



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de la Technologie

Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Machines Électriques

Thème

***Modélisation des phénomènes
électromagnétiques dans la machine
asynchrone triphasée***

Membres de jury :

Dr.BESSOUS Nouredine.....Président

Dr.HALEM NouraEncadreur

Dr.SARHOUD Hichem.....Examineur

Réalisé par :

KERROUCHI Yahia

MEDINI Tarek

Soutenu en Mai 2018



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de la Technologie

Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Machines Électriques

Thème

***Modélisation des phénomènes
électromagnétiques dans la machine
asynchrone triphasée***

Membres de jury :

Dr.BESSOUS Nouredine.....Président

Dr.HALEM NouraEncadreur

Dr.SARHOUD Hichem.....Examineur

Réalisé par :

KERROUCHI Yahia

MEDINI Tarek

Soutenu en Mai 2018

REMERCIEMENT

Nous tenons à remercier particulièrement mon encadreur, Docteur : HALEM NOURA, qui n'a ménagé aucun effort, et qui n'a cessé de m'apporter soutien et aide technique et morale.

De spéciaux grands remerciements à Monsieur : ZOUZOU SALAH EDDINE (Professeur à l'université de Biskra) pour son aide durant ce travail.

Nous remerciant très vivement, le Docteur KECHIDA RIDHA et le Docteur ALLAL ABDERAHIM durant les journées de Master, dont les conseils furent un guide vers la voie de la réussite

Finalement, Nous saisis cette occasion pour témoigner ma grande reconnaissance à tous ceux qui m'aident de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

DÉDICACE

Nous dédions ce modeste travail

À mes chers parents

À mes cousins et cousines

À toutes les familles

À tous les amis

À tous les camarades de la filière d'électrotechnique de la faculté de la technologie

À tous les étudiants de la faculté de la technologie à l'université d'El-Oued

Yahia & Tarek

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART

I.1. INTRODUCTION.....	3
I.2. NOTION DE SÛRETÉ DE FONCTIONNEMENT.....	3
I.2.1. La maintenance.....	3
I.2.2. La surveillance et le diagnostic.....	4
I.2.3. Défaillance et panne.....	5
I.3. CONSTITUTION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE.....	5
I.3.1. Le stator.....	6
I.3.2. Le rotor.....	7
I.3.3. Les paliers.....	7
I.4. LES PRINCIPAUX DÉFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE.....	8
I.4.1. Cassure de barres dans les machines asynchrones.....	9
I.4.2. Défaits d'excentricité.....	10
I.4.3. Défaits statoriques.....	12
I.4.4. Les défauts de roulements.....	12
I.5. MÉTHODES DE DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS BASÉES SUR L'ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX.....	14
I.5.1. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques.....	15
I.5.2. Diagnostic par mesure du Flux magnétique axial de fuite.....	15
I.5.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites.....	15
I.5.4. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique.....	16
I.5.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée.....	16
I.5.6. Diagnostic par mesure du courant statorique.....	16
I.6. CONCLUSION.....	17

**CHAPITRE II : CALCUL DU CHAMP MAGNÉTIQUE DANS LA MACHINE
ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE**

II.1. INTRODUCTION.....	19
II.2. MODELES DEDIES AU DIAGNOSTIC DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	19

II.2.1. Approche analytique.....	19
II.2.2. Approche numérique.....	20
II.2.2.1. Méthode des schémas magnétiques équivalents.....	20
II.2.2.2. Méthodes des éléments finis.....	20
II.3. IMPORTANCE DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	21
II.4. ÉQUATIONS ET MODÈLES.....	22
II.4.1. Modèle électrostatique.....	23
II.4.2. Modèles magnétostatiques scalaires.....	24
II.4.3. Modèle magnétostatique vectoriel.....	26
II.4.4. Modèle électrocinétique.....	28
II.4.5. Modèles magnétodynamiques.....	29
II.4.5.1. Modèle général.....	30
II.4.5.2. Modèle non linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur.....	31
II.4.5.3. Modèle linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur.....	31
II.4.5.4. Modèle bidimensionnel exprimé en termes de potentiel vecteur.....	32
II.4.5.5. Modèle linéaire exprimé en termes de champ magnétique $\vec{H}$	33
II.5. PRESENTATION DE LA METHODE DE CALCUL PAR ELEMENTS FINIS.....	34
II.5.1. Méthode des différences finis (MDF).....	34
II.5.2. Méthode des éléments finis (MEF).....	34
II.6. PRESENTATION DU LOGICIEL DE CALCUL PAR ÉLÉMENTS FINIS.....	37
II.6.1. Préprocesseur.....	38
II.6.2. Processeur de calcul.....	39
II.6.3. Postprocesseur.....	39
II.7. CONCLUSION.....	40

CHAPITRE III : SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE SAIN ET AVEC DÉFAUTS

III.1. INTRODUCTION.....	42
III.2. MODÈLE MAGNÉTOSTATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE.....	42
III.2.1. Modélisation magnétostatique de la machine asynchrone à cage avec défaut cassure de barres rotoriques.....	44

III.2.2. Modélisation magnétostatique de la machine asynchrone à cage avec défaut d'excentricité statique.....	47
III.3. MODÈLE MAGNÉTODYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE.....	49
III.3.1. Modélisation magnétodynamique de la machine asynchrone à cage avec défaut cassure de barres rotoriques.....	52
III.3.2. Modélisation magnétodynamique de la machine asynchrone à cage avec défaut d'excentricité statique.....	56
III.4. CONCLUSION.....	59
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	60
Références.....	61
Annexe.....	63

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I :

Figure I.1. Surveillance.....	5
Figure I.2. Structure de la machine asynchrone triphasée à cage.....	6
Figure I.3. Représentation de l'effet d'une barre cassée sur les barres adjacentes.....	10
Figure I.4. Représentation de l'excentricité.....	11
Figure I.5. Représentation des différents défauts statoriques.....	12
Figure I.6. Dimension du roulement à billes.....	13

CHAPITRE II :

Figure II.1. Fonction d'interpolation d'un élément.....	36
Figure II.2. Organisation du logiciel de calcul par éléments.....	38

CHAPITRE III :

Figure III.1. Maillage du circuit magnétique de la machine.....	43
Figure III.2. Lignes de flux de la machine asynchrone saine.....	43
Figure III.3. L'induction magnétique dans l'entrefer (machine saine).....	44
Figure III.4. Circuit magnétique de la machine en présence d'un défaut rotorique.....	45
Figure III.5. Lignes de flux de la machine asynchrone avec (01) une barre cassée.....	45
Figure III.6.a. Lignes de flux de la machine asynchrone avec (02) deux barres adjacentes cassées.....	46
Figure III.6.b. Lignes de flux de la machine asynchrone avec (04) quatre barres adjacentes cassées.....	46
Figure III.7. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique.....	47
Figure III.8. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique.....	48
Figure III.9. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 30% d'excentricité statique.....	48
Figure III.10. Maillage du circuit magnétique de la machine.....	49
Figure III.11. Caractéristiques B(H) pour les parties ferromagnétiques.....	50
Figure III.12. Circuit électrique du modèle.....	50

Figure III.13. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge (temporelle).....	51
Figure II.14. Induction magnétique dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge (spatiale).....	51
Figure III.15. Lignes de flux de la machine asynchrone saine.....	52
Figure III.16. Lignes de flux de la machine asynchrone avec une barre rotorique cassée.....	52
Figure III.17. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 03 barres rotoriques cassées...	53
Figure III.18. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone saine.....	54
Figure III.19. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec une barre rotorique cassée.....	54
Figure III.20. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec 03 barres rotoriques cassées.....	54
Figure III.21. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone saine.....	55
Figure III.22. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone avec une barre cassée.....	55
Figure III.23. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique....	56
Figure III.24. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique....	56
Figure III.25. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique.....	57
Figure III.26. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique.....	57
Figure III.27. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone saine.....	58
Figure III.28. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique.....	58
Figure III.29. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique.....	58

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Actuellement, la plupart des équipements industriels sont à base de machines asynchrones triphasées, du fait de leur robustesse et de leur faible coût. Cependant, quoi que robustes, ces machines subissent des perturbations auxquelles elles sont sensibles [1].

Plusieurs modèles ont été développés, parmi ces modèles le modèle triphasé-triphasé linéaire et celui de Park qui représentent le comportement électrique de la machine asynchrone mais ils négligent les phénomènes magnétiques ou électriques tels que les courants de Foucault, la saturation magnétique, l'effet d'une géométrie complexe (l'effet d'encoche) Ces modèles sont constamment affectés par des transformations et le changement d'axe de référence, ce qui conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les barres cassées dans le rotor de la machine [2].

La modélisation locale utilisant la répartition du champ électromagnétique dans la machine en tenant compte de différents phénomènes tels que la saturation magnétique des parties ferromagnétiques donne une meilleure représentation des phénomènes mais elle reste lourde et très onéreuse en temps de calculs. De ce fait, dans ce mémoire la modélisation de la machine asynchrone saine et avec défaut sera réalisée par la méthode d'éléments finis [2].

L'un des objectifs de notre travail est l'établissement de modèle suffisamment précis permettant de déterminer le comportement magnétique de la machine asynchrone triphasée saine et avec défaut [2].

À la suite de ce qui précède, le mémoire est partagé en trois chapitres.

Le premier chapitre recense les différents défauts des machines asynchrones d'une manière plus ou moins brève, on y trouve des techniques de détection et de diagnostic des défauts.

Dans le deuxième chapitre, l'accent est mis sur les différents modèles basés sur les équations de Maxwell., aussi la méthode de calcul par éléments finis, également dans ce chapitre on a donné une présentation sur l'outil logiciel utilisé dans ce mémoire.

Le chapitre trois contient principalement les modèles éléments finis (magnétostatique et magnétodynamique) appliqués à la machine asynchrone dans le but de simuler les cassures de bars rotoriques et l'excentricité statique.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART

CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART

I.1. INTRODUCTION

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone, elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques, et leurs causes sont très variées.

L'étude des défauts des machines asynchrones a un objectif d'analyser leur impact sur le comportement de la machine en déduire leurs signatures.

Ce premier chapitre est réservé à la présentation des notions de bases reliées à l'action de diagnostic. Il sera suivi d'une présentation brève de la constitution de la machine à étudier. Puis nous exposerons les causes de différents défauts qui peuvent apparaître dans une machine asynchrone triphasée.

I.2. NOTION DE SÛRETÉ DE FONCTIONNEMENT

La sûreté de fonctionnement peut être définie par l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle est scientifiquement caractérisable par l'étude statique et dynamique des systèmes du point de vue prévisionnel, opérationnel et expérimental, en tenant compte des aspects de probabilités et de conséquences liées aux défaillances. La démarche "sûreté de fonctionnement" s'appuie sur quelques notions de base, qui se sont précisées au cours de l'évolution de cette discipline, et qui continuent à s'affiner. La sûreté de fonctionnement possède, comme toute science, ses propres concepts terminologiques. Parcourir ce vocabulaire de base est donc une introduction nécessaire à cette discipline [2].

I.2.1. La maintenance

La notion de maintenance revêt une importance particulière dans le contexte de la sûreté de fonctionnement. Elle englobe en effet les concepts liés à la surveillance et au diagnostic auxquels nous nous intéressons plus particulièrement. Nous donnons ci-après quelques définitions relatives à ce terme [3].

- **Maintenance:** ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement pour accomplir une fonction requise.
- **Maintenance préventive:** maintenance ayant pour objet de réduire la probabilité de défaillance ou de dégradation d'un bien ou d'un service rendu. Les activités correspondantes sont déclenchées selon un échéancier établi à partir d'un nombre de dégradation du bien ou du service.
- **Maintenance corrective:** ensemble des activités réalisées après la défaillance d'un bien, ou la dégradation de sa fonction, pour lui permettre d'accomplir une fonction requise, au moins provisoirement. La maintenance corrective comprend en particulier : la localisation de la défaillance et son diagnostic, la remise en état avec ou sans modification, le contrôle du bon fonctionnement.
- **Maintenance curative:** activités de maintenance corrective ayant pour objet de rétablir un bien dans un état spécifié ou de lui permettre d'accomplir une fonction requise. Le résultat des activités réalisées doit présenter un caractère permanent. Ces activités peuvent être : des réparations, des modifications ou des améliorations ayant pour objet de supprimer la ou les défaillances.

I.2.2. La surveillance et le diagnostic

La tâche principale d'un ingénieur est de garantir la fiabilité, la disponibilité et la sûreté des systèmes industriels. Les définitions de ces caractéristiques sont [3, 4] :

- **Fiabilité:** c'est l'aptitude d'un système à accomplir sa mission dans des conditions données d'utilisation.
- **Disponibilité:** c'est l'aptitude d'un système à fonctionner lorsqu'on le sollicite.
- **Supervision:** les variables mesurées sont comparées à des valeurs de référence et le résultat est affiché et lu par l'opérateur.
- **Protection automatique:** dans le cas d'une anomalie dangereuse, la tâche du moniteur est de déclencher automatiquement des actions préventives. Ces actions ont pour objectif de garantir la sûreté de l'opérateur et du système.
- **Diagnostic:** consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance.

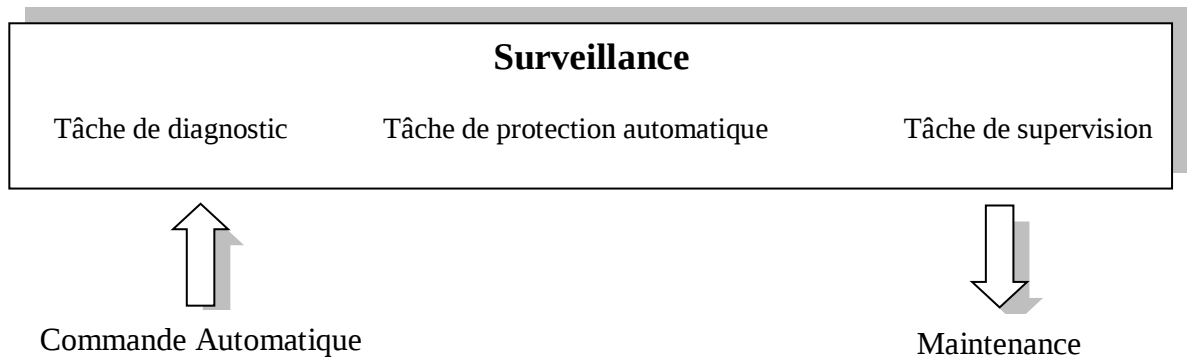


Figure I.1. Surveillance [4].

