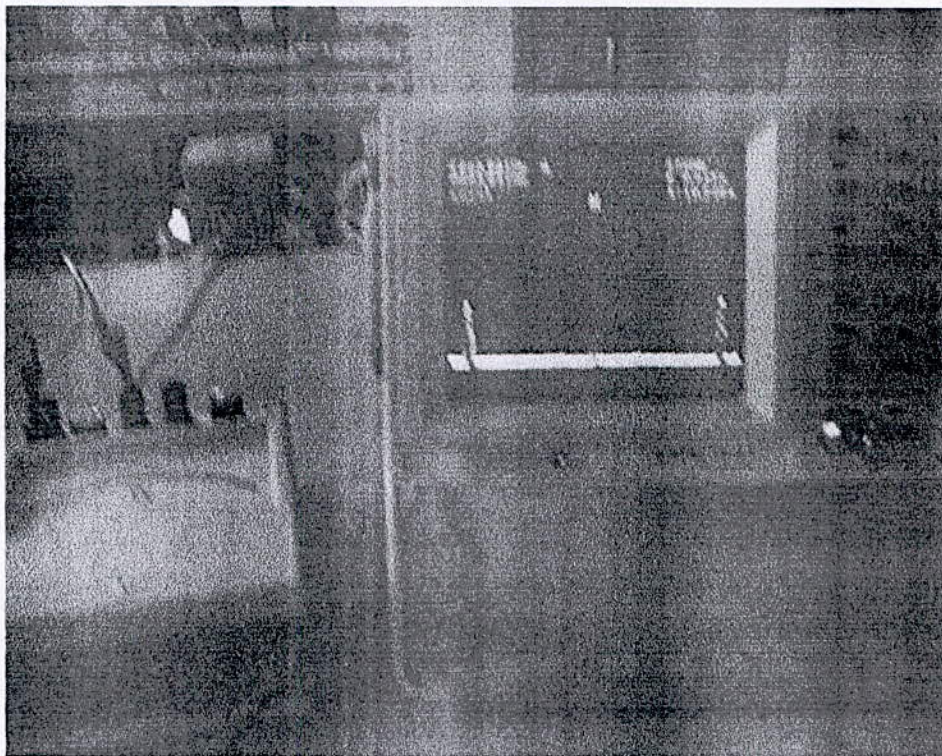


(a) : photo du spectre du courant réel

Figure 4.9 : spectre du curant statorique de la machine saine.

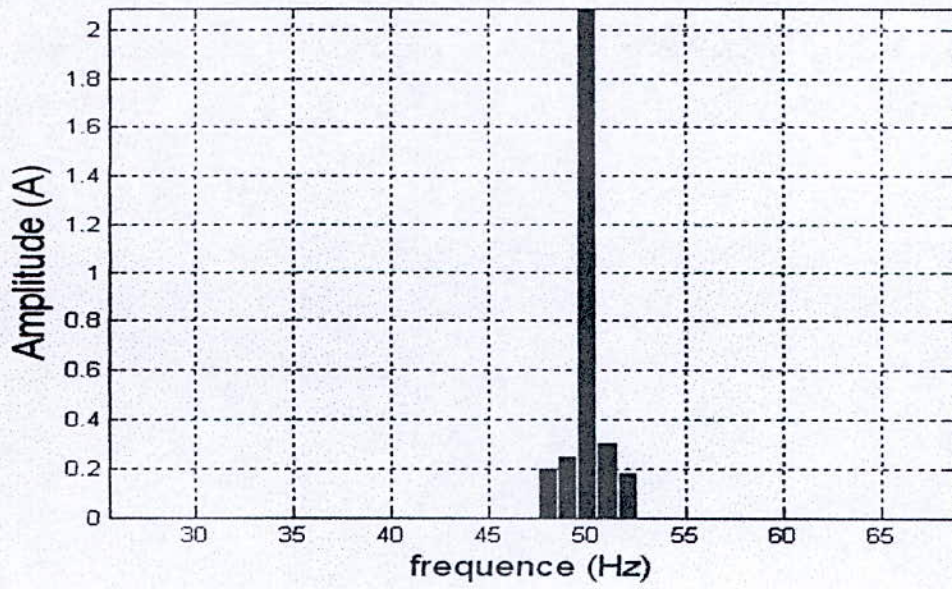


(a) : spectre du courant statorique simulé.

