

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: CAMMANDE ELECTRIQUE

THEME

DIAGNOSTIC DE LA MAS PAR LA METHODE
D'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE

Proposé et dirigé par :

- M. Assam ZORIG

Présenté par :

- Ammar BELAID

Année Universitaire : 2011 / 2012

Dédicace

Je dédie ce fruit de mes années d'études aux plus chers au monde :

A la personne la plus chère pour moi dans ce monde, ma mère qui est la fleur de ma vie, le symbole de l'amour et la tendresse qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite.

A mon père qui a fait de moi, ce que je suis aujourd'hui.

A mes chers frères

A tout mes cousins et cousines.

*A toute la famille **BELAID***

A tous mes amis de la résidence. Sans oublier les étudiants (es) de la promotion 2012.

Ammar

REMERCIEMENTS

Au nom de Dieu clément et miséricorde Dieu le grand merci lui revient, pour son aide et la volonté qu'il nous a donné pour surmonter tous les obstacles et les difficultés durant nos années d'études et de nous avoir éclairé notre chemin afin de réaliser ce modeste travail.

Mes remerciements les plus profonds et vifs vont au premier lieu à la personne qui m'a dirigé, orienté et conseillé, tout au long de ce travail avec compétence et gentillesse : M .ZORIG ASSAM

Je tiens à exprimer ma gratitude à tous mes Enseignants.

Finalement, j'assure de mes respectueux remerciements, les membres du Jury, qui m'ont fait l'honneur de bien vouloir participer à ce Jury. et tout mes amis.

AMMAR

Liste des Notations

\vec{E}	Vecteur champ électrique	[v /m]
\vec{H}	Vecteur champ magnétique	[A /m]
\vec{B}	Vecteur induction magnétique	[T]
\vec{D}	Vecteur de déplacement électrique	[C /m ²]
ρ	Densité de charge volumique	[C /m ³]
\vec{J}_c	Vecteur de densité de courant de conduction	[A /m ²]
ε	Permittivité électrique	[F/m]
μ	Perméabilité magnétique	[H/m]
σ	Conductivité électrique	[S/m]
\vec{J}	Vecteur de densité de courant total	[A /m ²]
ε_0	Permittivité dans le vide	[F/m]
μ_r	Perméabilité relative	
μ_0	Perméabilité du vide	[H/m]
V	Potentiel scalaire magnétique	[T.m]
\vec{B}	Induction rémanente	[T]
ν	Reluctivité magnétique	[H /m] ⁻¹
\vec{A}	Vecteur potentiel magnétique	[T.m]
\vec{A}_e	Vecteur potentiel magnétique dans un élément	[T.m]
m	Nombre de phases	
q	Nombre des barres	
w_1	Nombre de tours par phase	
R_1	Resistance d'une phase statorique	[Ω]
$L_{\sigma 1}$	Inductance de fuite statorique	[H]
L_m	Inductance de magnétisation	[H]
R_m	Resistance correspondant aux pertes fer	[Ω]
L'_2	Inductance de fuite rotorique	[H]
R'_2	Resistance rotorique	[Ω]

		[A]
I_{1n}	Courant nominale du moteur	[A]
n_s	La vitesse de synchronisme	tr /s
n_r	La vitesse mécanique	tr /s
n_m	Vitesse correspond au glissement critique	tr /min
p	Nombre de paire de pole	
N_n	La vitesse nominale du moteur	Tr /min
P_n	Puissance utile nominale du moteur	[W]
Q_1	Puissance réactive absorbé par le moteur	[W]
M	Coule utile du moteur	[N.m]
M_{en}	Couple électromagnétique nominale	[N.m]
M_{es}	Couple électromagnétique de démarrage	[N.m]
M_{em}	Couple électromagnétique maximale	[N.m]
g_n	Glissement nominale	
g_m	Glissement critique	

Liste des figures

Fig .I.1. Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	5
Fig .I.2. vue schématique en perspective du stator	5
Fig .I.3. vue schématique en perspective du rotor	6
Fig .I.4. Proportion du défaut.....	8
Fig.I.5. Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances.....	8
Fig .I.6. Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances.....	8
Fig.I.7. Court-circuit entre phases.....	10
Fig .I.8. Ruptures de barres.....	12
Fig .I.9. Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique.....	12
Fig.1.10. Différentes défaillances des roulements à billes	14
Fig.I.11. Schéma électrique équivalent de la cage rotorique.....	15
Fig.I.12. Réseau de perméances élémentaire autour d'une encoche statorique.....	17
Fig .I.13. méthodes analytiques de diagnostic des défauts	19
Fig.I.14. méthodes de diagnostic par les observateurs	20
Fig. II.1. Fonction d'interpolation d'un élément.	26
Figur .II.2. Schéma des différents modules du logiciel Flux.2D	28
Fig. II.3. Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique	30
Fig. II.4. Répartition du maillage.	30
Fig. II.5. Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie	31
Fig. II.6. circuit équivalent de la cage rotorique	31
Fig. II.7. Répartition des lignes équiflux pour le fonctionnement nominale.	33
Fig. II.8. L'induction magnétique pour le fonctionnement nominale.	33
Fig.II.9. Densité du courant dans les barres lors de démarrage du moteur.	33
Fig.II.10. Densité du courant dans les barres en fonctionnement nominale.....	33

fig.II.11. Le couple en fonction de glissement.....	34
Fig. .II.12. Le courant en fonction de glissement.....	34
Fig.II.13. Diagramme de cercle.	35
Fig..II.14. Répartition des lignes équiflux.....	36
Fig..II.15. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique.....	37
Fig. II.16 .Répartition du courant dans les barres cassées.....	38
Fig.II.17. Vecteur potentiel en fonction du glissement.....	39
Fig. II.18. Densité du flux en fonction du glissement.....	39
Fig. II.19. Couple en fonction de glissement.....	39
Fig.II.20. Diagramme de cercle.....	40
Fig. .III.1 Principe de la méthode à erreur de sortie	42
Fig. II.2. Schéma équivalent de la machine asynchrone.	47
Fig. III.3 Application de la méthode d'erreur de sortie pour l'estimation des paramètres du C(g)	49
Fig. III.4. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.....	49
Fig. III.5 Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.....	50
Fig. III.6. La caractéristique couple –glissement.....	50
Fig. III.7. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.....	51
..Fig. III .8. Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.....	51
Fig. III.9. Evolution des paramètres estimés en fonction des nombre barres cassées.....	52

Liste des tableaux

Tableau II.1. Caractéristique de la machine étudiée.	29
Tableau II.2. Les valeurs relatives par apport aux valeurs nominales.....	35
Tableau II.3. Caractéristiques du moteur pour le fonctionnement nominal.	35
Tableau III.1. Les paramètres du circuit électrique équivalent du moteur.	48
Tableau.III.2. Résultats d'estimation paramétrique en présence des défauts.....	51

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
I.1.introduction	3
I.2. La machine asynchrone.....	3
I.2.1.principe de fonctionnement.....	4
I.2.2.Constitution de la machine asynchrone.....	4
I.2.2.1. stator.....	5
I.2.2.2.rotor à cage.....	6
I.2.2.3.Les organes mécaniques	6
I.3.Étude statistique des défaillances de la machine asynchrone.....	7
I.3.1.Défaillances au stator	9
I.3.1.1.Défauts d'isolant dans un enroulement	9
I.3.1.2. Court-circuit entre spires	9
I.3.1.3. Court-circuit entre phases.....	10
I.3.1.4. Court-circuit phase/bâti.....	10
I.3.1.5. Défauts de circuit magnétique	11
I.3.2 .Défaillances au rotor.....	11
I.3.2.1. Ruptures de barres.....	11
I.3.2.2. Ruptures d'anneaux.....	12
I.3.2.3. Excentricité statique et dynamique.....	12
I.3.3.Défaillances mécaniques.....	13
I.3.3.1. Défauts roulements	13
I.3.3.2. Autres défaillances mécaniques.....	14
I.4. METHODES DE MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES	15
I.4.1. Modélisation par les équations magnétiquement couplés (CEMC).....	15
I.4.2. Modélisation analytique par Cemic (CEMC-A).....	16
I.4.3. Modèle a circuits internes équivalents (CIE).....	16

I.4.4. Méthode des réseaux de permeances (RNM)	17
I.4.5. Méthode des éléments finis (MEF).....	18
I.5. PRESENTATION DES DIFFERENTES METHODES DE DIAGNOSTIC	18
I.5.1. approche modèle	19
I.5.1.1. Diagnostic à l'aide des observateurs.....	20
I.5.1.2. Diagnostic par redondance analytique (espace de parité).....	20
I.5.1. 3. Diagnostic par estimation paramétrique	21
I.5.2 approche signal	21
I.6. CONCLUSION	22
II.1. INTRODUCTION	23
II.2. METHODE DES ELEMENTS FINIS.....	23
II.2.1. Le modèle employé.....	24
II.2.1.1. Le mode magnétostatique	24
II.2.1.2. le mode magnétodynamique	25
II.2.1.3 . Le mode magnétique transitoire	25
II.2.2. Principe de la méthode des éléments finis	26
II.2.3. Logiciel de résolution.....	27
II.2.4 Structure du flux 2D.....	27
II.2.5 Enchaînement de base dans Flux 2	28
II.3. APPLICATION A LA SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	29
II.3.1. couplage avec les équations de circuit.....	31
II.4. RESULTATS DE SIMULATION PAR LA MAGNETO DYNAMIQUE.....	32
II.4.1. caractéristique de simulation.....	32
II.4.1.1. Résultats graphiques	32
II.4.1.2. Caractéristiques de la machine en fonction de glissement	34
II.5. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN DEFAULT	36
II.6. CONCLUSION	40
III.1. INTRODUCTION	42
III.2. PRINCIPE DE LA METHODE A ERREUR DE SORTIE	42
III.2.1. La méthode du gradient	44

III.2.2. La méthode de levenberg-marquardt	45
III.3. CALCUL DES FONCTIONS DE SENSIBILITE	45
III.4.IDENTIFICATIONDESPARAMETRESD'UNEMACHINEASYNCHRONEEN	47
III.4. 1.schéma équivalent de la mas	47
II.4.2. Machine saine.....	48
III.4.3. Estimation des paramètres du circuit équivalent de la machine en défaut	50
III.6. CONCLUSION.....	52
COUNCLUSTION GÈNERALE.....	53
Bibliographier.....	54

INTRODUCTION GENERALE

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil et nommé souvent le "workhorse" de l'industrie en raison de sa robustesse et polyvalence. Cependant, il a ses limites, qui, ont pour conséquence les défauts prématurés du stator ou du rotor. S'intéresser au diagnostic des machines asynchrones peut sembler assez paradoxal. Si cette machine tend effectivement à supplanter la machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable, c'est en raison de ses nombreuses qualités, et principalement de sa robustesse.

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel Car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à endommagement matériel ou corporel inévitable. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système.

Plus généralement, la surveillance et le diagnostic en génie électrique remettent en cause les concepts et les outils traditionnels utilisés en conception et commande des machines électriques tournantes. La modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic s'insère dans ce contexte. Le présent travail s'intéresse à la synthèse d'un modèle de connaissance riche et flexible permettant d'appréhender le comportement des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en absence et en présence de défaillances ainsi que l'estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue de détection des défauts rotorique en utilisons de la méthode d'identification paramétrique,[1].

Pour ce faire trois chapitres sont agencés de la manière suivante :

Dans le premier chapitre nous allons présenter la constitution de la machine asynchrone et aussi leurs différentes défaillances qui peuvent se produisent sur ce type de machine ainsi qu'une rappelle sur les méthodes de modélisation de la machine asynchrone triphasée à cage en présence de défauts. Par la suite nous allons donner un état de l'art sur les méthodes de diagnostic des machines asynchrones.

Introduction Générale

Le deuxième chapitre consacré à la présentation du modèle de simulation par la méthode des éléments finis, sous logiciel Flux 2D[®], pour analyser le comportement de la machine en absence et en présence défaillances.

Au troisième chapitre, nous aurons proposé une procédure de détection des défauts dans la machine asynchrone, basée sur l'identification paramétrique par la méthode à erreur de sortie, en utilisant la caractéristique mécanique de la machine (couple-glisement).

I.1. INTRODUCTION

La machine asynchrone est la plus utilisée dans l'industrie car elle présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, Elle est composée de trois éléments essentiels à savoir le stator, le rotor et les organes mécaniques (les paliers).

La première partie de ce chapitre fait état des différentes origines (électriques, mécaniques,...) des défaillances qui peuvent se produire sur la machine asynchrone. Débute par un rappel sur la constitution des machines électriques, et plus particulièrement sur celle de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous évoquerons essentiellement des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor et d'enroulements de la machine.

Dans la deuxième partie de chapitre , nous décrivons les différentes méthodes de la modélisation nécessaire (nécessitant une mise en équations relativement complexe) de la machine asynchrone en présence des défauts à savoir, la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés, la méthode des circuits internes équivalents, la méthode des réseaux de perméances et la méthode des éléments finis.

À la fin de ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les différentes méthodes utilisées pour le diagnostic des machines asynchrones à cage d'écureuil.

I.2. La machine asynchrone

Le moteur asynchrone est la machine la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc.... L'apparition dans les années 1980 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il entre dans l'conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc....).

Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. Ainsi, en raison des conséquences importantes et coûteuses que peut engendrer l'apparition d'un défaut sur les processus industriels, le diagnostic des défauts fait l'objet d'un engouement prononcé depuis les deux dernières décennies.

I.2.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statique par le réseau et des courants induit dans le champ tournant le fonctionnement d'un moteur asynchrone est équivalent à celui d'un transformateur à vide, le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire, qui peut dans le cas générale tourné. Deux vitesses distinguées

- Vitesse de synchronisme ou vitesse du champ tournant :

$$n_s = \frac{2\pi f}{p} \quad (\text{I.1})$$

- L'écart entre les deux vitesses caractérise le glissement qui à pour expression :

$$g = 1 - \left(\frac{n_r}{n_s} \right) \quad (\text{I.2})$$

D'où : n_s rad/s

P : nombre de paire de pôles

n_r : Vitesse rotorique ou vitesse d'exploitation n_r ($n_r < n_s$)

I.2.2. 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'extérieure 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 intéressant à la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la Figure (I.1).

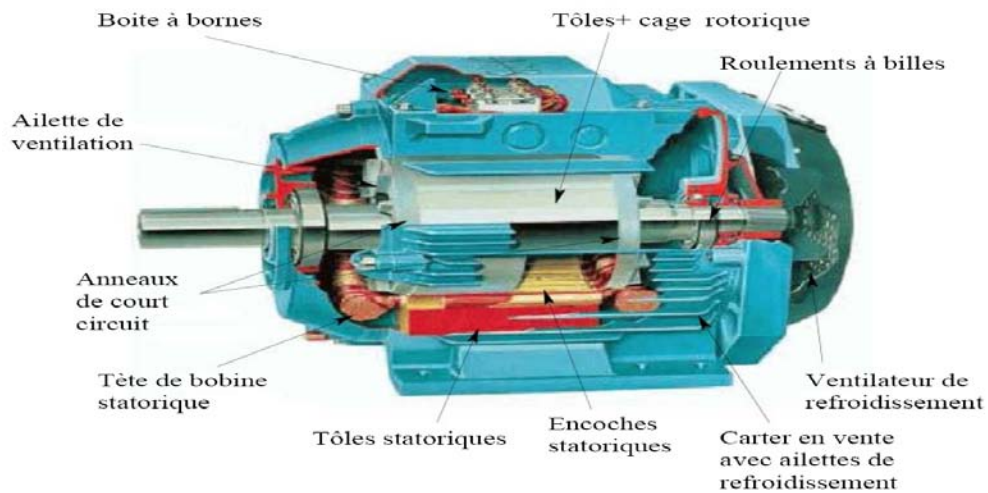


Fig. I.1. Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2.2.1. stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine figure (I.2). Le bobinage satatorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, 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, [1].