I.2.3. Défaillance et panne

Enfin, pour finir ce parcours non exhaustif du vocabulaire lié à la sûreté de fonctionnement, nous proposons de définir avec précision les termes de défaillance et panne [3].

- **Défaillance**: cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. Après défaillance d'une entité, cette entité est en état de panne. Une défaillance est un passage d'un état à un autre par opposition à une panne qui est un état.
- **Défaillance partielle**: défaillance à la suite de laquelle le bien ne peut accomplir qu'une partie des fonctions requises ou ne peut les accomplir qu'avec des performances limitées.
- **Défaillance complète**: défaillance qui entraîne l'inaptitude totale de l'entité à accomplir toutes les fonctions requises.
- **Panne**: état d'une entité inapte à accomplir une fonction requise dans des conditions données d'utilisation.
- **Panne complète**: panne résultant d'une défaillance complète.

Il est clair que dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation d'une entité à accomplir sa fonction, celle-ci est déclarée en panne. Par conséquent, une panne résulte toujours d'une défaillance.

I.3. CONSTITUTION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE

En électrotechnique, un système est un ensemble déterminé de composants en interaction. Tout système est généralement caractérisé par un ou plusieurs fonctions qu'il doit être accomplir dans des conditions données. Le système considéré dans ce travail est donc le

moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil. La fonction de ce système est d'assurer la conversion de l'énergie électrique fournie par le réseau en énergie mécanique de rotation avec un niveau de performances donné. Si la fonction de ce système n'est plus assurée, avec les performances demandées, suit à un incident quelconque, le système est alors jugé défaillant. Dans ce paragraphe, on se propose de donner quelques informations sur les constituants de cette machine ainsi que leurs fonctions.

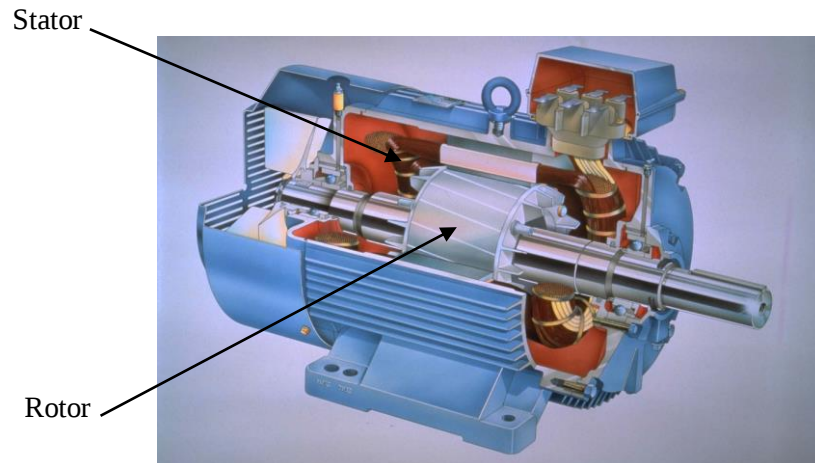


Figure I.2. Structure de la machine asynchrone triphasée à cage [2].

I.3.1. Le stator

C'est une partie fixe connectée à l'alimentation électrique, il est constitué principalement d'un circuit magnétique formé d'un empilage de tôles (matériau ferromagnétique) dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet de courant de Foucault. Donc, la fonction du circuit magnétique est d'assurer le logement et le maintien des conducteurs statoriques dans les encoches. En plus, il garantit la circulation du flux magnétique avec minimum de pertes.

Le stator comporte aussi des enroulements (bobinages) répartis dans les encoches du circuit magnétique. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. La fonction des conducteurs d'encoches assure la production d'un champ magnétique tournant à répartition sinusoïdale dans l'entrefer, lorsque ils sont parcourus par un ensemble de courants sinusoïdaux triphasés équilibrés. Ce champ magnétique est à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'isolation entre les conducteurs et le fond des

encoches, ainsi qu'entre les groupes de bobines s'effectue à l'aide des matériaux diélectriques de différents types selon les machines asynchrones [5].

Le stator comprend également une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Tous ces composants statoriques sont englobés dans le carter; qui présente une protection contre l'environnement extérieur et assure la fixation de la machine ainsi que le support et le centrage des flasques. Généralement, on trouve sur le carter des ailettes qui permettent le refroidissement de la machine [2].

I.3.2. Le rotor

C'est une partie tournante, qui permet de mettre en rotation la charge mécanique. Le rotor est constitué d'un arbre qui est généralement fabriqué en acier moulé, il permet la transmission de l'énergie mécanique produite vers la charge. Ses extrémités présentent un support pour les bagues intérieures des roulements à billes. L'arbre de la machine asynchrone assure le support et le centrage d'un circuit magnétique rotorique formé des tôles d'acier, tout comme le stator. Il a comme fonction d'assurer le logement des conducteurs rotoriques et de garantir la circulation du flux magnétique [5].

Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage. Les enroulements des rotors bobinés sont construits de la même façon que les enroulements statoriques. Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système bagues – balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage, les enroulements rotoriques sont constitués des barres de cuivre ou d'aluminium. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par des anneaux de court-circuit fabriqués aussi en cuivre ou en aluminium. En générale, les conducteurs rotoriques ont comme fonction d'assurer la production de l'énergie mécanique par interaction entre le champ tournant créé par leurs courants induits et le champ tournant produit par les courant statoriques [2].

Les rotors des machines asynchrones comportent aussi un ventilateur afin d'améliorer le refroidissement.

I.3.3. Les paliers

Ce sont des organes mécaniques permettant la mise en rotation du rotor et assurant le maintien des différents sous-ensembles. Les paliers maintiennent le rotor et assurent sa libre rotation. Ils sont constitués des flasques et des roulements à billes. Les flasques moulés en fonte sont fixés sur le carter statorique, ils assurent le support et le centrage des bagues extérieures des

roulements à billes. Ces derniers insérés à chaud sur l'arbre garantissent le guidage en rotation du rotor [3].

I.4. LES PRINCIPAUX DÉFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE

Plusieurs causes peuvent entraîner des défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage.

Pour le rotor, on peut citer les causes suivantes [6]:

- Thermique (Surcharge,...)
- Électromagnétique (Force En $B^2(T)$...)
- Résiduel (Déformation,...)
- Dynamique (Arbre De Transmission,...)
- Environnemental (Agression,...)

Pour le stator on peut citer ces causes [6]:

- ♦ **Thermique** : l'isolation est conçue pour avoir une certaine durée de vie à la température nominale. Toutefois, si la température augmente au-dessus de cette température de fonctionnement, la durée de vie raccourcit rapidement. Cette augmentation de la température peut être due à une variation de tension ou de déséquilibre, à la répétition des démarrages dans un court laps de temps, à des surcharges, à une mauvaise ventilation ou alors à une haute température ambiante.
- ♦ **Électrique** : Une tension supérieure à la valeur nominale ou de hautes valeurs de dV/dt du à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du convertisseur statique, vont conduire à la dégradation du diélectrique assurant l'isolation des bobines. La présence d'un fort champ électrique interne conduira à des décharges partielles dans les cavités de l'isolant. Il en résulte des spots carbonisés dans l'isolation. Ces spots causent des déformations du champ électrique (augmentation dans la région du défaut).
- ♦ **Mécanique** : les démarrages répétitifs de machine ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statorique et cage). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. Les efforts mécaniques sur les tôles et les conducteurs ont des composantes alternatives qui provoquent des vibrations de la structure. Ces vibrations

provoquent l'érosion et l'abrasion de l'isolant entraînant leur détérioration. Une modélisation assez fine de ces phénomènes est présentée dans.

- ◆ **Environnemental** : La présence d'humidité ou de produits chimiques dans l'air ambiant peut détériorer la qualité de l'isolation et conduire à défaut d'enroulement. Le début de la dégradation entraîne des courants de fuites qui accélèrent la détérioration de l'isolant jusqu'au court-circuit franc. Une autre conséquence est la création de l'ozone et les oxydes d'azote qui peuvent se combiner avec l'humidité pour former de l'acide nitrique, qui détruit l'isolant.

I.4.1. Cassure de barres dans les machines asynchrones

La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue à fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant qui conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes (figure I.3). Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres qui provoquera l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courants au rotor et des à-coups des couples, ceci va générer des vibrations et l'apparition de défauts mécaniques [1].

Un défaut dans le rotor va engendrer une sorte d'asymétrie qui, dans le cas d'une alimentation par un système de tensions triphasées symétrique, va être à l'origine d'un champ magnétique inverse de fréquence $-g f_s$ dans le circuit rotorique. Cela va engendrer des courants circulant dans le circuit statorique à une fréquence de $(1-2g) f_s$. Une autre composante apparaît aussi dans le spectre du courant statorique à une fréquence de $(1+2g) f_s$. Cette composante est due aux fluctuations de la vitesse provoquées par les oscillations du couple [1].

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

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression suivante [1]:

$$f_b = \left[\frac{k}{p/2} (1-g) \pm g \right] \cdot f_s \quad (I.1)$$

Avec : $\frac{k}{p/2} = 1, 3, 5, 7, \dots$

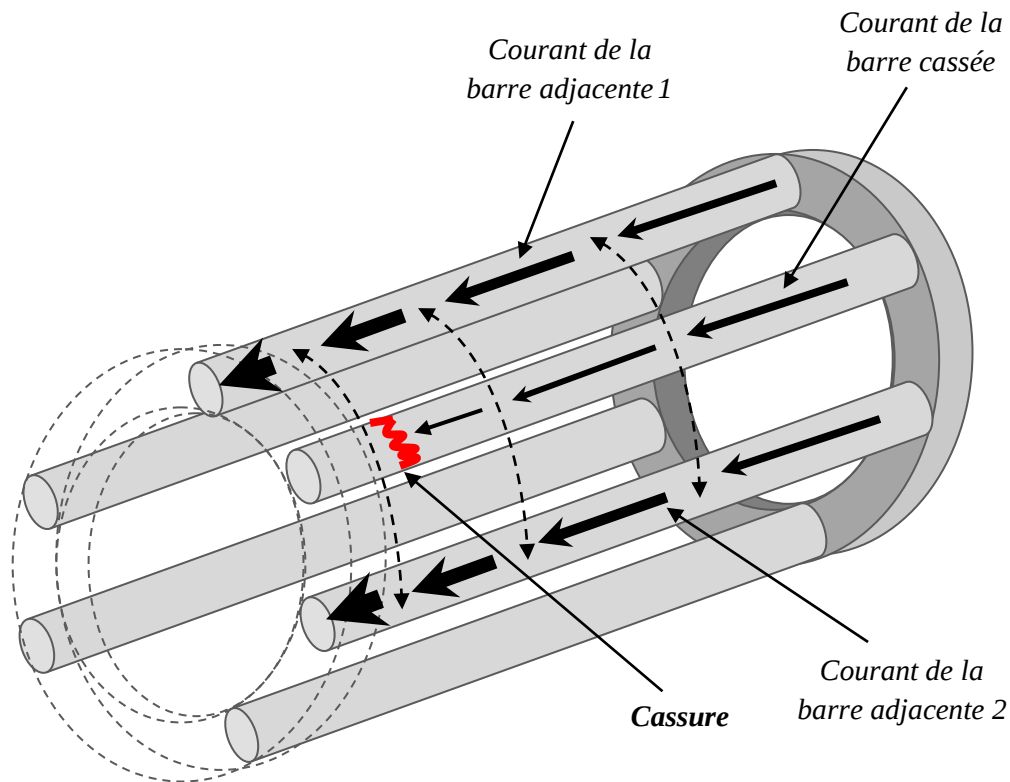


Figure I.3. Représentation de l'effet d'une barre cassée sur les barres adjacentes [1]

Les défauts de cassure de barres génèrent également dans les signaux du couple et de la vitesse des composantes de fréquences $2g f_s$ et $4g f_s$ [1].

I.4.2. Défauts d'excentricité

On parle d'excentricité dans une machine lorsqu'on est en face d'une uniformité de l'entrefer. Ce défaut peut survenir suite à la flexion de l'arbre, un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, l'usure des roulements, un déplacement du noyau statorique...etc. Lorsque cette excentricité s'accroît, la résultante des forces magnétiques radiales déséquilibrées (connue aussi sous le nom de traction magnétique déséquilibrée) peut causer un frottement entre le stator et le rotor, celui-ci a des conséquences néfastes sur le circuit magnétiques et l'enroulement du stator et du rotor [2, 7, 8].

On distingue deux principaux types d'excentricité (figure I.4) qui peuvent apparaître dans les machines tournantes ; l'excentricité statique et l'excentricité dynamique. On cite aussi dans la

littérature l'excentricité axiale, ou plus généralement, à une non uniformité axiale de l'entrefer.

♦ L'excentricité statique

Dans ce type d'excentricité, la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer est fixe dans l'espace. Elle peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator ou encore par le mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si cependant l'assemblage entre le rotor et l'arbre est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas [2].

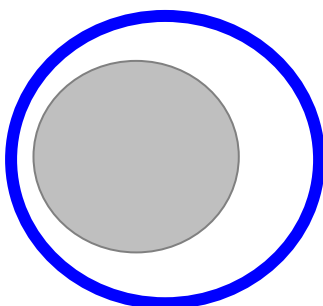
♦ L'excentricité dynamique

L'excentricité dynamique est due à une déformation ou un désalignement du rotor ou à un desserrage de barres rotoriques. Dans le cas de l'excentricité dynamique, le centre du rotor n'est pas confondu avec son centre de rotation. Et par conséquent, la position de l'entrefer minimale change avec la position du rotor. Ce qui fait que l'excentricité dynamique dépend du temps et de l'espace, alors que l'excentricité statique dépend seulement de l'espace.

