

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LRECHERCHE 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

IDENTIFICATION DES MACHINES ASYNCHRONES PAR
LA METHODE SSFR EN VUE DE LEURS DIAGNOSTIC

Proposé et dirigé par :

- M. Assam ZORIG

Présenté par :

- BOUSBIA SALAH Mohamed
- DJERIBIAI Ayoub
- BOUAZIZ Salim

Année Universitaire : 2011 / 2012

Remerciements

Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **M. ZORIG Aissam** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarques, ainsi que son épouse.*

Nos sincères remerciements à messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nos remerciements vont aussi chef du département d'électrotechnique.

Nos remerciements sont destinés aussi à toutes Nos familles, et tous Nos amis pour leur aide et leur soutien.

Dédicace

Je dédie ce travail :

A mes chers parents ,

A toute ma famille ,

A mes amis .

Je dédie ce travail

A ma mère et à mon père qui me sont très chers

A mes frères et à mes sœurs

A mes oncles et à mes tantes

A mes cousins et cousines

A tout mes amis

Je dédie ce modeste & humble travail

*A mes chers parents, A mes frères, sœurs, oncles, tantes,
leurs conjoints ainsi que leurs enfants, A tous
les membres de ma grande famille.*

A tout mes profs qu'ils m'ont appris durant toutes mes années d'étude.

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être
un jour un ingénieur d'état en électromécanique.*

*Et bien sur à mon collègue Ayoub Moussa qui m'a accompagné
pendant le long de cette période pour réaliser ce modeste travail.*

*A la mémoire de notre ami défunt Mohammed que Dieu tout puissant
l'accueille dans son vaste paradis.*

*A tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux & je
ne sais pas qui choisir.*

*A tous mes collègues sans exception & à toutes les promos 2012 surtout
d'électrotechnique.*

Je vous remercie tous

Liste des figures

Fig. I.1. Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	4
Fig. I.2. Stator de la machine asynchrone triphasée à cage.....	5
Fig. I. 3 Rotor à cage d'écureuil.....	6
Fig. I. 4. Causes externes des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.....	7
Fig. I. 5 Causes internes des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.....	7
Fig. I.6. Répartition des pannes des machines de faible et moyenne puissance.....	8
Fig. I.7. Répartition des pannes des machines de fortes puissances.....	8
Fig. I.8. Déficients défauts statoriques de la machine asynchrone.....	11
Fig. I.9. Défaut d'une barre cassée.....	13
Fig. I.10. Rupture d'une d'anneau de court-circuit.....	13
Fig. I.11. Représentation de l'excentricité dans la machine.....	14
Fig. I.12. (a, b) trous dans les gorges de roulement extérieure et intérieure, (c) détérioration de la cage de roulement, (d) détérioration des billes.....	15
Fig. I.13. Schéma électrique équivalent de la cage rotorique.....	16
Fig. I.14. Réseau de perméances élémentaire autour d'une encoche statorique.....	18
Fig. I.15 - Principe de la méthode du modèle de référence.....	21
Fig. I.16 - Schéma de principe du MCR.....	22
Fig. II.1. Fonction d'interpolation d'un élément.....	28
Fig. II.2. Schéma des différents modules du logiciel Flux.2D®.....	30
Fig. II. 3. Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.....	31
Fig. II.4. Répartition du maillage.....	32
Fig. II.5. Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.....	32

Fig. II.6. Circuit équivalent de la cage rotorique.....	33
Fig. II.7. Carte du champ et l'induction à vide à $t = 0.7$ s.....	34
Fig. II.8. Courants statorique à vide.....	34
Fig. II.9. Couple électromagnétique.....	34
Fig. II.10. Vitesse de rotation.....	34
Fig. II.11. Courants à vide dans les barres 1,2...6.....	35
Fig. II.12. Carte du champ et l'induction en régime nominal à $t = 0.7$ s.....	35
Fig. II.13. Courants statorique en charge.....	35
Fig. II. 14. Couple électromagnétique en charge.....	36
Fig. II.15. Vitesse de rotation en charge.....	36
Fig. II.16. Les Courants en charge dans les barres 1,2...6. En charge.....	36
Fig. II.17. Répartition des lignes équiflux :(a) machine saine, (b) une barre cassée, (c) deux barres cassées, (d) trois barres cassées, (e) quatre barres cassées.....	37
Fig.III.18. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique :(a)machine saine, (b) une barre cassée, (c) deux barres cassées, (d) trois barres casées.....	38
Fig. II.19. Courants de phase statorique avec une barre cassée en charge.....	38
Fig. II.20. Courants de phase statorique avec trois barres cassées en charge.....	39
Fig. II.21. Courant dans la barre 2.....	39
Fig. II.22. Courant dans la barre 4.....	39
Fig. II.23. Vitesse de rotation à vide et en charge.....	40
Fig. II.24. Couple électromagnétique à vide.....	40
Fig. II.25. Couple électromagnétique en charge.....	40
Fig. II.26. Schéma synoptique de l'essai de la réponse fréquentielle (SSFR).....	42
Fig. II.27. Circuit électrique associé correspondant de l'essai SSFR.....	44
Fig. IV.11. Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 2 MHz.....	44
Fig. IV.12. Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 1kHz.....	44

Fig. II.30. Diagrammes de Bode de l'impédance Opérationnelle.....	45
Fig. II. 31. Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle.....	45
Fig. II.32. Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle dans la machine saine et avec différentes cassure des barres rotoriques.....	46
Fig. III .1. Principe de la méthode à erreur de sortie.....	48
Fig. III.2. Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	53
Fig. III.3. Détermination des composantes de l'inductance opérationnelle.....	55
Fig. III.4. Application de la méthode d'erreur de sortie pour l'estimation des paramètres de l'inductance opérationnelle.....	55
Fig. III.5. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.....	56
Fig. III.6. Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.....	56
Fig. III. 7. Diagramme de Bode de l'inductance opérationnel.....	57
Fig. III.8. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.....	58
Fig. III.9. Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.....	58
Fig. III.10. Evolution des paramètres estime en fonction des nombre barres cassées.....	59
Fig. III.11. Schéma équivalent de la machine asynchrone en défaut.....	59

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]
q	Nombre des barres	
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]
n_s	La vitesse de synchronisme	tr /s
n_m	Vitesse correspond au glissement critique	tr /min
p	Nombre de paire de pole	

Liste des tableaux

Tableau I.1. Comparaison des méthodes de modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts.....	20
Tableau II.1. Caractéristique de la machine étudiée.....	31
Tableau III.1. Les paramètres du circuit électrique équivalent du moteur.....	54
Tableau III.2. Résultats d'estimation paramétrique en présence d'une rupture des barres.....	58

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION GENERALE	I
------------------------------------	---

CHAPITRE I

La machine asynchrone et leur défaillance

I.1. INTRODUCTION.....	3
I.2. CONSTRUCTION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE	4
I.2.1. Le stator	4
I.2.2. Le rotor	5
I.2.3. Les Paliers	6
I.3. LES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET LEURS CAUSES	6
I.3.1. Etude statistique.....	8
I.3.2. Défaits au stator	9
I.3.2.1. Cause des défauts au stator	9
I.3.2.2. Présentation des défauts au stator	10
I.3.3 Défaits au rotor	11
I.3.3.1 Causes des défauts au rotor	11
I.3.3.2. Présentation des défauts au rotor	12
I.3.3.2.1. Ruptures des barres	13
I.3.3.2.2. Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit	13
I.3.3.2.3 - Excentricité	14
I.3.4. Roulement à billes	15
I.3.5. Défaits extérieures (d'environnement) :	15
I.4. METHODES DE MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES	15
I.4.1. Modélisation par les équations des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC).....	16
I.4.2. Modélisation analytique par CEMC (CEMC-A).....	17
I.4.3. Modèle a circuits internes équivalents (CIE)	17
I.4.4. Méthode des reseaux de permeances (RNM).....	18

I 4.5. Méthode des éléments finis (MEF)	19
I 4.6. Comparaison des méthodes de modélisation.....	19
I 5. METHODES D'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MAS	20
I.5.1. Problème d'identification en pratique.....	21
I.5.2. Méthodes d'identification paramétrique.....	21
I.5.2.1. Les méthodes déterministes	21
I 5.2.2. Les méthodes stochastiques.....	22
I 5. CONCLUSION	23

CHAPITRE II

La simulation de la machine asynchrone saine et en défaut

II.1. INTRODUCTION	24
II.2. METHODE DES ELEMENTS FINIS	25
II.2.1. Le modèle employé	26
II.2.2. Le mode magnétostatique	26
II.2.3. Le mode magnétodynamique	27
II. 2.4. Le mode magnétique transitoire.....	27
II.2.5. Principe de la méthode des éléments finis	27
II.2.6. Logiciel de résolution.....	28
II.2.7. Structure du Flux 2D [®]	29
II.2.8. Enchaînement de base dans Flux2D [®]	29
II.3. APPLICATION A LA SIMULATION DE L LA MACHINE ASYNCHRONE	31
II. 3.1. Couplage avec les équations de circuit	32
II. 4. SIMULATION DE MACHINE ASYNCHRONE SAINES	33
II. 4.1. Fonctionnement à vide	33
II. 4.2. Fonctionnement en charge	35
II. 5. SIMULATION DE MACHINE ASYNCHRONE EN DEFAUT	37
II. 6. L'ESSAI FREQUENTIELLE A L'ARRET DE LA MACHINE (SSFR)	41
II.6.1. Description de l'essai	41
II.6.2. Simulation de l'essai à fréquence variable par la magnétodynamique	43
II.6.3. Application de technique SSFR sur la machine en défaut	45
II.7. CONCLUSION	46

Chapitre III

Identification de la MAS en vue leur diagnostic

III.1. INTRODUCTION.....	47
III .2. PRINCIPE DE LA METHODE A ERREUR DE SORTIE.....	48
III .2.1. La méthode du gradient	49
III .2.2. La méthode de Levenberg-Marquardt	50
III.3.CALCUL DES FONCTIONS DE SENSIBILITE	51
III.4. IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE SCHEMA EQUIVALENT AVEC L'INDUCTANCE OPERATIONNELLE	53
III .4.1. Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	53
III .4.2. Machine saine	54
III .4.3. Estimation des paramètre du circuit équivalant de la machine en défaut	57
III.5. CONCLUSION.....	60
CONCLUSION GENERALE.....	61
BIBLIOGRAPHIE	62

INTRODUCTION GENERALE

L'utilisation des machines asynchrones à rotor à cage d'écureuil dans les entraînements industriels est en pleine expansion, du fait de leur robustesse, de leur coût de fabrication relativement faible et la quasi-absence en entretien. D'autre part, le formidable progrès technologique des composants de l'électronique de puissance entraînant le développement des convertisseurs statiques a favorisé une large application des machines asynchrone, [1].

En effet, l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant, en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise (cas des machines de forte puissance) sans oublier la perte de production occasionnée. Dans le domaine nucléaire, par exemple, il est indispensable d'assurer la sécurité des personnes et du matériel car aucun système, qu'il soit simple ou complexe, n'est à l'abri d'un dysfonctionnement, [2].

L'analyse juste du comportement de la machine asynchrone à cage saine et en défaut exige, en particulier, des informations électriques précises pour connaître l'évolution de ces paramètres .Cependant, une caractéristique du moteur asynchrone à cage est de ne fournir aucun renseignement direct sur les courants développés au rotor vu l'inaccessibilité à la cage. Plus que tout autre moteur, il nécessite, donc, l'élaboration d'estimateurs qui rendent compte de l'état magnétique et électrique du rotor, [1].

Dans la modélisation des machines asynchrones en défaut, nous utilisons les lois de l'électromagnétisme pour décrire le fonctionnement de la machine. Ces modèles varient en complexité et en précision selon la méthode de la modélisation utilisée, Nous citons les méthodes les plus utilisées suivant un ordre de complexité croissant [3]: la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC) [4 ,5], la méthode du circuit interne équivalent (CIE) [3], la méthode des réseaux d perméances (RP) [6, 7], et la méthode des éléments finis (FEM), [8,9].

L'objectif de ce travail est la modélisation et l'identification de la machine asynchrone en utilisant la simulation par la méthode des éléments finis en vue de leur diagnostic.

Dans un premier chapitre, nous situons les éléments de construction de la machine à cage d'écureuil, les différents défauts qui se manifestent souvent dans cette machine ainsi que leurs causes ainsi nous présentons une synthèse bibliographique des travaux de recherche menés sur les méthodes de modélisation des machines asynchrones à cage d'écureuil en présence des défauts.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la modélisation de la machine asynchrone avec le modèle de Maxwell basé sur les lois de l'électromagnétisme qui décrit le comportement interne de la machine. L'intérêt principal de ce type de modèle réside dans le fait qu'il permet de tenir compte de la géométrie complexe de la machine réelle et des caractéristiques des matériaux qui constituent ses différentes parties. Cependant, ce modèle fait appel à des méthodes numériques très complexes, telles que la méthode des éléments finis [10,11,12]. Ce type de modélisation prend une place de plus en plus importante pour explorer une large plage de fonctionnement, ce qui permet d'éviter les essais expérimentaux difficiles à réaliser en laboratoire avec en plus les risques de détérioration du matériel [13]. Nous avons exploité le logiciel Flux2D® [14] pour simuler la machine saine et en défaut.

Dans le troisième chapitre, nous avons appliqué la méthode du modèle, dite à erreur de sortie [15], à l'estimation paramétrique d'une machine asynchrone saine et en défaut par l'essai en réponse en fréquence à rotor bloqué (SSFR : Standstill Frequency Response) simulé par Flux2D®. L'essai SSFR est développé pour l'étude des caractéristiques fréquentielles des machines tournantes à l'arrêt. Depuis une dizaine d'années, cette méthode a été normalisée parmi les principales méthodes d'identification des machines tournante [16]. Le principal avantage, de cette méthode, par rapport à d'autres méthodes, tel que par exemple, l'essai de court circuit triphasé [17,18], est qu'elle est moins contraignante pour la machine puisque le rotor est bloqué et la tension d'alimentation est faible. Les essais fréquentiels permettent, d'une part, d'identifier de manière satisfaisante les modèles d'ordre supérieur puisque le signal sinusoïdal permet d'exciter pratiquement toutes les fréquences avec la même amplitude [19,16] ; D'autre part, de ne pas être gêné par rapport aux bruits de mesure puisque les signaux sinusoïdaux sont faciles à décorrélérer du bruit.

Chapitre I

La machine asynchrone et leur défaillance

I.1. INTRODUCTION

A cause de la facilité de son alimentation, la simplicité de sa construction, sa robustesse, son entretien limité et aussi son prix relatif intéressant, la machine asynchrone ou machine à induction, couvre la plupart des applications tant industrielles qu'à usage domestique couvrant, une large gamme de puissance qui peut s'étendre de quelques centaines de Watts à quelques mégawatts. La machine asynchrone triphasée subit au cours de sa durée de vie, un certain nombre de sollicitations externes et internes qui la rendent potentiellement défaillante. Leur défaillance peut entraîner de graves conséquences sur la sécurité des matériels et des personnes, il était important de disposer d'un certain nombre d'outils et de techniques permettant de diagnostiquer l'état de la machine.

Ce premier chapitre permet de revenir rapidement pour avoir rappelé les éléments de constitution de la machine asynchrone, puis nous présentons les différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone et provoquer des pannes, seulement caractériser la signature du défaut dans les grandeurs accessibles, mais aussi de comprendre l'origine de son apparition, son évolution éventuelle et ses conséquences sur les performances de la machine [3,20]. En suite dans la deuxième partie de ce chapitre nous allons présenter les différentes méthodes de modélisation de la machine asynchrone en défaut ainsi que les méthodes les plus utilisées dans l'identification paramétrique.

I.2. CONSTRUCTION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués des tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans les quelles on place les enroulements. Le stator est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

Dans ce chapitre, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobine dont les enroulements sont en court-circuit. [21].

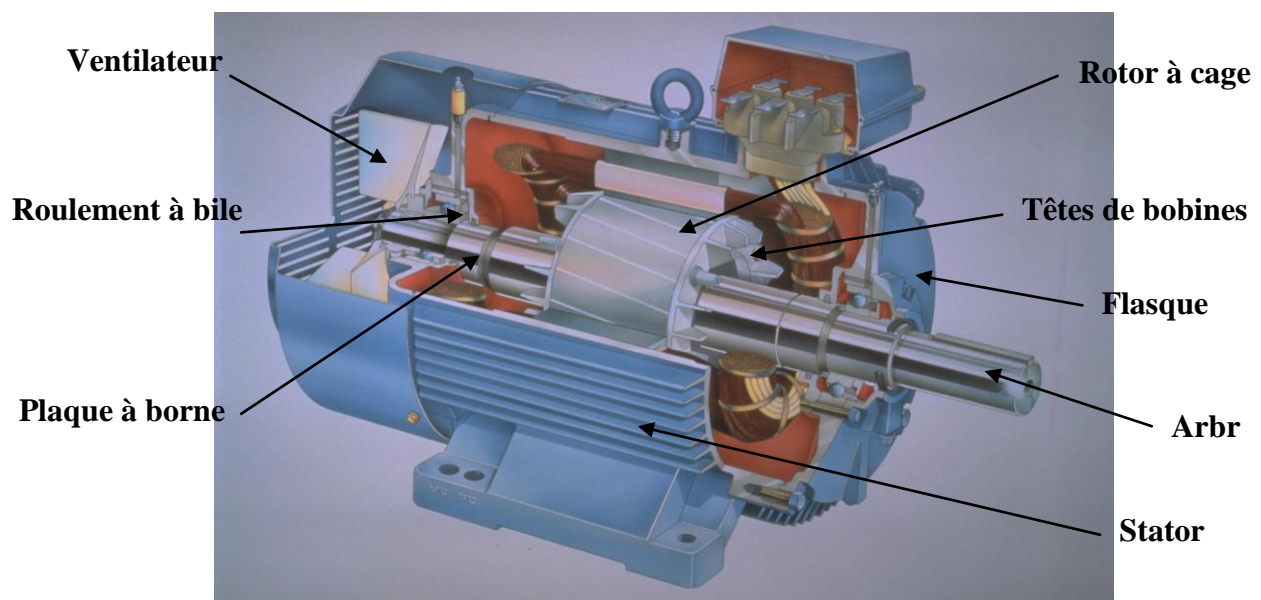


Fig. I.1. Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2.1. Le stator

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

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statorique sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière

imbriqués, ondulés, ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Nous représentons sur la figure I.2 les différentes parties de constitution du stator d'une machine asynchrone. [22, 23].