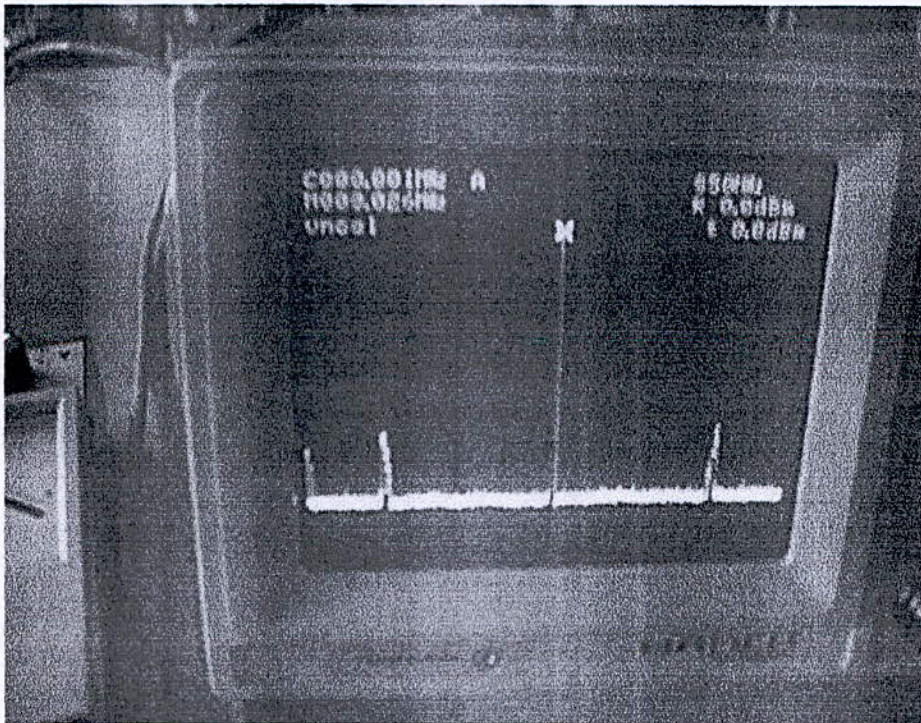


b) : spectre du courant réel.

Figure 4.10 : spectre du courant de la machine avec une barre cassée.



(a) : spectre du courant simulé.



(b) : spectre du courant réel.

Figure 4.11 : spectre du courant de la machine avec deux barres cassées.

On observe que la gravité du défaut augmente proportionnellement avec le nombre des barres cassées, c'est qui représente un danger pour la machine où on voit le courant dans les deux barres adjacentes du défaut.

IV-3-1-4. Observation des courants des barres adjacentes

Lors la cassure d'une barre, le courant parcourt deux mailles à la fois.

On remarque que le courant dans les barres adjacentes augmente considérablement et rend sa valeur très accentuée et atteinte 40% plus supérieur au courant de la barre dans la machine sans défaut.

L'augmentation du courant dans ces barres entraîne les ruptures surtout s'il y a une surcharge, et pour cela, il faut arrêter la machine en attendant sa réparation.