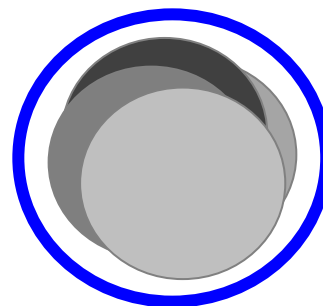
La présence de l'excentricité se manifeste donc par l'apparition d'harmoniques dans le spectre du courant. Ces fréquences sont [2, 8]:

$$f_{exc} = f_s \left[1 \pm k \frac{(1-g)}{p} \right] \quad (I.2)$$

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



Excentricité statique



Excentricité dynamique

Plusieurs positions du rotor au cours de sa rotation

Figure I.4. Représentation de l'excentricité [1]

I.4.3. Défaits statoriques

Les défauts au stator des moteurs asynchrones sont dus en grande partie aux défauts d'isolation. On rappelle que ces défauts peuvent être : des courts-circuits entre spires des enroulements de la même phase ou de phase différentes, des courts-circuits phase-terre, une ouverture de phase provoque une dissymétrie au niveau du stator, ou encore un déséquilibre dans les tensions d'alimentation (figure I.5) [1].

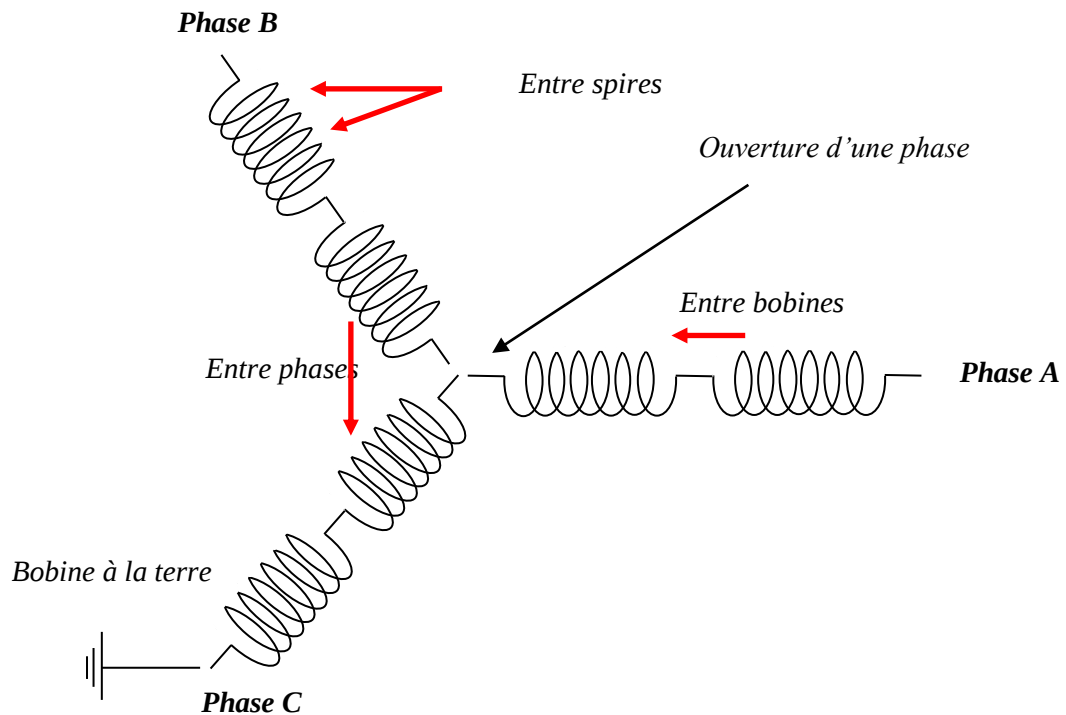


Figure I.5. Représentation des différents défauts statoriques [1]

La fréquence caractéristique du défaut de court circuit est [1] :

$$f_{cs} = f_s \left\{ \frac{n}{p} (1-g) \pm k \right\} \quad (I.3)$$

Avec : $n=1, 2, 3, \dots$ et $k=1, 3, 5, \dots$

I.4.4. Les défauts de roulements

Dans l'étude statistique nous remarquons que ce défaut présente un pourcentage élevé. Pourtant, ce type de défaut ainsi que sa détection est très peu mentionnée dans la littérature [5].

Les roulements se composent généralement de deux bagues, une intérieure et une autre extérieure entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants (figure I.6). En fonctionnement normal, la défaillance due à la fatigue commence par de petites fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et de l'élément roulant, qui se propage graduellement sur la surface.

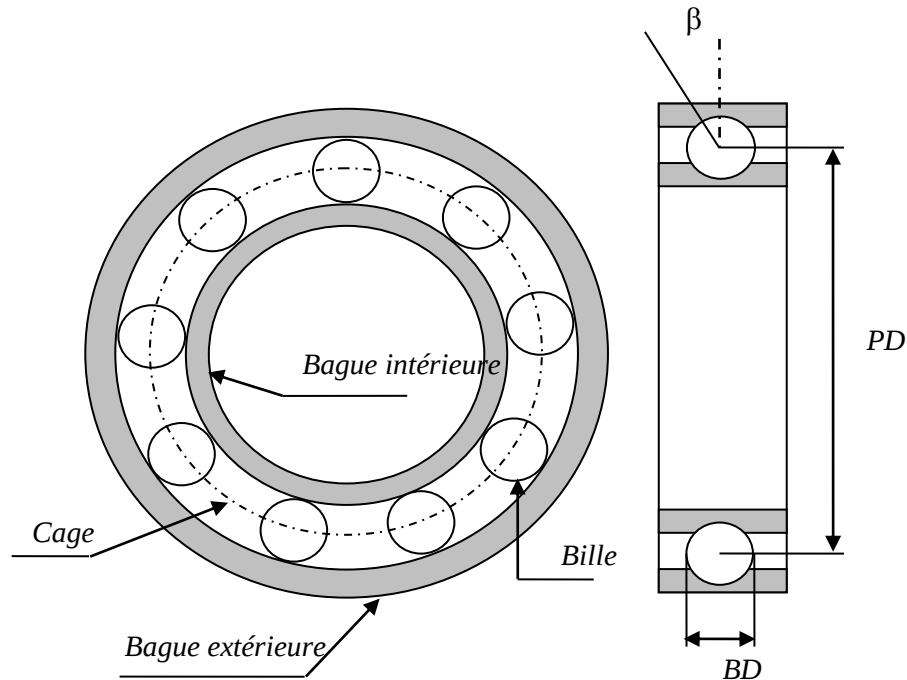


Figure I.6. Elément constitutif du roulement à billes [5]

Tout changement de l'uniformité du roulement produit des vibrations détectables et augmente le niveau du bruit. Par conséquent, des variations d'entrefer génèrent dans le courant statorique des raies spectrales de fréquence [5] :

$$f_{roul} = |f_s \pm k f_v| \quad (I.4)$$

D'où : $k = 1, 2, \dots$, et f_v est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations, soit (f_{bille} , $f_{b.int}$ ou $f_{b.ext}$).

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par le défaut, et sont liées à ses paramètres physiques. Les fréquences de vibrations qui caractérisent les défauts de roulements à billes sont [5] :

- ◆ Défaut au niveau d'une bille :

$$f_{bille} = \frac{PD}{BD} f_{rot} \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos \beta \right)^2 \right] \quad (I.5)$$

- ◆ Défaut sur la bague intérieure :

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos \beta \right] \quad (I.6)$$

- ◆ Défaut sur la bague extérieure :

$$f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 - \frac{BD}{PD} \cos \beta \right] \quad (I.7)$$

Où n_b est le nombre d'éléments roulants, BD le diamètre d'un élément roulant, PD la distance entre les centres des billes diamétralement opposées, et β l'angle de contact des billes avec les bagues du roulement et f_{rot} est la fréquence de rotation du rotor.

I.5. MÉTHODES DE DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS BASÉES SUR L'ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX

Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux, peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine. D'après la littérature, les principales techniques du diagnostic utilisées pour obtenir des informations sur l'état de santé de la machine sont les suivantes :

I.5.1. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques

Le diagnostic des défauts en utilisant les vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine asynchrone. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique [5].

$$\sigma(\theta, t) = \frac{B_s^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (I.8)$$

La distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer, est le produit de la F.m.m (Fm) et de la perméance (P).

$$B = Fm . P \quad (I.9)$$

La force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor, en plus la perméance dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques et rotoriques, l'excentricité). De ce fait, l'analyse spectrale des signaux de vibrations mécaniques, permet la détection aussi bien les défauts électriques que mécaniques. Les spectres des signaux de vibrations, issus du moteur avec défaut, sont comparés avec ceux enregistrés lorsque le moteur est en bon état. Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres [7, 5].

I.5.2. Diagnostic par mesure du Flux magnétique axial de fuite

Dans une machine idéale et sans défaut, les courants et les tensions statoriques sont équilibrés, ce qui annule le flux de fuite axial. La présence d'un défaut quelconque, provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator ce qui donne naissance à des flux de fuite axial de valeurs dépendent au degré de sévérité du défaut. Si on place une bobine autour de l'arbre de la machine, elle sera le siège d'une force électromotrice induite. L'analyse spectrale de la tension induite dans cette bobine peut être exploitée pour détecter les différents défauts [5].

I.5.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites

Cette technique, est basée sur l'exploitation du contenu fréquentielle de la tension induite, par le flux rotorique, dans les enroulements statoriques pendant la déconnexion du moteur de réseau. La rupture d'une barre va affecter directement la tension induite dans les enroulements

statoriques. En utilisant cette approche, les effets du non – idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que la non – linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évités.

I.5.4. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Cette technique, permet de détecter aussi bien les défauts rotoriques que les défauts de court-circuit entre spires dans les bobines statoriques. Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tous défauts, soit au niveau du stator ou au rotor, affectent directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de la santé du moteur [5].

I.5.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée

L'utilisation de la puissance instantanée pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones, fait l'objet des nombreux travaux [5]. La puissance instantanée est la somme des produit des courants est des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau des informations, apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres.

I.5.6. Diagnostic par mesure du courant statorique

Parmi tout les signaux utilisables, le courant statorique s'est avéré être l'un des plus intéressants, car, il est très facile d'accès et il nous permet de détecter aussi bien des défauts électromagnétiques que des défauts purement mécaniques [2-5]. Cette technique est dénommée dans la littérature "Motor Current Signature Analysis" (MCSA). Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).
- La modification de l'amplitude des raies spectrales, déjà présentes dans le spectre du courant.

La surveillance via le courant statorique nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures.

I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté des termes et des notions très importantes en diagnostic, tels que les défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone triphasé à cage, leurs causes, et leurs signatures, ainsi quelques les techniques de diagnostic utilisées. Comme nous l'avons mentionné précédemment, notre travail est consacré à l'étude et à la simulation des cassures de barres dans la cage rotorique d'un moteur asynchrone par la méthode des éléments finis. Pour cela, il faut disposer d'un bon modèle fiable, décrivant le comportement de la machine à l'état sain et avec défaut. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE II

CALCUL DU CHAMP MAGNÉTIQUE DANS LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE

CHAPITRE II

CALCUL DU CHAMP MAGNÉTIQUE DANS LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE

II.1. INTRODUCTION

La modélisation par la méthode des éléments finis "Finite Element Method" (FEM), retenue parmi toutes les méthodes de modélisation utilisée pour la détection des différents défauts dans la machine asynchrone, offre un espace d'harmonique plus proche de celui de la machine réelle, aussi elle nous permis de visualiser et suivre le comportement du champ magnétique. Une grande partie de ce chapitre sera consacré à cette modélisation avec une présentation détaillée des différents modèles basées sur la résolution des équations de Maxwell [2].

II.2. MODELES DEDIES AU DIAGNOSTIC DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défauts et elles apportent également la possibilité des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Plusieurs voies de modélisation existent, elles sont actuellement utilisées pour examiner des problèmes tels que la commande, la conception ou la surveillance [1].

En ce qui nous concerne, nous nous intéressons aux modèles simulant le comportement électromagnétique de la machine asynchrone en vue de faire le diagnostic.

Parmi les approches de modélisation, nous citons deux :

II.2.1. Approche analytique

Les modélisations analytiques reposent sur le concept d'inductance, notion qui caractérise par définition une relation linéaire flux-courant. Toute considération de la saturation magnétique, phénomène physique (effet de peau, harmoniques de flux d'entrefer) omniprésent dans le fonctionnement normal de la machine, se trouve a priori exclue de cette approche. Cette

approche globale des phénomènes électromagnétiques permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine, chaque branche est constituée d'une résistance en série avec une force électromotrice. Ensuite l'utilisation de la théorie des circuits et des systèmes permet de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine. Ces dernières seront intégrées analytiquement ce qui permet de réduire considérablement la complexité des calculs. Dans ce cadre, plusieurs modèles mathématiques ont été développés avec plusieurs degrés de complexité depuis les modèles triphasés au stator et rotor jusqu'aux modèles triphasés au stator et multiphasés au rotor (multi-enroulements) [4].

II.2.2. Approche numérique

On cite deux méthodes :

II.2.2.1. Méthode des schémas magnétiques équivalents

Cette approche consiste à découper le circuit magnétique qui constitue la machine étudiée en tubes de flux, caractérisés chacun par sa réluctance ou sa perméance. Ces grandeurs, tout comme les inductances, peuvent être définies selon les valeurs de flux, prenant ainsi en considération la saturation magnétique. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances d'entrefer variable selon la position du rotor. Les circuits électriques statoriques et rotoriques sont considérés grâce aux équations de couplage électrique/magnétique. Au rotor, les n phases sont constitués par les mailles électriques limitées par deux barres successives. Ce couplage est concrétisé au niveau de la mise en équation par le choix des inconnues du système qui seront simultanément les flux dans les différentes mailles du réseau magnétique ainsi que les courants statoriques et rotoriques. Pour la résolution des équations, un problème de non-linéarité s'impose et nécessite l'utilisation d'une méthode itérative en pas à pas dans le temps [4].