Fig. I.2. Stator de la machine asynchrone triphasée à cage.

I.2.2. Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-

circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépend principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera fait. Nous donnons une photographie en (Fig. I.3.) de l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil. Souvent, ces barres sont uniformément inclinées (Fig. I.3.c) pour limiter les harmoniques (biais d'encoches au rotor) et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone. L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [22, 23].

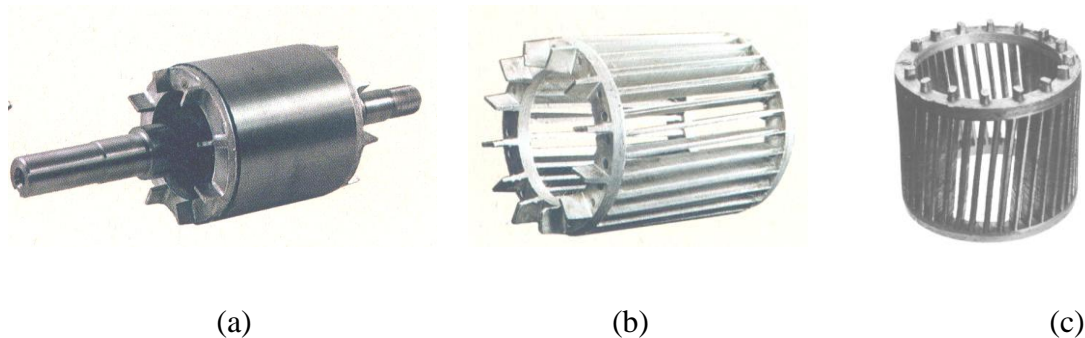


Fig. I. 3 : Rotor à cage d'écureuil.

I.2.3. Les Paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et des roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme nous pouvons le visualiser sur la figure I.1. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.3. LES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET LEURS CAUSES

L'étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif :

- Comprendre leurs genèses de manière à prévoir leurs gravités et leurs développements

- Analyser leurs impacts sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance, [13].

Ces défauts peuvent classés en deux familles principales : les défauts à cause interne, et les défauts à cause externe. Ces causes internes et externes de défauts, ainsi que les défauts causés sont rappelées brièvement dans les organigrammes (Fig. I.4, I.5) [3].

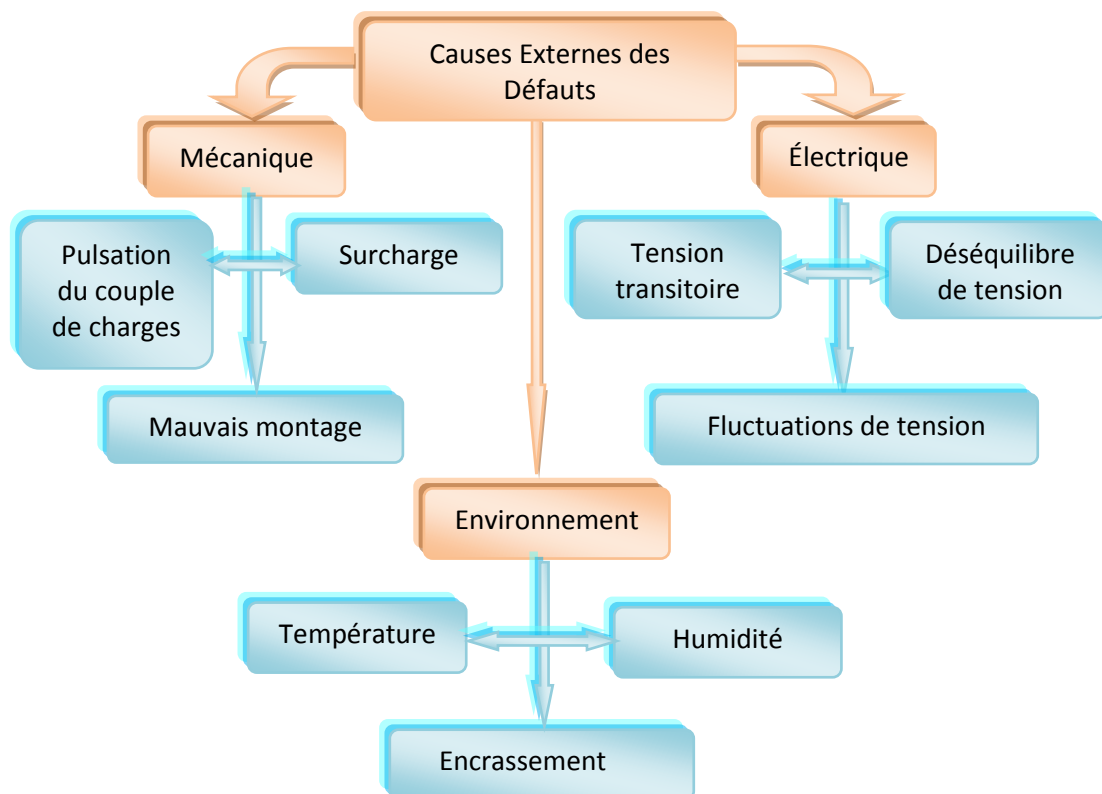


Fig. I.5. Causes externes des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.

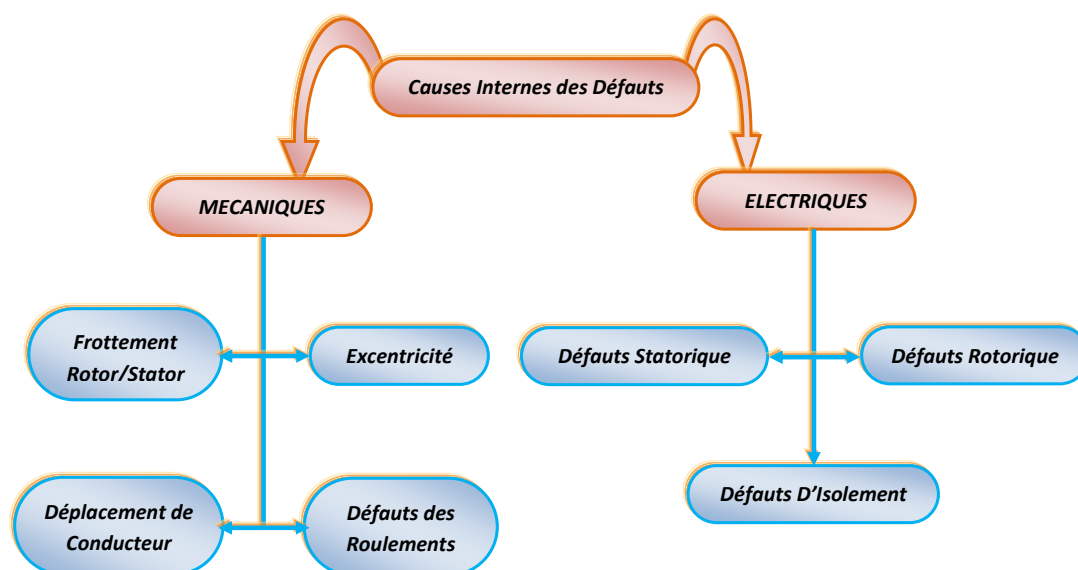


Fig. I. 5. Causes internes des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.

I.3.1. Etude statistique

Une étude statistique [13], effectuée en 1988 par une compagnie allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de faibles et moyenne puissance (50KW à 200KW) à donnée les résultats suivants (Fig. I.6) :

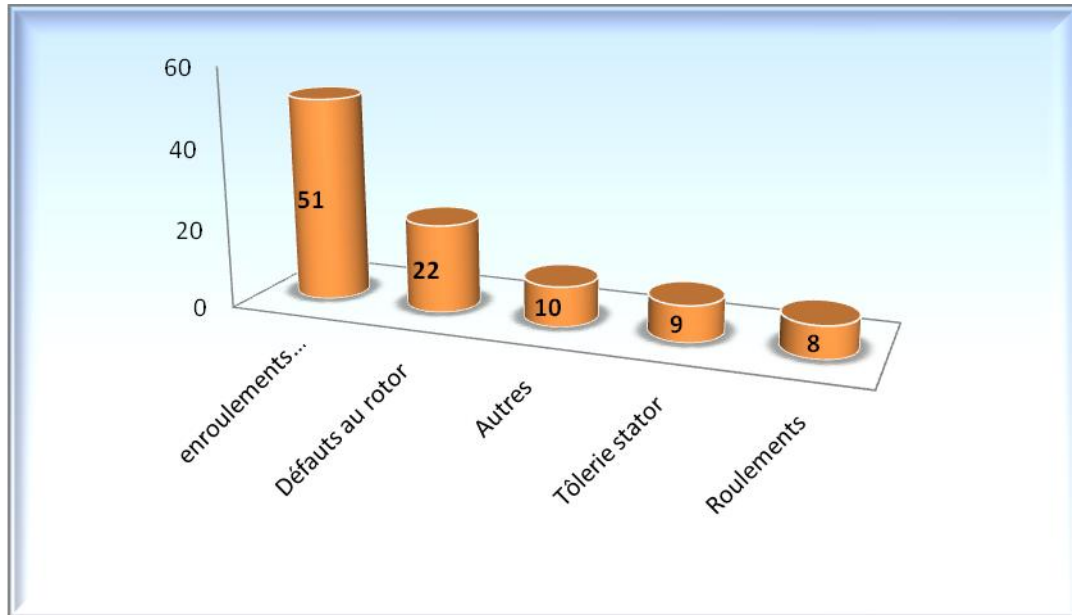


Fig. I.6. Répartition des pannes des machines de faible et moyenne puissance.

Les défauts statoriques sont les plus rencontrés dans ce type des machines.

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (100KW à 1MW) a donnée les résultats suivants (Fig. I.7) :

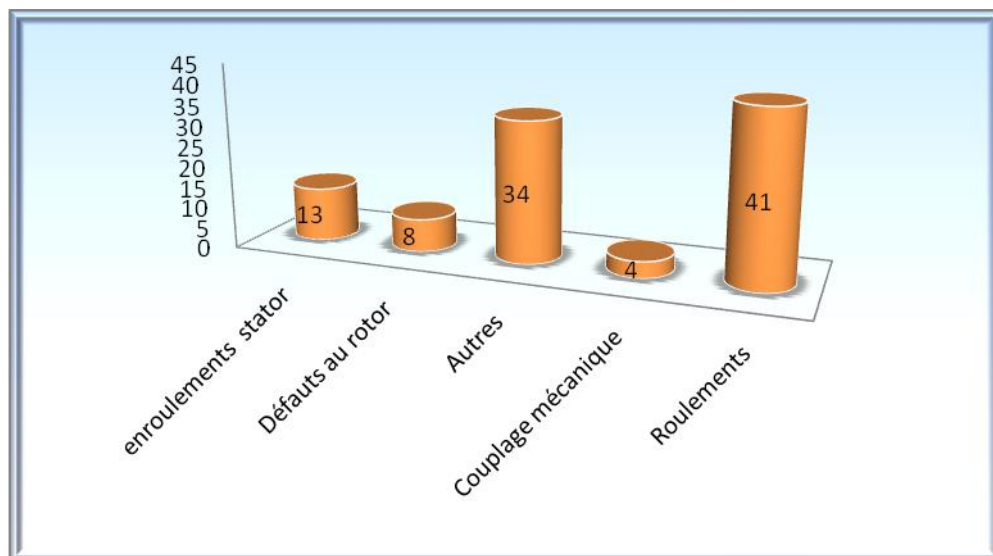


Fig. I.7. Répartition des pannes des machines de fortes puissances.

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 [13]. Ces études montrent que certains défauts sont plus fréquents que d'autres, parmi ces défauts :

I.3.2. Défauts au stator

Les défauts les plus rencontrés dans la machine asynchrone sont ceux qui affectent le stator, [24, 25] :

I.3.2.1. Cause des défauts au stator

- **Effets Thermiques**

Pour chaque augmentation de température de 10°C, la durée de vie du système d'isolation est diminuée de moitié. L'effet normal du vieillissement thermique est de rendre le système d'isolation vulnérable pour les autres facteurs et effets, qui actuellement produisent des défaillances. Une fois que l'isolation perd ses performances physiques, elle ne pourra plus résister aux différents effets diélectriques, mécaniques et environnementaux. Parmi les causes thermiques, on cite :

- Les variations de la tension.
- Les déséquilibres dans les tensions de phase.
- Le grand appel de courant au démarrage.
- Les surcharges.
- La mauvaise ventilation.

- **Effets électriques**

- Effets diélectriques.
- Variation de la fréquence de commutation des interrupteurs.
- Variation de la fréquence d'alimentation.

- **Effets mécaniques**

- Mouvement des bobines (à cause de la force due aux courants statoriques).
- Contacts entre le stator et le rotor lors de la rotation (dus aux défauts d'excentricité et roulements).

- **Effets environnementaux**

- Humidité.

- Effets chimiques.
- Poussière ou particules étrangères généralement accédant par ventilation.

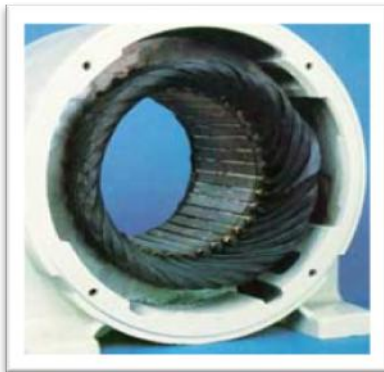
I.3.2.2. Présentation des défauts au stator

Parmi ceux-ci on cite les courts-circuits qui peuvent être de type :

- Phase-phase.
- Spire-spire.
- Phase-neutre.
- Bobine-bobine.

L'erreur d'ouverture d'une phase au stator lors du fonctionnement peut avoir des conséquences très graves sur la machine qui conduisent parfois à sa destruction complète à cause de l'échauffement excessif.

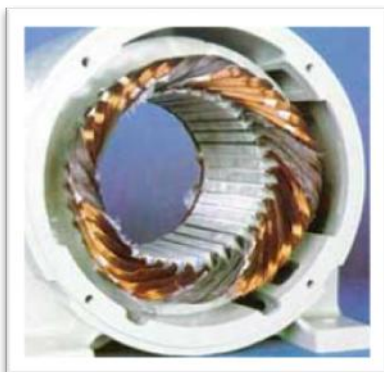
La figure (I.8) présente les différentes causes pour ce type de défaut:[26]



Endommagement dû à la surcharge.



Dégradation causée par une surtension.



Ouverture dans une phase de l'alimentation.



Courts-circuits entre – phase.



Déséquilibre de l'alimentation.



Masse dans l'encoche.

Fig. I.8. Différents défauts statoriques de la machine asynchrone.

I.3.3. Défauts au rotor

I.3.3.1. Causes des défauts au rotor [24]

- **Effets thermiques**

- Ventilation insuffisante.
- Mauvaise installation de la machine et de sa charge.
- Déséquilibre des tensions de phase.
- Effet de peau qui cause des différentiels de température au niveau des barres rotoriques.
- Mauvaise installation de l'arbre de la machine par rapport au noyau rotorique, ce qui cause des vibrations.
- Variation de l'isolation des barres rotoriques.

- **Effets électriques**

- Effets diélectriques.
- Variation de la fréquence de commutation des interrupteurs.
- Variation de la fréquence d'alimentation.

- **Effets mécaniques**

- Mouvement des bobines.
- Contacts entre stator et rotor lors de la rotation (dus aux défauts d'excentricité et des roulements).

- **Effets magnétiques**

- Effets électromagnétiques dus aux forces électrodynamiques et vibrations des barres.
- Déséquilibres magnétiques dus généralement aux excentricités.

- Bruits et vibrations électromagnétiques.
- **Effets résiduels**
 - Mauvaises installations et manipulations.
 - Mauvais entretiens.
- **Effets dynamiques**
 - Forces centrifuges.
 - Effets cycliques.
- **Effets environnementaux**
 - Poussières.
 - Humidité.
 - Effets chimiques.
- **Effets mécaniques**
 - Fatigue ou cassure des éléments rotoriques.
 - Problèmes dans les dimensionnements géométriques.
 - Utilisation inadéquate des matériaux.
 - Inclinaison de l'arbre rotorique.

I.3.3.2. Présentation des défauts au rotor

Les défaillances au rotor peuvent être [25] :

- Des excentricités statiques ou dynamiques.
- Des usures ou cassures au niveau de l'arbre de la machine.
- Des défauts dans les roulements.
- Des cassures au niveau des barres rotoriques et des anneaux de court-circuit.
- Des cassures ou usures dans les systèmes de ventilation.
- D'une barre résistive dû à la présence des poches d'air dans les encoches rotoriques. Ce défaut se produit lors de la fabrication car la phase du coulage de l'aluminium dans les tôles empilées n'est pas parfaitement maîtrisée (absence d'étanchéité totale).
- D'un mauvais alignement rotor-charge qui est à l'origine des mouvements vibratoires et d'oscillation du couple.

I.3.3.2.1. Ruptures des barres

Ces défauts apparaissent au niveau du rotor. Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une (s) barre (s) au niveau de la cage d'écureuil (Fig. I.9). Ils se traduisent par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique. Ces pannes rotoriques engendrent malheureusement des ondulations dans le couple électromagnétique qui elles mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine. Ce qui génère, en plus, des défauts mécaniques.



Fig. I.9. Défaut d'une barre cassée.

I.3.3.2.2. Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit [13]

Les cassures d'une portion d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux. Les anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple et donc de courant peuvent entraîner leur cassure. La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure de barres.

Suite à l'apparition de ces défauts, la machine continue à fonctionner, il est donc très difficile de détecter ces défaillances si la machine est en régime de défauts.

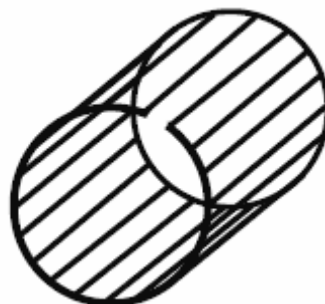


Fig. I.10. Rupture d'une d'anneau de court-circuit.

I.3.3.2.3. Excentricité

En plus du défaut d'oscillation du couple ou de désalignement, les défauts mécaniques peuvent engendrer un déplacement du centre du rotor par rapport au stator ou des déformations du rotor qui ont pour conséquence une non uniformité de l'entrefer, c'est à dire une excentricité du rotor. On distingue généralement trois types d'excentricité (Fig. I.11): [27]

❖ Excentricité statique

Le centre géométrique du rotor est confondu avec le centre de rotation, mais il est déplacé par rapport au centre géométrique du stator. Cela peut être causé par un mauvais positionnement du stator ou du rotor lors de l'assemblage ou bien à cause d'une déformation du rotor ou du stator.