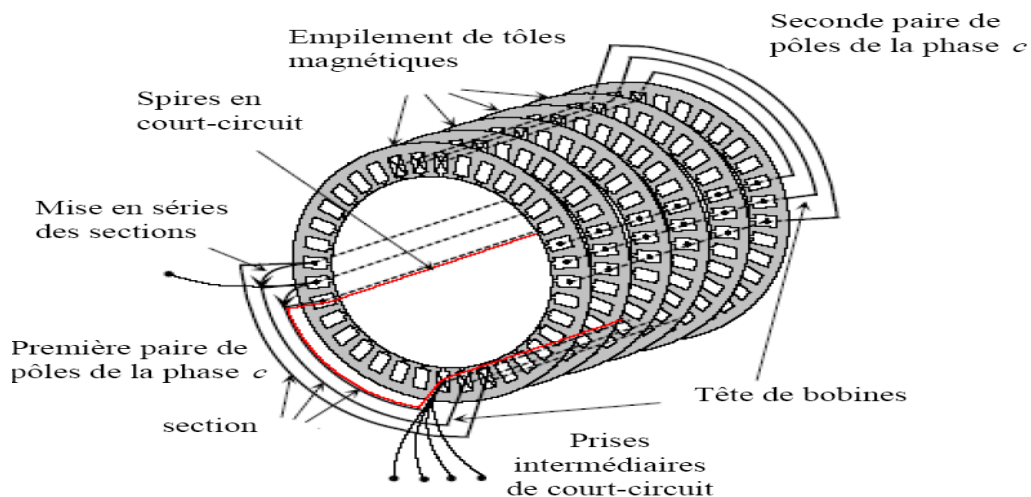


Fig. I.2. Vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs D'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine a 4 pôles).

I.2.2.2. rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor figure (I.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, 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 rétorques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [2]. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service

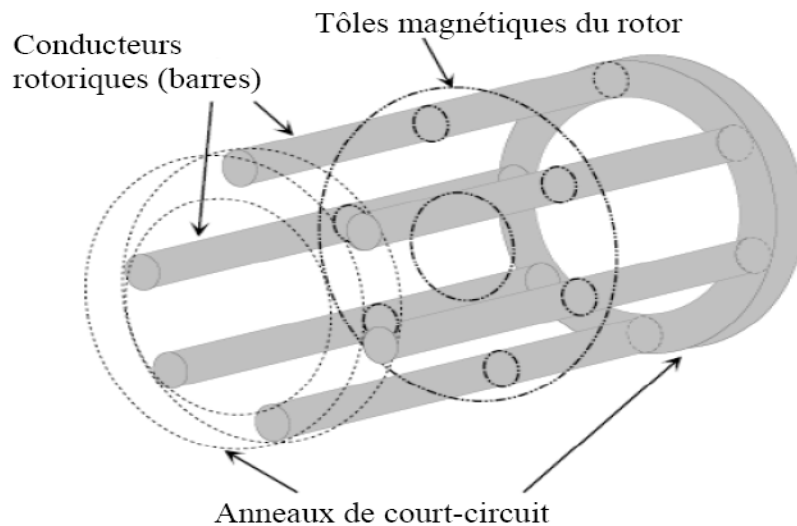


Fig. I.3. Vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit).

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

I.2.2.3. Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie

centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc....), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire).

Il est supporté par un ou plusieurs paliers. 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.

Afin d'assurer la variation de vitesse des moteurs électriques mais aussi la conversion de l'énergie, de nombreuses machines se voient associer un convertisseur. Ainsi, de nos jours, on trouve dans un grand nombre de procédés industriels, des associations entre des convertisseurs statiques et des machines électriques (pompage, levage,...). Cela permet de fournir aux moteurs des tensions et des courants de fréquence variable servant à commander la machine en couple ou en vitesse. [2]

I.3. ETUDE STATISTIQUE DES DEFAILLANCES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [3] :

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, Environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants Défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc. Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [4] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance de 50kW à 200kW) a donné les résultats suivants figure (I.4) :

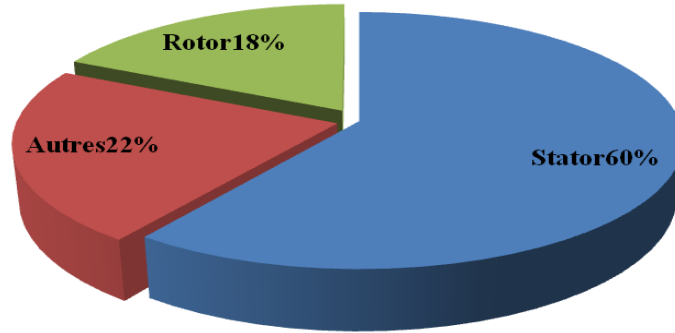


Fig. I.4. Proportion du défaut.

La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est présentée sur la Figure (I.5)

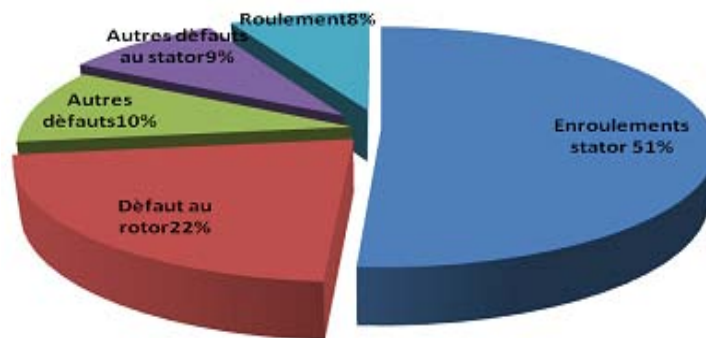


Fig. I.5. Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances.

Une autre étude statistique [5] faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne des résultats qui sont présentés sur la figure (I.6).

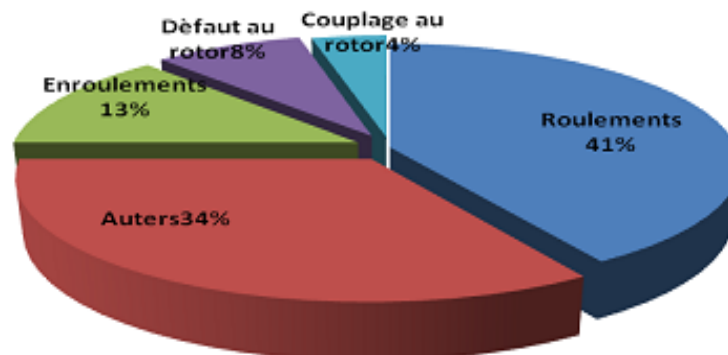


Figure I.6. Répartition des pannes sur les machines de grande puissance.

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue.

I.3.1. Défaillances au stator

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

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

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

I.3.1.1. Défauts d'isolant dans un enroulement

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

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- vibrations mécaniques.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

I.3.1.2. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la

température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit).

Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

I.3.1.3. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit (fig. I.7) proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases. Le figure (I.7) représente le



Fig. I.7. Court-circuit entre phases.

défaut :

I.3.1.4. Court-circuit phase/bâti

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

Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection

(disjoncteurs différentiels). En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas.

Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.

I.3.1.5. Défauts de circuit magnétique

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

I.3.2. Défaillances au rotor

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

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

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

I.3.2.1. Ruptures de barres

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. 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. [6], [7] Le figure (I.8) représente le défaut :



Fig .I.8. Ruptures de barres

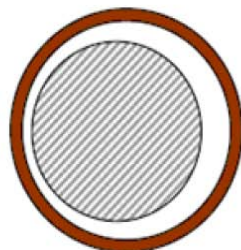
I.3.2.2. Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter [4], ce défaut est généralement groupé, voir 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.

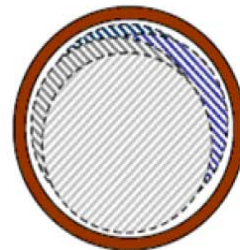
La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

I.3.2.3. Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se



Excentricité statique



Excentricité dynamique

(plusieurs positions du rotor au cours de la rotation)

Fig.1.9. Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique

traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor,

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

Trois cas d'excentricité [8], [9] 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.

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau 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.

I.3.3. Défaillances mécaniques

I.3.3.1. Défauts roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et d'assurer une bonne rotation du rotor. Dans l'article [10], l'auteur présente la plupart des défauts survenant dans les roulements des moteurs à induction ainsi que les raisons de leur vieillissement. Comme il a été présenté précédemment, ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles :

- l'usure due au vieillissement
- la température de fonctionnement élevée
- la perte de lubrification

- l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement)
- le défaut de montage
- les courants d'arbres (Shaft Current)

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

- des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures
- l'ondulation de leur surface de roulement
- l'attaque des billes
- la corrosion due à l'eau
- défaut de graissage, problème dû à la température
- décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge

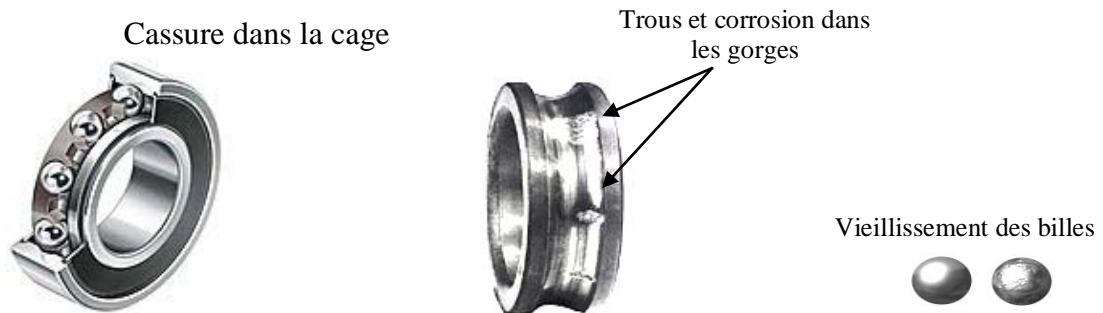


Fig.1.10. Différentes défaillances des roulements à billes.

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.

I.3.3.2. Autres défaillances mécaniques

Au stator, il n'y a pas de pièces mobiles donc a priori pas de défaillances mécaniques. Cependant, il peut apparaître des phénomènes d'oxydabilité à l'environnement de la machine et plus précisément au taux de salinité qui influe sur l'étanchéité et les contacteurs.

I.4. METHODES DE MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES

Nous exposons les principales méthodes de modélisation fine de la machine asynchrone à cage défectueuse comme la méthode circuits internes équivalents, la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés, la méthode des réseaux de perméances ainsi que la méthode des éléments finis.

Nous allons, dans ce qui suit, commencer par décrire chacune des méthodes de modélisation fine de la machine asynchrone défectueuse.

I.4.1. Modélisation par les équations magnétiquement couplés (CEMC)

Dans la modélisation par les équations des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), les enroulements constituant le stator et rotor sont représentés par un circuit électrique équivalent, forme par une inductance en série avec une résistance

Par ailleurs, même si la méthode des CEMC ne permet pas la prise en compte de certains phénomènes complexes (saturation, effet de peau, etc.), il est possible de corriger le modèle par le biais de coefficients globaux pouvant renseigner sur leur influence sur les grandeurs globales.

Ainsi, malgré ses faiblesses, l'approche de modélisation par CEMC offre un bon compromis en termes de précision, de temps de calcul et d'adaptation à la modélisation de la plupart des défauts d'origine électromagnétique de la machine asynchrone.

Le rotor est représenté par un circuit électrique comportant des mailles magnétiquement couplées comme le montre la figure (I.11) [11, 12].

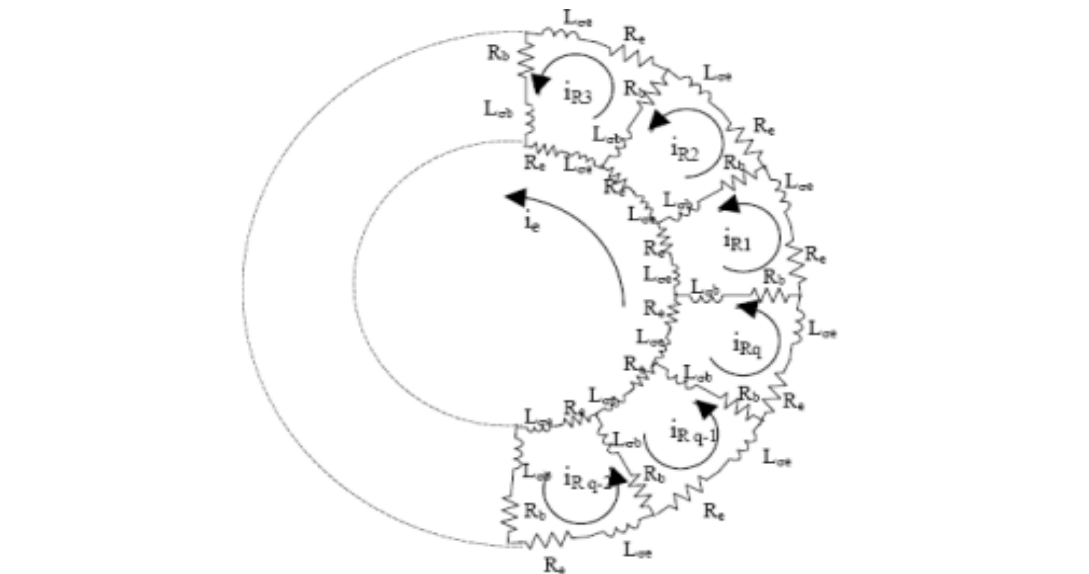


Fig. I.11. Schéma électrique équivalent de la cage rotorique.

L'écriture du modèle triphasé de la machine asynchrone par l'approche des CEMC est basée sur un certain nombre d'hypothèses dont les principales sont les suivantes :

- le fer (les tôles) est de perméabilité infinie.
- les pertes par courants de Foucault sont négligeables.
- les courants inter-barres sont négligeables (tôles magnétiques rotoriques isolées des barres et des anneaux de la cage).

La première hypothèse peut cependant être partiellement contournée par l'introduction de l'onde fondamentale de saturation dans l'expression de la perméances de l'entrefer

Permettant ainsi la prise en compte de la chute de tension magnétique (f.m.m.) dans le fer [13]. Quand à la troisième hypothèse, il faut dire qu'elle est partagée par toutes les méthodes de modélisation tant les courants inter-barres sont difficiles à prendre en compte de façon locale.

I.4.2. Modélisation analytique par CEM C (CEMC-A)

Dans cette méthode, les inductances sont calculées analytiquement, Cette approche permet de prendre en compte les harmoniques d'espace les plus importants tout en réduisant le temps de calcul, les inductances n'étant plus calculées par intégration numérique. La prise en compte de ces harmoniques d'espace est effectuée grâce à un développement en série de Fourier de l'induction dans l'entrefer de la machine. Il en résulte une écriture en série de Fourier des expressions des inductances propres et mutuelles. Ces quelques harmoniques d'espace pris en compte dans l'expression des inductances induisent des harmoniques d'espace équivalents dans les courants de phases et dont l'analyse apporte une information pertinente pour le diagnostic des barres cassées au rotor de la machine asynchrone. [13]

I.4.3. Modèle a circuits internes équivalents (CIE)

Cette méthode de modélisation est basée sur la représentation de la machine en fonction des éléments d'un circuit électrique avec des résistances, des bobines, des condensateurs et des sources de tension ou de courant. La représentation discrète des caractéristiques électriques d'un enroulement statorique ou d'une barre rotorique est étroitement liée à l'estimation des paramètres résistifs et inductifs. L'effet d'isolement entre spires est associé à l'effet capacitif que nous négligerons compte tenu du domaine de fréquence étudié. La modélisation du stator par un circuit électrique

équivalent peut être obtenue à partir de la représentation de chaque spire du bobinage de manière indépendante. Pour ce faire, les paramètres tels que la résistance, l'inductance propre, l'inductance mutuelle par rapport aux autres spires du stator, l'inductance mutuelle par rapport aux mailles du rotor peuvent être obtenus en appliquant les lois élémentaires sur les circuits magnétiques. La représentation de la cage rotorique peut être obtenue à partir du modèle associé à chaque maille formée par deux barres et les segments d'anneau de court-circuit correspondants.

I.4.4. Méthode des réseaux de perméances (RNM)

La méthode des réseaux de perméances est basée sur la décomposition du circuit magnétique étudié en tubes de flux, chaque tube étant caractérisé par sa perméance.