II.2.2.2. Méthodes des éléments finis

Il s'agit cette fois de découper le circuit magnétique de la machine en éléments de dimension suffisamment faible pour que le matériau magnétique puisse être considéré comme linéaire sur les surfaces correspondantes. A partir des formes locales des équations de Maxwell, il est possible d'exprimer le problème à résoudre. La résolution analytique est complexe et ne permet de traiter la saturation que de façon approchée. Les progrès des calculateurs ont permis d'envisager leur résolution numérique. De nombreux outils logiciels leur sont dédiés. Citons, entre autres, ANSYS, FLUX 2D, FLUX 3D et MAXWELL [2, 4]. Cependant, ces logiciels

ont historiquement été conçus pour déterminer le champ électromagnétique, et dans l'objectif de l'optimisation du dimensionnement [4].

Ces trois méthodes ont chacune leur place sur la double échelle complexité/précision des approches de simulation. La méthode analytique est la plus simple à mettre en œuvre mais elle nécessite des hypothèses restrictives, vient ensuite celle des schémas magnétiques, enfin celle des éléments finis. C'est cette dernière qui nécessite des moyens et des temps de calculs plus importants [4].

L'adéquation de ces méthodes au diagnostic de la machine existe pour chacune d'entre elles selon ce que l'on cherche à diagnostiquer. La méthode des éléments finis, qui reproduit le plus fidèlement le comportement électromagnétique de la machine permet de simuler des dysfonctionnements réels en son sein avec une manifestation tout à fait localisée du défaut (par exemple, des ruptures des barres). Cependant, les moyens et temps de calcul nécessaires à cette méthode constituent son handicap majeur et freinent son utilisation pour la simulation et l'évolution d'algorithmes de détection de défauts. La modélisation par schéma magnétique peut tenir compte d'une particularité géométrique du circuit magnétique ou d'une spécificité du circuit électrique. Les résistances statoriques, l'effet pelliculaire ne peuvent pas être correctement pris en compte [4].

II.3. IMPORTANCE DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Les machines électriques, les appareils de coupure, les appareillages à haute tension sont, durant leur fonctionnement, soumis à l'action de champs électromagnétiques (électriques ou magnétiques). Dans toute machine électrique ; l'enroulement, ou l'aimant d'excitation, produit un champ magnétique constant, ou variable dans le temps et souvent, dans l'espace. Autour des isolateurs et des bornes à haute tension des transformateurs, règne un champ électrostatique important. Dans les conducteurs, le champ électrocinétique assure la circulation du courant électrique et, enfin, dans les produits métallurgiques, chauffés par induction, champs électriques et champs magnétique se combinent pour créer les courants de Foucault souhaités. La connaissance du champ permet donc. Dans tout appareil électromagnétique. D'avoir accès au calcul des performances et du fonctionnement de cet appareil en régime permanent ou transitoire. En effet. Dans une machine électrique, l'évaluation du champ en chaque point de l'espace permet d'en déduire les flux, et donc les forces électromotrices pour un fonctionnement en générateur ou les couples pour un fonctionnement de moteur. Autour d'un isolateur, la valeur du champ permet d'apprécier

possibilité de tenue diélectrique dans diverses situations. Si l'on calcul un contacteur, le champ permet de déterminer la courbe donnant force en fonction de la dimension de l'entrefer [9].

Donc, dans de nombreuses étapes du processus de conception d'un appareil électrique. L'évaluation des champs électriques et magnétiques apparaît comme un travail nécessaire, bien qu'il soit souvent allégé, l'emploi d'hypothèses simplificatrices qui rendent cette procédure ou moins implicite

II.4. ÉQUATIONS ET MODÈLES

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques classiques régis par les quatre équations aux dérivées partielles de Maxwell et par les trois relations du milieu considéré.

Nous disposons alors du système des sept équations suivantes :

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} \text{ (En supposant que le courant de déplacement est négligeable)} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.3})$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.6})$$

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

Avec :

$\vec{B}(T)$: Induction magnétique.

$\vec{B}_r(T)$: Induction magnétique rémanente (cas d'aimants permanents).

$\vec{D}(C.m^{-2})$: Induction électrique.

$\vec{E}(V.m^{-1})$: Champ électrique.

$\vec{H}(A.m^{-1})$: Champ magnétique.

$\vec{J}(A.m^{-2})$: Densité de courant.

$t(s)$: Temps.

$\varepsilon(F.m^{-1})$: Permittivité.

$\mu(H.m^{-1})$: Perméabilité.

$\rho(C.m^{-3})$: Charge volumique.

$\sigma(S.m^{-1})$: Conductivité.

Selon les matériaux utilisés. μ, ε et σ peuvent être soit des scalaires, modélisant alors les comportements de matériaux isotropes, soit des tenseurs qui permettent de tenir compte des effets d'anisotropie souvent rencontrés dans les machines électriques.

Ces équations décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques mais à l'heure actuelle on ne peut pas les résoudre directement, dans la plupart des cas, de plus, suivant les dispositifs que l'on étudie. Certains phénomènes deviennent négligeables, les équations se découplent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples.

II.4.1. Modèle électrostatique

Il décrit tous les dispositifs dans lesquels le champ électrique est produit par des charges dont la répartition et la valeur ne varient pas en fonction du champ.

La conception d'isolateurs et l'étude de la tenue des diélectriques sont les problèmes les plus caractéristiques.

Les équations correspondantes s'écrivent :

$$\text{rot } \vec{E} = \vec{0} \quad (\text{Car } \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \vec{0}) \quad (\text{II.8})$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (\text{II.9})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.10})$$

La relation (8) permet de définir une fonction potentiel scalaire électrique V , ou tension électrique, telle que :

$$\vec{E} = -\text{grad } V \quad (\text{II.11})$$

Le modèle se ramène alors à l'équation :

$$\text{div}(\varepsilon \text{ grad } V) + \rho = 0 \quad (\text{II.12})$$

On peut dire que les techniques numériques actuelles apportent une solution à ce problème dans la plupart des cas. En effet, l'inconnue est le scalaire V , ce qui impose donc une seule valeur à calculer en chaque point [9].

De plus, on est assuré de l'existence et de l'unicité de la solution lorsque les conditions aux limites du problème à étudier s'expriment en fonction de V ou de sa dérivée normale $\partial V / \partial n$ aux limites du domaine étudié (ce qui est pratiquement toujours le cas). Généralement, le potentiel est supposé connu sur limite (condition de Dirichlet) ou bien les lignes équipotentielles scalaires sont supposées orthogonales aux limites (ce qui est le cas sur des plans de symétrie ou au voisinage de matériaux totalement isolants) et la dérivée normale $\partial V / \partial n$ est nulle (condition de Neumann homogène). Il existe des études pour lesquelles on connaît la valeur du flux de l'induction électrique $\vec{D}$ à traverses une surface limite, sur laquelle on est alors en présence de la condition $\partial V / \partial n = K$ ou K a une valeur connue (condition de Neumann non homogène) [9].

Si la permittivité ε peut être supposée constante, cela simplifie le problème, mais il est tout à traiter les cas où ε dépend du champ électrique lui-même (l'équation devient non linéaire et la loi de variation de ε devra être fournie pour le matériau concerné), le coût de la résolution est déjà résolu (la méthode de Newton-Raphson). Enfin, si un matériau est anisotrope, ε s'exprime sous la forme d'un tenseur et là encore, on peut en tenir compliquer beaucoup les méthodes de résolution mises en œuvre [9].

Seule, donc une très grande complexité géométrique de la pièce à étudier peut mettre en défaut les méthodes classiques utilisées, mais cela n'intervient généralement que dans des pièces particulières aux formes tridimensionnelles compliquées ou dans lesquelles l'effet de pointe est très important [9].

II.4.2. Modèles magnétostatiques scalaires

Dans ce modèle, on suppose que *les courants électriques sont nuls* dans la pièce à étudier et que les champs ne dépendent pas du temps, on obtient alors les relations :

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{0} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.14})$$

C'est le cas des dispositifs pour lesquels les champs sont créés par *des forces magnétomotrices extérieures et indépendantes* du dispositif étudié ou bien par *des aimants permanents*. Dans ce dernier cas, on dispose de la loi :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.15})$$

La relation (13) implique qu'il existe une fonction potentiel scalaire magnétique ϕ telle que

$$\vec{H} = -\text{grad } \phi \quad (\text{II.16})$$

On obtient donc l'équation :

$$\text{div}(\mu \text{ grad } \phi) = \text{div } \vec{B}_r \quad (\text{II.17})$$

Cette équation est analogue à celle qu'avons rencontrée au paragraphe précédent. Sa résolution est donc pratiquement maîtrisée.

En effet, il faut fournir les valeurs des champs sur les limites du domaine étudié. Ces valeurs doivent être calculées par ailleurs. Cela implique, souvent, l'hypothèse que le champ extérieur à la pièce étudiée ne soit pas modifié par la présence ou l'absence de cette pièce dans le dispositif total. Il faut alors prendre garde de vérifier la validité de cette hypothèse lors de l'utilisation de ce modèle.

En outre, la présence d'aimants ne complique pas le traitement qui peut tenir compte de lois de comportements non linéaires.

Il est possible de traiter les problèmes comportant des courants, en introduisant un potentiel scalaire magnétique réduit Ψ . Pour cela, considère le champ magnétique d'excitation $\vec{H}_0$ que produiraient les courants d'excitation de densité $\vec{J}$ dans le vide. Connaissant $\vec{J}$, Ce champ $\vec{H}_0$ peut être calculé grâce à la formule de Biot et Savart :

$$\vec{H}_0 = \frac{1}{4} \pi \iiint_{\Omega} (\vec{J} \wedge \vec{r}/r^3) d\Omega \quad (\text{II.18})$$

Avec $\vec{r}$ vecteur reliant le point où le champ est calculé et point courant qui balaye le domaine Ω .

Ω : Domaine d'étude.

Par construction, ce champ d'excitation vérifie la relation :

$$\text{rot } \vec{H}_0 = \vec{j} \quad (\text{II.19})$$

Alors, on peut écrire que le champ magnétique total $\vec{H}$ est la somme du champ $\vec{H}_0$ connu et d'un champ $\vec{H}_m$ inconnu :

$$\vec{H} = \vec{H}_0 + \vec{H}_m \quad (\text{II.20})$$

Avec $\vec{H}_m$ vérifiant l'équation :

$$\text{rot } \vec{H}_m = \text{rot}(\vec{H} - \vec{H}_0) = \vec{0} \quad (\text{II.21})$$

On peut, à nouveau, introduire un potentiel scalaire Ψ tel que :

$$\vec{H}_m = -\text{grad } \Psi \quad (\text{II.22})$$

Et on obtient l'équation :

$$\text{div} (\mu \text{ grad } \Psi) = \text{div } \vec{B}_r + \text{div} (\mu \vec{H}_0) \quad (\text{II.23})$$

Ce modèle magnétostatique scalaire à potentiel réduit est extrêmement, puisqu'il permet de rendre compte des problèmes avec sources extérieures, aimants ou courants.

II.4.3. Modèle magnétostatique vectoriel

Comme dans le modèle précédent, on suppose que le champ magnétique est produit par des sources indépendantes du temps. Le terme $\partial \vec{B} / \partial t$ est alors **nul** et les champs électrique $\vec{E}$ et magnétique $\vec{B}$ sont **découplés**. Par contre, on désire modéliser un objet parcouru par **des courants non nuls**.

On obtient alors les équations suivantes :

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II.25})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.26})$$

La condition (14) permet de définir une fonction potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ telle que

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (\text{II.27})$$

Pour que $\vec{A}$ soit totalement défini, il faut également fixe la valeur de sa divergence. On ajoute alors la condition :

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (\text{II.28})$$

Qui est la plus simple à mettre en œuvre, mais cette condition, appelée jauge de Coulomb, n'est pas toujours la meilleure et peut être adaptée afin d'éviter quelques difficultés numériques auxquelles elle peut conduire.

On obtient donc le système d'équations :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A} \right) = \vec{J} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \quad (\text{II.29})$$

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (\text{II.30})$$

Auquel il faut ajouter la loi de comportement des matériaux :

$$\frac{1}{\mu} = f(\vec{B}) \quad (\text{II.31})$$

Qui exprime la relation non linéaire existant entre les champs $\vec{B}$ et $\vec{H}$, due à la saturation du matériau magnétique (notamment dans les carcasses de fermeture de flux magnétique).

Dans ce modèle, les conditions aux limites doivent porter sur le potentiel vecteur. On annule généralement les composantes tangentielles de $\vec{A}$ sur les limites atteignant l'infini (en fait suffisamment éloignées pour que l'énergie magnétique puisse être supposée nulle sur ces limites) sur les plans de symétrie de révolution, la condition $\vec{A} = \vec{0}$ s'impose sur les plans de symétries géométrique et magnétique la condition $\vec{A}_n = \vec{0}$ (portant sur la composante normale de $\vec{A}$) et la condition $\partial \vec{A}_t / \partial n = \vec{0}$ (portant sur les composantes tangentielles de $\vec{A}$) expriment que les lignes d'induction leur sont orthogonales muni des conditions aux limites précédemment définies, le problème aux dérivées partielles obtenu a une solution unique.

Mais, contrairement au cas précédent, on doit déterminer trois inconnues en chaque point, les composantes $\vec{A}_x, \vec{A}_y, \vec{A}_z$ de $\vec{A}$. Dans les problèmes tridimensionnels, cela conduit à traiter des systèmes linéaires très volumineux, donc coûteux à résoudre.