❖ Excentricité dynamique

Le centre géométrique du rotor est différent du centre de rotation et ce dernier est confondu avec le centre géométrique du stator. Cela peut être causé par différents facteurs comme les tolérances de fabrication, utilisation de roulement, désalignement, résonance mécanique aux vitesses critiques, mauvaise construction des différentes pièces de la machine. Le mouvement giratoire du rotor pour des vitesses critiques est une autre source de ce type d'excentricité et il a une importante considération dans le cas d'axes flexibles ou courbés.

❖ Excentricité mixte

C'est la combinaison des deux excentricités précédemment citées. Le risque d'une grande excentricité est le contact mécanique entre le rotor et le stator, ce qui entraînerait des dommages considérables à la machine.

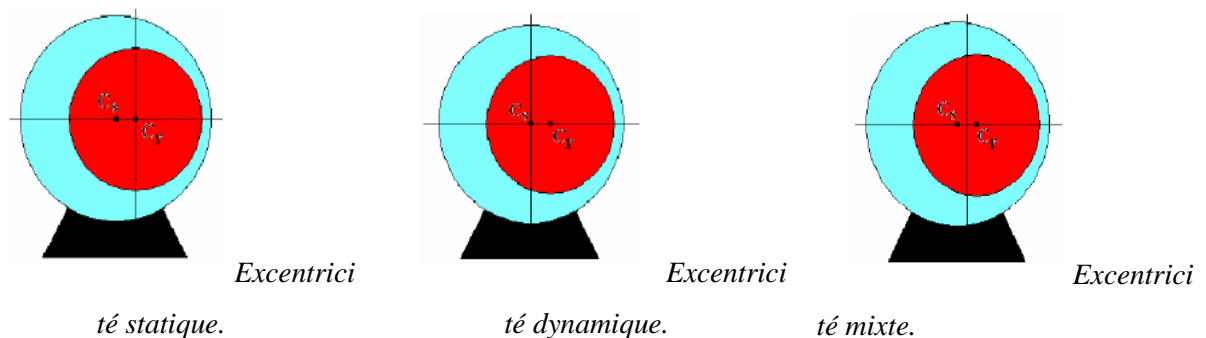


Fig. I.11. Représentation de l'excentricité dans la machine.

I.3.4. Roulement à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tous types de machines électriques. Les défauts de roulements (Fig. I.12) peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer de perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation. L'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statorique permet de détecter ce type de défaillances, [23].

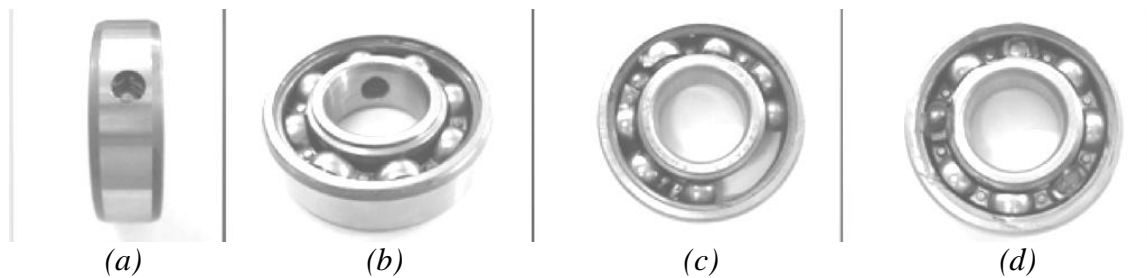


Fig. I.12. (a, b) trous dans les gorges de roulement extérieure et intérieure, (c) détérioration de la cage de roulement, (d) détérioration des billes. [28]

I.3.5. Défauts extérieurs (d'environnement)

Ces effets sont principalement dus à un problème de nature [26]:

- électriques : régime transitoire et déséquilibré d'alimentation,
- thermiques : la température ambiante élevée points chauds, balourds surcharge,
- mécaniques : agression, choc en service, jeux,
- dynamiques : arbre de transmission de rotor et le bobinage pour le stator.
- chimiques : corrosion, humidité ...

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 de 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 des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC)

Dans la modélisation par les équations des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), les enroulements constituant le stator et le 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.13) [29, 30].

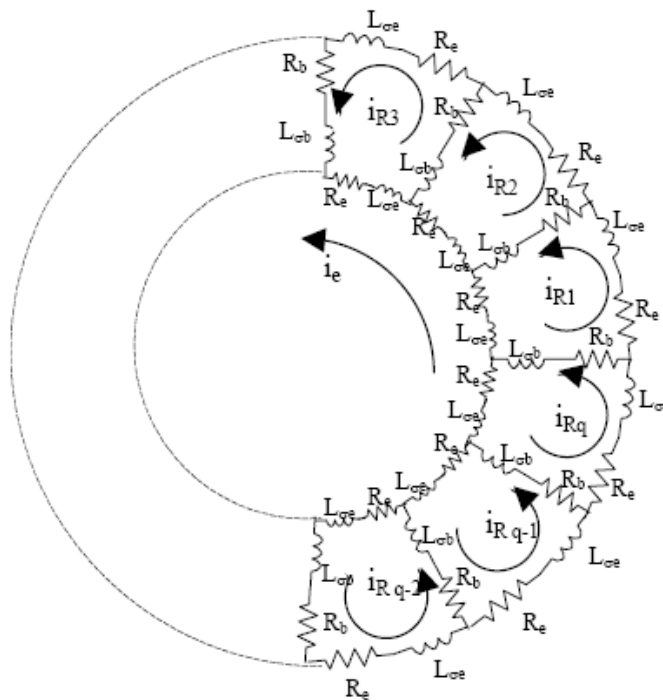


Fig. I.13. Schéma électrique équivalent de la cage rotorique.

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 [31]. 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 CEMC (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. [3]

I .4.3. Modèle à 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 [3].

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

La méthode des réseaux de perméances [7] 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.

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.14).

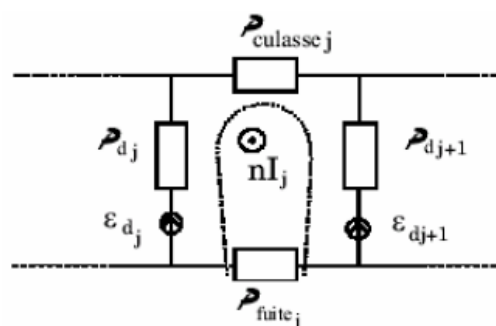


Fig. I.14. Réseau de perméances élémentaire autour d'une encoche statorique.

Toutes les valeurs de perméances sont calculées par le biais d'une simulation avec la méthode des éléments finis en magnéto-statique 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 [26] 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 [8, 9].

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-spores dans les phases statoriques.

I .4.6. Comparaison des méthodes de modélisation

Au fil des paragraphes précédents, il apparaît que la méthode des éléments finis est celle qui offre la plus grande quantité d'information aussi bien au niveau local qu'au niveau des grandeurs globales en termes de précision. Ainsi, avec la MEF, il est possible d'obtenir une signature de défaut simulée assez proche des signaux réels. Cependant, ce niveau de précision doit être grandement modéré par des temps de calcul qui s'avèrent excessif surtout dans le cas de l'étude de certains inter-harmoniques nécessitant des simulations sur des fenêtres temporelles assez longues. Tout en gardant les mêmes hypothèses que la MEF (même si le calcul de la perméance de l'entrefer doublement encoché reste peu précise), la méthode des réseaux de perméances apporte une amélioration en terme de temps de calcul par rapport à la MEF.

Cependant, la mise en œuvre de la RNM reste assez fastidieuse et le calcul des perméances du réseau doit être adapté (si ce n'est pas refait) pour chaque machine étudiée. Si les méthodes basées sur les circuits électriques à constantes réparties manquent de précision à cause de certaines hypothèses fortes (perméabilité infinie, etc.), elles nécessitent des temps de calcul sensiblement plus courts que la RNM et la MEF. Elles sont

donc bien adaptées à l'étude et la simulation de la manifestation d'un défaut et ce, surtout quand ladite manifestation se traduit par l'apparition ou la disparition de certaines raies du spectre.

A ce stade, il faut noter que la méthode des CIE et la méthode des CEMC-A sont plus rapides que la méthode CEMC, mais elles nécessitent le calcul analytique des inductances, ce dernier pouvant changer selon l'arrangement géométrique des constituants de la machine. Quant à la CEMC, le calcul numérique des inductances par le biais de la théorie des fonctions de bobinage et de distribution donne à cette méthode une assez grande souplesse d'utilisation avec une définition minimale des arrangements géométriques des constituants de la machine à étudier. Enfin, les méthodes de type « circuits » peuvent être améliorées par l'utilisation de la MEF pour le calcul préalable de certains paramètres.

En guise de synthèse, le tableau I.1 résume les hypothèses des différentes méthodes

<i>Méthode</i>	<i>Hypothèse</i>
<i>Circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC)</i>	<i>Sans saturation, avec détails de la géométrie</i>
<i>CEMC analytique (CEMC-A)</i>	<i>Sans saturation, sans détails de la géométrie</i>
<i>Circuit internes équivalents(CIE)</i>	<i>Sans saturation, sans détails de la géométrie</i>
<i>Réseaux de perméances(RNM)</i>	<i>avec saturation locale Avec détails de la géométrie</i>
<i>Eléments Finis 2D(MEF)</i>	<i>avec saturation locale et avec détails de la géométrie</i>

Tableau I.1. Comparaison des méthodes de modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts.

I.5. METHODES D'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MAS

L'association de machines à des convertisseurs statiques offre de nombreuses possibilités de fonctionnement. Le dimensionnement du convertisseur statique et de sa commande nécessite une phase d'identification paramétrique de la machine, les méthodes d'identification classiques sont basées sur trois essais, à savoir : l'essai à vide (sans charge), l'essai à rotor bloqué et la méthode voltampère métrique pour la mesure de la résistance des enroulements statoriques [32]. Ces méthodes utilisent les hypothèses simplificatrices classiques. Les paramètres obtenus sont souvent éloignés de ceux correspondants aux conditions de fonctionnement de la machine.

I.5.1. Problème d'identification en pratique

Le problème posé consiste à identifier un modèle (ses paramètres dans le cas des méthodes d'identification paramétriques) à partir des données expérimentales. Au préalable, il faut mettre au point un banc d'essai muni d'un système de mesure de précision donnant le maximum d'informations. Ensuite, on procède au choix des algorithmes d'identification qui permettent, à partir des données, de préciser les paramètres du modèle candidat. Le choix d'un modèle candidat peut se faire à partir des lois physiques régissant le fonctionnement du système. Ce dernier, peut être du type représentation d'état ou représentation entrée / sortie.

I.5.2. Méthodes d'identification paramétrique

Les méthodes d'identification paramétrique sont utilisées dans le cas où l'on suppose la structure du modèle du processus à identifier (tel est le cas des machines électriques). Ces méthodes ont pour objectif de déterminer les valeurs inconnues des paramètres du modèle à partir d'un jeu de relevés expérimentaux mesurés sur le processus. Il existe deux grandes classes de méthodes d'identification : déterministes et stochastiques.

I.5.2.1. Les méthodes déterministes

Dans ces méthodes ne font pas d'hypothèses sur les propriétés des bruits. Elles ne fournissent donc pas d'informations sur la précision des paramètres identifiés.

Parmi les méthodes déterministes, on trouve le filtre de Luenberger et la méthode du modèle de référence. Cette dernière est la plus utilisée comme le révèle la recherche sur l'état d'art des méthodes d'identification déterministes. Elle est basée sur l'erreur de sortie et permet d'utiliser des signaux entrées/sorties quelconques et d'identifier les paramètres des modèles de structures variées. La figure I.15 donne le schéma de principe de cette méthode.

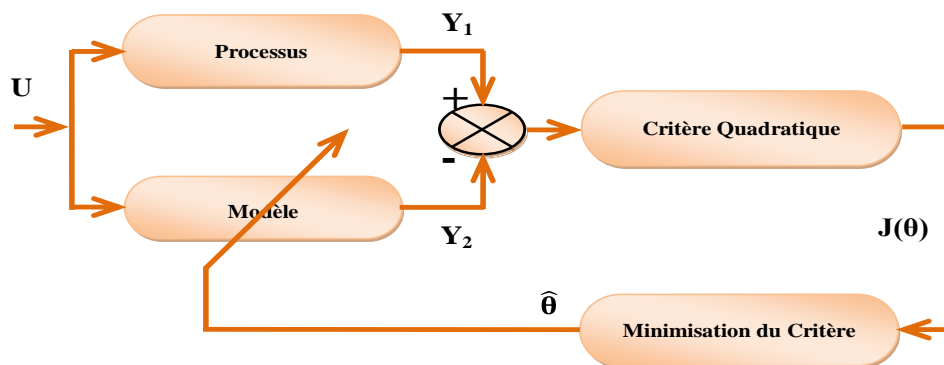


Fig. I.15 - Principe de la méthode du modèle de référence

L'estimation du vecteur de paramètre θ est effectuée en minimisant le critère quadratique $J(\theta)$ (ou fonction de coût) par une méthode d'optimisation. Ce critère quadratique est fonction de l'écart entre les sorties mesurées Y_1 du processus (réel) et la sortie Y_2 du modèle excité par les mêmes entrées U que le processus.

I .5.2.2. Les méthodes stochastiques

Ces méthodes tiennent compte des bruits de perturbation du système en associant une valeur de la précision à chaque paramètre identifié.

Contrairement aux méthodes déterministes, les méthodes stochastiques d'identification tiennent compte de la présence des bruits de mesure des incertitudes sur le modèle même du processus [33]. Parmi les méthodes stochastiques d'identification paramétriques, les plus connues, sont les méthodes des moindres carrés récursives (MCR) et de filtre de kalman Etendue (FKE).

Contrairement aux méthodes qui sont basées sur l'erreur de sortie (modèle de référence par exemple) faisant appel aux notions de programmation non linéaires ou aux équations de sensibilité, les méthodes stochastiques sont basées sur l'erreur de prédiction (erreur d'équation) et conduisent aux méthodes MCR. L'avantage primaire de ces méthodes est d'être relativement simple à mettre en œuvre et à implanter en temps réel sur ordinateur sous forme récursive. La figure I.16 donne le schéma de principe de la méthode MCR.

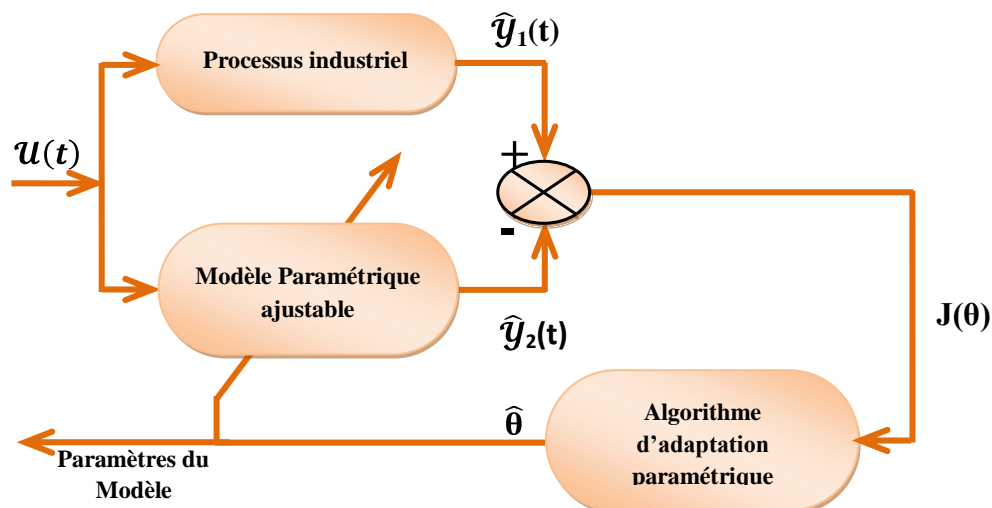


Fig. I.16 - Schéma de principe de la méthode MCR

I.6. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre après quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone ainsi que les principaux défauts qui peuvent gêner leur fonctionnement et les différentes causes probable, nous avons donné une synthèse de différentes méthodes de modélisation de la machine asynchrone triphasée en présence des défauts, à la fin de ce chapitre un aperçu général sur les différentes méthodes d'identification paramétrique de la MAS a été présenté.

L'objectif de deuxième chapitre est la simulation de la machine asynchrone saine et avec défauts.

Chapitre II

Simulation de la machine asynchrone saine et en défaut

II.1. INTRODUCTION

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone a fait l'objet de nombreux travaux, que ce soit dans le but de conception, de la commande ou le diagnostic. La diversité des objectifs a fait parâtre plusieurs techniques de la modélisation et des outils de la simulation selon le domaine étudié [20].

Ce chapitre est consacré à la simulation par la méthode des éléments finis (MEF), sous logiciel Flux 2D[®] de la machine asynchrone saine et en présence des défauts de rupture des barres au rotor, Nous montrerons alors comment le modèle des éléments finis prend les altérations topologiques de la machine.

La simulation de la rupture d'une barre, dans notre modèle, peut être faite en utilisant deux méthodes différentes :

- La première consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre incriminée d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible de zéro en régime permanent,[23].
- La seconde consiste, à supprimé le conducteur associé à la barre dans le circuit électrique et la surface correspondante dans la géométrie est remplie par un matériau non magnétique, [13].

Dans notre travail, nous avons utilisé cette dernière méthode qui présente mieux le défaut réel.

A la fin de ce chapitre nous allons appliquer la méthode de l'essai fréquentiel à l'arrêt (SSFR) de la machine asynchrone saine et avec rupture des barres rotorique.

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 vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement 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 : [34]

- 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 :

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

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

- la relation régissant les propriétés des matériaux magnétiques :

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

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.6})$$

- La relation de la loi d'Ohm :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.7})$$

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)

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.2.2. 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 :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (II.8)$$

$$div \vec{B} = 0 \quad (II.9)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (II.10)$$

La condition (II.9) permet de définir une fonction en vecteur potentiel **A** telle que:

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (II.11)$$

Pour que **A** soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. On ajoute alors la condition $div(A)=0$ appelée jauge de **Coulomb**. Qui vérifiée automatiquement l'unicité de la solution.