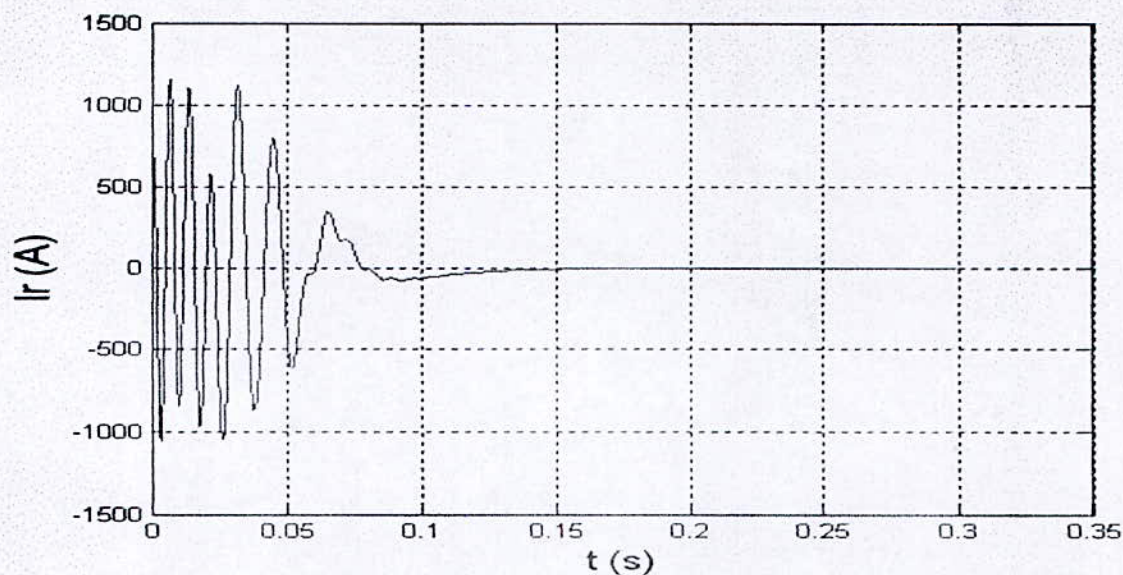


Figure 4.12 : Courant dans la barre du rotor dans la machine saine

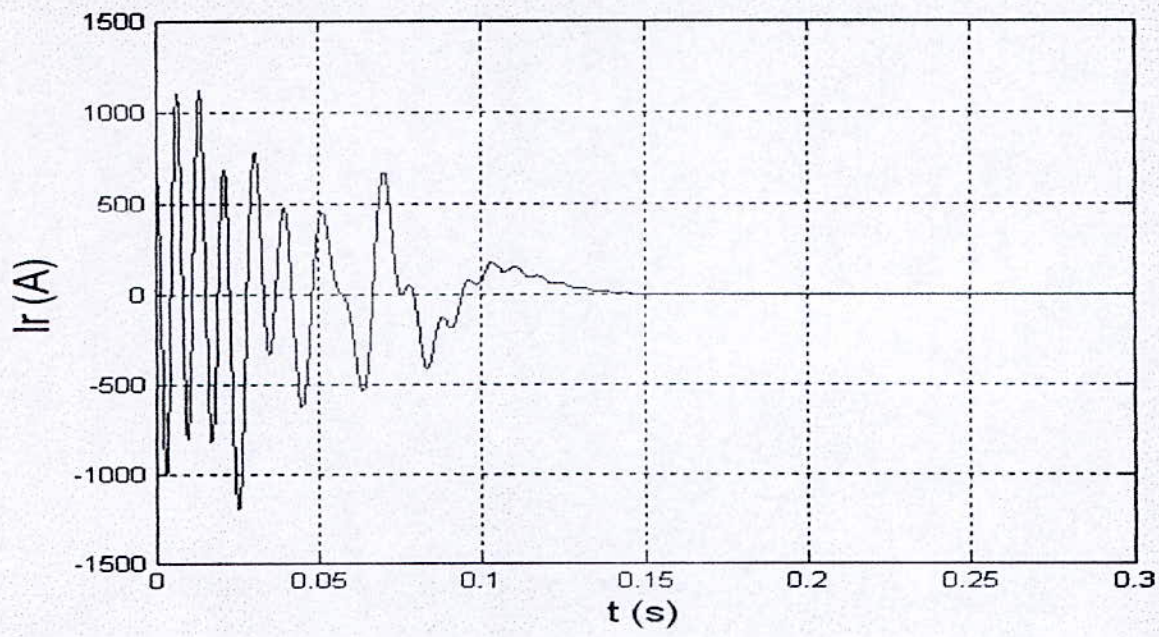


Figure 4.13 : Courant dans la barre du rotor avec une barre cassée.