C'est pourquoi, lorsque la pièce étudiée est suffisamment longue, l'analyse peut être menée sur une coupe qui ramène l'étude à un problème bidimensionnel. Alors, si les courants qui créent le champ magnétique sont orthogonaux au plan d'étude (cas de presque toutes les machines tournantes longues). Le potentiel vecteur n'a plus qu'une composante. En outre, la condition (30) est alors vérifiée automatiquement. Si la coupe a été réalisée perpendiculairement à l'axe on (OZ) le potentiel vecteur $\vec{A}$ a une seule composante non nulle, $\vec{A}_z$, l'équation aux dérivées partielles est alors :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A}_z \right) = \vec{J}_z + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \quad (\text{II.32})$$

La résolution de ce problème relève alors des mêmes techniques que celles qui traitent les modèles électrostatiques et magnétiques scalaires déjà rencontrés. La technique actuelle permet donc d'utiliser ce modèle même dans le cas où μ est une fonction non linéaire de $\vec{B}$ et où μ est un tenseur. De même, la présence d'aimants ne crée pas de difficulté particulière insurmontable.

Lorsque les pièces étudiées possèdent une symétrie de révolution (cas des inducteurs de chauffage par induction, des noyaux de transformateurs), le potentiel vecteur n'a alors plus qu'une seule composante $\vec{A}_0$ dans un repère cylindrique, l'équation devient :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A}_0 \right) = \vec{J}_0 + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right) \quad (\text{II.33})$$

Pour laquelle la condition de jauge (30) est automatiquement vérifiée.

Enfin, dans tous ces modèles, les termes sources s'expriment en fonction des courants qui parcourent les conducteurs. Ces termes doivent donc être connus, soit sous la forme des densités de courant $\vec{J}$ (le générateur de courant qui les produit étant alors supposé parfait), soit sous la forme $\sigma \text{grad } V$ (le générateur de tension qui les produit étant également supposé parfait).

II.4.4. Modèle électrocinétique

Il est utilisable lorsque l'on veut étudier la répartition du courant électrique dans des conducteurs isolés soumis à des différences de potentiel continues. Dans ce cas, le modèle est défini par les équations suivantes :

$$\text{rot} \vec{E} = \vec{0} \quad (\text{II.34})$$

$$\operatorname{div} \vec{J} = 0 \quad (\text{II.35})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.36})$$

La condition (34) implique qu'il existe encore un potentiel électrique scalaire V , la tension électrique, tel que $\vec{E} = -\operatorname{grad} V$. On doit donc résoudre l'équation de Laplace :

$$\operatorname{div} (\sigma \operatorname{grad} V) = 0 \quad (\text{II.37})$$

Avec deux types de conditions aux limites :

- La différence de potentiel est connue entre deux parois ; V est donc fixé sur ces limites (condition de Dirichlet).
- La dérivée normale $\partial V / \partial n$ est nulle sur les limites des conducteurs entourés d'isolants (condition de Neumann homogène).

Ce modèle pose peu de problèmes particuliers et la technique actuelle permet de le traiter, même dans les cas tridimensionnels complexes. Le cas où la conductivité σ est une grandeur tensorielle (conductivité anisotrope) peut également être pris en compte.

II.4.5. Modèles magnétodynamiques

Ces modèles s'appliquent aux dispositifs électrotechniques dans lesquels **les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps**.

Le terme $\partial \vec{B} / \partial t$ n'est plus nul : les champs électrique et magnétique sont alors couplés par la présence des courants induits (ou courants de Foucault).

Pour représenter l'état électromagnétique en un point, on doit alors recourir simultanément au potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ précédemment défini (car $\operatorname{div} \vec{B} = 0$) et au potentiel scalaire électrique V .

En effet, le système s'écrit :

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A} \quad (\text{II.38})$$

$$\operatorname{rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \vec{0} \quad (\text{II.39})$$

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\operatorname{grad} V \quad (\text{II.40})$$

On obtient alors les équations :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \text{grad} V = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II.41})$$

$$\text{div}(\varepsilon \text{grad} V) + \text{div} \left(\varepsilon \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) + \rho = 0 \quad (\text{II.42})$$

Remarque :

- Ces dernières équations supposant implicitement que $\vec{B}_r$ soit nul car elles ont trait aux matériaux ferromagnétiques conducteurs.
- Dans l'équation (41). $\vec{J}_{ex}$ Représente la densité des courants d'excitation qui alimentent le dispositif électrotechnique étudié (et qui sont alors supposés produits par un générateur de courant parfait), la valeur de ces courants doit être connue afin de pouvoir traiter ce modèle.

Le potentiel vecteur $\vec{A}$ ne peut pas être défini par la seule condition $\vec{B} = \text{rot} \vec{A}$. on doit également fixer sa divergence et ce choix donne naissance aux divers types de modèles étudiés ci-après.

II.4.5.1. Modèle général

Dans le cas le plus complexe ou la densité volumique de charge ρ n'est pas nulle, la fonction V doit être évaluée. Il faut alors découpler les équations (41) et (42).

La condition de jauge :

$$\text{div} \vec{A} = \sigma \mu V \quad (\text{II.43})$$

Conduit au système :

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) + \text{grad} \left(\frac{1}{\mu} \text{div} \vec{A} \right) = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II.44})$$

$$\varepsilon \sigma \mu \frac{\partial V}{\partial t} + \text{div} (\varepsilon \text{grad} V) = -\rho \quad (\text{II.45})$$

Ce modèle permet donc de tenir compte des phénomènes électromagnétiques très généraux, mais les équation (44) et (45) sont très couteuses à résoudre car, en tout point, les quatre grandeurs $\vec{A}_x, \vec{A}_y, \vec{A}_z$, et V doivent être calculées. De plus la loi de répartition des inconnues varie très rapidement sur le bord des pièces conductrices à cause de l'effet de peau et la

perméabilité μ dépend fortement du module du champ magnétique $\vec{H}$ dans les pièces métalliques (effet de saturation). Ces équations sont donc non linéaires et peuvent poser de délicats problèmes de convergence.

En conclusion, dans le cas général, notamment sur des pièces de géométrie complexe tridimensionnelles, ce modèle ne peut pas être résolu avec les techniques actuelles. C'est pourquoi des modèles simplifiés doivent être utilisés.

II.4.5.2. Modèle non linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur

Lorsque la densité volumique de charge ρ est nulle (ce qui est le cas dans presque tous les dispositifs à induction classiques); V peut être considéré comme nulle à l'infini et la jauge :

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (\text{II.46})$$

Conduit à l'équation :

$$\text{div}(\varepsilon \text{ grad } V) = 0 \quad (\text{II.47})$$

Qui, munie de la condition aux limites $V = 0$, conduit à démontrer que V est identiquement nul partout. Le modèle se réduit alors à :

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II.48})$$

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad (\text{II.49})$$

La mise en œuvre de ce modèle demeure malgré tout en limite de la capacité des ordinateurs classiquement utilisés dans les outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) actuels. C'est pourquoi des modèles plus simples doivent être mis en œuvre, lorsque les approximations auxquelles ils conduisent ne sont pas trop importantes et regard de la précision recherchée.

II.4.5.3. Modèle linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur

Dans ce modèle, on suppose que la perméabilité μ ne dépend pas de l'induction. De plus, on considère que la fonction V est uniformément nulle (comme dans le cas précédent).

Si les courants d'excitation $\vec{J}_{ex}$ sont alternatifs, on peut utiliser une représentation de Fresnel pour modéliser leur variation temporelle l'utilisation des nombres complexes permet alors de remplacer le terme :

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad \text{par} \quad j\omega \sigma \vec{A} \quad (\text{II.49})$$

Avec j unité imaginaire ($j^2 = -1$)

ω Pulsation des sources.

$$j\omega \sigma \vec{A} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II.50})$$

Ce modèle peut être utilisé pour des études tridimensionnelles. Conduit cependant à déterminer trois inconnues $\vec{A}_x, \vec{A}_y, \vec{A}_z$ en chaque point, ce qui entraîne des analyses coûteuses. Lorsque la géométrie le permet, les modèles bidimensionnels peuvent donner d'excellents résultats.

II.4.5.4. Modèle bidimensionnel exprimé en termes de potentiel vecteur

Dans le cas d'objets suffisamment longs. Ou pourvus d'une symétrie de révolution, les courants sont généralement perpendiculaires au plan dans lequel on conduit l'étude.

Le potentiel vecteur n'a plus alors qu'une seule composante $\vec{A}_z$ (orthogonale également au plan de l'étude) et la condition $\text{div} \vec{A}_z = 0$ est naturellement vérifiée.

Le modèle se réduit alors à :

$$\sigma \frac{\partial \vec{A}_z}{\partial t} + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A}_z \right) = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II.51})$$

Qui ne comporte qu'une seule inconnue.

Ce modèle est particulièrement simple et efficace. Son utilisation est donc très répandue : étude des moteurs à induction, des dispositifs de chauffage par induction, des transformateurs, ... etc.

Remarque : Si μ est une constante, la notation complexe permet d'utiliser l'équation :

$$j\omega \sigma \vec{A}_z + \frac{1}{\mu} \text{rot} (\text{rot} \vec{A}_z) = \vec{J}_{ex} \quad (\text{II.52})$$

Qui est de résolution aisée et peu couteuse.

II.4.5.5. Modèle linéaire exprimé en termes de champ magnétique $\vec{H}$

Dans ce modèle, on limite l'étude aux pièces conductrices plongées dans un champ magnétique variant dans le temps aucun courant d'excitation n'est présent ($\vec{J}_{ex} = \vec{0}$), cependant, des courants induits se développent dans ces pièces.

Le modèle peut alors s'écrire :

$$rot \vec{H} + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{0} \quad (II.53)$$

En prenant rotationnel de cette expression et en supposant que σ est constant, on obtient :

$$rot(rot \vec{H}) + \sigma \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \vec{0} \quad (II.54)$$

Ce modèle devient particulièrement intéressant dans des analyses bidimensionnelles, lorsque l'on peut supposer que les courants induits se développent dans le plan de l'étude. En effet, dans ce cas, le champ magnétique $\vec{H}$ n'a plus qu'une seule composante $\vec{H}_z$ perpendiculaire à la coupe analysée. On est donc en présence du modèle :

$$rot (rot \vec{H}_z) + \sigma \mu \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} = \vec{0} \quad (II.55)$$

Dans le cas de sources sinusoïdales, la notation complexe conduit alors à :

$$rot(rot \vec{H}_z) + j \omega \sigma \vec{H}_z = \vec{0} \quad (II.56)$$

Mais on ne peut trouver la solution d'un tel problème que si l'on peut fournir la valeur du champ magnétique $\vec{H}$ sur les limites de la pièce étudiée. Cette contrainte impose donc de coupler ce modèle avec un autre moyen de calcul qui détermine le champ extérieur. Cela peut souvent être réalisé lorsqu'il est possible de supposer que le champ extérieur n'est pas déformé par la présence de la pièce étudiée, ce qui revient à négliger ce que les électrotechniciens appellent la réaction d'induit dans les machines.

Ce modèle très efficace doit donc être utilisé avec prudence en vérifiant la validité des hypothèses qui sous-tendent.

II.5. PRESENTATION DE LA METHODE DE CALCUL PAR ELEMENTS FINIS

La détermination des champs électromagnétique est d'un grand intérêt pour la conception des machines électriques. En effet, le dimensionnement et l'évaluation des performances d'une machine asynchrone à cage reposent sur la connaissance et l'identification des inductances dont découle le calcul des efforts dans les conducteurs des ampère-tour consommés dans les circuits magnétiques, des flux utiles et des flux de fuites de réactances.

L'analyse de ces phénomènes électromagnétiques est basée sur la résolution des équations de Maxwell dont la complexité est telle qu'elle est exclue dans la plupart des cas du formalisme analytique.

Plusieurs méthodes numériques transforment les équations aux dérivées partielles à des systèmes d'équations algébriques dont la solution fournit une approximation de l'inconnue en différents points situés aux nœuds du réseau géométrique correspondant à la discrétisation.

Parmi ces méthodes, nous distinguons deux méthodes principales de résolution des équations des champs électromagnétiques

II.5.1. Méthode des différences finis (MDF)

C'est la méthode la plus ancienne, connue depuis Gauss. Le principe fondamental de cette méthode consiste à appliquer au domaine d'étude un maillage en nœuds dont la finesse, permet de donner une approximation des contours du domaine. Ensuite, en appliquant le développement limité en série de Taylor de la fonction à déterminer dans chaque nœud du maillage, ce qui permet d'obtenir un nombre d'équations algébriques égales au nombre des valeurs d'inconnues des grandeurs étudiées.

II.5.2. Méthode des éléments finis (MEF)

Autorisent l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur desquels le potentiel est approché par un polynôme ; la résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments. Elle conduit à des tailles importantes en mémoire des calculateurs et à des temps de calcul long qui nécessite souvent des stations de travail pour la résolution des problèmes industriels.

La méthode des éléments finis est très puissante pour la résolution des équations aux dérivées partielles. Cette méthode ne s'applique pas directement aux équations aux dérivées partielles,

mais à une formulation intégrale qui est équivalente au problème à résoudre, en utilisant l'une des deux approches suivantes [5, 2]:

- La méthode des résidus pondérés ou méthode projective qui consiste à minimiser le résidu induit par l'approximation de la fonction inconnue.
- La méthode variationnelle qui consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié.

L'utilisation de la méthode numérique de calcul par élément finis nous apporte plusieurs avantages [5]:

- ✓ Prise en compte de la géométrie de la machine.
- ✓ Prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques.
- ✓ Prise en compte de l'effet de peau dans les barres rotoriques.
- ✓ De point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et flux magnétisant), en changeant simplement les données du programme de calcul d'où une grande souplesse d'utilisation.

La méthode consiste à mailler l'espace en régions élémentaires dans lesquelles on représente la grandeur recherchée par une approximation polynomiale. Le maillage peut être constitué de triangles ou de rectangles aux sommets desquels on recherche les valeurs de l'inconnue en supposant que, dans ce domaine, l'inconnue varie linéairement en fonction des coordonnées. Une telle méthode nécessite donc de mailler tout l'espace étudié (y compris l'espace environnant). Sur chaque élément du découpage, la fonction d'interpolation est de la forme [5] :

$$A = \sum_{m=1}^{ns} A_m \varphi_m(x, y) \quad (\text{II.57})$$

Où ns est le nombre de sommets de cet élément.