Par la substitution de (II.11) et (II.10) dans (II.8) nous obtenons l'équation électromagnétique en magnétostatique, exprimée par le système d'équations suivant :

$$\overrightarrow{rot}(v \cdot \overrightarrow{rot} \vec{A}) = \vec{J} + \overrightarrow{rot}(v \cdot \vec{B}_r) \quad (II.12)$$

Où

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

II.2.3. Le mode magnétodynamique

Ce modèle s'applique aux dispositifs qui ont des sources du courant ou de la tension qui varient en fonction du temps.

Le terme $\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$ 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 :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\nu \cdot \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + j\omega \sigma \vec{A} = \vec{J} \quad (\text{II.13})$$

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

II. 2.4. Le mode magnétique transitoire

Est le plus complet. I_1 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 :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\nu \cdot \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{rot}} \vec{B}_r + \sigma \overrightarrow{\text{grad}} V = 0 \quad (\text{II. 14})$$

II.2.5. 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 approché 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 [35].

Pour élément triangulaire on a :

$$Ae(x, y) = a + bx + cy \quad (\text{II.15})$$

Pour les éléments quadrilatéraux on a:

$$Ae(x, y) = a + bx + cy + dxy \quad (\text{II.16})$$

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).

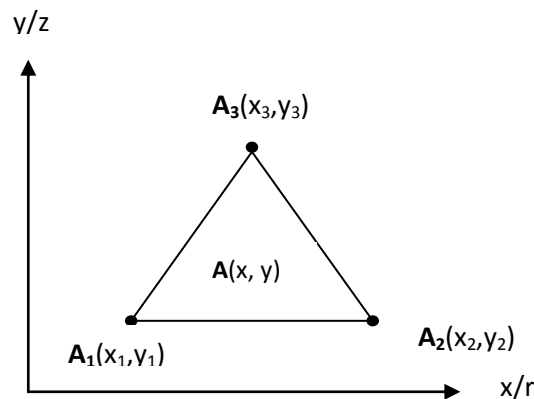


Fig. II.1. Fonction d'interpolation d'un élément.

II.2.6. 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 [35].

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.2.7. 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 [36]:

- **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 (**Materials database**) et de définir le schéma et les données du circuit électrique (**Circuit**).

- **Module Solving Process**

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.2.8. 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).

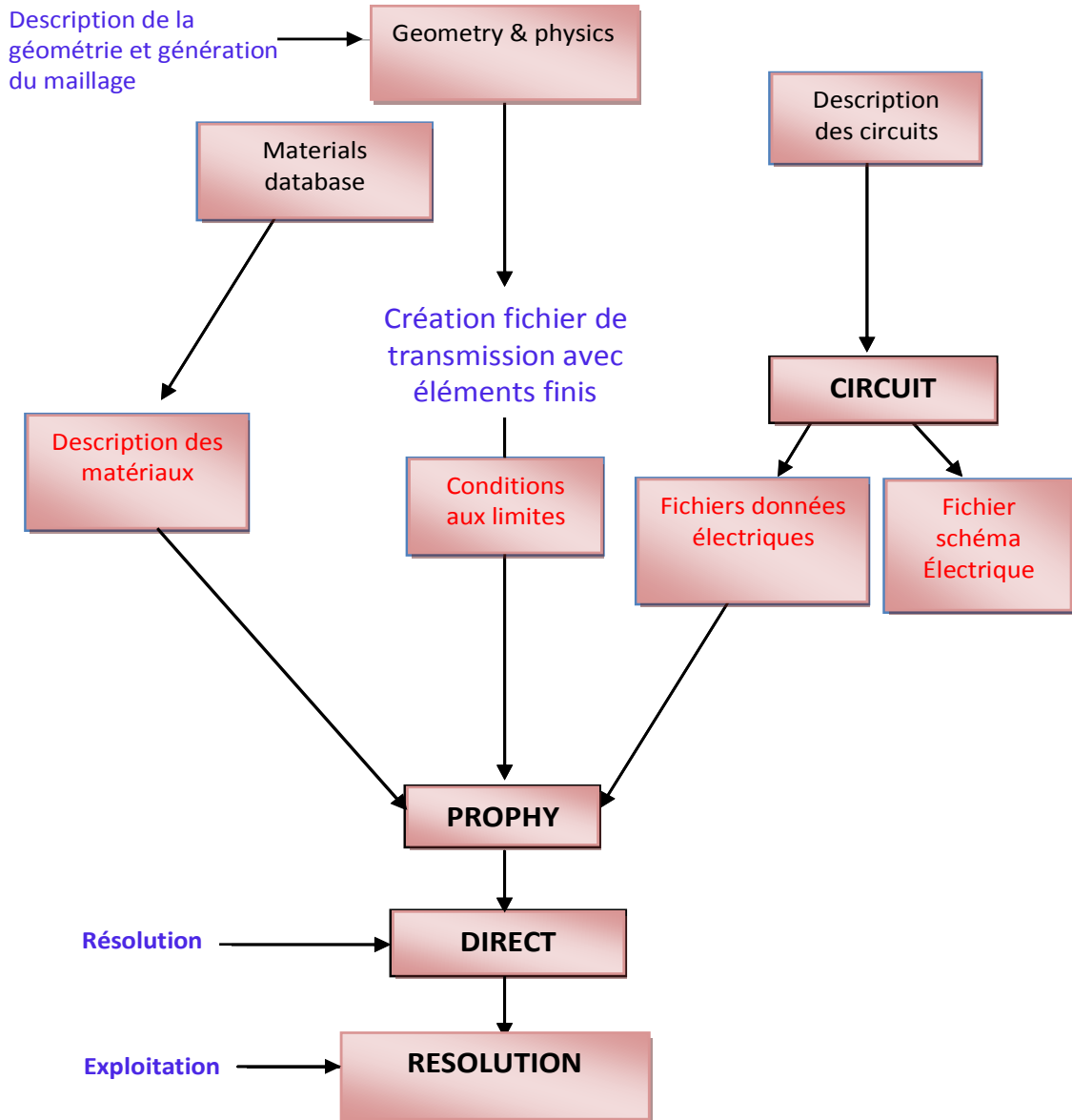


Fig. II.2. Schéma des différents modules du logiciel Flux.2D®.

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®, [37].

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

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée sont données au tableau II.1 [14]

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

Tableau II.1. Caractéristique de la machine étudiée.

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

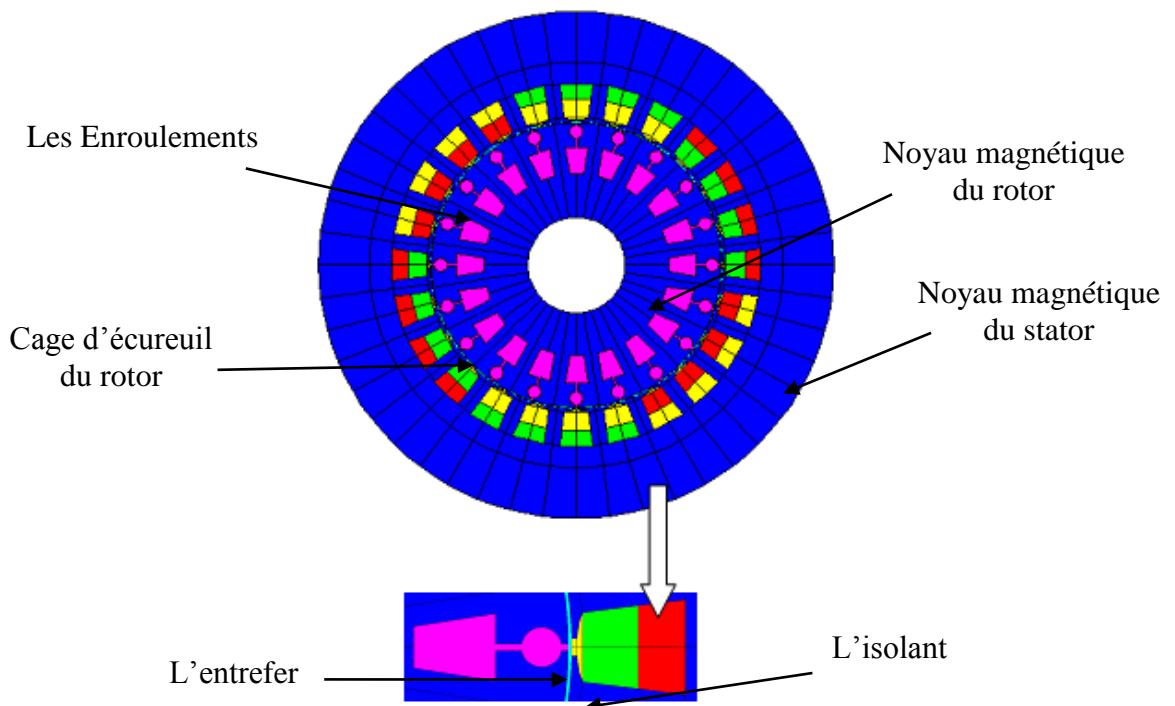


Fig. II. 3. Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.

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

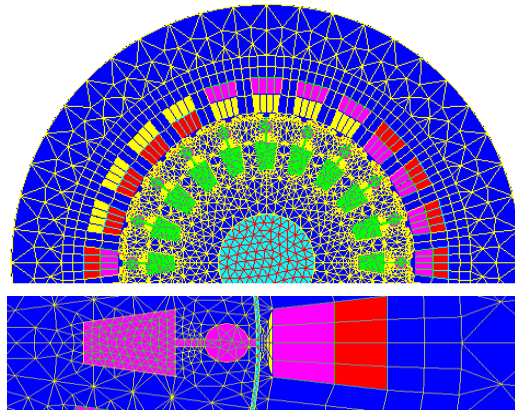


Fig. II.4. Répartition du maillage.

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) représentant : 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 le réseaux (R_U , R_V , R_W), R_1 , R_2 , R_3 : représentent les résistances des voltmètres pour mesurer la tension statorique.

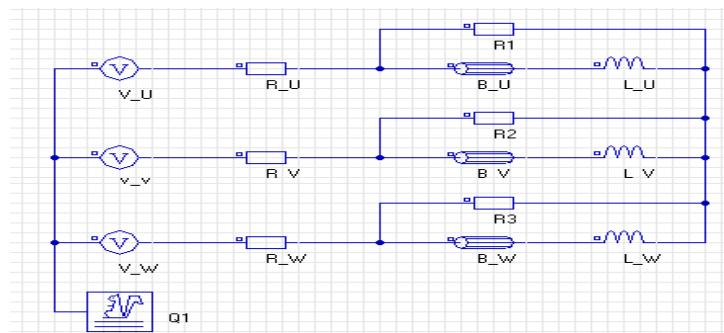


Fig. II.5. Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.

Q1 : est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D[®]) utilisé pour modéliser la cage d'écuriel 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'annaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes).

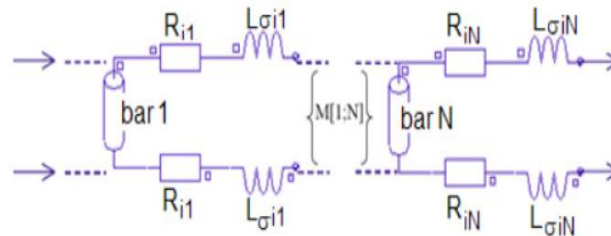


Fig. II.6. Circuit équivalent de la cage rotorique.

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 [38].

II.4. SIMULATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE SAINE

II.4.1. Fonctionnement à vide

A vide, sous la tension nominale de 380 V, nous avons présenté sur les Figures. II.7 à II.11, l'évolution des grandeurs locales (les lignes de équiflux, l'induction électromagnétique) et les grandeurs globales (Les courants, le couple électromagnétique, la vitesse). Après un régime transitoire d'environ 0.5s (Fig. II.8) durant lequel la machine se magnétisent, 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.

Les courants au stator atteignent le régime permanent avec une valeur efficace de 4 A. Les trois courants de phase sont bien déphasés entre eux de 120° électriques, donc, nous retrouvons bien le comportement équilibré de la machine, Mais à une forme d'onde qui n'est pas tout à fait sinusoïdale. Cela est du essentiellement à l'effet de la saturation de la machine. Le couple électromagnétique, à vide, sont pratiquement nuls en régime

permanent (Fig. II.9). La carte de champ et l'induction à $t = 0.7s$ (Fig. II. 7), montre le couplage des lignes de champ au niveau de l'entrefer

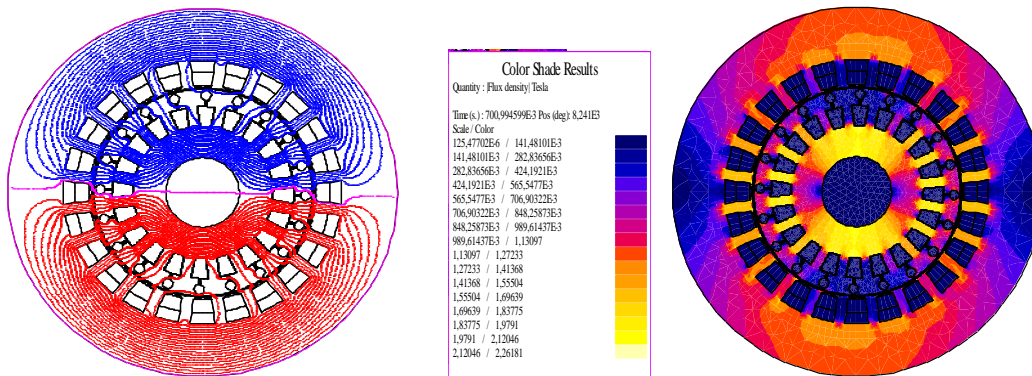


Fig. II.7. Carte du champ et l'induction à vide à $t = 0.7 s$.

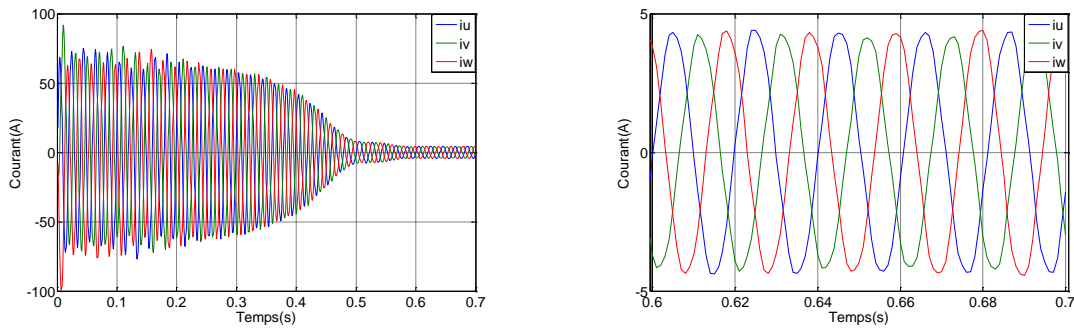


Fig. II.8. Courants statorique à vide.

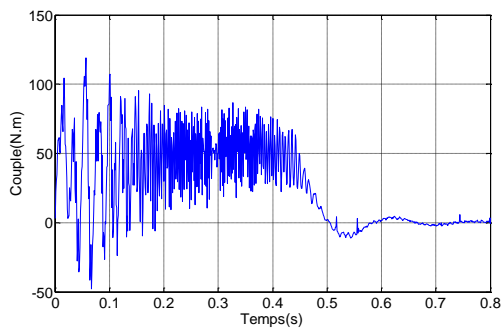


Fig. II.9. Couple électromagnétique.

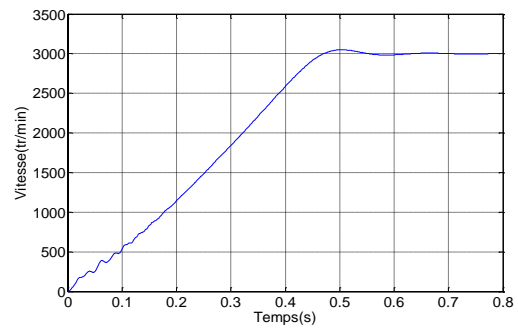


Fig. II.10. Vitesse de rotation.

Les courants dans les barres (Fig. II.11) sont égaux entre eux en amplitude. et nulles au régime permanent.

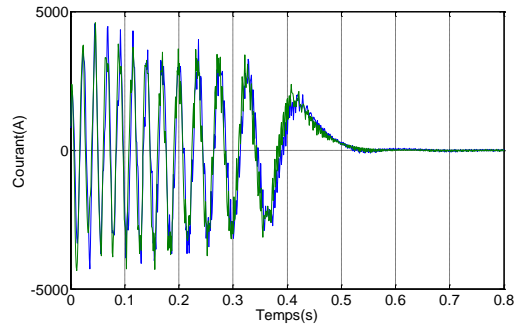


Fig. II.11. Courants à vide dans les barres 1,2...6.

II.4. 2 Fonctionnement en charge

Sous la même tension (380 V), nous avons présenté sur les Figures II.12 à II. 16, les caractéristiques de la machine en régime nominal. L'effet de la saturation, sur le courant absorbé par la machine, est moins accentué en régime nominal (Fig. II.13). Pour le prototype étudié, le couple atteint environs 25N.m (Fig. II.14).

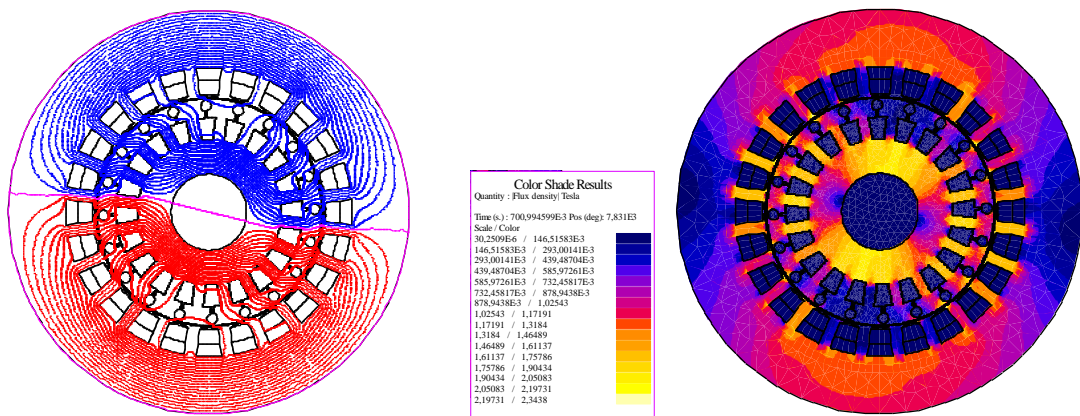


Fig. II.12. Carte du champ et l'induction en régime nominal à $t = 0.7s$.