A partir de cette décomposition, on construit un réseau de perméances, similaire à un circuit électrique, où les grandeurs mises en jeu sont le flux et les différences de potentiels magnétiques. Les sources de forces magnétomotrices (f.m.m) sont obtenues par la modélisation des couplages avec les circuits électriques externes. Dans le cas particulier de la machine asynchrone, les sources de f.m.m sont placées dans les dents statoriques et rotoriques et leurs valeurs dépendent directement du courant dans les bobinages concernés. [14].

Ainsi, la machine asynchrone peut être décomposée en une association de circuits élémentaires, composés d'une dent, d'une encoche et de la portion de culasse concernée. Un circuit élémentaire est modélisé par trois perméances (perméance de dent, perméance de culasse et perméance de fuite de pied d'encoche) et une source de (f.m.m) (Fig. I.12).

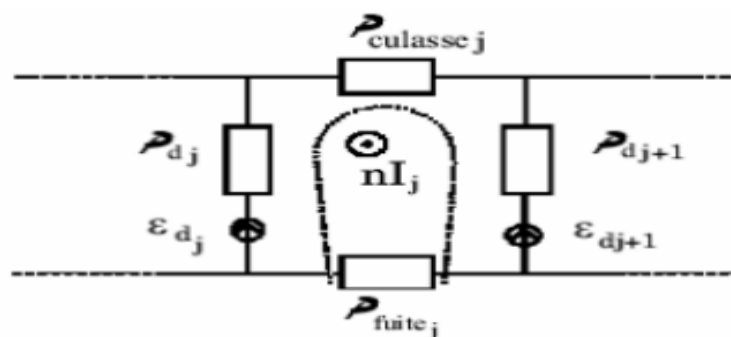


Fig. I.12. Réseau de perméances élémentaire autour d'une encoche statorique.

Toutes les valeurs de perméances sont calculées par le biais d'une simulation avec la méthode des éléments finis en magnétostatique et il est possible de prendre en compte la

saturation magnétique. La mise en équations, l'obtention et la résolution du système d'équations différentielles non linéaires qui décrit le comportement électromagnétique et dynamique du système, ont déjà été présentées dans [15] ainsi que le logiciel de simulation par réseaux de perméances couplés électriquement (SiRePCE) qui a été développé dans l'environnement MATLAB.

I.4.5. Méthode des éléments finis (MEF)

Si la méthode des réseaux de perméances permet d'introduire la saturation des matériaux magnétiques dans la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts augmentant du coup la précision du modèle par rapport à la méthode CEMC, la méthode des éléments finis, quant à elle, nous affranchit de la plupart des hypothèses

simplificatrices habituelles lors de la modélisation des machines électriques tournantes.

Cependant, compte tenu de sa grande consommation en temps de calcul, la MEF, dans le domaine du diagnostic de la machine asynchrone, est souvent utilisée dans le but de comprendre et de quantifier les conséquences locales d'un défaut sur les différents constituants de la machine [16, 13].

Ainsi et à titre d'exemple, la MEF est une méthode très bien adaptée à l'étude des effets locaux du défaut de rupture de barres de la cage rotorique. De même, la MEF sert à mieux appréhender les impacts magnétiques et thermique locaux du défaut de court-circuit inter-spères dans les phases statoriques.

I.5. PRESENTATION DES DIFFERENTES METHODES DE DIAGNOSTIC

Un système de diagnostic de défauts consiste en trois étapes :

- la détection (décider que le système est en défaut ou non) ;
- la localisation (déterminer quelle partie du système est affectée) ;
- l'identification (estimer l'ampleur et le type des défauts).

L'approche traditionnelle consiste à ajouter des capteurs pour obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système : c'est la redondance matérielle. L'inconvénient principal est le coût additionnel en équipement et en maintenance. Par opposition la redondance analytique consiste à développer des algorithmes de détection et localisation des défauts en utilisant les mesures disponibles sur le système. Ces algorithmes peuvent être ou non basés sur un modèle du système. Ils doivent bien sûr tenir compte des variations normales du comportement du système, des bruits de mesures, des perturbations

externes. Ainsi que des erreurs de modélisation, pour éviter les fausses alarmes ou les manques à la détection.

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées car elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Sur un problème un peu complexe, il n'est d'ailleurs pas rare de devoir utiliser plusieurs méthodes qu'on peut classer selon le schéma de la Figure (I.13). [17]

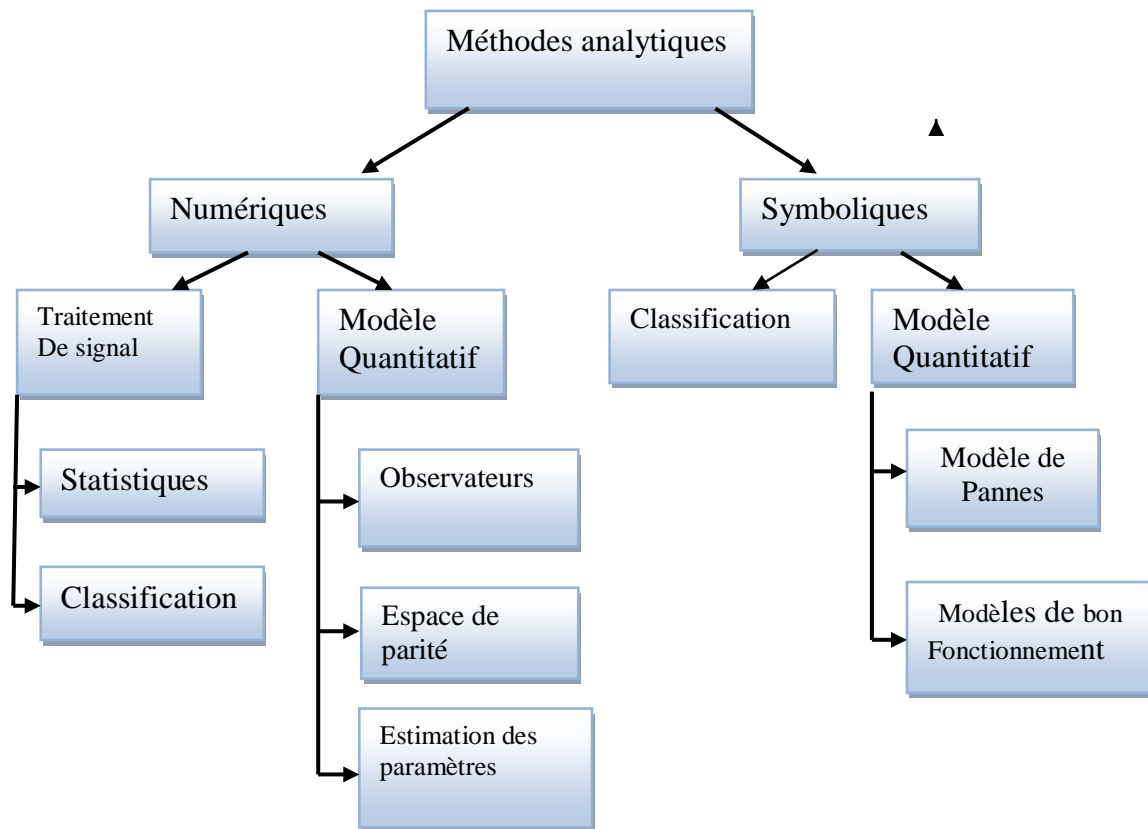


Fig.I.13.méthodes analytiques de diagnostic des défauts.

I.5.1. APPROCHE MODELE

Cette méthode est basée sur l'estimation des signaux non mesurables ou sur le suivi des paramètres durant le fonctionnement [18, 19, 20,21]. Elles supposent une connaissance approfondie du procédé sous forme de modèle numérique. Dans le cas de la machine asynchrone, une modélisation dans le référentiel triphasé ou biphasé équivalent est nécessaire.

Des paramètres (mécaniques ou électriques) de ces modèles sont relevés et utilisés pour avoir une signature des défauts. On teste la cohérence entre les mesures et les calculs des modèles par des grandeurs caractéristiques de l'état du procédé, appelées résidus. Le

vecteur des résidus, nul en fonctionnement normal, est comparé en ligne aux signatures de pannes. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue :

- le diagnostic par les observateurs [22]
- le diagnostic par redondance analytique (espace de parité)
- le diagnostic par estimation paramétrique [22, 23, 24].

I.5.1.1. Diagnostic à l'aide des observateurs

Le principe de cette méthode est d'utiliser les erreurs d'estimation sur les sorties comme résidus. L'objectif est de construire des résidus structurés c'est-à-dire menant à la localisation des défauts. Dans certains cas l'utilisation de plusieurs observateurs, mis en batterie, peut être nécessaire pour garantir la localisation des défauts. [28] le schéma de la figure (I.14) représente le principe de cette méthode.

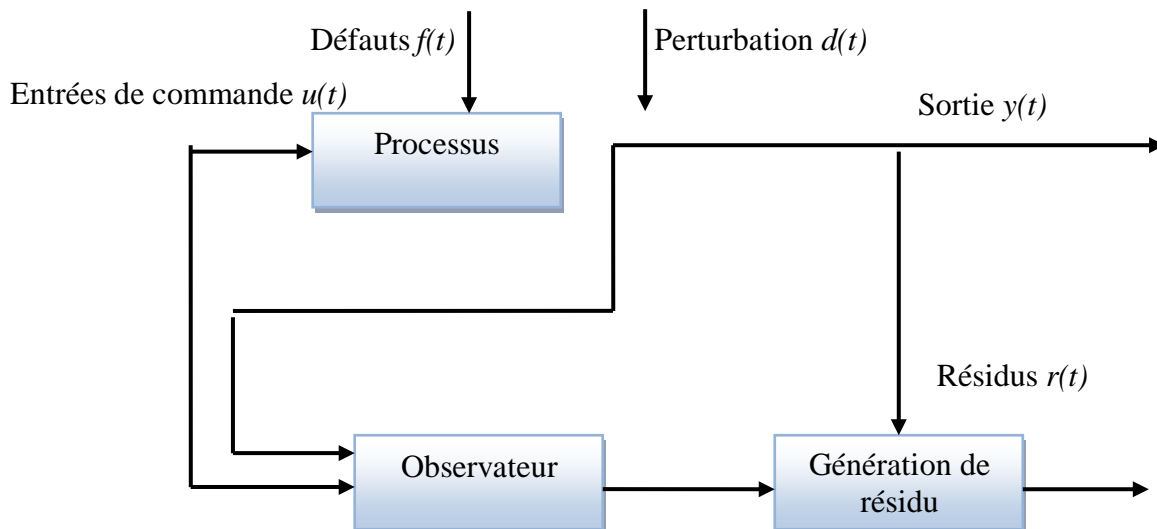


Fig .I.14. Méthodes de diagnostic par les observateurs

I.5.1.2. Diagnostic par redondance analytique (espace de parité)

Comme pour les observateurs, la redondance analytique et la projection dans l'espace de parité sont basées sur l'exploitation des résidus issus du modèle de bon fonctionnement. La philosophie de cette approche est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité [26].

I.5.2. 3. Diagnostic par estimation paramétrique

La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique consiste à identifier les paramètres physiques (ou structuraux lorsque les grandeurs physiques ne sont pas accessibles) contenus dans le modèle de connaissance du système. Ce modèle mathématique doit contrairement au cas précédent, pouvoir caractériser les fonctionnements sains et en présence de défaut. Un défaut étant à l'origine d'une variation paramétrique, l'estimation des paramètres du modèle permet d'indiquer la présence d'un déséquilibre dans la machine. Quant aux algorithmes d'identification paramétrique, ils doivent respecter deux contraintes très restrictives et fortement corrélées :

- une excitation persistante très riche, difficilement compatible avec un procédé en fonctionnement ;
- un nombre limité de paramètres à estimer.

Comme exemple, on peut citer le suivi des paramètres électriques de la machine asynchrone qui permet de détecter des défauts rotorique [25 ,27] et des courts-circuits statorique

I.5.2. APPROCHE SIGNAL

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'existence de caractéristiques propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé.

L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations. Ces symptômes sont la manifestation apparente d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone pouvant être utilisées pour le diagnostic sont :

- les courants absorbés,
- le flux de dispersion,
- les tensions d'alimentation,
- la tension du neutre (neutre alimentation - neutre machine),
- le couple électromagnétique,
- la vitesse rotorique, les vibrations.

Les outils de traitement du signal font appel à des méthodes statistiques (changement de moyenne, rupture de modèle, analyse spectrale , analyse temps-fréquence ondelettes [21]) ou bien à des méthodes de reconnaissance de formes [22] qui permettent de classer les signatures de défauts. Il faut dans ce cas disposer de suffisamment d'expériences pour pouvoir constituer une base d'apprentissage. C'est dans ce cadre qu'entrent les réseaux de neurones. Les approches de classification se retrouvent également si l'on caractérise les situations avec des attributs symboliques.

I.6. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons montré que les principaux éléments de la constitution d'une machine asynchrone triphasée peuvent présenter des défaillances qui peuvent induire un arrêt intempestif de la machine, aussi des études statistiques ont été présentées pour illustrer l'impact de ces défauts dans le domaine industriel , et dans la deuxième partie différentes méthodes de modélisation fine de la machine asynchrone triphasée à cage en présence des défauts ont été présentées. En fin nous avons donné un état de l'art sur les méthodes de diagnostic de la MAS.

L'objectif de deuxième chapitre est la simulation de la machine asynchrone saine en défaut.

II.1. INTRODUCTION

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur le prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défauts et elles apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Parmi les approches de modélisations existantes, nous allons baser sur la méthode des éléments finis.

Dans ce chapitre nous allons présenter la simulation de par la méthode des éléments finis (MEF) sous logiciel Flux 2D[®] de la machine asynchrone saine et avec des défauts de rupture des barres au rotor.

La simulation de la rupture d'une barre, dans notre modèle consiste, à supprimer le conducteur associé à la barre dans le circuit électrique et la surface correspondante dans la géométrie est remplie par un matériau non magnétique,

II.2. METHODE DES ELEMENTS FINIS

Cette méthode est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Les informations fournies par ce type de simulation sont d'une grande précision et elles nous apportent la prise en compte de la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques, lorsque le problème est correctement posé (géométrie, physique, lien avec les équations de circuit...) et que l'on utilise le mode de résolution adéquate (magnétostatique, magnétodynamique, magnétique évolutif). D'autre part, d'un point de la machine (fréquence et flux magnétisant), en modifiant, directement, les paramètres dans le programme du calcul (Logiciel) d'où une grande souplesse d'utilisation.

Dans les machines électriques les équations qui régissent le champ électromagnétique sont les équations de Maxwell associées aux relations constitutives du milieu considéré. On les définit comme suit : [29]

- Les relations de couplage électromagnétique

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

- Les relations de la conservation des flux :

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II.3})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.4})$$

- la relation régissant les propriétés des matériaux magnétiques :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.5})$$

- La relation de la loi d'Ohm :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.6})$$

Où :

\vec{H} : Champ magnétique (A/m)

\vec{E} : Champ électrique (V/m)

\vec{B} : Induction magnétique (T)

\vec{B}_r : Induction rémanente des aimants (T)

\vec{J} : Densité de courant totale (A/m²)

μ : Perméabilité magnétique (H/m)

σ : Conductibilité électrique (Ω⁻¹m⁻¹)

e : Numéro d'élément.ne : Le nombre totale des éléments du domaine (Ω).

II.2.1. Le modèle employé

Selon les résultats escomptés et le temps de simulation dont on dispose, trois modes de résolutions peuvent être employé :

II.2.1.1. Le mode magnétostatique

Ce mode ne pourra donc être utilisé que pour simuler un instant donné d'un fonctionnement essentiellement à vide (sans courant induits) de la machine car il impose de connaître les valeurs des courants dans les différentes barres du rotor. On s'en servira essentiellement pour la détermination de l'inductance magnétisante du moteur. Dans ce mode les sources sont indépendantes du temps.