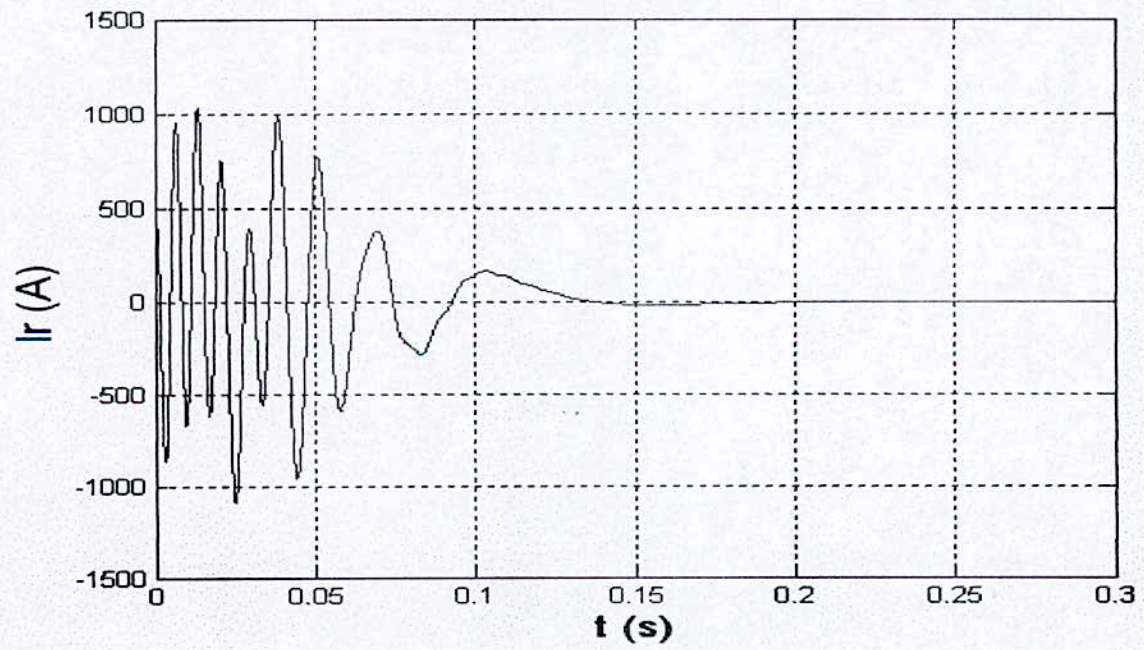
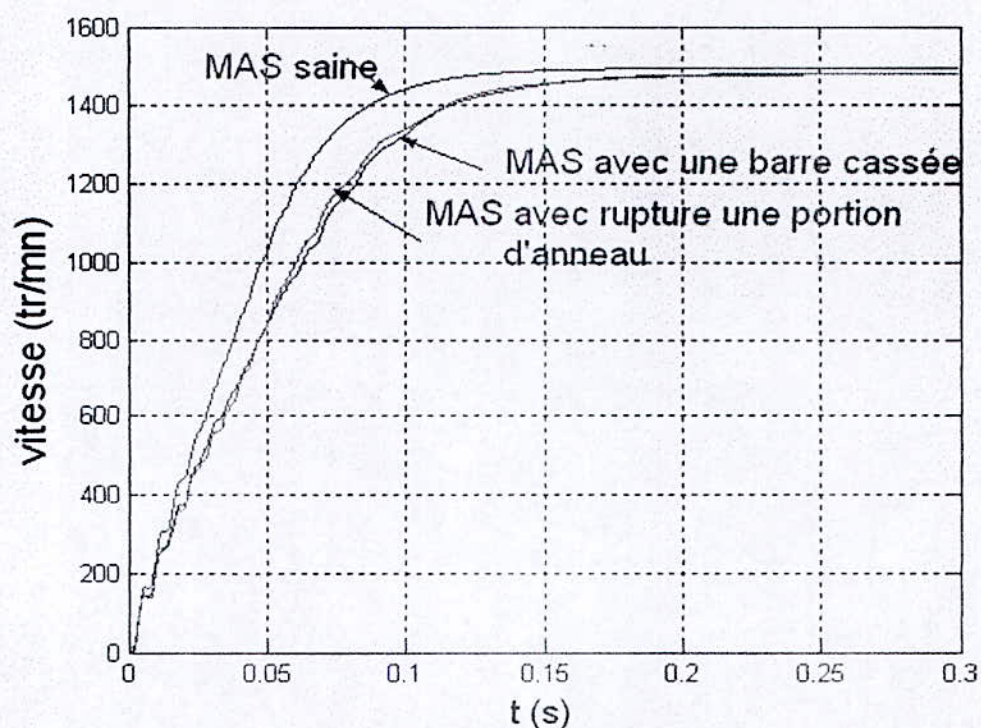