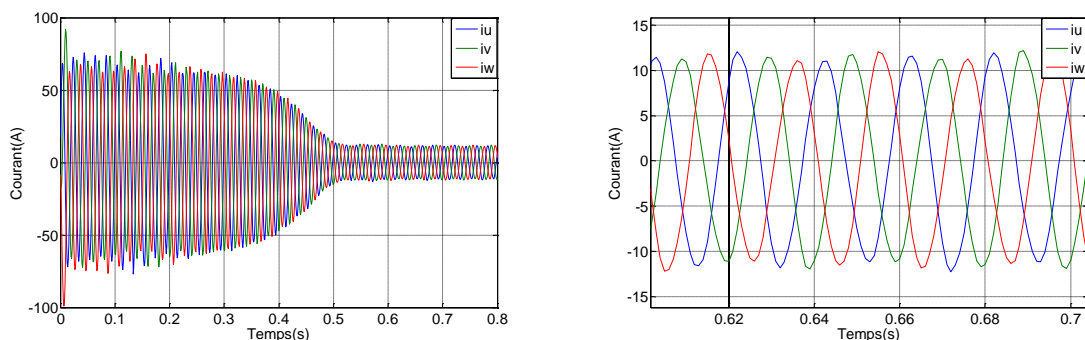


Fig. II.13. Courants statorique en charge.

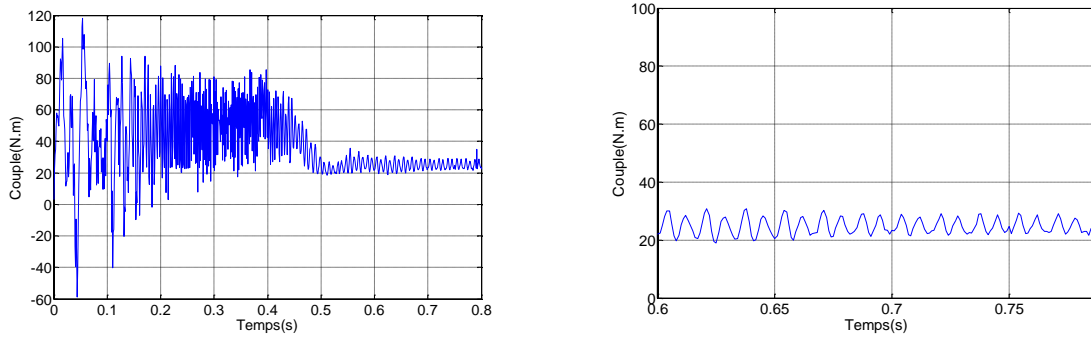


Fig. II. 14. Couple électromagnétique en charge.

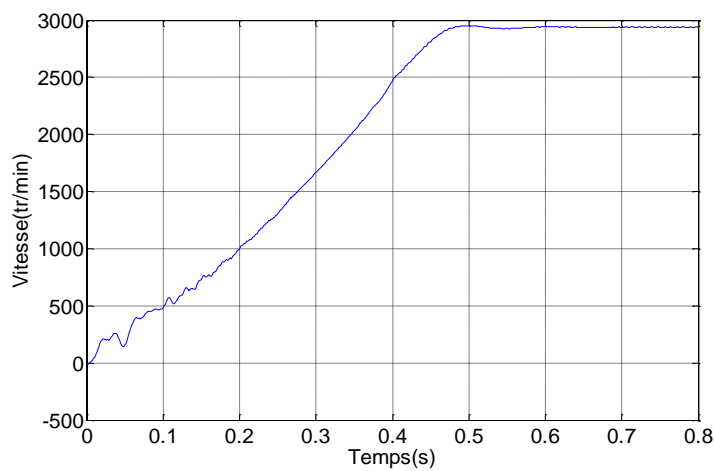


Fig. II.15. Vitesse de rotation en charge.

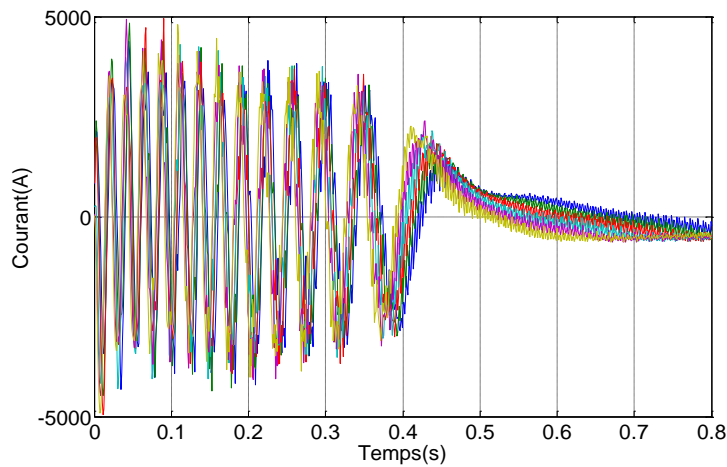


Fig. II.16. Les Courants en charge dans les barres 1,2...6. En charge.

Pendant le régime transitoire du calcul, le couple (Fig. II.14) part de zéro et arrive à la valeur nominale de 25 N.m. Durant le régime nominal le couple se stabilise autour de la valeur nominale avec des harmoniques de faibles amplitudes.

II.5. SIMULATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN DÉFAUT

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.17) 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. L'absence des courants dans les barres cassées annule leurs participations à la création du flux, ce qui explique le resserrement des lignes de flux autour de ces barres. On remarque aussi, que le déséquilibre de répartition des lignes de flux augmente en fonction du nombre des barres cassées.

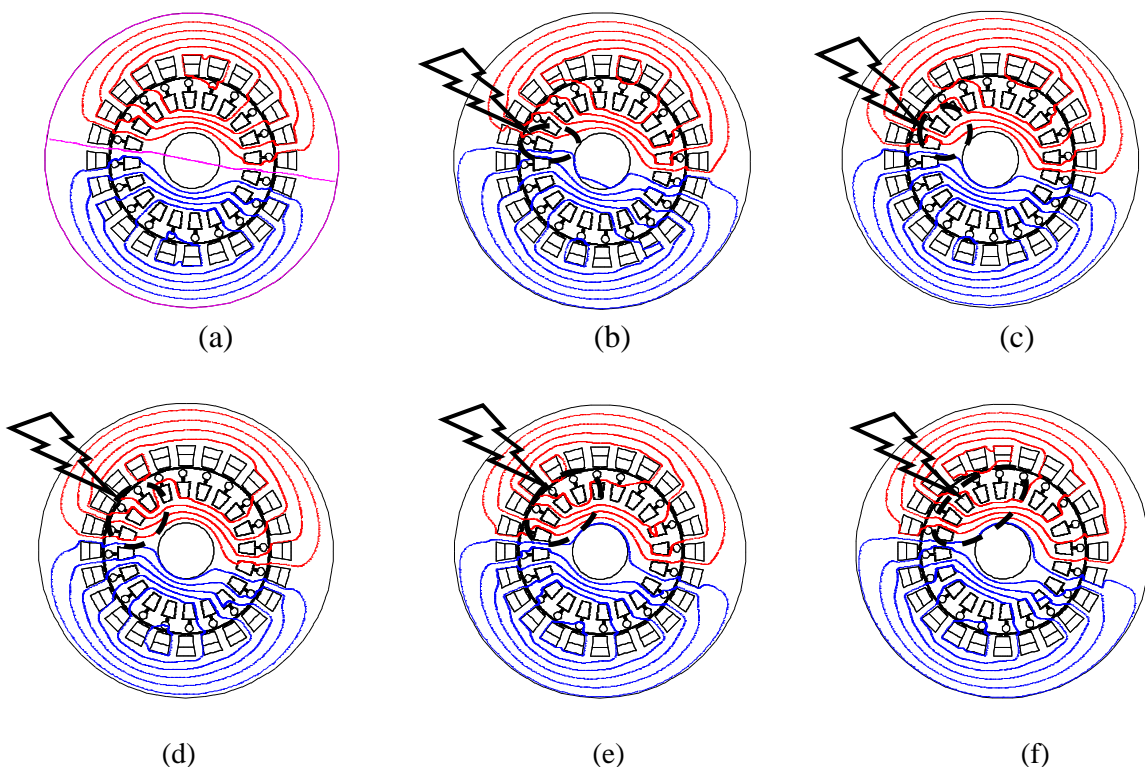


Fig. II.17. Répartition des lignes équiflux : (a) machine saine, (b) une barre cassée, (c) deux barres cassées, (d) trois barres cassées, (e) quatre barres cassées, (f) cinq barres cassées

Les distributions de l'induction (Fig. II.18) montrant aussi l'accentuation de déséquilibre lors de l'apparition des défauts.

Nous remarquons qu'autour du point défaut, l'induction est relativement élevée. Au stator, l'induction est totalement déséquilibrée entre les pôles de la machine.

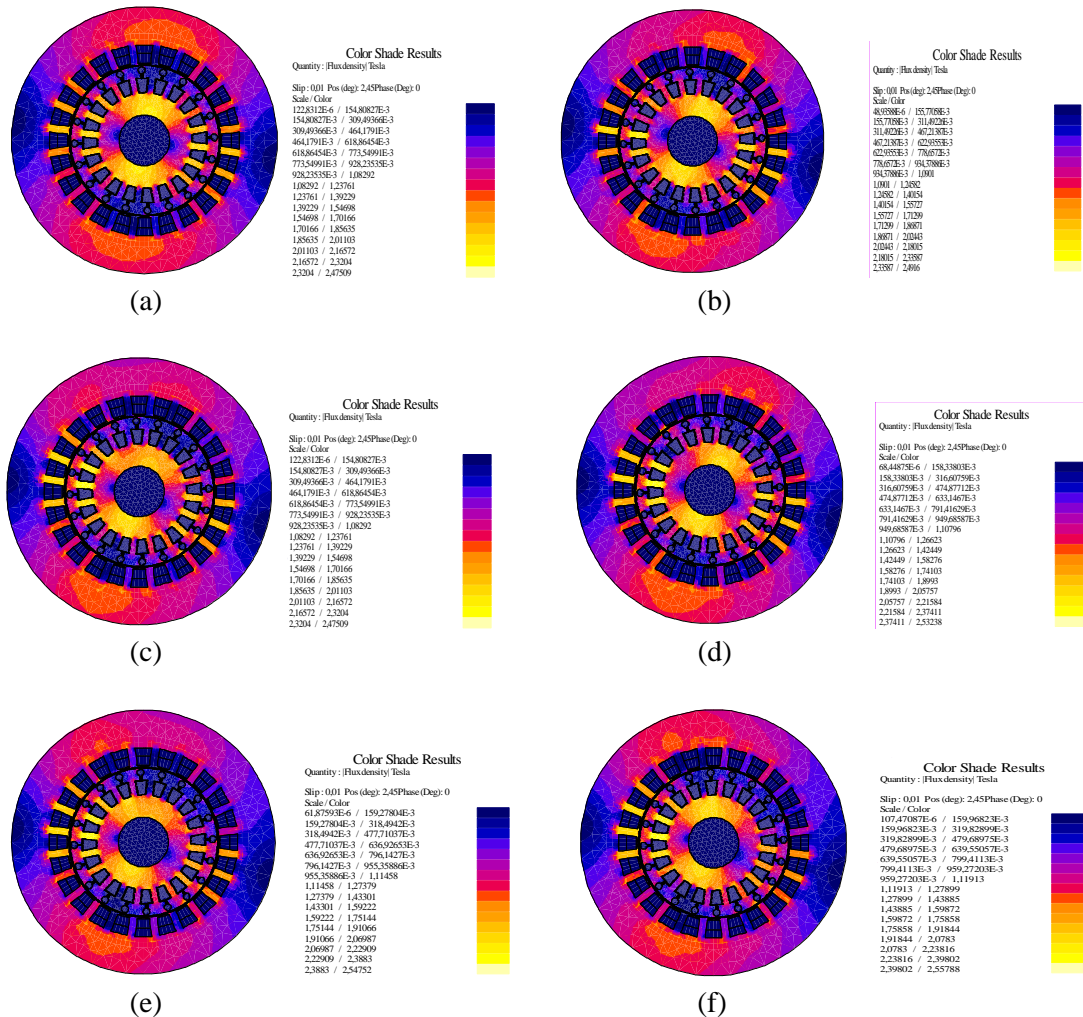


Fig.II.18. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique :(a)machine saine, (b) une barre cassée, (c) deux barres cassées, (d) trois barres cassées, (e) quatre barres cassées, (f) cinq barres cassées

Les figures (II.19, 20) représentent l'influence de cassure des barres sur les courants de trois phases absorbés par la machine.

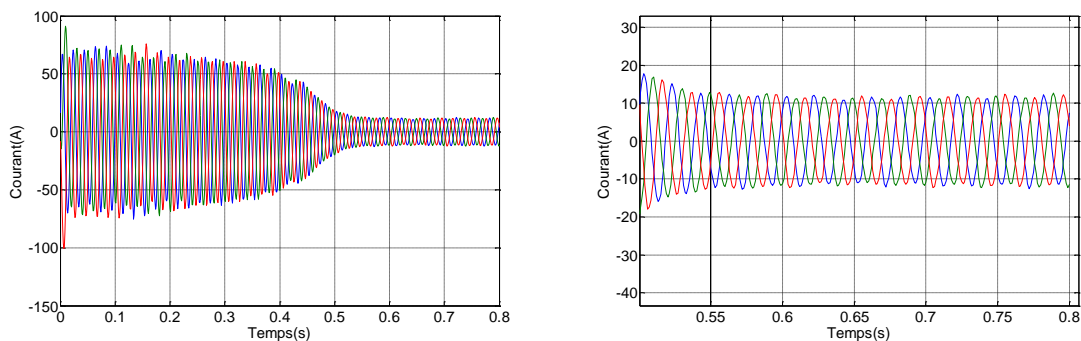


Fig. II.19. Courants de phase statorique avec une barre cassée en charge.

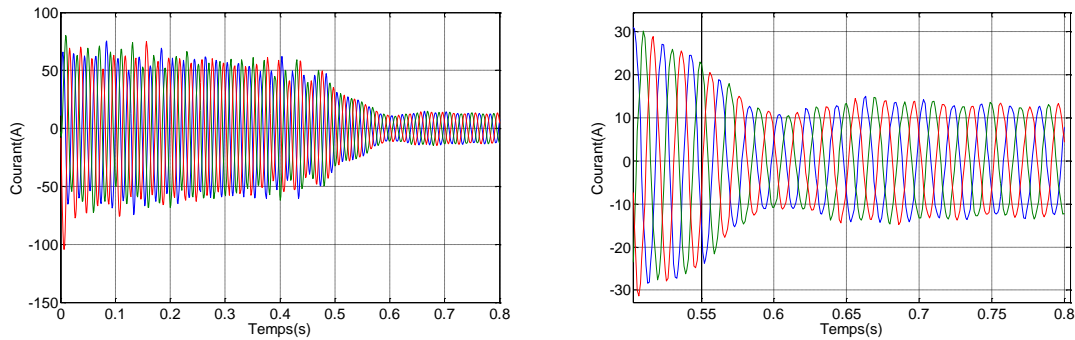
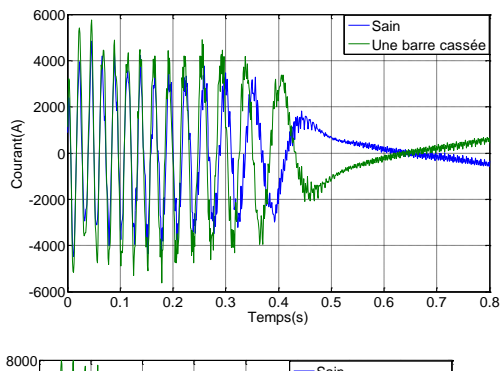


Fig. II.20. Courants de phase statorique avec trois barres cassées en charge.

Les courants de phases statoriques sont toujours déphasés entre eux de 120° , cependant une ondulation de l'amplitude des courants apparaît avec la cassure des barres. L'amplitude de cette oscillation est proportionnelle au nombre de barres cassées.

Les figures (II.21, II.22) représentent le courant dans la barre adjacente aux barres cassées dans la machine saine et avec cassure des barres.



La figure ci-dessus présente la répartition des courants dans les barres de la machine, la rupture des barres provoque un déséquilibre du courant entre les barres du rotor et une augmentation de l'amplitude du courant, Cette amplitude augmente avec le nombre de barres cassées. Notons que l'amplitude des oscillations est proportionnelle aussi à ce nombre. Le fait que les barres adjacentes conduisent plus de courant entraîne une surchauffe de ces barres qui provoque un vieillissement accéléré et explique l'effet cumulatif sur la rupture des barres.

On peut montrer l'influence du nombre des barres cassées sur la durée du régime transitoire, ce phénomène peut être mieux évalué et plus concrétisé avec l'utilisation de la courbe de vitesse au démarrage (Fig. II.23). Nous avons vu que le temps du régime transitoire est modifié dans le cas d'une cassure des barres rotoriques, la comparaison entre

une machine à l'état saine et à l'état en défaut, On remarque que la durée de démarrage s'augmente avec le nombre des barres rompues.

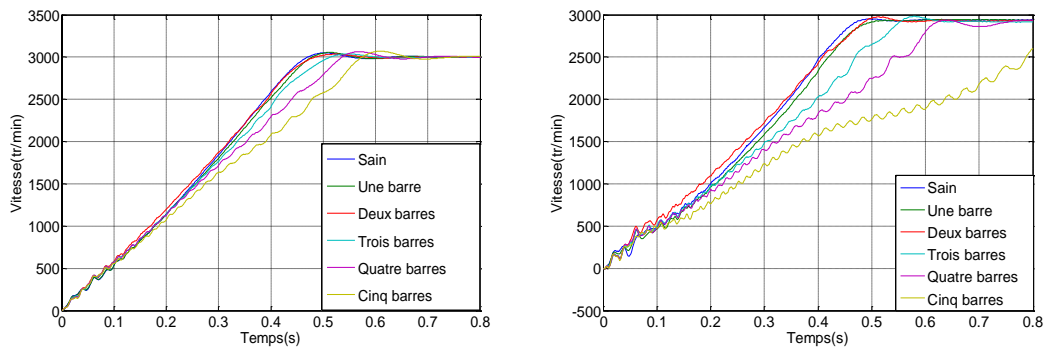


Fig. II.23. Vitesse de rotation à vide et en charge.