Le terme $\frac{\partial B}{\partial t} = 0$

Par conséquent, les équations du modèle deviennent :

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.7})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.8})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.9})$$

La condition (II.8) permet de définir une fonction en vecteur potentiel \mathbf{A} telle que :

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (\text{II.10})$$

Pour que \mathbf{A} soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. On ajoute alors la condition $\text{div}(\mathbf{A}) = 0$ appelée jauge de Coulomb. Qui vérifiée automatiquement l'unicité de la solution. Par la substitution de (II.10) et (II.9) dans (I.7) nous obtenons l'équation électromagnétique en magnétostatique, exprimée par le système d'équations suivant:

$$\text{rot}(v \cdot \text{rot} \vec{A}) = \vec{J} + \text{rot}(v \cdot \vec{B}_r) \quad (\text{II.11})$$

Où :

$$v = \frac{1}{\mu} : \text{est la réflectivité magnétique.}$$

II.2.1.2. le mode magnétodynamique

Ce modèle s'applique aux dispositifs qui ont des sources du courant ou de la tension variant en fonction du temps, Le terme $\frac{\partial B}{\partial t}$ n'est pas nul.

Et qui suppose la densité de courant sinusoïdale, et simuler en régime permanent. Ce qui permet d'obtenir des valeurs convenables du courant efficace. Ce mode pourra être utilisé pour étudier un schéma équivalent de la machine. le système à résoudre est le suivant :

$$\text{rot}(v \cdot \text{rot} \vec{A}) + j\omega \sigma \vec{A} = \vec{J} \quad (\text{II.12})$$

$$\omega = 2\pi f : \text{pulsation électrique (rad.s}^{-1}\text{)}, j : \text{unité imaginaire (i}^2 = -1\text{)}$$

II.2.1.3. Le mode magnétique transitoire

Est le plus complet. Il traduit fidèlement la rotation du moteur. Dans ce cas l'alimentation est en courant transitoire, le traitement du système précédentes des équations caractéristiques, nécessite une discrétisation pas à pas dans le temps.

Donc le système à résoudre est le suivant :

$$\text{rot}(v \cdot \text{rot} \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{rot} \vec{B}_r + \sigma \text{grad} V = 0 \quad (\text{II.13})$$

II.2.2. Principe de la méthode des éléments finis

Le principe fondamental de la méthode des éléments finis réside dans le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie. Sur chaque domaine appelé élément fini, Le vecteur potentiel, dans un élément de découpage peut être approchée par des fonctions d'approximations (dites fonctions de formes), dont l'expression varie d'un type à un autre. Ces fonctions d'approximations doivent assurées la continuité du potentiel aux interfaces des éléments. La majorité des formes d'approximations du potentiel dans un élément sont des approximations polynomiales [30].

Pour élément triangulaire :

$$\mathbf{A}_e(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbf{a} + \mathbf{bx} + \mathbf{cy} \quad (\text{II.14})$$

Pour les éléments quadrilatéraux :

$$\mathbf{A}_e(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \mathbf{a} + \mathbf{bx} + \mathbf{cy} + \mathbf{dxy} \quad (\text{II.15})$$

Les constantes a b c et d sont à déterminer. Le potentiel A_e est en générale non nul dans l'élément et nul ailleurs. La valeur approchée du potentiel dans un point du domaine (Ω) de résolution est donnée par :

$$A(x, y) = \sum_{e=1}^{ne} A_e(x, y) \quad (\text{II.17})$$

e : Numéro d'élément.

ne : Le nombre totale des éléments du domaine (Ω).

Le potentiel en tous points d'un élément ainsi que la densité de courant sont parfaitement définis par les valeurs des potentiels de ses trois sommets (Fig. II.1).

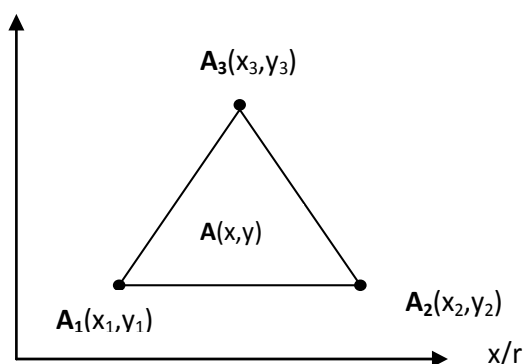


Fig. II.1. Fonction d'interpolation d'un élément.

II.2.3. Logiciel de résolution

Les logiciels à éléments finis modernes sont souvent à structure modulaire où les différentes étapes de résolution : introduction des données géométriques et des propriétés physiques ; maillage ; résolution ; exploitation des résultats ; sont séquentiellement exécutées [30].

Toutefois, en utilisant une méthode des éléments finis conventionnelle, il serait difficile de calculer les performances de la machine tenant compte à la fois des courants de Foucault induits dans les conducteurs massifs, des non-linéarités des matériaux magnétiques et des sources externes.

C'est dans cette perspective que nous avons opté pour une nouvelle formulation, mieux adaptée pour notre problème : il s'agit d'une méthode dite directe permettant de résoudre simultanément les équations couplées du champ magnétique et des circuits électriques. Cette formulation est implantée dans le logiciel d'éléments finis Flux 2D que nous allons présenter dans ce qui va suivre.

II.2.4. Structure du Flux 2D

C'est un logiciel de modélisation par éléments finis prenant en compte les phénomènes magnétiques et thermiques et permettant des régimes évolutifs. C'est donc un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. Nous ne détaillerons pas son fonctionnement car des tutoriaux sont très bien conçus et ce n'est pas le propos.

Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage. la résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés [31] :

- *Module Construction*

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie et le maillage du dispositif à étudier (geometry&physics), de choisir et de construire une banque de matériaux (Materialsdatabase) et de définir le schéma et les données du circuit électrique (Circuit).

- *Module SolvingProcess*

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (Direct) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

- *Module Analysis*

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

II.2.5. Enchaînement de base dans Flux 2D®

De façon générale, l'enchaînement des programmes de Flux 2D, doté d'une interface schématisé par la figure (II.2).

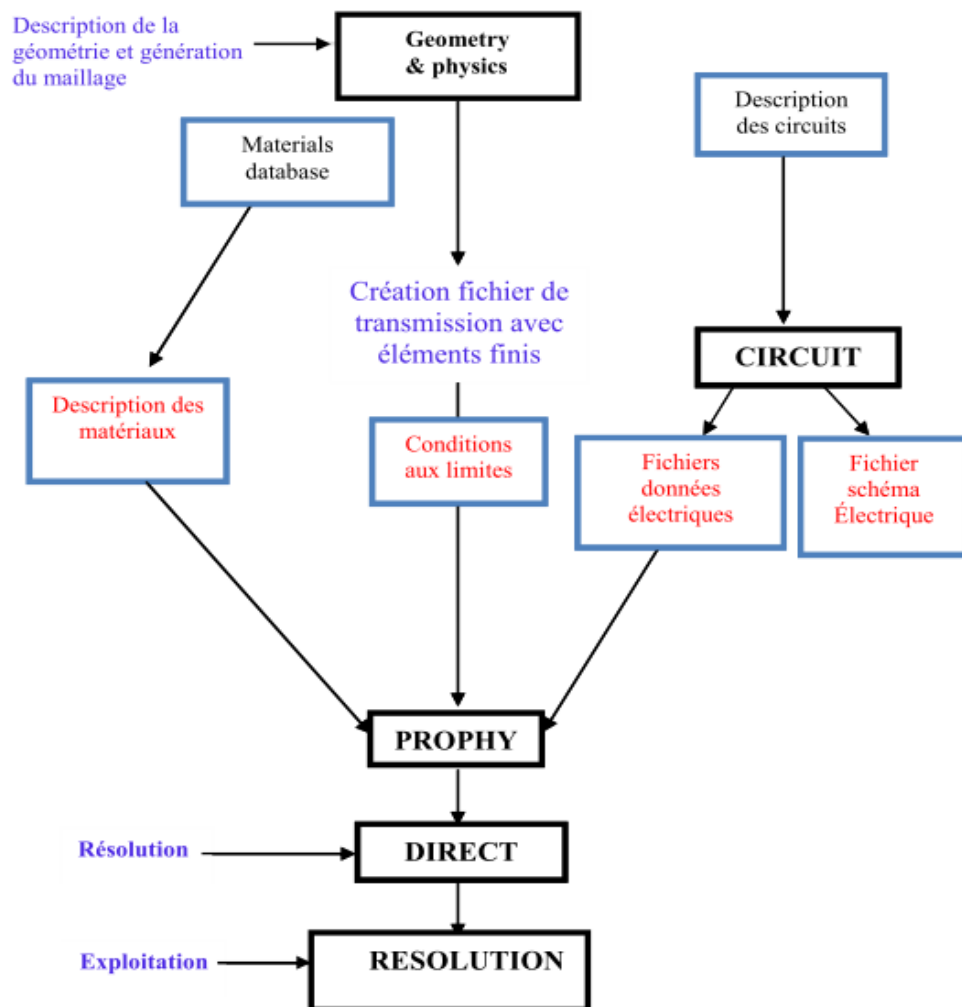


Figure .II.2. Schéma des différents modules du logiciel Flux.2D

On utilisera le logiciel flux sous sa forme 2D bien que l'inclinaison des encoches ainsi que les effets d'extrémités nécessiteraient pour une étude précise une présentation 3D. Les raisons de ce choix sont simples :

- Le temps de simulation est bien plus long encore en 3D qu'en 2D.
- L'influence de l'inclinaison des encoches n'est pas le but principal de notre étude.
- Les effets d'extrémités sont modélisés par des inductances et résistances calculées de façon analytique. Cette méthode semble relativement précise si l'on la compare à des simulations sous Flux3D, [32].

II.3. APPLICATION A LA SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données au tableau II.1 [33]

<i>Partie</i>	<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>	<i>unité</i>
<i>Machine</i>	<i>Puissance nominale</i>	7.5	<i>kW</i>
	<i>Tension nominale</i>	380	<i>V</i>
	<i>Vitesse nominale</i>	2898	<i>tr/min</i>
	<i>Nombre de pôles</i>	2	
	<i>Fréquence</i>	50	<i>Hz</i>
	<i>Longueur active</i>	125	<i>mm</i>
<i>Stator</i>	<i>Nombre de phases</i>	3	
	<i>Type de connexion</i>	Y	
	<i>Nombre d'encoches</i>	24	
	<i>Diamètre interne</i>	120	<i>mm</i>
	<i>Diamètre externe</i>	212	<i>mm</i>
<i>rotor</i>	<i>Diamètre externe</i>	119	<i>mm</i>
	<i>Diamètre interne</i>	40	<i>mm</i>
	<i>L'épaisseur de l'entrefer</i>	0.5	<i>mm</i>
	<i>Nombre de barres</i>	20	

Tableau II.1. Caractéristique de la machine étudiée.

La figure(II.3) définit le domaine de calcul du champ électromagnétique dans la machine.

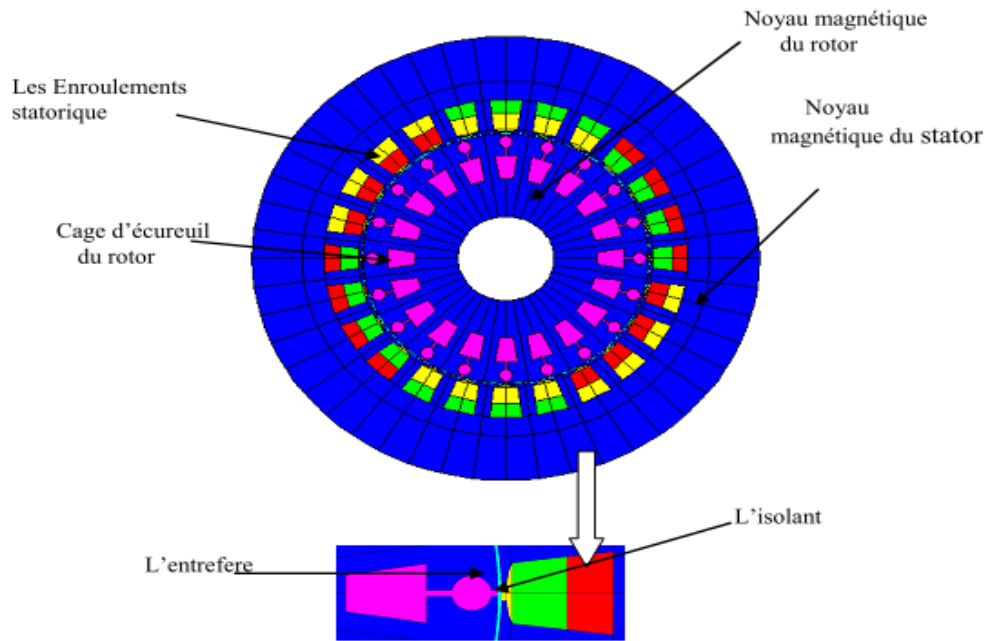


Fig. II.3. Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique

La figure (II.4) représente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine

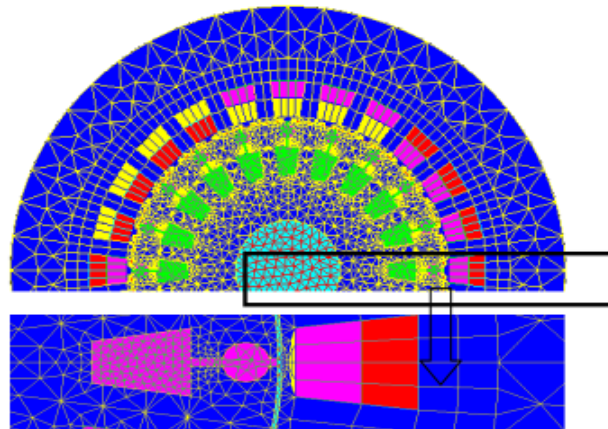


Fig. II.4. Répartition du maillage.

Le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer puisque dans cette région se développe l'énergie électromagnétique. Par contre le maillage est plus grossier vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse pour alléger les temps de calcul sans perte sensible d'information. La carcasse externe de la machine étant conductrice et généralement reliée à la terre, lors de nos simulations nous appliquons la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul.

II.3.1. couplage avec les équations de circuit

Pour représenter fidèlement le moteur, il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court circuit) Le circuit électrique (Fig. II.5) .les sources de tension d'alimentation (V_U, V_V, V_W), Le bobinage statorique (B_U, B_V, B_W), les Inductances de fuite, (L_U, L_V, L_W), les Résistances de chute de tension dans les réseaux (R_U, R_V, R_W), R_1, R_2, R_3 : représentent les résistances des voltmètres pour mesurer la tension statorique

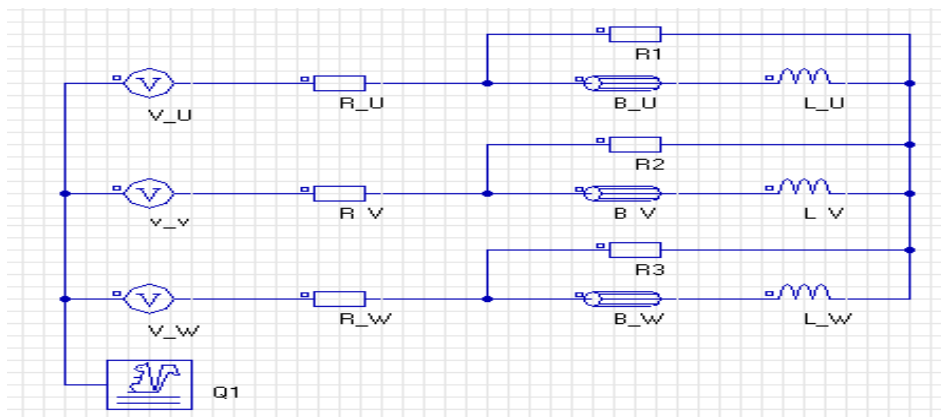


Fig. II.5. Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie

Q1 : est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D[®]) utilisé pour modéliser la cage d'écureuil de la machine, c'est un circuit fermé contient des barres rotorique (Fig. II.6) (Barre k), résistances (R_{ik}) inductances de fuite ($L_{\sigma ik}$), correspondent aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes)

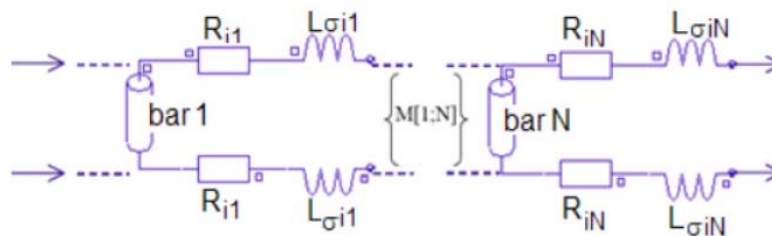


Fig. II.6. circuit équivalent de la cage rotorique

Ce lien est utilisé car les simulations envisagées visent à reproduire les variations du moteur lors d'un fonctionnement en charge. Les courants induits au rotor ne pourront donc plus être négligés comme c'était le cas à vide, il est donc indispensable de modéliser les

courts-circuits de la cage. De plus, cette méthode permet d'alimenter directement le moteur en tension et non pas en courant comme il faudrait le faire sans ce couplage.[34]

II. 4. RESULTATS DE SIMULATION PAR LA MAGNETO DYNAMIQUE

(MACHINE SAIN)

II.4.1. caractéristique de simulation

Dans ce mode de fonctionnement, il faut déterminer les valeurs de la fréquence d'alimentation et du glissement. On utilisera le couplage avec les équations de circuit qui permettent de simuler les courts-circuits de la cage. On rappelle les avantages et limiter de la magnétodynamique

Avantage :

- simplicité de mise en œuvre
- gain de temps et d'espace mémoire par rapport à la résolution évolutive
- la prise en compte des courants induits.