Le polynôme d'approximation (du second degré pour un élément quadrilatéral est déterminé par ces coefficients (ici six).

$$\varphi_m(x, y) = a_m + b_m x + c_m y + d_m x^2 + e_m xy + f_m y^2 \quad (\text{II.58})$$

Les coefficients peuvent être déterminés par les valeurs de la fonction en des points particuliers appelés nœuds de l'élément (ici les sommets du triangulaire dans la figure II.1). Ainsi, le potentiel est défini à l'intérieur de chaque élément.

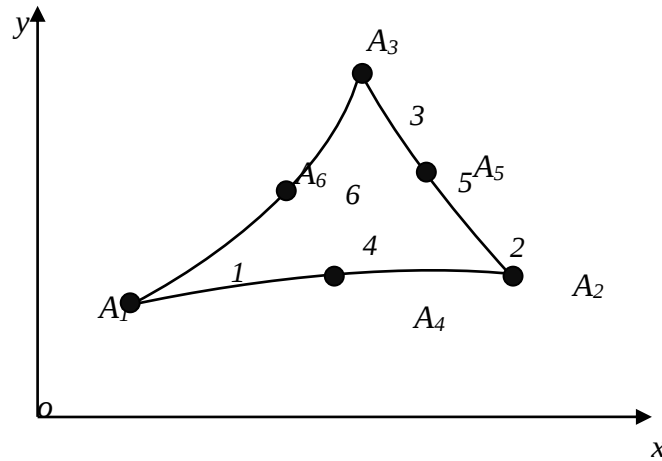


Figure II.1. Fonction d'interpolation d'un élément [5]

Le processus de discrétisation par éléments finis aboutit, alors, à un système algébrique de la forme :

$$[K][A] + [F] = 0 \quad (\text{II.59})$$

Où $[A]$ est un vecteur dont les composantes sont les inconnues du problème et représentent les valeurs nodales du potentiel magnétique ; $[K]$ est une matrice symétrique dont les composantes sont fonction des propriétés magnétiques des matériaux composant le système et indépendantes des sources du champ ; $[F]$ est un vecteur fonction des sources du champ (courants, tensions, aimants).

Ainsi la détermination des valeurs, $A_1, A_2, \dots, A_n$, que la fonction inconnue $A(x, y)$ prend en chaque nœud de chaque élément de découpage, représente le déroulement des calculs pour arriver à la solution du problème [9].

II.6. PRESENTATION DU LOGICIEL DE CALCUL PAR ÉLÉMENTS FINIS

La mise en œuvre d'une méthode numérique de calcul de champ débouche inévitablement sur un logiciel qui lui est associé. Si, lors des premières tentatives de calcul par des méthodes numériques, on écrivait, pour chaque nouveau problème, un programme différent tenant compte de sa géométrie particulière, de ses particularités physiques et de ses conditions aux limites, on s'oriente aujourd'hui vers la réalisation de logiciels généraux dont la structure informatique est adaptée au traitement d'un grand nombre de problèmes d'un même type [1].

Les logiciels utilisés dans cette étude sont; Femm et Flux2D, le premier sera utilisé pour la modélisation magnétostatique de la machine asynchrone triphasée, la deuxième sera réservé pour le modèle magnétodynamique, ces modélisations auront lieu dans le précédent chapitre.

Ces logiciels ont pratiquement la structure représentée sur la figure II.2 qui consiste en un programme, appelé préprocesseur, qui permet, à l'aide de techniques issues de la Conception Assistée par Ordinateur (CAO), de décrire la géométrie du domaine, ses propriétés physiques et ses conditions aux limites et de réaliser un découpage de manière automatique ou manuelle avec assistance du programme. Le processeur de calcul résout les équations linéaires, ou non linéaires, issues de l'assemblage des éléments et fournit un ensemble de résultats bruts qui sont les valeurs de la grandeur inconnue en tous les nœuds du découpage. Ces résultats, stockés dans un fichier de sortie, sont alors repris par le postprocesseur qui les met en forme pour fournir au concepteur un ensemble de résultats cohérents sous la forme de grandeurs physiques significatives (flux, forces, couples, énergies, inductances) ou de courbes associées aux grandeurs physiques intéressantes (induction le long de l'entrefer, champ électrique le long d'un isolant, etc.) [9].

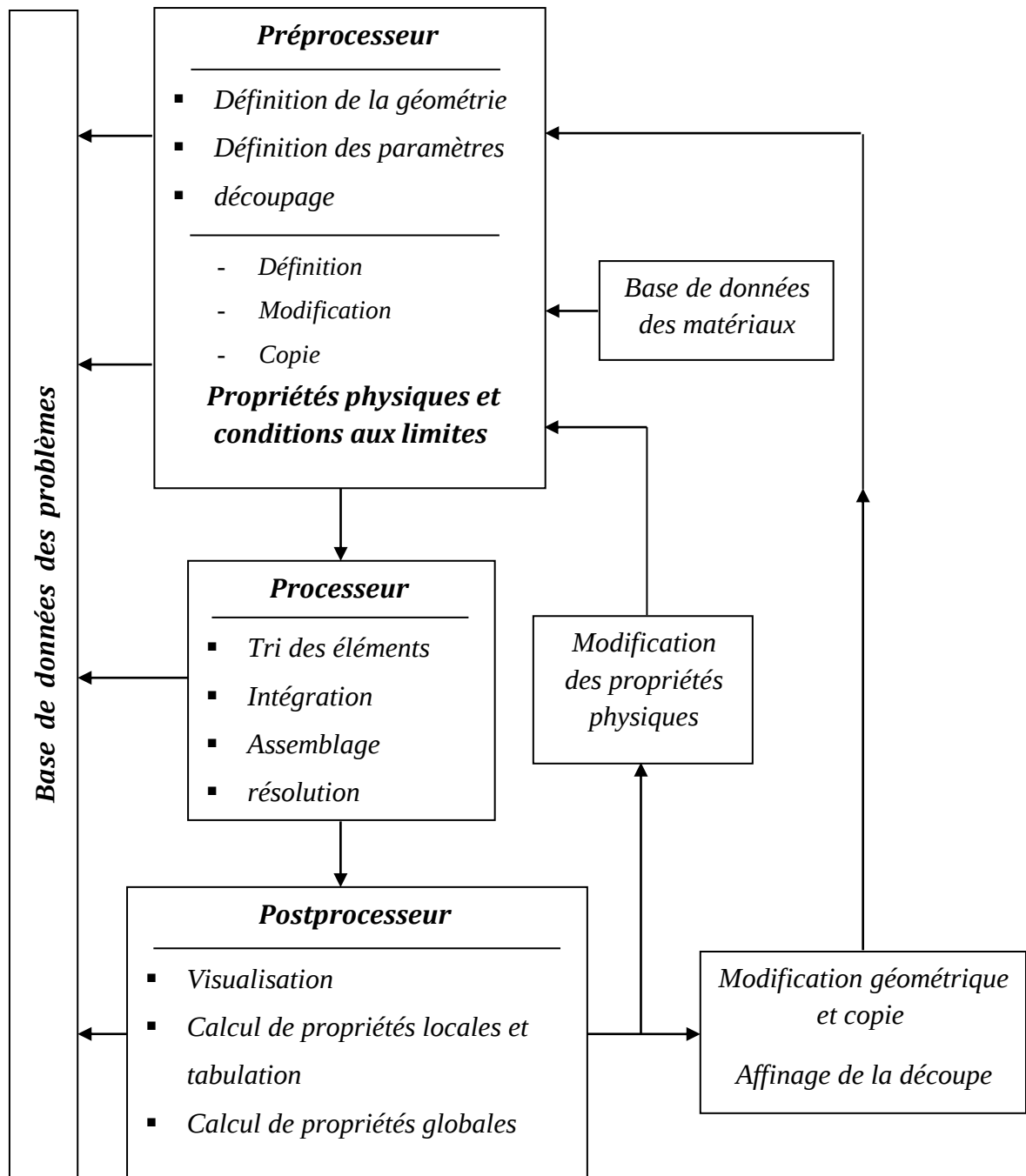


Figure II.2. Organisation du logiciel de calcul par éléments finis [9]

II.6.1. Préprocesseur

La première des fonctions du préprocesseur est la définition des types des éléments (magnétique et électrique) suivant le type et les caractéristiques du problème que l'on veut étudier, et les résultats que l'on veut obtenir [1].

La deuxième fonction du préprocesseur est la description de la géométrie de la machine que l'on veut étudier. Cette opération est programmée suivant le principe d'un jeu de construction. À partir des points dont les coordonnées sont entrées au clavier, on définit des lignes (qui peuvent être des segments de droite ou des arcs de courbe) et l'on décrit des régions comme des parties de domaine délimitées par ces lignes. À chaque région est attribué un matériau extrait d'une base de données et le type d'élément choisi [1].

La fonction suivante du préprocesseur est la discrétisation en éléments finis. Cette fonction de maillage, qui représente une opération complexe, est intégrée au logiciel qui la réalise de manière automatique.

II.6.2. Processeur de calcul

À partir des éléments de la géométrie et de la physique de la machine et du découpage en éléments finis du domaine ainsi que le type du problème, le processeur fait le calcul des éléments de la matrice Jacobienne et réalise l'assemblage des éléments pour construire la matrice globale et le second membre du problème. La résolution des équations est ensuite enchaînée de manière automatique en laissant à l'utilisateur le soin de définir la précision recherchée et le nombre maximal d'itérations qu'il autorise dans le cadre de la méthode de Runge-kutta pour le cas du non linéarité [9].

II.6.3. Postprocesseur

À l'intérieur de ce module, on présente les résultats à l'utilisateur sous une forme adaptée à sa perception de la physique du problème. Par exemple, dans un problème d'électrostatique le tracé des équipotentielles est un résultat très utilisé, En magnétostatique, les lignes de flux, ou un ensemble de vecteurs d'induction, informent sur la répartition du champ. Enfin, dans l'étude des courants induits, on peut, en fixant l'instant de la représentation, se ramener au cas précédent, mais aussi tracer les lignes d'égale densité de puissance dissipée, afin de caractériser la localisation des pertes par effet Joule associées aux courants induits [9].

Parmi les facilités qui sont très utiles à l'intérieur du postprocesseur, on trouve la possibilité de tracer la courbe représentative d'une grandeur le long d'une ligne intérieure au domaine

(segment, cercle ou arc de cercle). Cette grandeur peut être le potentiel ou le module, la composante normale ou la composante tangentielle du champ. L'utilisation de dégradés de couleur ou de gris pour visualiser la répartition d'une grandeur scalaire ou le module d'une grandeur vectorielle est également très significative par exemple la présentation de la densité du courant électrique [1].

II.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons exposé les différents modèles destinés à la modélisation électromagnétique de la machine asynchrone triphasée à cage. Nous avons même cité le modèle électrostatique et le modèle électrocinétique qui peuvent être utilisés pour les autres dispositifs d'électrotechnique.

Ensuite on a représenté la méthode de modélisation par éléments finis. Ainsi que les avantages montrés par cette méthode sur le comportement électromagnétique de la machine asynchrone.

La théorie de la modélisation par éléments finis est basée sur la résolution des équations de Maxwell, à travers des outils logiciels.

CHAPITRE III

SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE SAINES ET AVEC DÉFAUTS

CHAPITRE III

SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE SAINE ET AVEC DÉFAUTS

III.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre un modèle éléments finis appliqué à la machine asynchrone a été développé, en utilisant la modélisation magnétostatique pour visualiser les lignes de champs de la machine saine, la machine avec défaut de cassure de barres rotorique, et enfin la machine avec le défaut d'excentricité statique.

La deuxième partie de ce chapitre est réservée à l'application d'un modèle élément finis de la machine asynchrone saine et avec défaut, en utilisant le modèle magnétodynamique. Plusieurs buts sont rapportés à travers ce chapitre, parmi eux la comparaison entre les deux modèles ; magnétostatique et magnétodynamique.

Dans ce travail seulement les grandeurs magnétiques (l'induction magnétique dans l'entrefer, et les lignes d'équiflux) de la machine seront considérées en compte.

III.2. MODÈLE MAGNÉTOSTATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE

Dans cette partie, le modèle magnétostatique vectoriel (paragraphe 4.3 du chapitre II) sera appliqué à la machine asynchrone triphasée saine et avec défaut, en utilisant le logiciel FEMM, ce logiciel est destiné spécialement à la modélisation magnétostatique et électrostatique des dispositifs électrotechniques.

Une modélisation en deux dimensions (2D) de la machine est suffisante. Les dimensions géométriques et les paramètres de la machine étudiée dans ce chapitre sont donnés dans l'annexe 1.

La figure III.1 représente le maillage de la géométrie de la machine étudiée, il faut bien noter ici que la précision et la fiabilité du modèle augmentent avec l'augmentation du nombre d'éléments. Le temps de calcul ne pose pas un grand problème dans la modélisation magnétostatique.

La figure III.2 représente les lignes de flux de la machine saine, on peut clairement visualiser la symétrie des quatre pôles de la machine, la même interprétation est valide pour la figure III.3 qui représente l'allure spatiale de l'induction magnétique dans l'entrefer.