Les figures (II.24, II.25) représentent le couple électromagnétique de la machine asynchrone à vide et en charge, d'après ces figures, on peut remarquer qu'il est difficile d'observer l'effet de défaut en régime permanent, quand la machine n'est pas chargée.

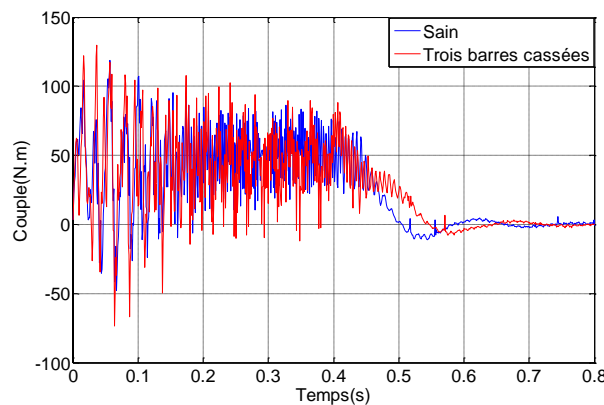


Fig. II.24. Couple électromagnétique à vide.

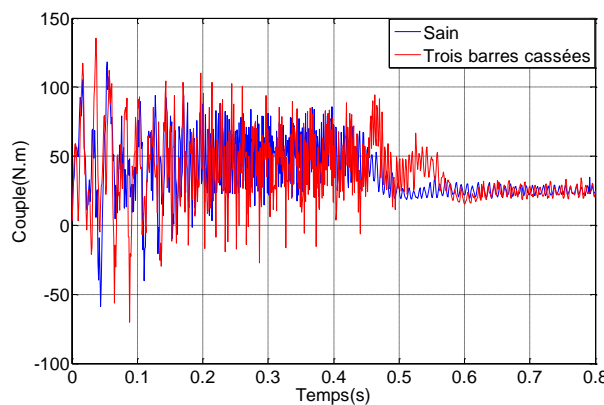


Fig. II.25. Couple électromagnétique en charge.

La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations. L'effet de la cassure de barre croît rapidement avec

le nombre des barres cassées. La grande amplitude des oscillations accélère la détérioration de la machine et des composants de la chaîne de traction. Le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance.

II.6. L'ESSAI FREQUENTIELLE A L'ARRET DE LA MACHINE ASYNCHRONE (SSFR)

Un circuit linéaire complexe formé par des composantes passives (résistance, inductance non saturable) peut être représenté par un schéma équivalent déduit de mesures de tension et de courant aux bornes du circuit sur une certaine plage de fréquence.

Les machines électriques linéaires dans la théorie de Park, peuvent être traitées de manière unifiée lorsque les valeurs de certaines grandeurs caractéristiques de leur modèle sont connues. Ces grandeurs, qui déterminent le comportement dynamique de la machine, sont les réactances opérationnelles longitudinale et transversale. L'identification de la machine consiste en deux étapes principales [39] :

- a) Déterminer les grandeurs caractéristiques ci-dessus par la mesure.
- b) Déterminer les paramètres du schéma équivalent connaissant les réactances opérationnelles de certaines grandeurs complémentaires (résistance primaire).

Cette méthode est donc applicable aussi bien à la machine synchrone qu'à la machine asynchrone. La mesure consiste à injecter des courants ou des tensions sinusoïdales de faibles amplitudes [40] pour éviter la saturation et l'échauffement à deux phases de la machine à l'arrêt. La fréquence de signaux varie de quelques mHz jusqu'à quelques centaines de Hz. L'impédance (l'admittance) de la machine est déterminée en module et en phase pour chaque fréquence et la réponse au voisinage du Hz, pour une machine asynchrone, représente les conditions de fonctionnement normales ; à 50 Hz, l'effet de peau est similaire à celui apparaissant au démarrage de la machine. Les fréquences élevées correspondent aux harmoniques d'ordre supérieur.

II.6.1. Description de l'essai

La figure II.26 montre la configuration de l'essai expérimentale [34, 40,41].

La source variable (GBF) délivre des courants de fréquence variable (10^{-2} Hz jusqu'à 1 KHz) qui seront amplifiés avant d'être injectés dans les phases du moteur. Les tensions et les courants mesurés sont traités par un analyseur de spectre qui fournit le module et la

phase de l'impédance (admittance) mesurée à partir des fondamentaux des tensions et des courants.

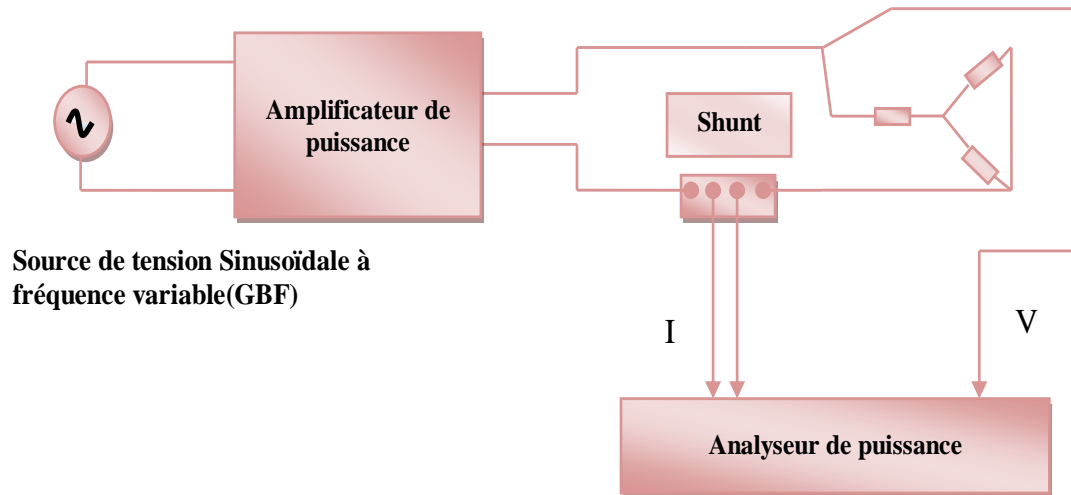


Fig. II.26. Schéma synoptique de l'essai de la réponse fréquentielle (SSFR).

Les principales différences par rapport à un essai SSFR classique conduit sur une machine synchrone sont [41] :

- Le positionnement du rotor n'est pas nécessaire à cause de sa symétrie axiale.
- La machine asynchrone étant symétrique, il n'est pas nécessaire de faire des mesures séparées selon les axes direct d et transversale q
- Les mesures du côté rotor ne sont pas requises (absence de circuit d'excitation).

L'essai SSFR exige cependant une certaine rigueur pour éviter des erreurs possibles :

- a) La réactance opérationnelle est évaluée à partir de l'impédance opérationnelle Z et de la résistance primaire R_1 par la formule suivant :

$$j X(j\omega) = Z(j\omega) - R_1 \quad (\text{II.18})$$

Or, la résistance R_1 est l'une des causes principales des erreurs d'estimation des paramètres de la machine à partir de l'essai SSFR. En effet :

- La résistance des files de connexion et des contacts doit être prise en compte lors de la mesure à chaud de la résistance R_1 .
- Il est essentiel que la résistance R_1 reste constante dans l'essai. Le moteur devra atteindre une température constante avant de faire l'essai qui est fait rapidement avec des courants de faible amplitude de manière à éviter l'échauffement des enroulements

de la machine. Les valeurs mesurées de l'impédance sont stockées et traitées ultérieurement.

- La résistance R_1 varie avec la fréquence surtout aux très hautes fréquences.
- b) Le problème de la saturation est difficile à résoudre. En effet, normalement les grandeurs non saturées sont définies au courant nominal I_n et les grandeurs saturées à la tension nominale V_n . L'essai est fait à des courants faibles par rapport à cependant, l'expérience a montré que pendant l'essai SSFR à fréquence nominale f_n , la réactance opérationnelle longitudinale $X(p)$ peut diminuer de presque 20% lorsque le courant varie de 0 à 100% de sa valeur nominale [39].
- c) Il faut prendre un nombre suffisant de points de mesure, généralement dix points logarithmique espacés par décade est un choix raisonnable.

Malgré ces inconvénients, la méthode SSFR reste une méthode efficace.

II.6.2. Simulation de l'essai à fréquence variable par la magnétodynamique

La réalisation de l'essai à fréquence variable exige beaucoup de précautions et suppose la machine déjà construite. Un outil efficace, rapide et que peut être appliqué pour prédéterminer la réponse fréquentielle d'une machine lors de la conception est la simulation de cet essai par éléments finis. En effet, cette technique de modélisation est devenue un moyen très utilisé et apprécié dans l'étude de dispositifs électrotechniques et en particulier les machines électriques.

Dans une étude récente [42], les auteurs ont simulé la réponse fréquentielle à l'arrêt d'une machine asynchrone bipolaire. Ils ont donné la variation du module de l'impédance opérationnelle et ont évoqué la possibilité d'utiliser ce genre de simulation pour déduire des schémas équivalents de la machine asynchrone.

Nous avons simulé l'essai de la réponse fréquentielle à l'arrêt par le logiciel Flux2D[®], en utilisant la magnétodynamique. La résolution des équations du champ électromagnétique est couplée avec les équations de circuit, ce qui permet d'utiliser une alimentation en tension.

La simulation a été faite en linéaire comme indiqué dans la norme [40] pour des fréquences allant de 10^{-3} Hz, jusqu'à 200 Hz. En imposant une tension réduite constante (3V), le courant est calculé en module et en phase, ce qui permet de calculer l'impédance et l'inductance opérationnelle $Z(j\omega)$ et $L(j\omega)$ pour chaque fréquence.

La grandeur opérationnelle mesurée est l'impédance vue du stator : $\bar{Z}_s = \frac{\bar{V}_s}{I_s}$ Une inductance opérationnelle \bar{L}_s peut également être définie par :

$$\bar{L}_s = \frac{\bar{Z}_s - R_1}{j\omega_s} \tag{II.19}$$

Où ω_s est la pulsation de la tension d'alimentation.

La figure II.27 montre la configuration de l'essai fréquentielle à l'arrêt sous l'environnement Flux2D®.

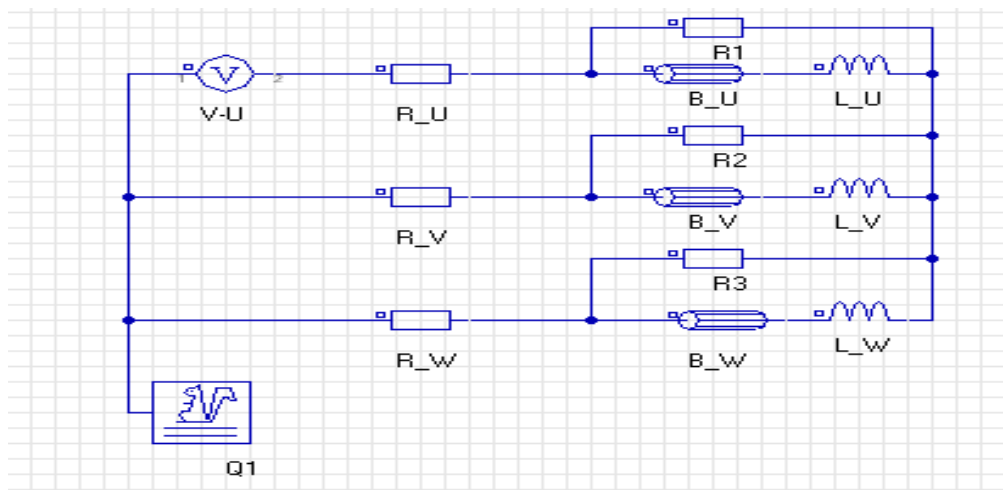


Fig. II.27. Circuit électrique associé correspondant de l'essai SSFR.

Les figures (II.28, 29) montrent les lignes équiflux obtenues respectivement pour des fréquences 2 MHz et 1 kHz.

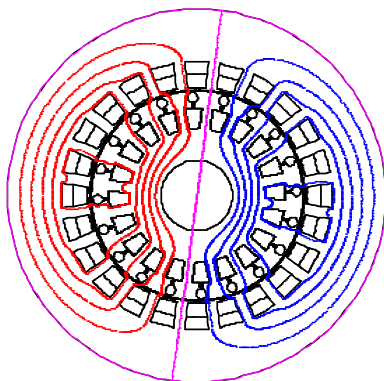


Fig. II.28. Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 2 MHz

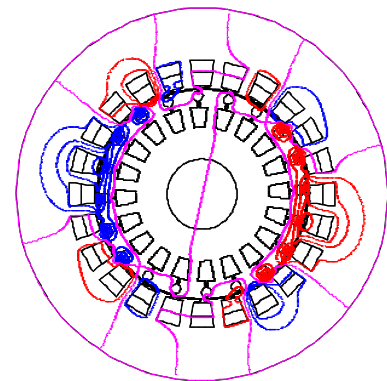


Fig. II.29. Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 1kHz

On remarque bien l'effet de peau aux fréquences élevées : les lignes de champs sont refoulées vers le stator et ne pénètrent pratiquement pas dans le rotor.

La figure II.30 montre le diagramme de Bode de l'impédance opérationnelle.

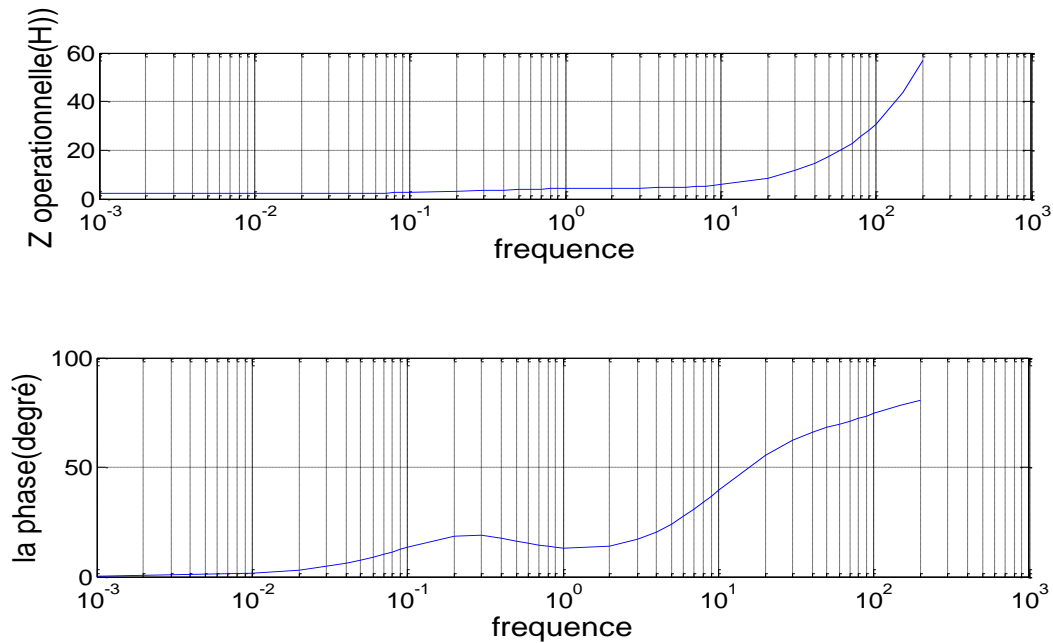


Fig. II.30. Diagrammes de Bode de l'impédance Opérationnelle.

La figure II.31 présente le diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle.

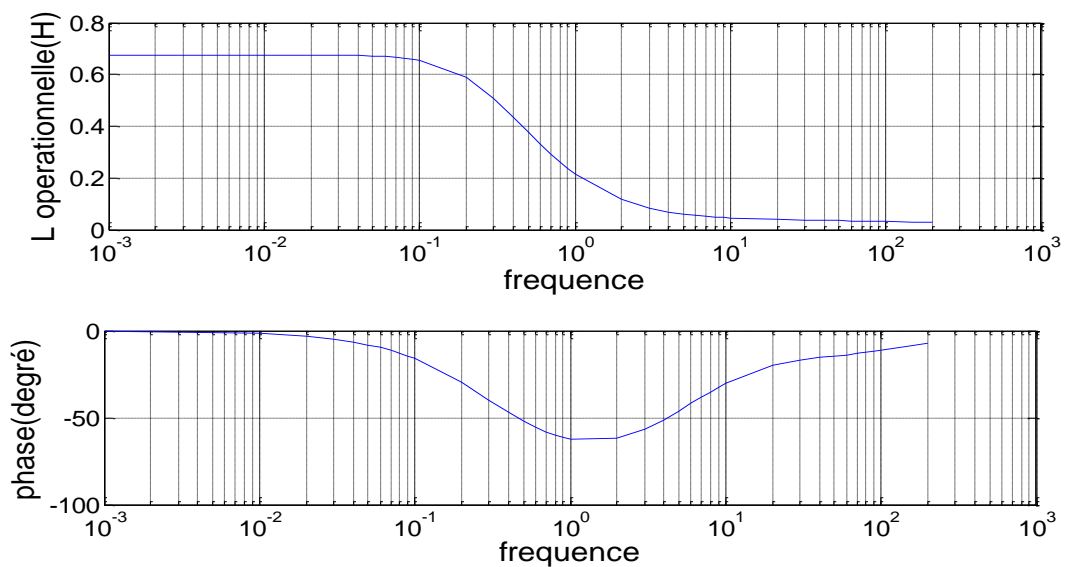


Fig. II. 31. Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle.