Inconvénients :

- utilisation possible uniquement pour le régime permanent
- toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à même fréquence.

Le mouvement du rotor n'est pas «physiquement» prise en compte. Cela aboutit à des courants statorique parfois déséquilibrés car les harmoniques des espaces ne sont pas prises en compte. [35]. Les simulations magnéto-harmoniques de Flux2D[®] de la machine asynchrone sont effectuées pour des valeurs constantes de glissement (valeurs constantes de vitesse rotoriques),

II. 4.1.1. Résultats graphiques

Le résultat de simulation ci-dessous représente : la Répartition des lignes équiflux Figure (II.7) et l'induction dans le circuit magnétique Figure (II.8). les figures (II.9, et II.10) représentent respectivement La densité de courant dans les barres de rotor lors de démarrage du moteur, et pour le fonctionnement nominale.

Nous remarquons bien la présence une paire de pôles. La distribution des lignes est quasi symétrique par rapport aux axes des pôles. Les lignes de flux entre le stator et le rotor sont Légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor. La répartition de l'induction est, elle aussi, quasi-symétrique, nous remarquons que le courant dans les barres au démarrage est plus grand a celui au fonctionnement nominale.

II. 4.1.2. Caractéristiques de la machine en fonction de glissement

Les résultats ci-dessous représentent une analyse magnétodynamique pour magnétodynamique: $g=[0.001,0.01,0.02,0.03,0.04,0.06,0.09,0.12,0.14,0.16,0.18,0.2]$,. Les figures (II.11, 12, 13) représentes respectivement, les caractéristiques de couple et du courant en fonction de glissement, le diagramme cercle de la machine

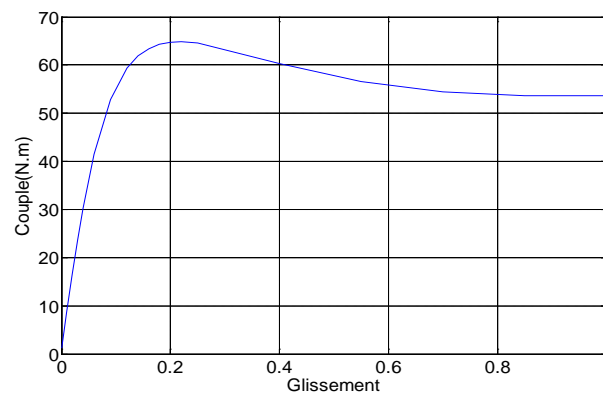


Fig. II.11. Le couple en fonction de glissement

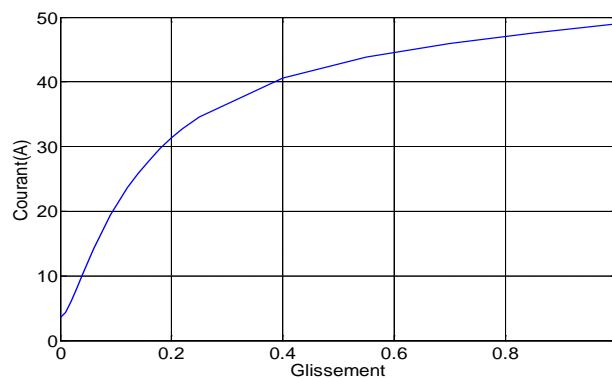


Fig. .II.12. Le courant en fonction de glissement

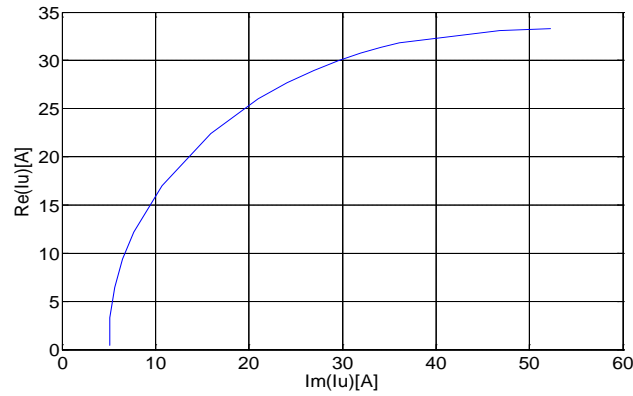


Fig. II.13. Diagramme de cercle.

Ce calcul offre également la possibilité d'évaluer les caractéristiques suivantes du moteur :

- le courant I_{1s} et le couple électromagnétique de démarrage du moteur M_{es} , c.-à-d., pour glissement $g = 1$.
- le glissement critique g_m et la valeur du couple électromagnétique correspondant M_{em} .

Les valeurs relatives de ces quantités en par rapport aux valeurs nominales (M_{en} et I_{1n}) sont montrées dans le tableau II.4

g_m	M_{em} / M_{en}	M_{es} / M_{en}	I_{1s} / I_{1n}
0.25	2.44	1.96	5.5

Tableau II.2. Les valeurs relatives par rapport aux valeurs nominales.

Le tableau (II.3) Contient les caractéristiques du moteur pour le fonctionnement nominal.

gn	N_n [tr \min]	I_{1n} [A]	M_{en} [N.m]	P_{2n} [kW]	P_{j1n} [W]	P_{j2n} [W]	cosφ	η
0.034	2898	8.89	25.86	7.5	365 .1	277 .2	0.84	0.87

Tableau II.3. Caractéristiques du moteur pour le fonctionnement nominal.

II.5. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN DEFAUT (CASSURE DES BARRES ROTORIQUES)

Les cassures des barres sont les défauts les plus fréquents au rotor. Leurs simulations permettent d'identifier les signatures de ces défauts et de prévoir les détériorations générées dans la machine. Pour illustrer le défaut de cassure des barres, nous avons effectué la simulation du moteur dans les différents cas ; de un à cinq barres cassées. La figure (II.14) représente la distribution des lignes de flux dans la machine qui fait apparaître le déséquilibre provoqué par la rupture de barres. Pour un moteur sain, les courants dans les barres entraînent une répartition symétrique des lignes de flux autour de chaque pôle.

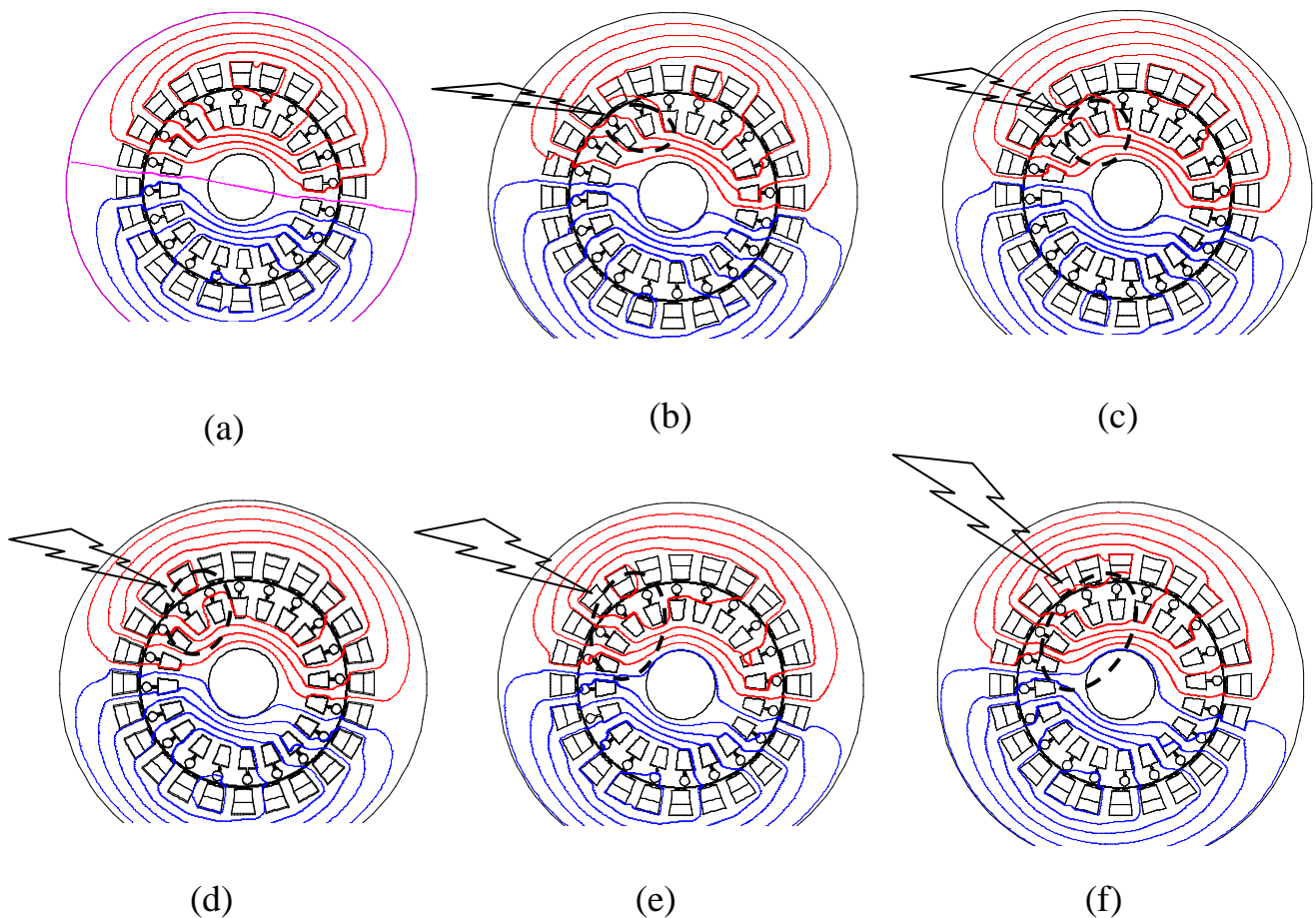


Fig. II.14 : Répartition des lignes équiflux : (a) machine saine, (b) une barre cassée, (c) deux barres cassées, (d) trois barres cassées, (e) quatre barres cassées, (f) cinq barres cassées

Les distributions de l'induction (Fig. II.15) montrant aussi l'accentuation de déséquilibre lors de l'apparition des défauts. Nous remarquons qu'autour du défaut, l'induction est relativement élevée. Au stator, l'induction est totalement déséquilibrée entre les pôles de la.

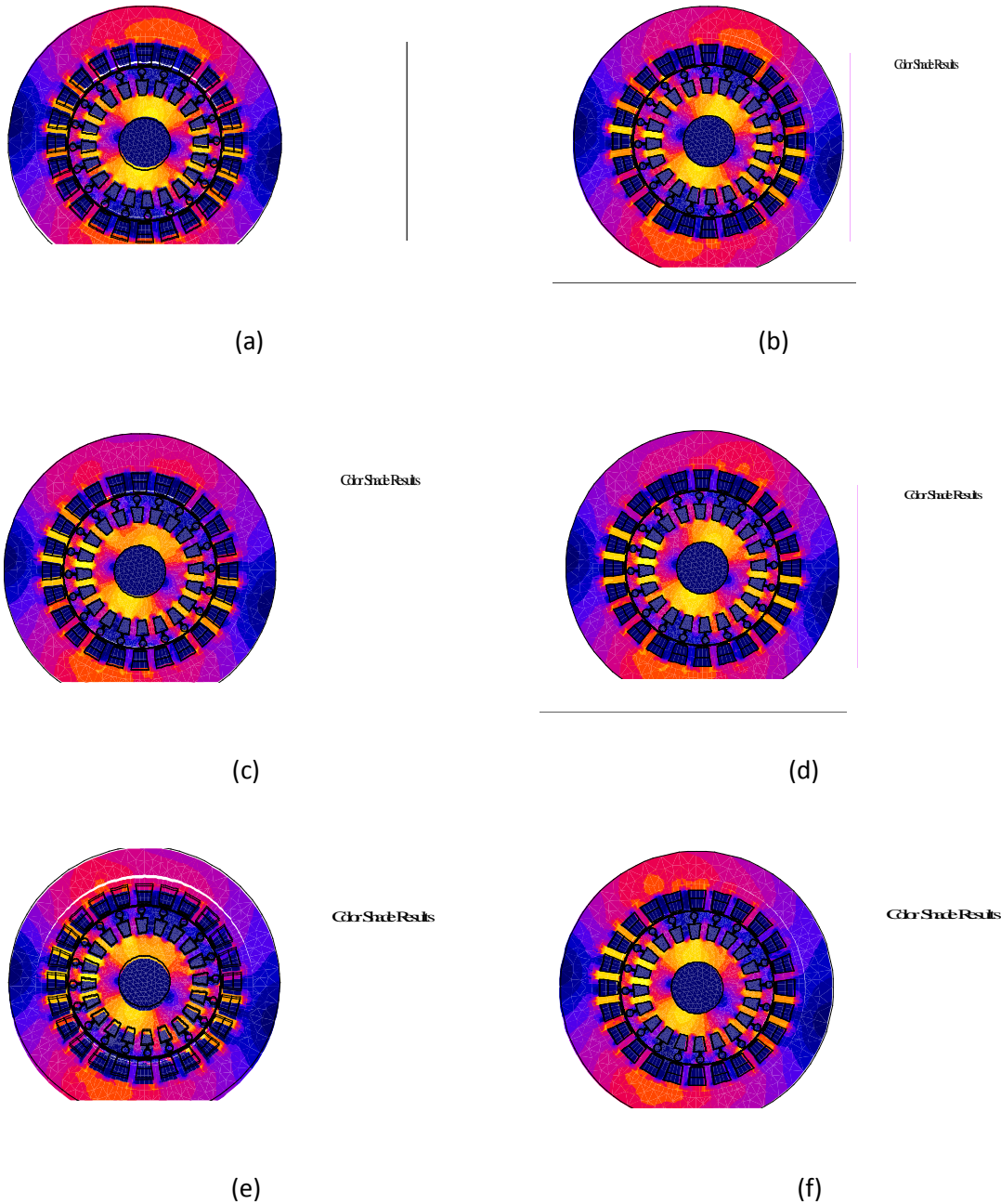


Fig. II.15. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique : (a) machine saine, (b) une barre cassée, (c) deux barres cassées, (d) trois barres cassées, (e) quatre barres cassées, (f) cinq barres cassées.

La figure .II.16 représente la répartition du courant dans les barres rotoriques en fonctionnement nominale pour la machine saine et avec rotor infecté. On remarque l'augmentation du courant rotorique lors de l'apparition des défauts, surtout dans les barres adjacentes aux barres cassées.