Figure 4.13 : Courant dans la barre adjacente du rotor avec deux barres cassées

IV-3-2. Rupture d'une portion d'anneau :

IV-3-2-1. Analyse de la vitesse :

Il apparaît à la figure(4.14) que l'influence de la cassure d'une barre ou rupture d'une portion d'anneau est presque la même cas la rupture d'une portion d'anneau. Donc, ils on à peu près la même constante du temps.



F

figure

4.14 : Les courbes de la vitesse.

IV-3-2-2 : Analyse du couple :

Le couple électromagnétique a les mêmes caractéristiques par comparaison avec le cas de la cassure d'une barre, surtout lors du régime permanent où on voit des oscillations du couple.

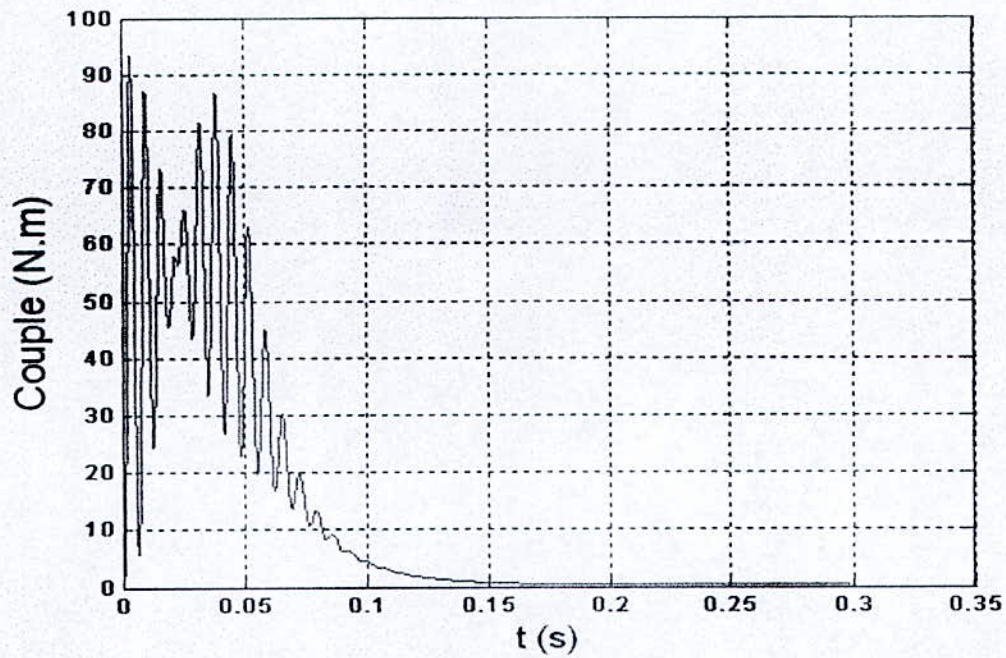


Figure 4.15 : Couple électromagnétique.