II.6.3. Application de la technique SSFR sur la machine en défaut

La figure II.32 montre le diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle obtenue par la simulation de l'essai SSFR. Dans le cas sain et avec défauts

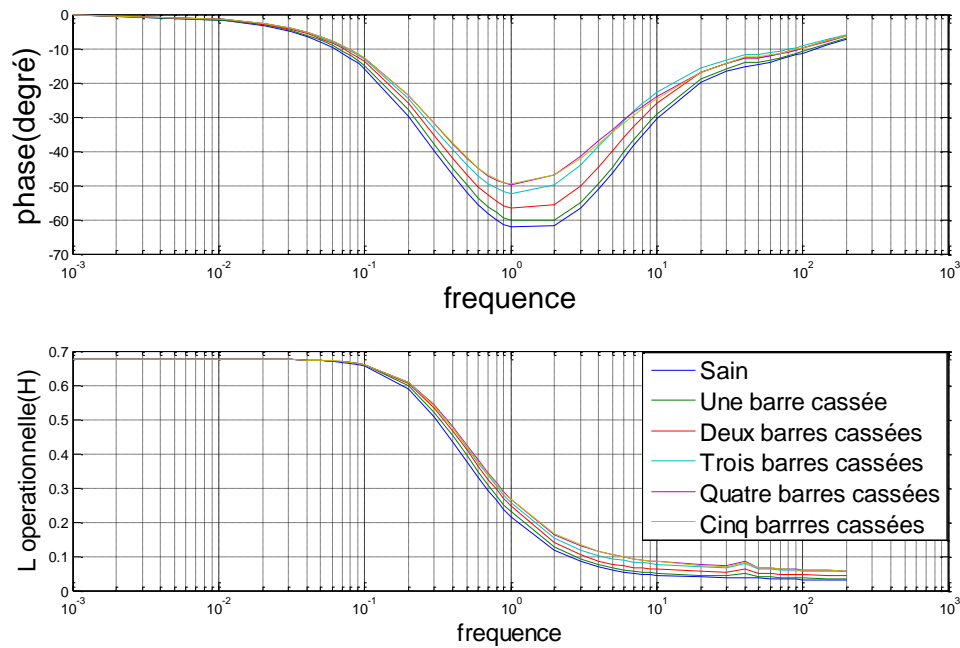


Fig. II.32. Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle dans la machine saine

À partir des résultats de simulation obtenus on remarque que la rupture des barres provoque une augmentation de l'inductance opérationnelle de la machine.

II.7 CONCLUSION

Nous avons développé dans ce chapitre un modèle à base de la méthode des éléments finis, sous logiciel Flux 2D[®], où nous pouvons inclure les défauts au rotor. La simulation de la machine saine et en défauts nous ont permis d'étudier l'influence des défauts la distribution des lignes de champs et l'induction magnétique et la variation du courant dans les barres rotoriques.

Nous avons montré aussi, en régime transitoire, le fonctionnement du moteur asynchrone devient fortement altéré à partir de la rupture de trois barres consécutives au rotor. Ce défaut connaît un effet cumulatif lors de la rupture des barres. Les barres saines adjacentes au défaut sont plus sollicitées et vieillissent prématurément.

La cassure des barres fait apparaître des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique.

L'application de l'essai fréquence à l'arrêt (SSFR) nous permet de constater que la rupture des barres provoque une augmentation de l'inductance opérationnelle de la machine asynchrone.

Chapitre III

Identification des MAS en vue leurs diagnostic

III.1. INTRODUCTION

L'identification paramétrique consiste à déterminer les valeurs des paramètres d'un modèle mathématique. Celui-ci décrit plus ou moins finement un système à partir des mesures de ses entrées et de ses sorties collectés dans le cadre expérimentale, [34].

L'hypothèse fondamentale pour la surveillance d'un système par un suivi paramétrique est qu'un défaut se traduit par la variation d'un (ou de plusieurs) paramètre(s) caractéristique(s) du système, constituant ainsi la signature de ce défaut. Intuitivement, diagnostiquer un défaut revient donc à réaliser un suivi des paramètres d'un modèle de fonctionnement normal et la simple variation paramétrique est une indication de la présence d'un défaut, [21].

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 de l'inductance opérationnelle simulé par l'essai fréquentiel à l'arrêt (SSFR).

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, [34].

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.

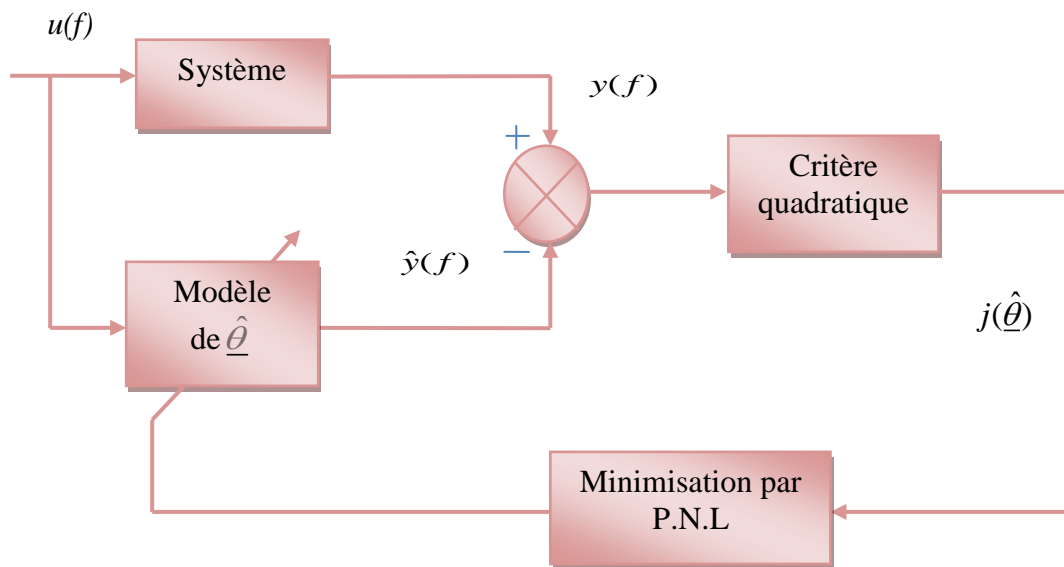


Fig. III .1. Principe de la méthode à erreur de sortie.

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 [34]. 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 $\underline{\theta}$:

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

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 :

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

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) [21,43] 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 $(np \times 1)$ 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 $(k \times np)$ des fonctions de sensibilités et $\underline{\varepsilon}$ le vecteur $(k \times 1)$ des erreurs d'estimations tels que :

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

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

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.

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

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

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

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_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 $\delta \underline{\theta}$ [34].

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 [44].

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 $\underline{\sigma}_{y, \underline{\theta}}(f) = \frac{\partial \hat{y}(f)}{\partial \underline{\theta}}$ 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 :

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

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

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

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

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

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

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

Soit :

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

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

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

On obtient alors :

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

III.4. IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE SCHEMA EQUIVALENT AVEC L'INDUCTANCE OPERATIONNELLE

III.4.1. Schéma équivalent de la machine asynchrone

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.

A partir du schéma classique, des schémas plus ou moins compliqués peuvent être développés pour tenir compte par exemple, des harmonique d'ordre supérieur, de la saturation, de l'inclinaison, des pertes fer et des pertes supplémentaires dans la machine. Malgré la précision apportée par ces schémas, la complexité des calculs qu'ils impliquent ne rend pas leur utilisation très courante c'est pour cela que le schéma équivalent simple classique reste le plus utilisé [39].

Lorsque nous parlons du schéma équivalent, nous considérerons donc le schéma équivalent classique présenté dans la figure (III.2).

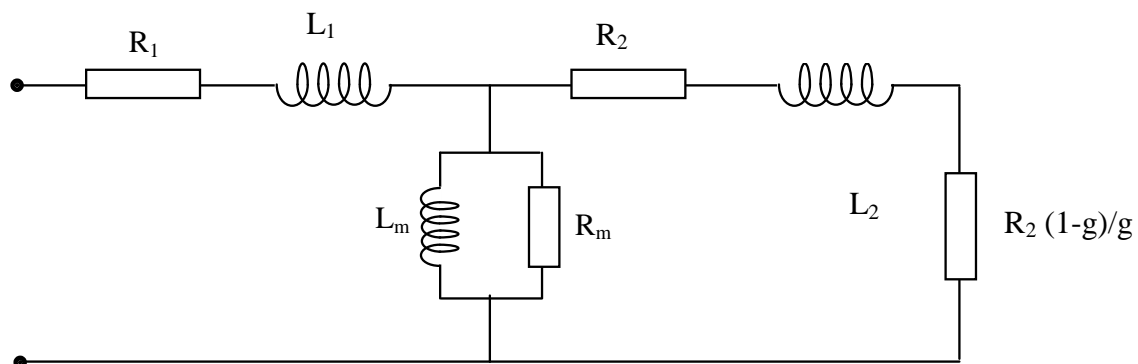


Fig. III.2. Schéma équivalent de la machine asynchrone.

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 partielles 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].

Cette méthode s'inspire de la méthode expérimentale classique, Elle consiste à simuler par la magnétodynamique deux fonctionnements particuliers de la machine : fonctionnement à vide et l'essai à rotor bloqué

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® [45]

R_1 (Ω)	L_1 (mH)	R_m (k Ω)	L_m (mhz)	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.

III.4.2. Machine saine

Dans un premier temps, les paramètres rotorique du schéma équivalent sont estimés à l'aide de l'inductance opérationnelle $L(j\omega)$: $\hat{\underline{\theta}}^T = [R_2 \quad L_2]$

Soit $\hat{\underline{\theta}}$ une estimation de $\underline{\theta}$ on peut alors calculer $\hat{L}_k(\hat{\underline{\theta}}, f_k)$ à partir de l'équation suivant :

$$\hat{L}(j\omega) = \frac{L_m(R_2 + jL_2\omega)}{(R_2 + (L_2 + L_m)j\omega)} + L_1 \quad (\text{III.21})$$

Comme $L(j\omega)$ est une grandeur complexe, l'application de la méthode à erreur de sortie pour l'identification du vecteur des paramètres $\underline{\theta}$ s'effectue selon la partie réelle L_{Real} et la partie imaginaire L_{Imag} de l'inductance opérationnelle $L_{(j\omega)}$ en utilisant un critère mixte comme le cas d'un système multi variables. La figure (III.3) montre la façon d'obtenir les deux composantes (réel et imaginaire) de l'inductance opérationnelle.

La figure (III.4) rappelle le schéma de principe de la méthode d'identification par erreur de sortie utilisée.

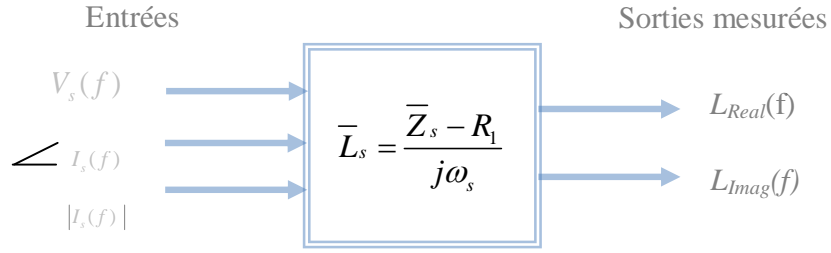


Figure III.3. Détermination des composantes de l'inductance opérationnelle.

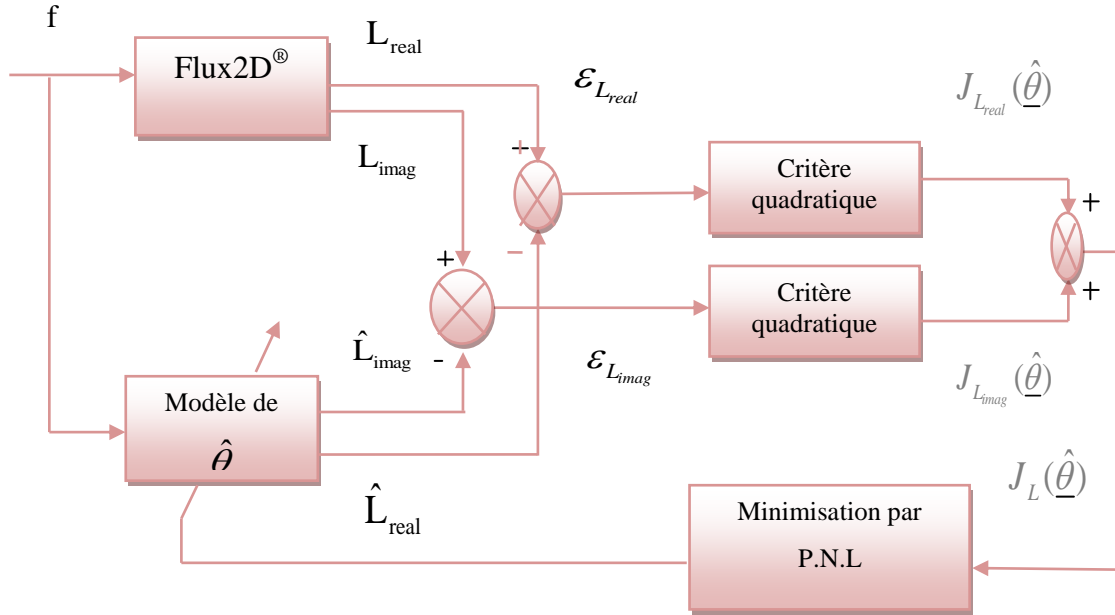


Figure III.4. Application de la méthode d'erreur de sortie pour l'estimation des paramètres de l'inductance opérationnelle.

$$J_{L_{Real}} = \sum_{k=1}^k (\epsilon_{L_{Real}})_k^2 = \sum_{k=1}^k (L_{Real} - \hat{L}_{Real})^2 \tag{III.22}$$

$$J_{L_{Imag}} = \sum_{k=1}^k (\epsilon_{L_{Imag}})_k^2 = \sum_{k=1}^k (L_{Imag} - \hat{L}_{Imag})^2 \tag{III.23}$$

$$J_L = J_{L_{Real}} + J_{L_{Imag}} \tag{III.24}$$

La minimisation de ce critère mixte nécessite le calcul des fonctions de sensibilités de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'inductance opérationnelle vis-à-vis des paramètres.

$$\sigma_{L_{Real} \cdot \theta} = \frac{\partial \hat{L}_{Real}}{\partial \theta} ; \quad \sigma_{L_{Imag} \cdot \theta} = \frac{\partial \hat{L}_{Imag}}{\partial \theta} \tag{III. 25}$$

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

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} R_2 = 1.447 \\ L_2 = 0.0253 \end{bmatrix}$$

(Ω)

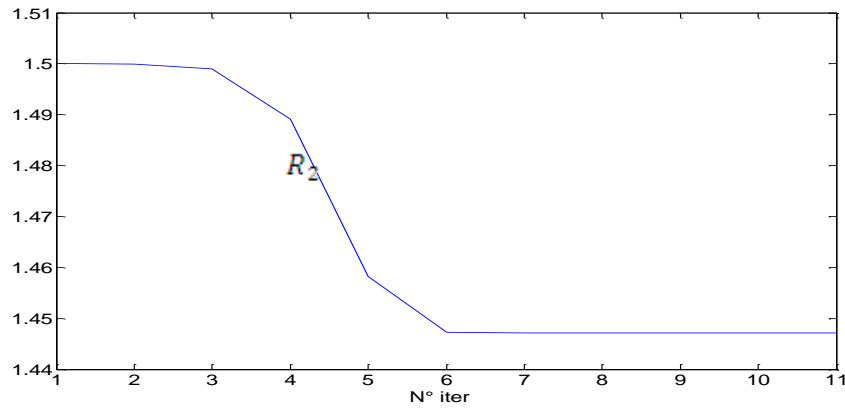


Fig. III.5. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.

(H)

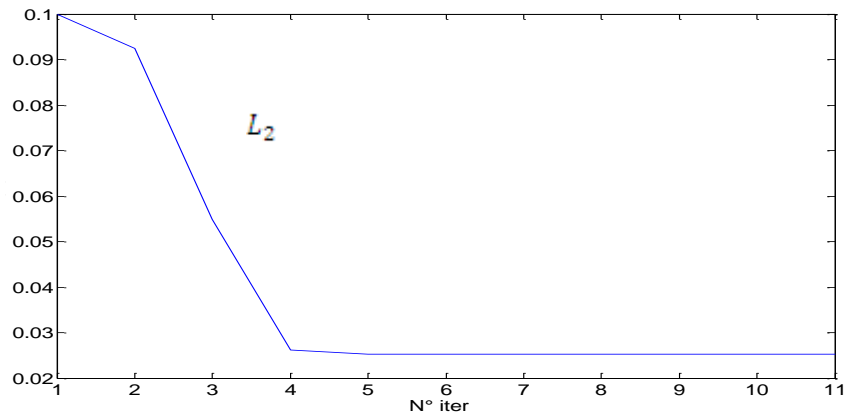


Fig. III.6. Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.

Comme le montre les figures (III. 5, III 6), La convergence est atteinte après 11 itérations.

Nous pouvons initialiser $\hat{\theta}_0$ par les paramètres déduits par la méthode des éléments finis soit directement. De plus, nous avons les mêmes valeurs de l'optimum, en utilisant un deux fois plus ou moins grand que précédemment [34].

Pour valider les résultats d'identification, nous avons tracé l'argument et l'amplitude sur le diagramme de Bode de l'impédance opérationnelle $L(j\omega)$ sur le même graphe pour

le modèle estimé et les résultats obtenus par la méthode des éléments finis: Flux2D[®] (Fig. III.7).

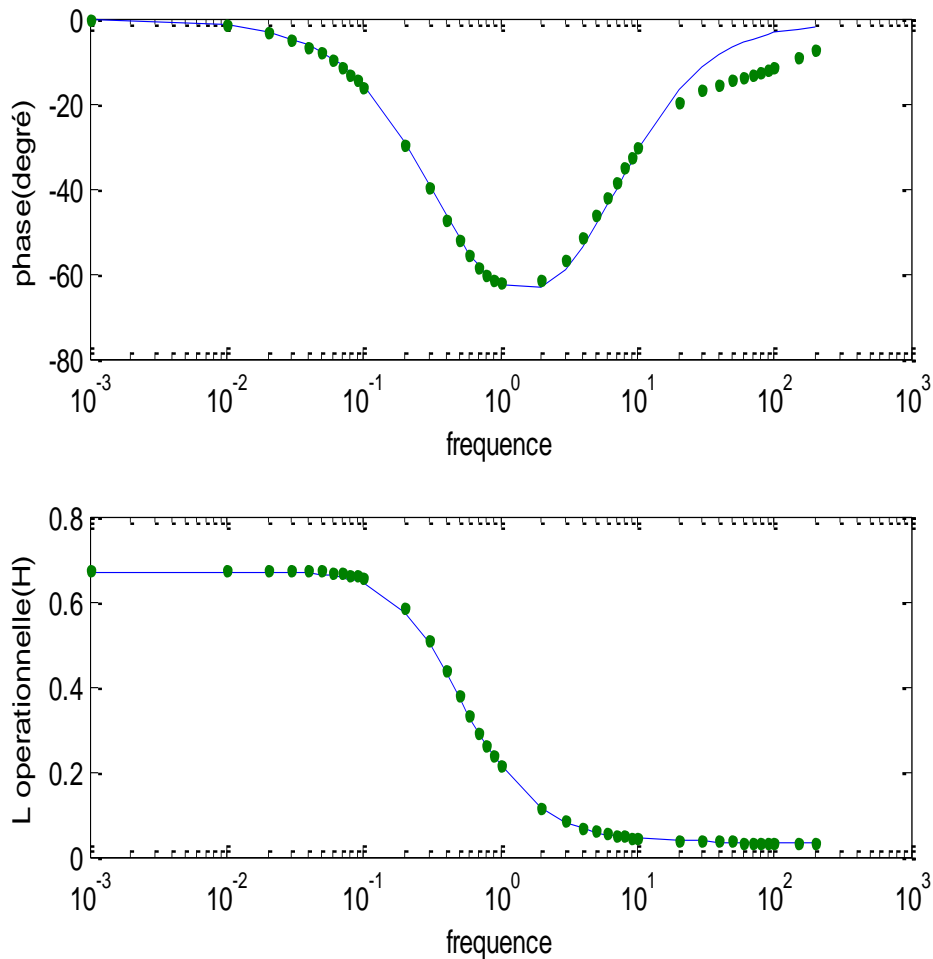


Fig. III.7. Diagramme de Bode de l'inductance opérationnel.