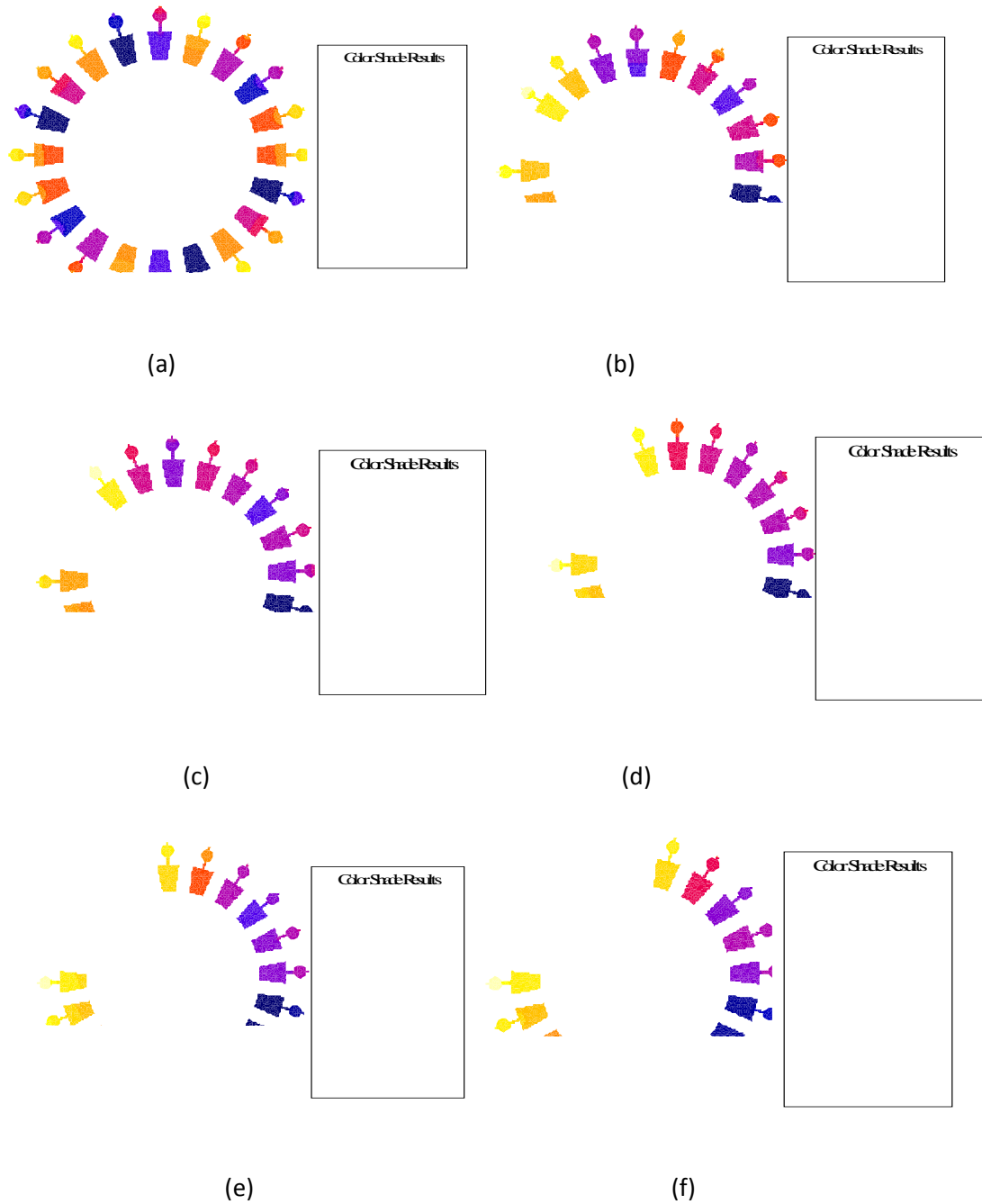


Fig. II.16 .Répartition du courant dans les barres :(a) machine saine, (b) une barre cassée, (c) deux barres cassées, (d) trois barres cassées, (e) quatre barres cassées, (f) cinq barres cassées.

Les figures (II.17, 18) illustrent bien l'augmentation des grandeurs locales (vecteur potentiel et la densité du flux) en fonction des nombre barres cassées.

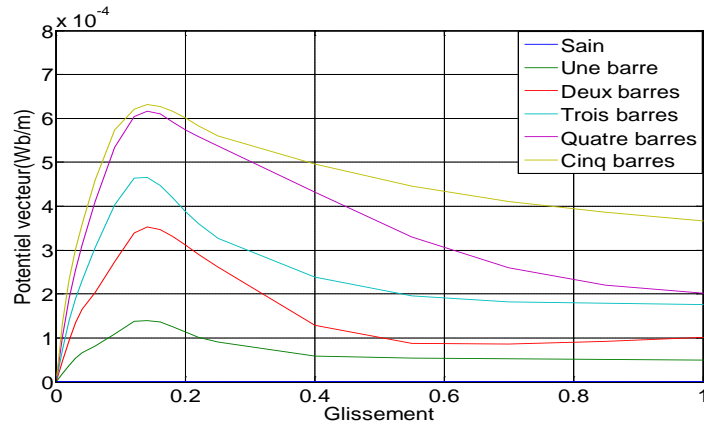


Fig.II.17. Vecteur potentiel en fonction du glissement.

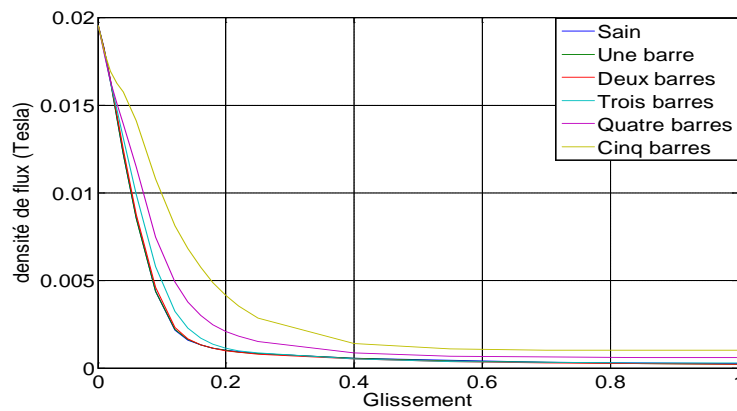


Fig. II.18. Densité du flux en fonction du glissement.

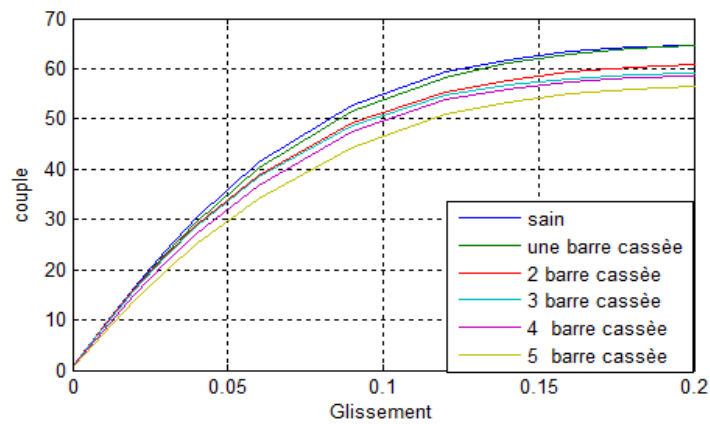


Fig. II.19. Couple en fonction de glissement

La comparaison de la caractéristique du couple en fonction du glissement d'une machine saine et avec les caractéristiques de la machine en présence des cassures d'une et de plusieurs barres, (Fig. II.17,II.18). On remarque que le couple est nettement diminué en fonction du nombre des barres cassées.

La figure(II.20) représente le diagramme de cercle de la machine en fonctionnement sain et en défaut. Nous remarquons bien la dégradation du point de fonctionnement de la machine fonction des nombres barres cassées.

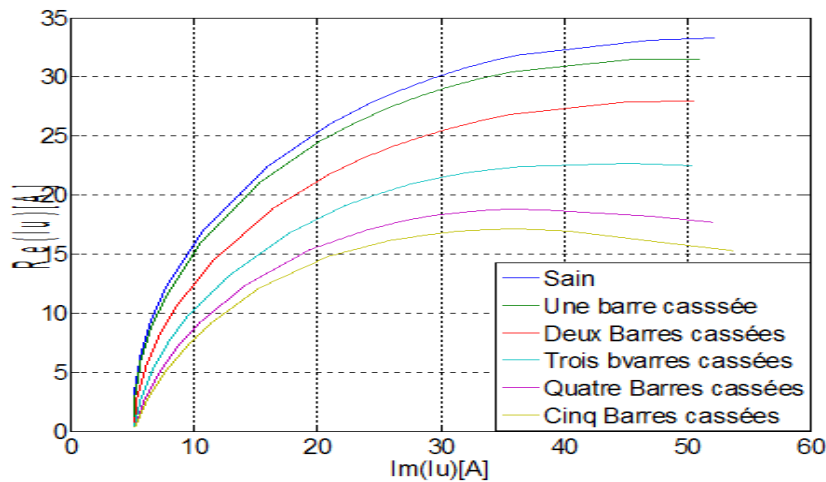


Fig. II.20. Diagramme de cercle.

II.6. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté un modèle numérique de la machine asynchrone, basé sur la méthode des éléments finis, sous l'environnement Flux 2D[®].

Nous avons simulé la machine asynchrone à cage saine en 2 dimensions (2D). Et nous avons visualisé la répartition des lignes équipotentiels et l'induction électromagnétique.

Egalement nous avons simulé la machine en formulation magnétodynamique, on extrait les différentes caractéristiques telles que le diagramme du cercle et la caractéristique du couple en fonction de glissement.

Par la suite, nous avons passé à la simulation de la machine asynchrone avec rupture des barres, la simulation en magnétodynamique nous ont permis d'étudier l'influence des défauts sur les points suivants :

- La distribution des lignes de champs et l'induction magnétique.
- La variation du courant dans les barres rotoriques.

- Les grandeurs locales, et globales dans la machine (vecteur potentiel, densité de flux, courant, couple).

Enfin l'analyse présentée par la méthode des éléments finis montre que c'est une méthode efficace et peu coûteuse pour étudier l'influence des défauts rotorique sur le comportement des machines asynchrones, et nous a permet de comprendre et de quantifier les conséquences locales des défauts au rotor.

III.1. INTRODUCTION

Le but de l'identification paramétrique est d'estimer les paramètres d'un modèle mathématique, de façon à obtenir une représentation satisfaisante du système réel étudié.

Dans ce genre d'identification nous retrouvons aussi différentes techniques. L'une d'elles est appelée « identification heuristique », elle se base sur la détermination des paramètres d'une fonction de transfert en ayant à disposition la réponse du système à un échelon d'entrée. Cette technique peut être suffisante pour des systèmes simples. Une autre technique appelée « régression linéaire » est utilisée dans la méthode des moindres carrés simples. Nous retrouvons aussi les méthodes récursives ainsi que les méthodes basées l'erreur de prédiction et l'erreur de sortie [36].

Dans ce chapitre, nous allons présenter la méthode à erreur de sortie appliquée à l'estimation paramétrique d'une machine asynchrone saine, et avec défauts au rotor en utilisant la caractéristique du couple en fonction de glissement.

III.2. PRINCIPE DE LA METHODE A ERREUR DE SORTIE

La méthode d'erreur de sortie repose sur la définition d'un modèle mathématique, issu des lois de connaissance en fonction d'un certain nombre des paramètres auxquels on peut attribuer une signification plus ou moins physique que l'on compare au système réel, [29].

Pour simplifier la présentation, on présente le principe de la méthode dans le cadre d'un système mono-entrée mono-sortie. La méthodologie générale est présentée sur le schéma de la figure (III.1).

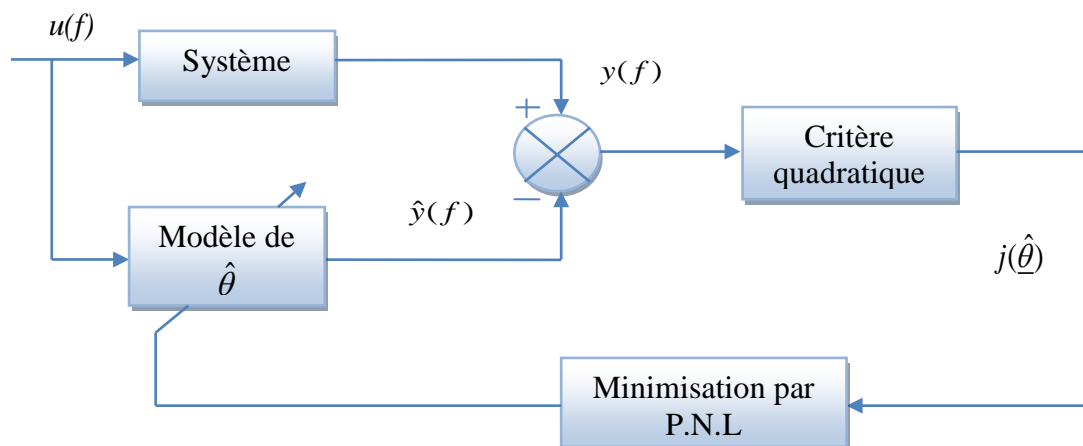


Fig.III.1 Principe de la méthode à erreur de sortie

Dans la suite du chapitre, on notera $\underline{\theta}$ l'ensemble des paramètres qui ont une signification physique et qui caractérisent le procédé que l'on souhaite identifier.

Le principe de la méthode est consisté à simuler la sortie $\hat{y}(f)$ à partir de la connaissance de l'excitation $u(f)$ et de la structure du modèle. Puis on compare la sortie accessible à la mesure $y(f)$ à la sortie estimée $\hat{y}(f)$ par un critère quadratique qu'on cherche à minimiser par adaptation des paramètres $\hat{\underline{\theta}}$ du modèle mathématique de système [29]. Cette adaptation se fait jusqu'à l'obtention des paramètres optimaux correspondant au protocole d'excitation donné.

Soit un modèle d'état d'ordre n décrivant la réponse $y(f)$ d'un système à excitation $u(f)$, dépendant du vecteur paramètres $\underline{\theta}$:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = g(\underline{x}, \underline{\theta}, u) \\ y = f(\underline{x}, \underline{\theta}, u) \end{cases} \text{ Avec } \begin{cases} \dim(x) = n \times 1 \\ \dim(\underline{\theta}) = n_p \times 1 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où : f et g sont des lois mathématiques issues des lois physiques et ne sont pas, nécessairement linéaires.

En remplaçant $\underline{\theta}$ par une estimation de $\hat{\underline{\theta}}$, il est possible de simuler les échantillons de la sortie estimée \hat{y}_k par intégration numérique du système différentiel :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = g(\underline{x}, \hat{\underline{\theta}}, u) \\ \hat{y} = f(\underline{x}, \hat{\underline{\theta}}, u) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

On définit alors l'erreur d'estimation de la sortie par :

$$\varepsilon_k = y_k^* - \hat{y}_k(u_k, \hat{\underline{\theta}}) \quad (\text{III.3})$$

La valeur optimale $\hat{\underline{\theta}}_{opt}$ de $\hat{\underline{\theta}}$ est obtenue par un algorithme d'optimisation itératif, à l'aide de techniques de programmation non linéaire (P.N.L) [36,37] permettant de minimiser le critère quadratique :

$$j(\hat{\underline{\theta}}) = \sum_{k=1}^k \varepsilon_k^2 = \sum_{k=1}^k (y_k^* - \hat{y}_k(u_k, \hat{\underline{\theta}}))^2 \quad (\text{III.4})$$

La recherche de l'optimisation s'effectue par des méthodes analytiques et nécessite les connaissances des dérivées premières ou secondes du critère par rapport aux paramètres. Parmi ces méthodes, nous présentons la méthode du Gradient puis la méthode de Levenberg-Marquardt.

La forme itérative générale des algorithmes d'optimisation est la suivante :

$$\hat{\underline{\theta}}_{i+1} = \hat{\underline{\theta}}_i + \alpha \underline{d}_i \quad (\text{III.5})$$

Où \underline{d}_i est la direction de recherche déterminée à partir de l'information sur $j(\hat{\underline{\theta}})$ déterminée à l'itération i et α une constante positive donnée telle qu'une décroissance appropriée de $j(\hat{\underline{\theta}})$ soit obtenue.