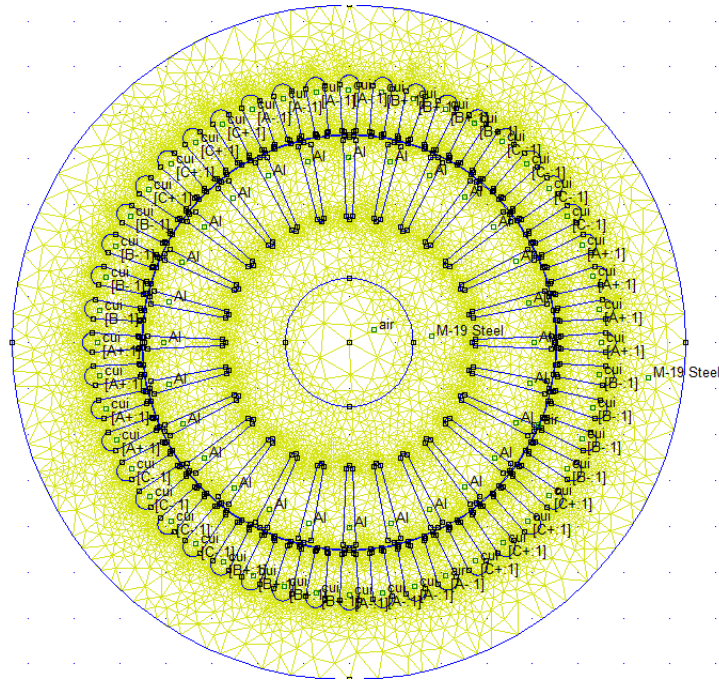


Figure III.1. Maillage du circuit magnétique de la machine

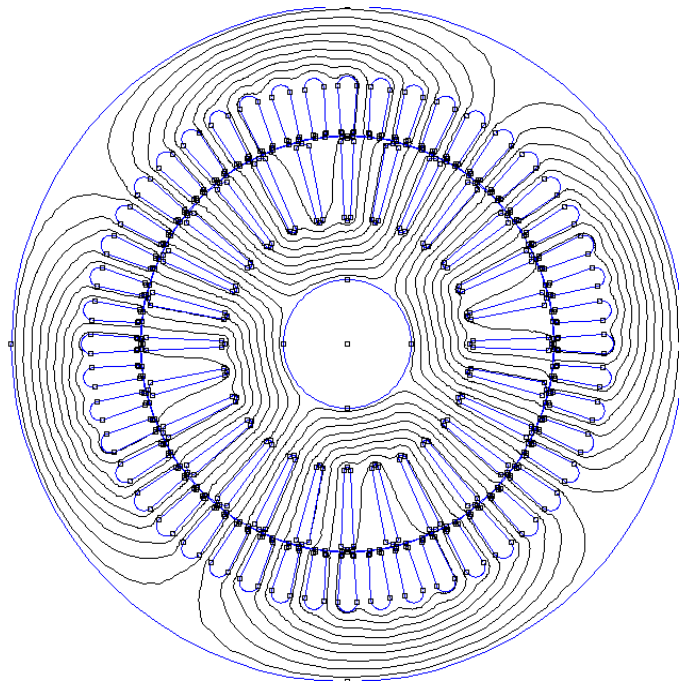


Figure III.2. Lignes de flux de la machine asynchrone saine

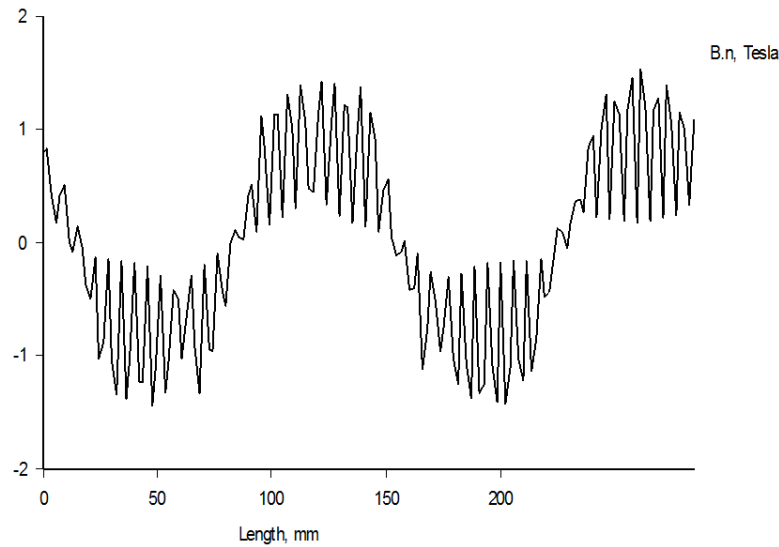


Figure III.3. L'induction magnétique dans l'entrefer (machine saine)

III.2.1. Modélisation magnétostatique de la machine asynchrone à cage avec défaut de la cassure de barres rotoriques

La cassure de barre est un défaut plus fréquent au rotor. Nos simulations nous permettent de prévoir des détériorations générées dans la machine.

Pour illustrer la cassure totale de barre dans le modèle magnétostatique de la machine, nous supprimons le conducteur associé à la barre dans le circuit électrique. La surface représentant la barre cassée dans le circuit magnétique est remplie par un matériau amagnétique. Ainsi la barre cassée ne véhicule pas de courant, mais a un effet sur la répartition des lignes de champs [10].

La figure III.4 présente la géométrie du circuit magnétique de la machine avec un défaut d'une seule barre cassée sur vingt huit au rotor.

La figure III.5 représente les lignes d'équiflux pour ce cas, alors par comparaison avec les lignes de flux à l'état sain (figure III.2), on ne peut pas remarquer aucun effet sur la distribution des lignes, les deux figures sont semblables.

Pour bien vérifier l'impact de ce défaut, on a simulé la machine asynchrone avec (02) deux barres adjacentes cassées, puis avec (04) quatre barres adjacentes cassées (figures III.6 et III.7).

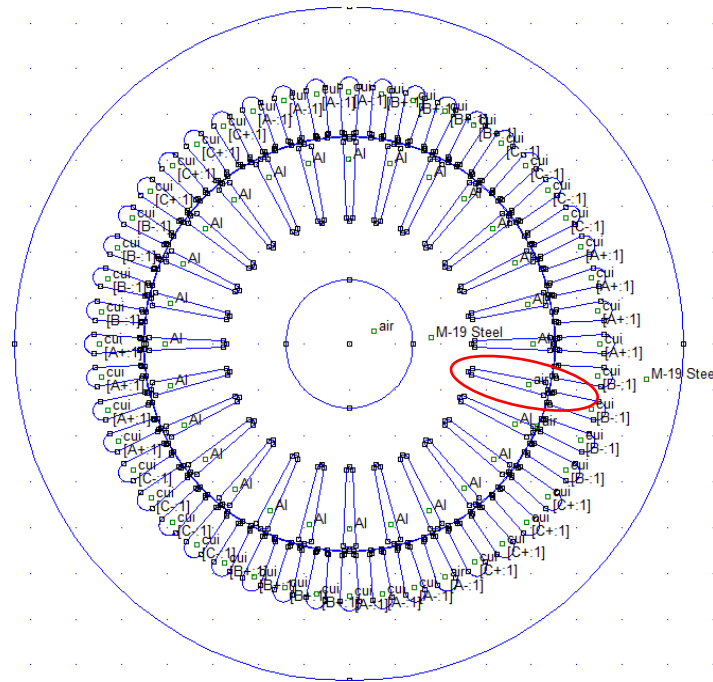


Figure III.4. Circuit magnétique de la machine en présence d'un défaut rotorique

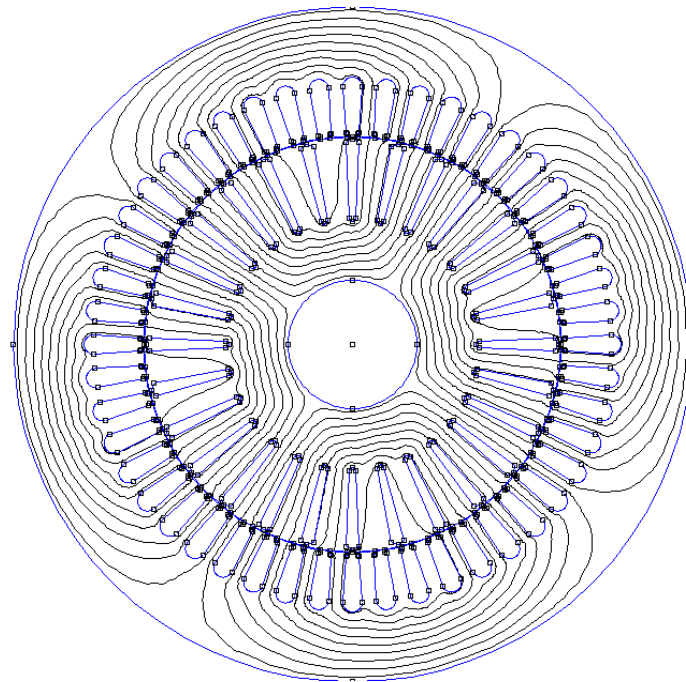


Figure III.5. Lignes de flux de la machine asynchrone avec (01) une barre cassée

Les figures III.6 et III.7 représentent respectivement les lignes de flux pour les deux cas cités précédemment, encore on peut constater qu'aucun influence de ce défaut est remarquée sur la répartition des lignes de flux de la machine, ce qui explique l'inefficacité du modèle magnéto-statique pour découvrir l'influence de ce type de défaut.

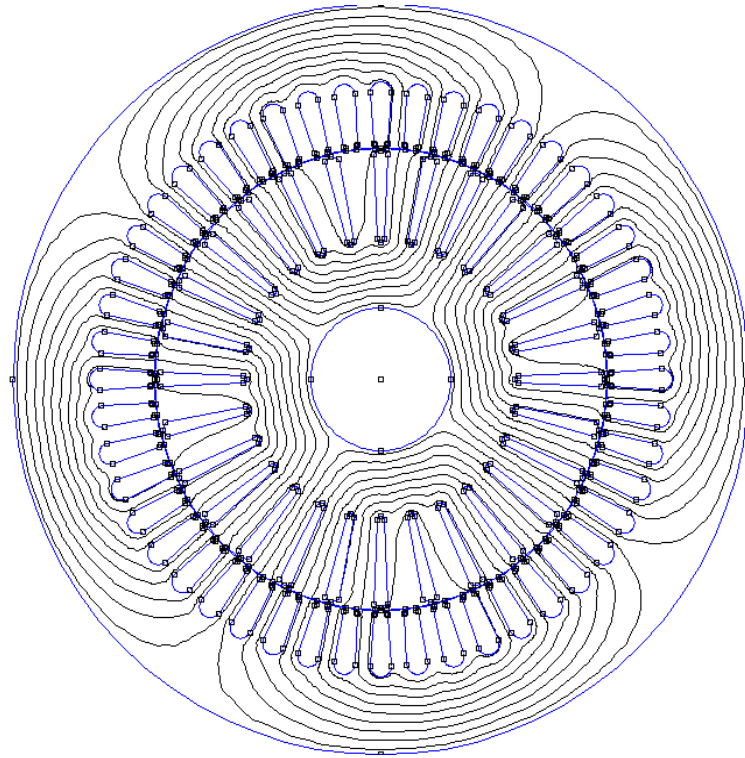


Figure III.6. Lignes de flux de la machine asynchrone avec (02) deux barres adjacentes cassées

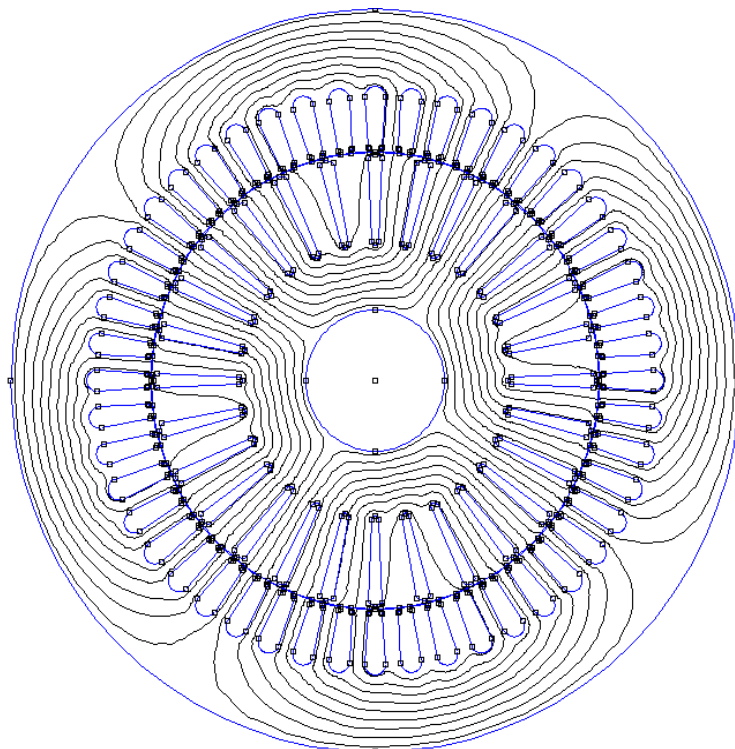


Figure III.6. Lignes de flux de la machine asynchrone avec (04) quatre barres adjacentes cassées

III.2.2. Modélisation magnétostatique de la machine asynchrone à cage avec défaut d'excentricité statique

Dans ce chapitre, la simulation de la machine asynchrone triphasée est réalisée avec la présence de défaut d'excentricité statique seule. Ceci constitue un avantage indéniable de la simulation car expérimentalement il sera très difficile voire impossible de séparer les deux types d'excentricités. Pour l'excentricité statique, il est très connu de trouver ce type de défaut même dans les nouvelles machines, un pourcentage de 10% est toujours acceptable [1], au-delà ce défaut conduire à générer l'excentricité dynamique, l'ensemble des deux entraîne un déséquilibre majeur dans la machine asynchrone triphasée.

La figure III.7 représente les lignes de flux pour une machine asynchrone souffre d'un 10% d'excentricité statique, il est clairement visible qu'il y a un déséquilibre dans la répartition des lignes de flux.