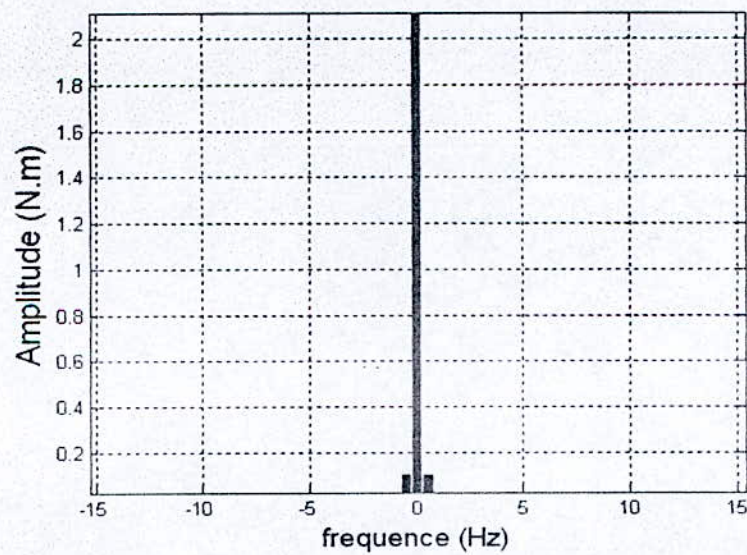


Figure 4.16 : spectre du couple.

Le spectre du couple contient des raies de l'ordre $2.s.f_s$.

IV-3-2-3. Analyse du courant statorique

On remarque l'apparition des ondulations supplémentaires sur l'enveloppe du courant et déformation du courant du démarrage par rapport à la machine saine.

Ces remarques sont ressemblées au cas de la cassure d'une barre de la cage.