III.2.1. La méthode du gradient

La méthode du gradient ou « méthode de la plus grande pente » est une technique qui consiste à se déplacer selon la ligne de plus grande pente, dans la direction opposée au gradient. Elle s'exprime

$$\hat{\underline{\theta}}_{i+1} = \hat{\underline{\theta}}_i - \lambda \underline{j}'_{\underline{\theta}}(\hat{\underline{\theta}}_i) \quad (\text{III.6})$$

Où λ représente un scalaire positif qui règle la rapidité de convergence de l'algorithme et $\underline{j}'_{\underline{\theta}}(\hat{\underline{\theta}}_i)$ le vecteur Gradient de dimension $(n_p \times 1)$ s'exprime par :

$$\underline{j}'_{\underline{\theta}} = -2 \sum_{k=1}^k \varepsilon_k \underline{\sigma}_{y_k, \underline{\theta}} \quad (\text{III.7})$$

Où $\underline{\sigma}_{y_k, \underline{\theta}}$ Désigne le vecteur des fonctions de sensibilité défini par :

$$\underline{\sigma}_{y_k, \underline{\theta}} = \frac{\partial \hat{y}_k}{\partial \underline{\theta}} \quad (\text{III.8})$$

Si le coefficient est proche de zéro, la stabilité est assurée, au détriment de la vitesse de convergence qui devient extrêmement lente au voisinage de l'optimum.

Le vecteur Gradient peut s'exprimer sous forme matricielle :

$$\underline{j}'_{\underline{\theta}} = -2 S_{\underline{\theta}} \underline{\varepsilon} \quad (\text{III.9})$$

Où $S_{\underline{\theta}}$ désigne la matrice $(k \times n_p)$ des fonctions de sensibilités et $\underline{\varepsilon}$ le vecteur $(k \times 1)$ des erreurs d'estimations tels que :

$$S_{\underline{\theta}} = \begin{bmatrix} \underline{\sigma}_{y_1, \underline{\theta}}^T \\ \vdots \\ \underline{\sigma}_{y_k, \underline{\theta}}^T \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \vdots \\ \varepsilon_k \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

III.2.2. La méthode de Levenberg-Marquardt

L'algorithme de Levenberg-Marquardt est un algorithme d'optimisation qui allie la stabilité du gradient loin de l'optimum à la rapidité de convergence au voisinage de l'optimum.

$$\hat{\underline{\theta}}_{i+1} = \hat{\underline{\theta}}_i - \left\{ \left[(J''_{\underline{\theta}\underline{\theta}}) + \lambda_i I_{np} \right]^{-1} J'_{\underline{\theta}} \right\}_{\hat{\underline{\theta}}=\hat{\underline{\theta}}_i} \quad (\text{III.12})$$

Où I_{np} est la matrice identité d'ordre np ;

λ_i est un coefficient positif ajusté à chaque itération tel que

- $\lambda_{i+1} = \frac{\lambda_i}{10}$ si l'algorithme est convergent (le critère $J(\underline{\theta})$ décroît). La valeur de λ_i décroît et tend vers zéro, l'algorithme ayant alors un comportement du type Gauss-Newton

$\lambda_{i+1} = 10\lambda_i$ si l'algorithme est divergent (le critère $J(\underline{\theta})$ croit). La valeur de λ_i croit et tend vers une valeur très élevée et la formulation (III.12) devient :

$$\hat{\underline{\theta}}_{i+1} = \hat{\underline{\theta}}_i - \frac{1}{\lambda_i} \left\{ J'_{\underline{\theta}} \right\}_{\hat{\underline{\theta}}=\hat{\underline{\theta}}_i} \quad (\text{III.13})$$

On retrouve un comportement de type Gradient.

III.3. CALCUL DES FONCTIONS DE SENSIBILITE

Les fonctions de sensibilité, $\underline{\sigma}_{y_k, \underline{\theta}}$ définies par l'équation (III.8), sont des indicateurs y et k essentiels du conditionnement de l'identification car elles traduisent l'effet d'une variation $\delta \underline{\theta}$ des paramètres sur la sortie du système. En effet, en développant en séries de Taylor la sortie $\hat{y}(f)$ au voisinage d'un vecteur paramètre $\underline{\theta}$, il vient :

$$\hat{y}(f, \underline{\theta}, \delta \underline{\theta}) - \hat{y}(f, \underline{\theta}) \cong \underline{\sigma}_{y, \underline{\theta}}(f) \delta \underline{\theta} \quad (\text{III.14})$$

Cette expression montre que les variations de sorties du modèle peuvent se projeter sur la base des fonctions de sensibilité dont les pondérations sont déterminées par les variations de l'espace paramétrique $\delta\theta$ [29].

Le calcul des fonctions de sensibilité peut se faire directement par des méthodes de dérivation numérique qui présentent alors l'inconvénient de représenter une charge de calcul extrêmement lourde et surtout de générer des erreurs d'approximation systématiques [38].

Il est donc préférable de calculer les fonctions de sensibilités en résolvant le système différentiel qui décrit leur comportement dynamique et qui se déduit aisément du système différentiel qui régit la dynamique du système. On est amené à définir deux sortes de fonctions de sensibilité :

- le vecteur $(np \times 1)$ des fonctions de sensibilité $\underline{\sigma}_{y,\theta}(f) = \frac{\partial \hat{y}(f)}{\partial \underline{\theta}}$ utilisé dans les algorithmes de Programmation non Linéaire,
- la matrice $(n \times np)$ des fonctions de sensibilité calculée par rapport à l'état $\underline{\sigma}_{x,\theta} = \frac{\partial \hat{x}}{\partial \underline{\theta}}$

tel que :

$$\underline{\sigma}_{x,\theta} = (\underline{\sigma}_{x,\theta_1} \dots \underline{\sigma}_{x,\theta_i} \dots \underline{\sigma}_{x,\theta_n}) \quad (\text{III.15})$$

Dans le cas où le système est décrit par le système (IV.1), on peut en déduire pour chaque paramètre $\theta_j, 1 \leq j \leq np$:

$$\frac{\partial \hat{x}}{\partial \theta_j} = \frac{\partial g(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \hat{x}} \frac{\partial \hat{x}}{\partial \theta_j} + \frac{\partial g(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.16})$$

et $\underline{\sigma}_{x,\theta}$ est solution du système différentiel non linéaire :

$$\dot{\underline{\sigma}}_{x,\theta} = \frac{\partial g(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \hat{x}} \underline{\sigma}_{x,\theta} + \frac{\partial g(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.17})$$

Le vecteur des fonctions de sensibilité $\underline{\sigma}_y(t)$ s'obtient par dérivation partielle de la sortie estimée par rapport au paramètre θ_j

$$\frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_j} = \left(\frac{\partial f(\hat{x}, \underline{\theta}, u)}{\partial \hat{x}} \right)^T \frac{\partial \underline{x}}{\partial \theta_j} + \frac{\partial f(\hat{x}, \underline{\theta}, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.18})$$

Soit :

$$\frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_j} = \left(\frac{\partial f(\hat{x}, \underline{\theta}, u)}{\partial \hat{x}} \right)^T \underline{\sigma}_{x, \theta_j} + \frac{\partial f(\hat{x}, \underline{\theta}, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.19})$$

Le raisonnement précédent s'applique à la classe des systèmes linéaires en l'état décrits par :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = A(\underline{\theta})\underline{x} + B(\underline{\theta})u \\ \hat{y} = C(\underline{\theta})\underline{x} + D(\underline{\theta})u \end{cases}$$

On obtient alors :

$$\begin{aligned} \dot{\underline{\sigma}}_{x, \theta_j} &= A(\underline{\theta})\underline{\sigma}_{x, \theta_j} + \left(\frac{\partial A(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) \underline{x} + \left(\frac{\partial B(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) u \\ \underline{\sigma}_{y, \theta_j} &= C(\underline{\theta})\underline{\sigma}_{x, \theta_j} + \left(\frac{\partial C(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) \underline{x} + \left(\frac{\partial D(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) u \end{aligned} \quad (\text{III.20}).$$

III.4.I IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN UTILISANT LA CARACTERISTIQUE COUPLE-GLISSEMENT

III.4. 1. SCHÉMA EQUIVALENT DE LA MAS:

Le schéma équivalent classique de la machine asynchrone est un circuit électrique très commode pour le calcul des principales caractéristiques de fonctionnement de la machine, telle que le couple, le courant le facteur de puissance, etc. Lorsque nous parlons schéma équivalent, nous considérerons donc le schéma équivalent classique présenté dans la figure (III.2)

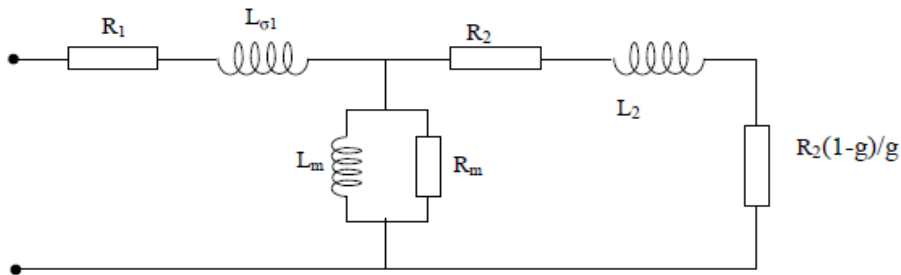


Fig. III.2. Schéma équivalent de la machine asynchrone.

Plusieurs auteurs se sont intéressés aux problèmes de la détermination des paramètres de la machine asynchrone à partir de la résolution des équations de Maxwell. Dans la plupart des articles, les auteurs décomposent la machine en différents modèles partiels plus ou moins indépendants et associent des calculs analytiques et itératifs pour accéder aux paramètres du schéma équivalent, ce qui alourdit l'utilisation de ces méthodes, [39].

Le tableau III.1 représente les valeurs des paramètres du circuit électrique équivalent du moteur déduite par la méthode de deux essais (essai à vide et à rotor bloqué) sous logiciel Flux 2D®.

R_1 (Ω)	$L_{\sigma 1}$ (mH)	R_m (k Ω)	L_m (mH)	R_2 (Ω)	L_2 (mH)
1.54	10.31	9.21	623	0.99	20.6

Tableau III.1. Les paramètres du circuit électrique équivalent du moteur.

II.4.2. Machine saine

L'expression du couple électromagnétique en fonction des éléments du schéma électrique équivalent de la machine est donnée par la relation suivante :

$$\hat{C}(g) = \frac{3 v_{th}^2 \frac{R_2}{g}}{\omega \left((R_{th} + \frac{R_2}{g})^2 + (X_{th} + X_2)^2 \right)} \quad (III.21)$$

$$\text{Avec : } V_{th} = V_n \frac{\frac{jX_m R_m}{jX_m + R_m}}{\frac{jX_m R_m}{jX_m + R_m} + (R_1 + jX_1)}$$

$$R_{th} = \text{Re al}(Z_{th}) \quad \text{Et } X_{th} = \text{Im ag}(Z_{th})$$

$$\text{Telle que : } Z_{th} = \frac{(R_1 + jX_1) \left(\frac{jX_m R_m}{jX_m + R_m} \right)}{(R_1 + jX_1) + \frac{jX_m R_m}{jX_m + R_m}}$$

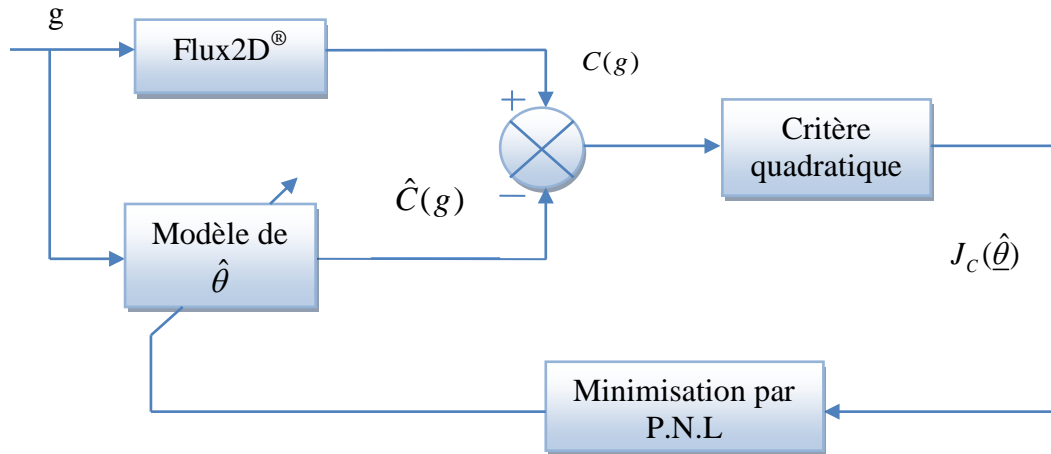


Fig. III.3 Application de la méthode d'erreur de sortie pour l'estimation des paramètres du $C(g)$

La figure IV.2 rappelle le schéma de principe de la méthode d'identification par erreur de sortie utilisée, nous avons :

$$J_c(\hat{\theta}) = \sum_{k=1}^k (\varepsilon_c)_k^2 = \sum_{k=1}^k (C - \hat{C})^2 \quad (\text{III.22})$$

La fonction de sensibilités pour la minimisation de ce critère est donnée par la relation suivant :

$$\sigma_{c,\theta} = \frac{\partial \hat{C}}{\partial \hat{\theta}} \quad (\text{III.23})$$

En minimisant le critère quadratique J_c par l'algorithme de Marquardt, on déduit les paramètres recherchés :

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} R_2 = 1.416 \\ L_2 = 0.0108 \end{bmatrix}$$

Comme le montre les figures (III.4, 5), La convergence est atteinte après 9 itérations.

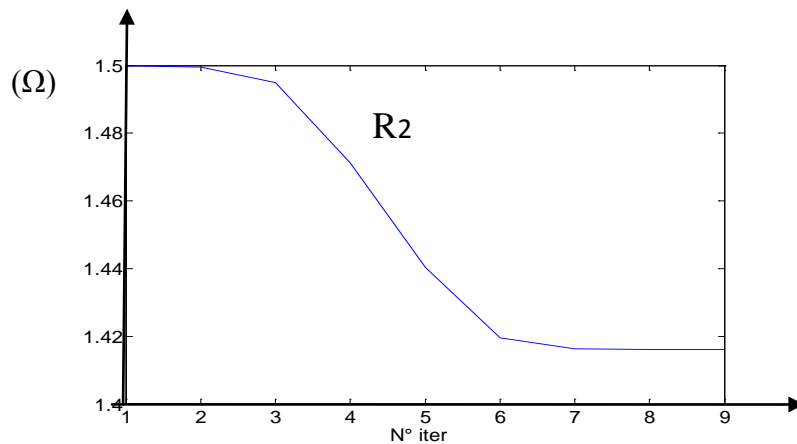


Fig. III.4. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.

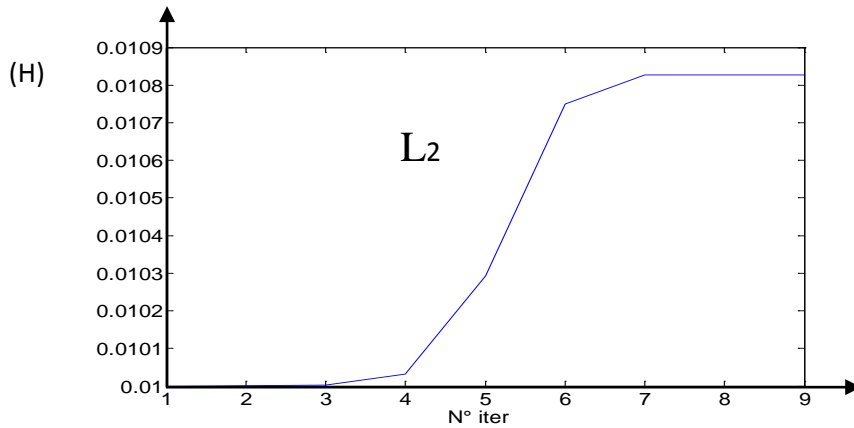


Fig. III.5 Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.

On trace sur le même graphe le modèle estimé et les résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour valider les résultats de l'identification (Fig. III.5), les résultats du modèle est similaire à ceux obtenus par le Flux2D[®].

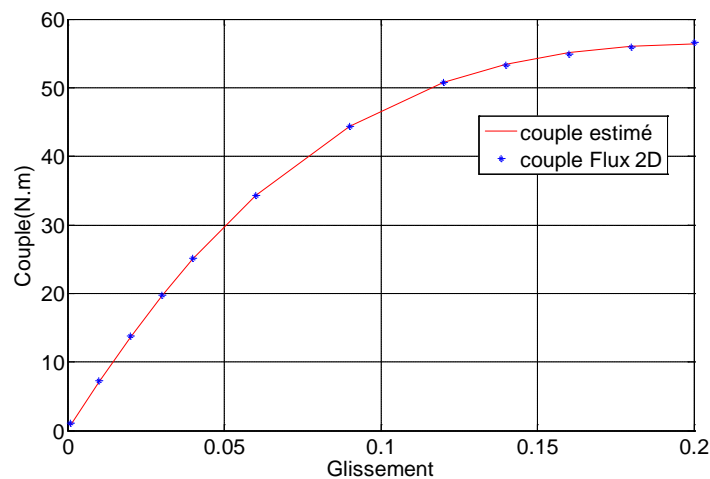


Fig. III.6. La caractéristique couple –glissement.