On remarque que les résultats du modèle est similaire a ceux obtenus par le Flux2D[®] surtout à basse fréquence (< 10 Hz).

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

Les figures (III.8, III.9) représentent l'évolution des paramètres identifiés en fonction des nombre des itérations en présence des barres cassées.

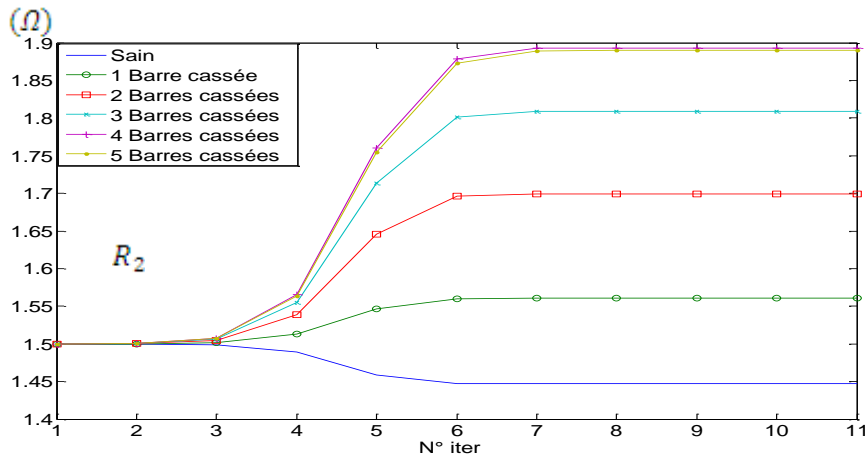


Fig. III.8. Evolution de la résistance estimée en fonction des nombre des itérations.

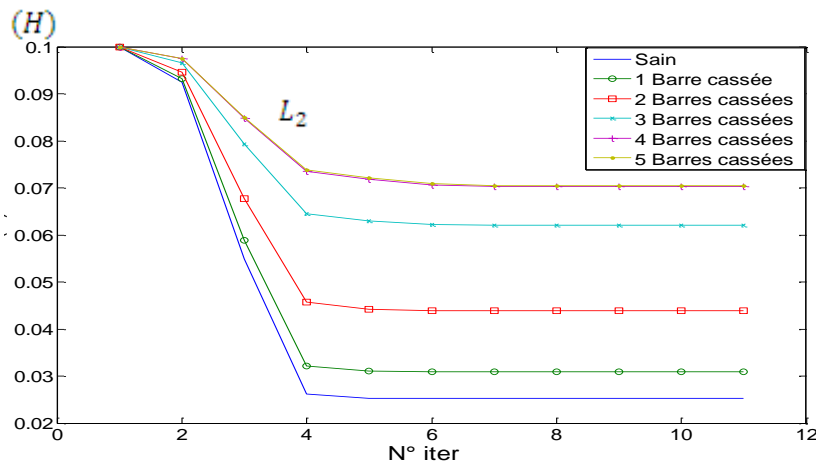


Fig. III.9. Evolution de l'inductance estimée en fonction des nombre des itérations.

Le tableau III.2 présente les valeurs des paramètres identifié pour le fonctionnement sain et en défaut.

	Sain	Une barre cassée	Deux barres cassées	Trois barres cassées	Quatre barres cassées	Cinq barres cassées
$R_2(\Omega)$	1.447	1.560	1.699	1.80	1.89	1.8901
$L_2(H)$	0.0253	0.031	0.0439	0.062	0.0703	0.0705
$R_f(\Omega)$	0	0.1130	0.2520	0.3530	0.4430	0.4431
$L_f(H)$	0	0.0057	0.0186	0.0367	0.0450	0.0452

Tableau. III.2. Résultats d'estimation paramétrique en présence d'une rupture des barres.

On remarque bien l'augmentation de la résistance et l'inductance de défauts R_2 et L_2 (Fig.III.9) en fonction de nombres barres cassées.

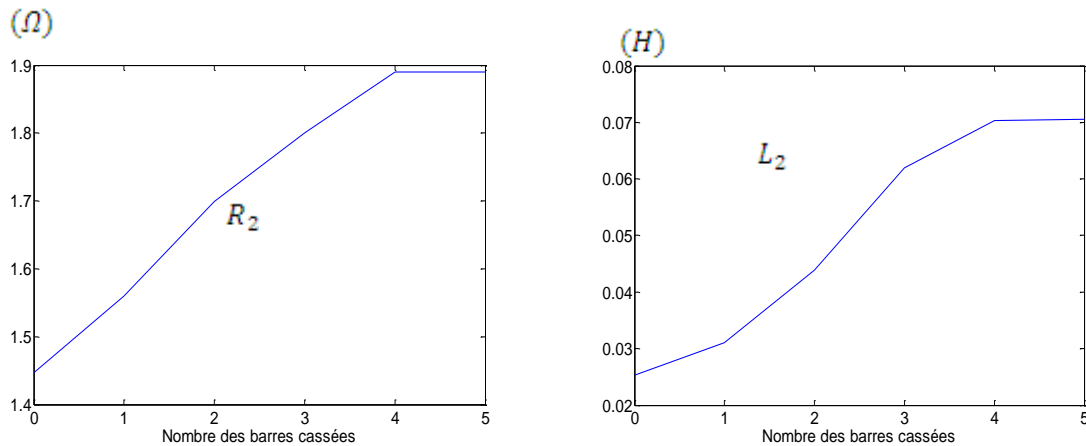


Fig. III.10 Evolution des paramètres estime en fonction des nombre barres cassées.

Finalement nous avons proposé un schéma équivalent (Fig. III.11) qui prend en compte le défaut de la cassure des barres rotoriques. Nous avons modélisé l'évolution des paramètres en fonction de défauts par une impédance de défaut (résistance (R_f) en sérier avec une inductance (L_f)).

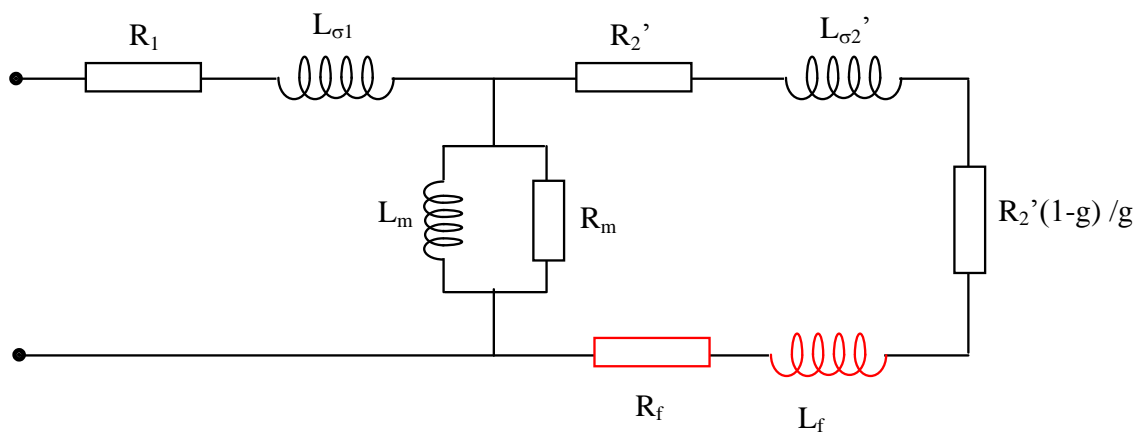


Fig. III.11. Schéma équivalent de la machine asynchrone en défaut.

III.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons appliqué la méthode d'identification par la méthode d'erreur de sortie en utilisant l'algorithme de Marquardt en utilisant un modèle basée sur la caractéristique de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence.

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.

Finalement, nous avons proposé un nouveau modèle du schéma électrique équivalent qui prise en compte les défauts rotoriques dans les machines asynchrones.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons développé un modèle à base d'éléments finis pour simuler la rupture des barres au rotor. L'intérêt principal des modèles "éléments finis " ainsi validés et mis en œuvre, réside dans le fait qu'ils permettent de déterminer avec précision l'évolution dans le temps de différentes variables des machines étudiées, même si elles ne sont pas accessibles en pratique (variables internes telles que les courants rotorique). L'autre intérêt de ces modèles est que leur établissement ne nécessite souvent pas d'hypothèses simplificatrices restreignant leur application à certains types de machines électriques.

Pour cela nous avons rappelé les éléments de constitution de la machine afin de préciser les différents défauts pouvant survenir sur ceux-ci. Ensuite, nous avons recensé les différentes approches pour simuler une machine asynchrone en mettant l'accent sur la spécificité de ces méthodes en termes de précision et de complexité de mise en œuvre.

Pour atteindre l'objectif de notre travail, nous avons pris en considération la présence de défaut de rupture des barres rotoriques. Comme résultat ; Nous avons constaté que les barres adjacentes aux barres cassées sont les plus sollicitées. Des oscillations apparaissent sur le couple électromagnétique, et sur les courants absorbés (harmoniques) qui donnent une indication sur le défaut. Cette analyse a permis de voir le comportement de la machine défaillant, d'en déduire des signatures caractéristiques des défauts, ainsi elle nous a permis de synthétiser des méthodes de diagnostic adaptées, et constitue une matière première pour la détection des défauts.

Par la suite, nous avons abordé à l'application de la méthode d'identification paramétrique à erreur de sortie basée sur la caractéristique de l'inductance opérationnelle déterminée par l'essai SSFR. Cette méthode d'identification nous a permis de proposer un nouveau modèle du schéma électrique équivalent qui prend en compte les défauts rotoriques dans les machines asynchrones.

En termes de perspectives, on peut dire que ce travail est une initiation à :

- Etudier l'influence sur le modèle par les autres défauts possibles, en particulier les défauts mécaniques
- L'application des autres méthodes d'identification paramétrique sur le modèle d'élément fini telle que les algorithmes génétiques.

REFERENCES

- [1] **M. Bouharkat.** Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique. Thèse de doctorat, Université de Batna, Faculté des sciences de l'Ingénieur, Février 2006.
- [2] **G. Didier.** « Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en présence de Défaillances », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy I.Oct 2004.
- [3] **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.
- [4] **Poloujadoff M.,** « The theory of three phase induction squirrel cage machine », Electric Machines and Power Systems, n°13, 1987, pp. 245-264.
- [5] **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.
- [6] **Derrhi M.,** Modélisation de la machine asynchrone par réseaux de perméances, validation par le diagnostic, Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Verne, 2000.
- [7] **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.
- [8] **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.
- [9] **J. Faiz and B. M. Ebrahim** «mixed fault diagnosis in three-phase squirrel-cage induction motor using analysis of air-gap magnetic field», progress In Electromagnetics Research, PIER 64, 239–255, 2006.
- [10] Moteurs Leroy-Somer, "Caractéristiques électriques et mécaniques", LSA 46.2/47.1-AREP-4 pôles, Alternateur, Ref. 1396-2.33/g-1.99, Moteurs Leroy Somer, Angoulême,2000.

- [11] **J SZABÓ.L, DOBAI, J.B., BIRÓ, K.Á. Fodor, F. Tóth** : study on squirrel cage faults of induction machines by means of advanced fem based simulations..
- [12] **J. Faiz , Bashir Mahdi Ebrahimi, H.A. Toliyat ,W.S. Abu- Elhaija**. Mixed-fault diagnosis in induction motors considering varying load and broken bars location. J.Energy Conversion and Management.2010.
- [13] **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.
- [14] **FLUX2D[®]** « application induction motor technical paper » Cedrat, May 2006.
- [15] **H. Yulong, G. Gonghao**, "Digital simulation of synchronous machine and asynchronous machine", International conference on the evolution and asynchronous machine, Part 1, 27-29 August 1991.
- [16] **IEEE Std 1110.-2002**, "Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses", (Revision of IEEE Std 1110-1991).
- [17] **Sybill G. et al**, "Theory and Application of Power System Bloksset, a MATLAB/Simulink-Based Simulation Tool for Power System", IEEE Trans on power system, 2000.
- [18] **J.Verbeeck**," Standstill frequency response measurement and identification methods for synchronous machines", Thèse de doctorat, VRIJE Université Brussel, Brussel, 2000.
- [19] **J. D.**, "Essais spéciaux sur machines électriques – détermination des paramètres de la machine synchrone", Ed, 1972, Mod 1985 et 1994, Ecole Polytechniques Fédérale de Lausanne- Laboratoire d'Électromécanique et de Machines Electrique, Lausanne 1994.
- [20] **S.BAZINE** « Conception et implémentation d'un Meta-modèle de machines asynchrones en défaut». Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2009.
- [21] **S. Bachir** « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique ». Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [22] **I. Boldea, S. A. Nasar**. « The Induction Machine Handbook », CRC Press LLC, Chapter1, 2002.

- [23] **G. Didier.** « Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en présence de **Défaillances** », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy I.Oct 2004.
- [24] **Bonnett A. H., Soukup G. C.,** « Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors », *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, Jul./Aug. 1992, pp. 921-937.
- [25] **A. H. Bonnett.** « Root Cause AC Motor Failure Analysis with a Focus on Shaft Failures», IEEE Transaction on Industry Applications, Vol 36, n°5, Sep/Oct 2000.
- [26] **A .Khatir .** «Etude comparative des modèles des MAS utilisés en diagnostic des pannes» mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2008.
- [27] **Thomson W.T. and R.J. Gilmore.** « Motor current signature analysis to detect faults in induction motor drives fundamentals», data, interpretation, and industrial case histories. In Proceedings of the thirty-second turbo machinery symposium, pp. 145–156, 2003.
- [28] **Izzet Yilmaz Onel and Mohamed El Hachemi Benbouzid** «Induction Motor Bearing Failure Detection and Diagnosis: Park and Concordia Transform Approaches Comparative Study» IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, VOL. 13, NO. 2, APRIL 2008.
- [29] **Poloujadoff M.,** « The theory of three phase induction squirrel cage machine », *Electric Machines and Power Systems*, n°13, 1987, pp. 245-264.
- [30] **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.
- [31] **Houdouin G., Barakat G., Dakyo B., Destobbeleer,** « Contribution of Harmonic Bar Currents on the Airgap Flux Density of a Faulty Squirrel Cage Induction Machine », *Proc. of ICEM'98, Istanbul, Turkey, Vol. III, Sept. 1998*, pp. 1872 - 1876.
- [32] **IEEE Std 112-1996,** "IEEE Standard test procedure for polyphase IM and generators", IEEE Electric Machinery Committee, 1996.
- [33] **F. L. Lewis,** "Optimal Estimation", John Wiley & Sons, New York, USA, 1986.
- [34] **H. Radjeai** «Contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines synchrones » Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 2007.
- [35] **M.BELATEL** « contribution a la conception assistée par ordinateur des machine électrique » thèse magister, université Mentouri, Constantine, 2004.

- [36] **D. Bendittis** « étude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour l'alternateur-démarrateur ». Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2002.
- [37] **M. Mostefai, H. Radjeai**, Maintenance du logiciel FLUX Université Ferhat Abbas De Sétif, Cedrat, octobre 2008.
- [38] **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.
- [39] **O. sahraoui**, «calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis», Thèse de doctorat, Université du Grenoble, 1994.
- [40] **IEEE-std 115-1987**, "Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by standstill frequency response testing ".
- [41] **M.K .HEMSAS** « Développement d'un nouveau modèle de la machine asynchrone pour la commande et la surveillance » Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 2006.
- [42] **Salon, D.W. Burow, R.E. Ashley III, L.Ovacik, M.j. Debortol**," finite element analysis of induction machines in the frequency domain", IEEE Trans. On Magnetic, vol.29,n°2,1993,pp 1438-1441.
- [43] **J. Richlet-Adersa**, "Pratique de l'identification", Hermès, Paris, 1991.
- [44] **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.
- [45] **A. ZORIG**. 'Identification des MAS en vue leurs diagnostic' .mémoire de magister, Université de Sétif, 2010.

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 : - BOUSBIA SALAH Mohamed

- DJERIBIAI Ayoub

- BOUAZIZ Salim

Thème :

Identification des machines asynchrones par la méthode SSFR en vue de leurs diagnostic.

Résumé :

Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées dans tous les secteurs industriels en raison de leurs robustesses, de leurs simplicités de construction et de leurs bas coûts.

Dans ce travail, nous avons présenté la modélisation et l'identification paramétrique de la machine asynchrone en vue de leur diagnostic.

Dans un première temps après la simulation par la méthode des éléments finis, sous logiciel Flux2D[®], de la machine asynchrone saine et avec rupture des barres au rotor, nous avons appliqué la technique d'identification pour déduire l'évolution de l'inductance opérationnelle en utilisant l'essais fréquentiel à l'arrêt (SSFR).

Dans un deuxième temps nous avons utilisé la méthode d'identification paramétrique à erreur de sortie basée sur la caractéristique de l'inductance opérationnelle pour la détection des ruptures des barres rotoriques.

Après l'étude comparative et l'analyse des résultats nous avons proposé un modèle du circuit équivalent qui représente les défauts rotoriques dans les machines asynchrones.

Mots clés :

Machine asynchrone, élément finie, identification paramétrique, SSFR, diagnostic.