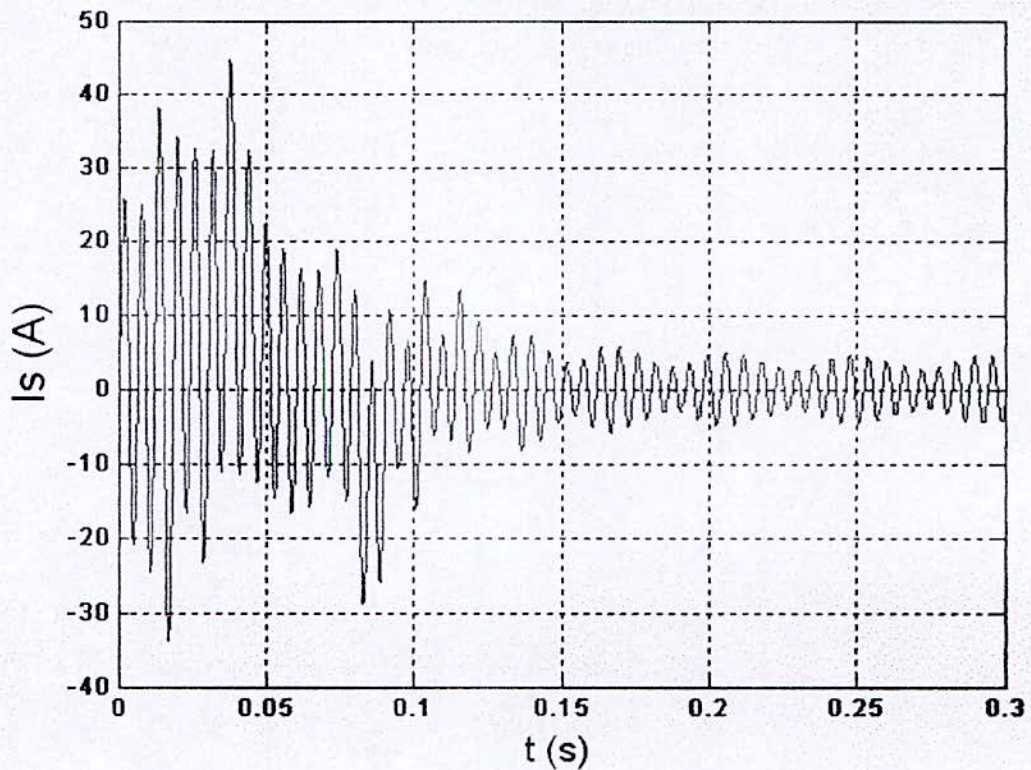


Figure 4.17 : Courant statorique avec rupture d'une portion d'anneau.

Et sur le spectre du courant, on constate l'apparition des raies à 49,5 Hz et 51,5 Hz avec petite amplitude autour du fondamental.

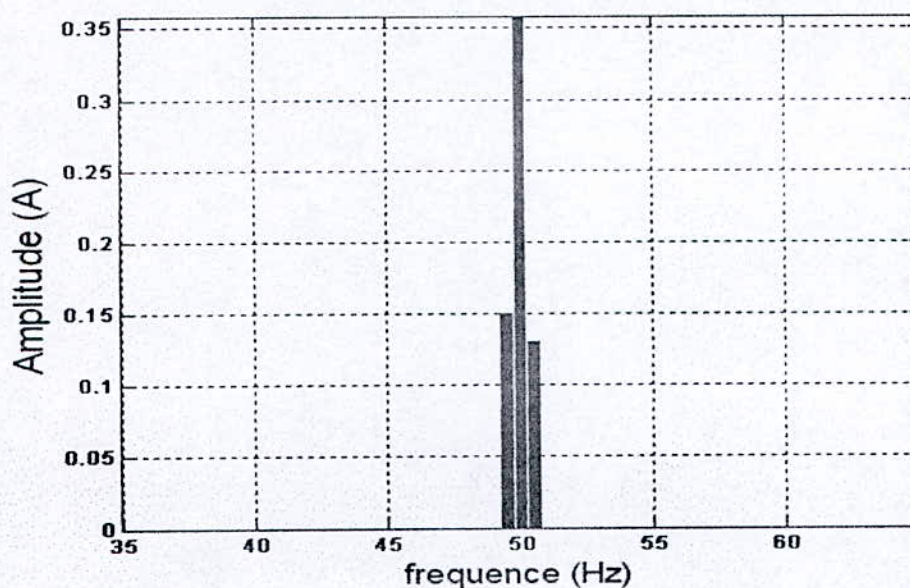


Figure 4.18 : spectre du courant statorique avec rupture d'une portion d'anneau

IV-4-Conclusion

Le spectre du courant indique très clairement que le défaut provoqué sur le rotor a une plus grande importance que le précédent car l'amplitude des raies augmente. C'est ce critère qui nous permettra d'évaluer l'importance du défaut dans l'enroulement rotorique, en effet, ce sera l'amplitude de la raie à gauche du fondamental qui donnera des informations relatives au défaut rotorique. Il suffira d'effectuer une analyse spectrale du courant statorique lorsque le rotor est sain, d'établir un spectre de référence, puis d'analyser en continu l'évolution du courant statorique. Si la raie présente à gauche du fondamental se manifeste, cela signifiera qu'un défaut est apparu au niveau du rotor. De plus, si cette raie augmente en amplitude, cela traduira un accroissement du défaut rotorique. Cette analyse permettra en fait de stopper la chaîne de production à temps pour intervenir avant que l'arrêt n'engendre des conséquences graves ou dramatique.