III.4.3. Estimation des paramètres du circuit équivalent de la machine en défaut

Les figures III.6 et III.7 représentent les résultats d'estimation paramétrique en présence d'une rupture des barres rotoriques en utilisant la caractéristique couple –glissement, ces résultats montrent que la rupture des barres provoque une augmentation des valeurs des paramètres rotoriques.

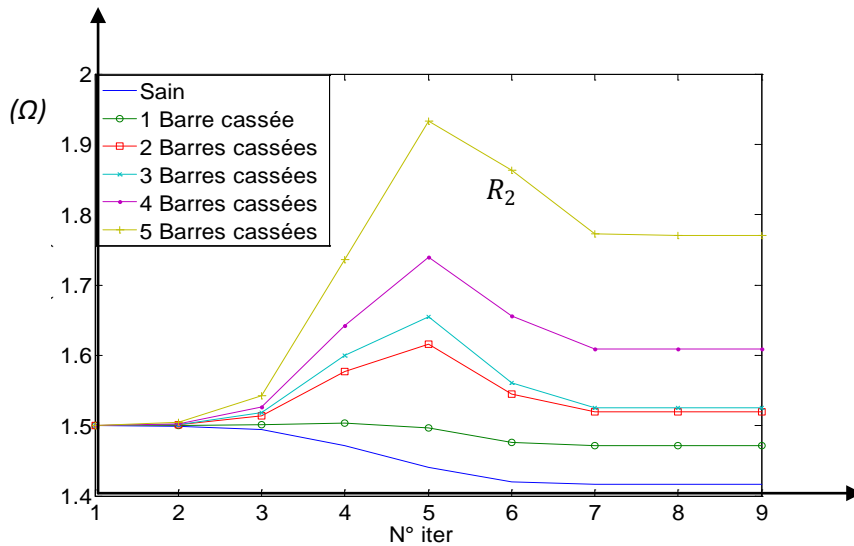


Fig. III.7. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.

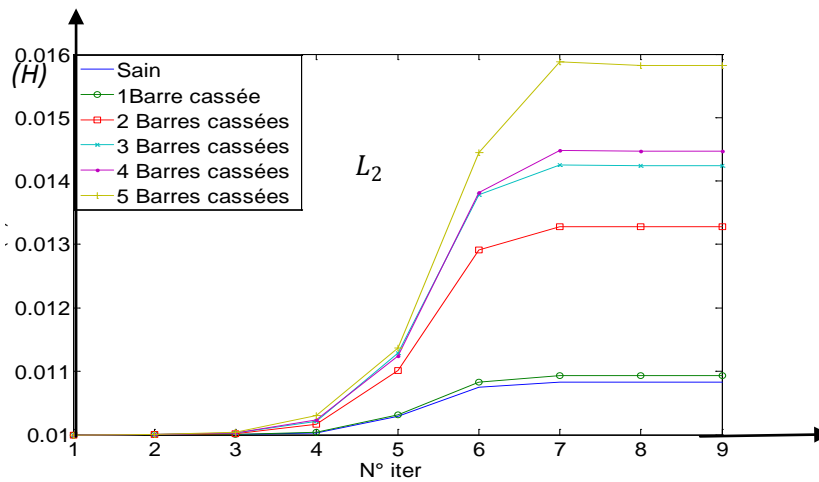


Fig. III.8. Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.

Le tableau III.1 représente les valeurs des paramètres estimés pour le fonctionnement sain et avec défaut.

	Sain	Une barre cassée	Deux barres cassées	Trois barres cassées	Quatre barres cassées	Cinq barres cassées
$R_2(\Omega)$	1.416	1.471	1.519	1.525	1.609	1.77
$L_2(H)$	0.0108	0.0109	0.0133	0.0142	0.0145	0.0158

Tableau. III.2. Résultats d'estimation paramétrique en présence des défauts.

On remarque l'augmentation de la résistance et l'inductance de défauts R_2 et L_2 en fonction De nombre des barres cassées comme nous avons montré dans la figure (III.9).

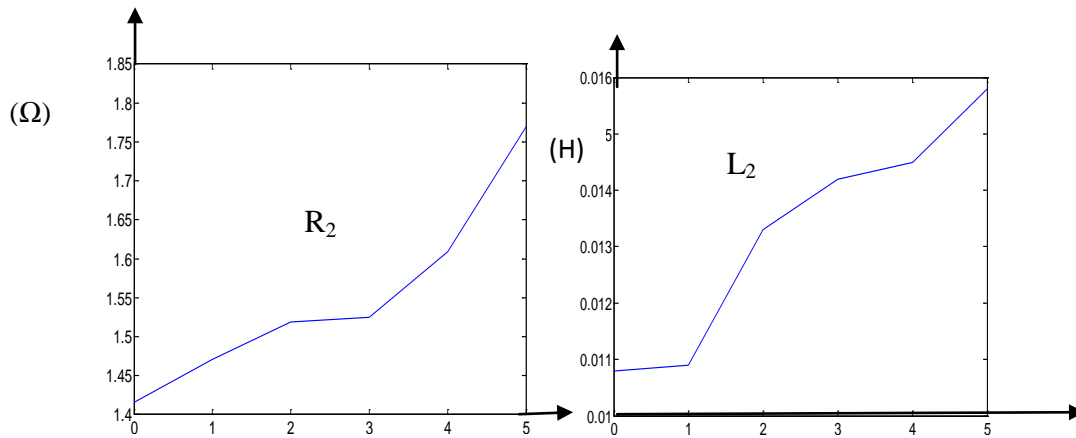


Fig. III.9. Evolution des paramètres estimés en fonction des nombre barres cassées.

III.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé une procédure de détection des défauts dans la machine asynchrone, basée sur l'identification paramétrique, en utilisant un modèle d'élément fini. Nous avons appliqué la méthode d'identification par la méthode d'erreur de sortie en utilisant l'algorithme de Marquardt sur la caractéristique couple-glissement,

L'application de a donné des résultats satisfaisants. En ce qui concerne le suivi des paramètres électriques de la machine, nous avons constaté une augmentation de la résistance et de l'inductance rotorique en fonction du nombre des barres cassées.

Nous avons utilisé les modèles à deux paramètres qui sont suffisamment simples pour être identifiables dans des conditions d'utilisation de la machine, mais dont l'évolution d'un paramètre permet de détecter les ruptures des barres rotoriques. De plus, son évolution uniforme semble permettre de quantifier l'importance du défaut et de sa dynamique.

CONCLUSION GENERALE

La machine asynchrone est l'élément le plus utilisé et l'un des plus importants dans les systèmes électriques, sa surveillance et son diagnostic ont fait et font toujours l'objet de plusieurs études.

Dans notre travail, nous avons effectué une étude pour le diagnostic de défauts électriques de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil. Notre choix s'est porté sur la méthode d'élément finis.

Au début de ce travail, nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage, ainsi que ses origines. Puis, nous avons présenté un état de l'art des différentes techniques de surveillance des machines asynchrones.

Par la suite, nous avons défini la méthode élément finis et logiciel de résolution flux 2D, Après avoir défini Nous avons présenté les résultats simulation de la machine asynchrone à cage saine et en défaut (cassure des barres rotoriques) par la magnétodynamique basée sur la caractéristique du couple en fonction de glissement.

A la fin de travail est basé sur la détection des défauts de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil par l'utilisation de l'identification paramétrique par la méthode d'erreur de sortie.

La procédure de diagnostic par estimation paramétrique mise en place donne une image très réaliste du déséquilibre présent dans la machine par la variation des paramètres électrique, à partir de la caractéristique du couple en fonction de glissement. Les résultats d'identification donnent une légère différence entre les paramètres des machines (sains et défailants).

Prespective

Bibliographie

- [1] **E. Schaeffer**, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outil paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 1999.
- [2] **L. Kerszenbaum et C. F. Landy**, "The existence of large inter bar currents in the three phase squirrel cage motors with rotor-bar and en-ring faults" *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, Vol. PAS-103, n°7, pp.1854- 1862, July 1984.
- [3] **P. O'Donnell**, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA 21, N° 4, july/august 1985 pp 853 – 864.
- [4] "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes" cahier des préventions. CP2, Allianz, 1988.
- [5] **O. V. Thorsen, M. Dalva**, "A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.31, no.5, pp.1186-1196, September 1995.
- [6] **M. S. Naït-Saïd, M. E. H. Benbouzid et A. Benchaib**, "Detection of broken bars in induction motors using an extended kalman filter for rotor resistance sensorless estimation" *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.15, no 1, pp.66-70, Mars 2000
- [7] **N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, G. E. Dawson**, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.28, no.1, Part 1, pp. 165-171, Jan.-Fév. 1992
- [8] **T. J. Sobczyk, A. Izowski**, "Recognition of rotor eccentricity of induction motor based on the fourier spectra of phase currents" *Proc. ICEM'98*, pp. 408 – 413 , Vol 1, september 2 - 4 1998 Istanbul Turkey
- [9] **V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J. Faucher**, "An accurate model of squirrel cage induction machines under static, dynamic or mixed eccentricity" *Proc. IEEE SDEMPED 2001 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, pp.121-126, 1-3 Septembre 2001 Grado, Italie
- [10] **A. H. Bonnett**, "Cause and analysis of Anti-Friction Bearing Failures in A.C Induction Motors" *IEEE Transactions on Industry Application*, pp 14 - 23, Sept/Oct 1993
- [11] **Poloujadoff M.**, « The theory of three phase induction squirrel cage machine », *Electric Machines and Power Systems*, n°13,1987, pp. 245-264
- [12] **Toliyat H. A. and Lipo T. A.**, « Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults », *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 10, n°2, June 1995, pp. 241-247.
- [13] **G. Barakat** « Synthèse de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone à cage en présence de défauts ». Article de synthèse des travaux de huit laboratoires dans l'opération " Détection de Défauts et Diagnostic des Actionneurs" du thème "Sûreté - Fiabilité", p3, 2005.

- [14] **Jerance N., Rostaing G., Rognon J.-P., Foggia A.**, « Induction machine modeling by reluctance network for fault diagnostic », Proc. of ELECTRIMACS'02, Montréal, Canada, 18th - 21st August, 2002.
- [15] **Derrhi M.**, Modélisation de la machine asynchrone par réseaux de perméances, validation par le diagnostic, Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Verne, 2000.
- [16] **Bangura J.F., Demerdash N.A.**, « Diagnosis and characterization of effects of broken bars and connectors in squirrel-cage induction motors by time-stepping coupled finite element-state space modelling approach », IEEE Trans. on Energy Conversion, vol.14, n°4, December 1999, pp.1167-1176.
- [17] **Negrea M.D.** *Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines*. Doctoral dissertation, Helsinki University of Technology, 2006.
- [18] **Bouzida H., O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, M. Benhaddadi,** and Olivier G. Modelstructures used in rotor defect identification of a squirrel cage induction machine. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, IEEE CCECE '06*, pp. 1671–1676, May 2006. Ottawa, Ont.
- [19] **Touhami O., N. Lahcene, R. Ibtouen, and M. Fadel.** Modeling of the induction machine for the diagnosis of rotor defects. Part. I : An approach of magnetically coupled multiple circuits. In *31st Annual Conference of Industrial Electronics Society, IEEE IECON '05*, pp. 1580–1585, Raleigh, NC, USA, May 2005.
- [20] **Touhami O., N. Lahcene, R. Ibtouen, and M. Fadel.** Diagnosis of induction machine rotor defects from an approach of magnetically coupled multiple circuits. In *IEEE Proceedings of the 38th Southeastern Symposium on System Theory Tennessee Technological University*, pp. 1992–1996, Cookeville, TN, USA, March 5-7 2006.
- [21] **Touhami O., N. Lahcene, and R. Ibtouen.** Spectral analysis for the rotor defects diagnosis of an induction machine. In *IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing*, pp. 183–187, Faro, Portugal, 1-3 September 2005.
- [22] **Boumegoura T.** *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic*. PhD thesis, Ecole centrale de Lyon, France, 2001.
- [23] **Bouzida A. and M.A. Boumaza.** Diagnostic de défauts au rotor par l'approche de l'estimation paramétriques. Thèse d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2005.
- [24] **Benabida F. and M. Ouadah.** Diagnostic de défauts au stator et au rotor par estimation paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Thèse d'ingénieurs, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2006. ENP 2008 67

- [25] **Touhami O. and M. Fadel.** Faults diagnosis by parameter identification of the squirrel cage induction machine. *International Electric Machines & Drives Conference, IEEE IEMDC '07*, pp. 821–825, 3-5 May 2007. Antalya.
- [27] Bachir S. *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*. PhD thesis, Ecole sup'erieur d'ing'énieur de POITIERS, France, 1992.
- [26] **Merabet S. and D. Houssine.** Diagnostic de d'efauts de la machine asynchrone `a cage d''ecureuil par la m'ethode de reconnaissance des formes. Th`ese d'ing'énieur, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2007.
- [27] **S.BAZINE** « Conception et implémentation d'un Meta-modèle de machines asynchrones en défaut ». T
- [28] **T. Boumegora** « Recherche des signatures électromagnétiques des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic ». Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2001.
- [29] **H. Radjeai** « Contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines synchrones » Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 2007.
- [30] **M.BELATEL** « contribution a la conception assistée par ordinateur des machine électrique » thèse magister, université Mentouri, Constantine, 2004.
- [31] **M. Mostefai, H. Radjeai,** Maintenance du logiciel FLUX Université Ferhat Abbas De Sétif, Cedrat, octobre 2008.
- [32] **D. Bendittis** « étude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour l'alternateur-démarrreur ». Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2002.
- [33] **FLUX2D[®]** « application induction motor technical paper » Cedrat, May 2006.
- [34] **T. Tudorache, L. Melcescu and V. Petre:** FEM optimal design of energy efficient induction machines; *Advances in Electrical and Computer Engineering* Volume 9, Number 2, 2009.
- [35] **D. Bendittis** « étude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour l'alternateur-démarrreur ». Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2002.
- [36] **S. Bachir** « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique ». Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [37] **J. Richlet-Adersa,** "Pratique de l'identification", Hermès, Paris, 1991.
- [38] **O. Touhami et C. Iung,** "Identification paramétrique et définitions des grandeurs physiques d'une machine synchrone", *j_ phys. III*, France 2, pp 1943 1953, 1992.

Bibliographie

- [39] **O. sahraoui**, «calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis», Thèse de doctorat, Université du Grenoble, 199

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: CAMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : - M. Assam ZORIG

Présenté par : - Ammar BELAID

Thème :

Diagnostic de la MAS par la méthode d'identification paramétrique

Résumé :

La détection des défauts dans les machines électriques a fait l'objet de plusieurs travaux de recherches et d'intérêt industriel depuis de nombreuses années.

Dans le cadre du diagnostic, l'application de l'estimation paramétrique a connu un essor certain ces dernières années. Cette méthodologie est essentiellement basée sur l'hypothèse qu'un défaut se traduit par la variation de l'état paramétrique du processus. Le suivi de l'évolution de ses paramètres caractéristiques est donc un excellent moyen pour réaliser sa surveillance.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la mise en oeuvre d'une méthodologie de diagnostic de défauts au rotor et de la machine asynchrone basée sur l'estimation paramétrique.

Dans une première étape, on décrit les différents éléments de constitution d'une machine asynchrone et les principaux défauts pouvant survenir sur ceux-ci. Après avoir présenté les différentes techniques de surveillance des entraînements électriques afin d'analyser brièvement leurs performances respectives.

Dans un deuxième temps, nous proposons un modèle de machine basée sur la méthode élément finis, sous logiciel Flux2D[®]. Finalement, une procédure de diagnostic est appliquée sur le modèle proposé.

Mots-clés: machine asynchrone, modélisation, estimation paramétrique, rupture de barres rotoriques, Diagnostic.