Les composantes obtenues sur ce spectre correspondent elles aussi aux relations mathématiques qui nous permettent de donner une valeur des fréquences des raies.

Conclusion générale

Conclusion générale

Nous avons fait état d'une méthode permettant l'étude du diagnostic de défauts d'une machine asynchrone triphasée. Pour cela, nous avons développé un modèle de la machine asynchrone qui permet d'étudier le phénomène répercuté sur le courant statorique.

L'analyse spectrale de ce courant a permis de détecter et de quantifier la valeur du défaut survenue sur la partie rotorique grâce à l'analyse de l'amplitude des raies présentes sur le spectre du courant.

Cette étude de défaut rotorique s'effectue aisément sur une machine à cage d'écureuil lorsque la cage présente une rupture partielle ou totale d'une barre ou encore une rupture d'une portion de l'anneau de court circuit.

Cette détection de barre cassée permet donc d'intervenir sur le moteur où la cage est défaillante avant qu'un dysfonctionnement total de l'axe d'entraînement soit engendré.

Enfin, nous avons révélé expérimentalement les courants les courants statoriques, ainsi que leur spectre grâce à l'appareillage qui convient.

Bibliographie

Bibliographie

- [1].Theodore.Wildi. " Electrotechnique "3^{ème} edition De Boeck Université 2000.
- [2].Guy Segulier " Electrotechnique industriel " 2^{ème} edition -1982
- [3] Jafar "A novel approach for Broken-Rotor-Bar detection in cage induction motor" 1999 IEEE.
- [4] Li-Cheng Zai, C. L. Demarco, T. A. Lipo, "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives ", *IEEE Trans. on Industry Applications* , Jan/Feb. 1992, pp. 96-104.
- [5] H Benbouzid "Induction Motors Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques" 1999 IEEE.
- [6] M Stephen Synthèse bibliographique de détection de défauts de la machine à induction" 2002.
- [7] F. Filipetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas, "Impact of Speed Ripple on Rotor Fault Diagnosis of Induction Machines ," in *International Conference on Electrical Machines, ICEM'96, Vigo, Spain*, Vol. 2, pp. 452-457, September 1996.
- [8].H.Razik. "On the modelling of induction motor including the first space harmonics for diagnostic purposes.
- [9] H Razik " Sur La Détection D'un Défaut Au Rotor Des Moteurs Asynchrones" Décembre 2001.3EI
- [10] Thomas.Lipo « Complex vector model of the squirrel cage induction machine including instantaneous rotor bar currents » 0-7803-4943-1/1998 IEEE.
- [11].Boumagoura.Tarek." Recherche de la signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse des observateurs ".These de doctorat en Ecole doctoral de lyon. Soutenu en 26 mars 2001.
- [12] .Chatelan ."Machines électriques " vol-X- edition GEORGI 1983.
- [13] A. Abed, L. Baghli, H. Razik and A. Rezzoug, "Modelling Induction Motors for diagnostic Purposes ," in *8th European Conference on Power Electronics and applications, EPE'9.*,
- [14] M. E. H. Benbouzid and H. Nejjari and M. Vieira, "Induction Motor Faults Detection using Advanced Spectral Analysis Technique ," in *ICEM '98. International Conference on Electrical Machines*, Vol. 3/3, pp. 1849-1854, 1998.

- [15] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira and C. Treys, "Induction Motor's Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques," in *IEEE Transactionson Power Electronics*, Vol. 14, No. 1, pp. 14–22, January 1999.
- [16].W. T. Thomson and M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults," in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, September/October 2001.
- [17].A.H. Bonnet and 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, July/August 1992.
- [18].S.F. Legowski, A.H.M. Sadrul Ula and A.M. Trzynadlowski, "Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.32, no. 4, pp. 904-909, 1996.
- [19].Schaeffer. "Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts " Thèse de doctorat le 6 décembre 1999 à l'École Centrale de Nantes