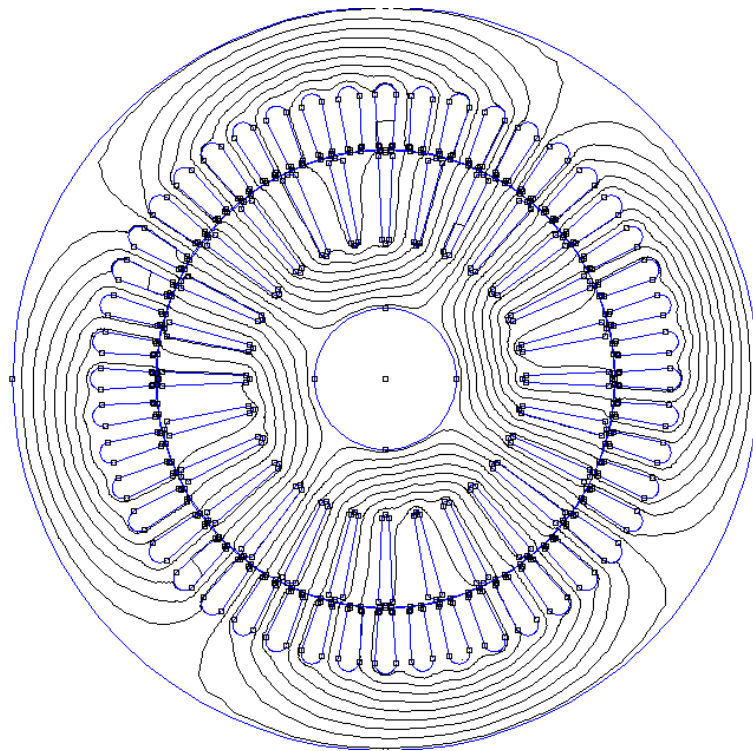


Figure III.7. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique

Les figures III.8 et III.9 représentent respectivement les lignes de flux de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique puis avec 30% d'excentricité statique, d'après ces deux figures l'aggravation de l'asymétrie des lignes de flux s'augmente avec l'augmentation du degré de défaut, ce qui explique la grande influence de ce défaut sur le comportement

magnétique de la machine. D'un autre coté le modèle magnétostatique a pu illustrer l'effet de défaut d'excentricité statique.

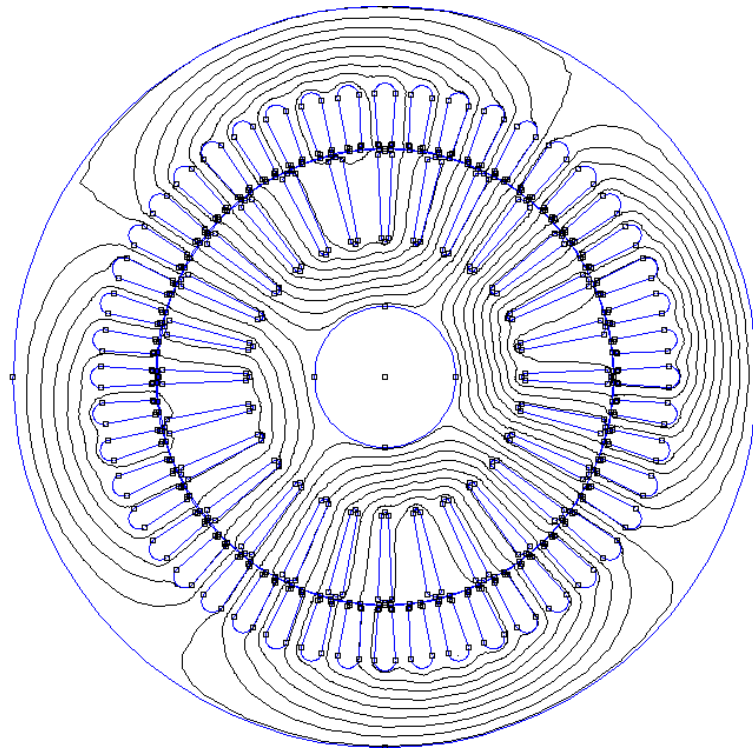


Figure III.8. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique

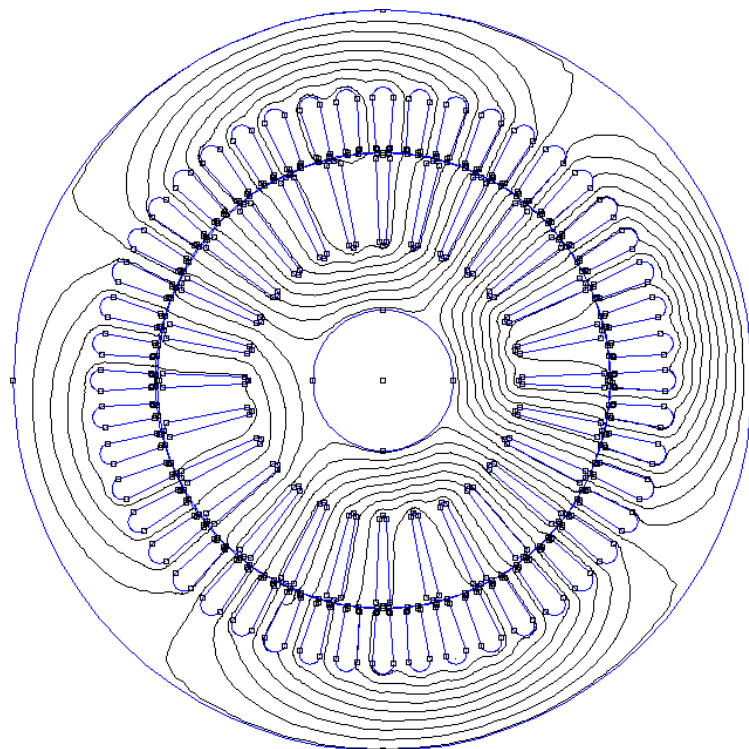


Figure III.9. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 30% d'excentricité statique

III.3. MODÈLE MAGNÉTODYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE

Dans cette partie, le modèle magnétodynamique bidimensionnel exprimé en termes de potentiel vecteur (paragraphe 4.5.4 du chapitre II) sera appliqué à la machine asynchrone triphasée saine et avec défaut, en utilisant le logiciel Flux2D, ce logiciel est destiné spécialement à la modélisation électromagnétique des dispositifs électrotechniques.

La première phase de la modélisation est consacrée à la définition des domaines, des matériaux et du mode de bobinage. Le modèle éléments finis correspond à notre machine à cage d'écureuil de 1.1 kW, 230 V, 50 Hz et 4 pôles, représentée par la figure III.10. Le domaine de calcul 2D, contient :

- **Stator** : contient une culasse qui est définie par un matériau magnétique caractérisé par une courbe d'aimantation $B(H)$ (voir figure III.11), et 48 encoches statoriques qui sont définies par un matériau non magnétique d'une perméabilité magnétique égale à 1, pour notre cas le matériau utilisé est le cuivre ($\rho_{cu}=1.724 \cdot 10^{-8} \Omega.m$).
- **Entrefer** : d'épaisseur égale à 0.3 mm, sa perméabilité magnétique est égale à 1.
- **Rotor** : contient un noyau ferromagnétique caractérisé par une courbe d'aimantation $B(H)$, et 28 barres d'aluminium, donc la résistivité de ce dernier sera utilisée.

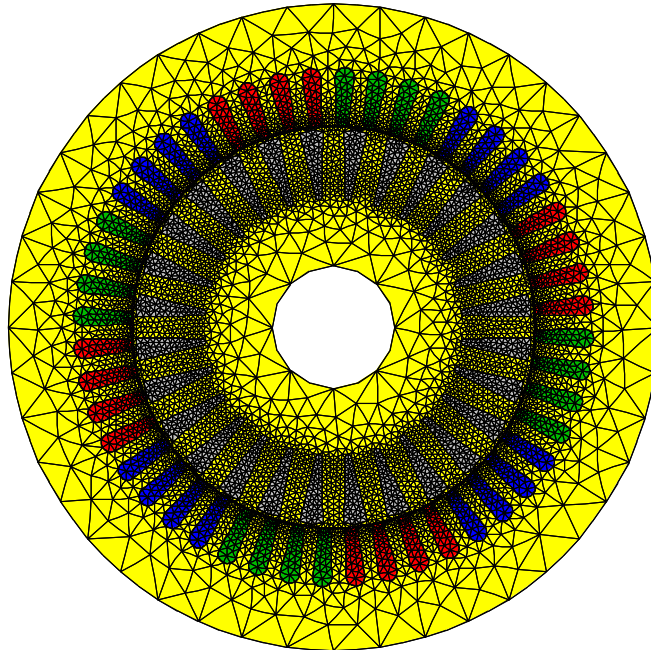


Figure III.10. Maillage du circuit magnétique de la machine

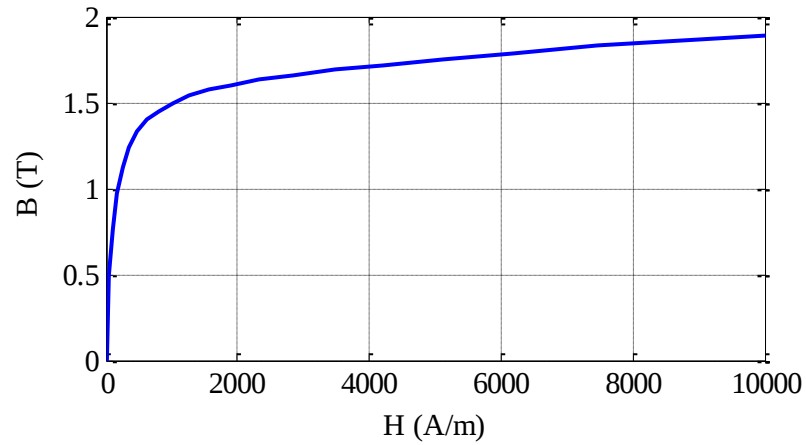


Figure III.11. Caractéristiques $B(H)$ pour les parties ferromagnétiques

Dans ce modèle le champ magnétique et le champ électrique sont couplés, c'est à dire le circuit magnétique de la machine qui contient les propriétés magnétique (figure III.10) est couplé avec le circuit électrique d'alimentation (figure III.12).

Il faut noter que contrairement au modèle magnétodynamique, le temps de calcul pour ce modèle est considérable.

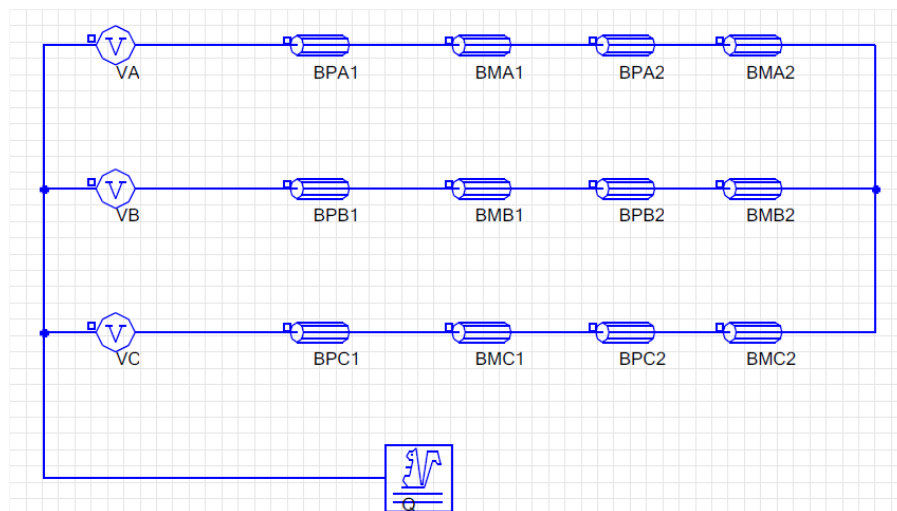


Figure III.12. Circuit électrique du modèle

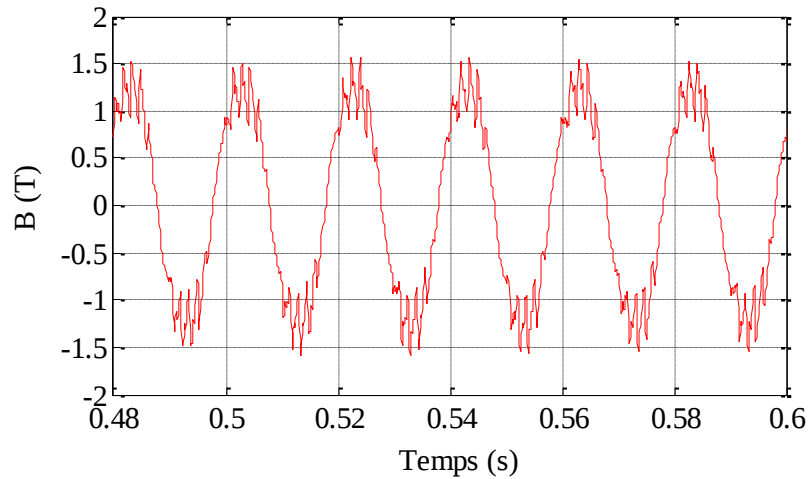


Figure III.13. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge (temporelle)

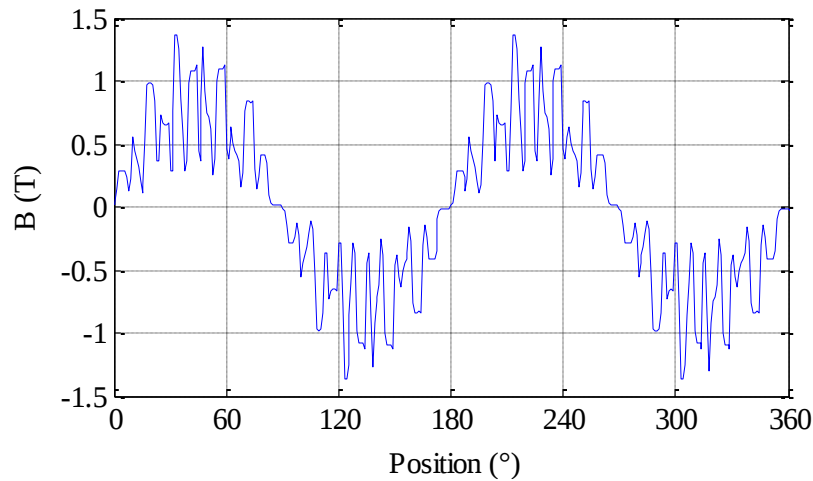


Figure II.14. Induction magnétique dans l'entrefer de la machine saine en pleine charge (spatiale)

Les figures III.13 et III.14 représentent respectivement les allures temporelle et spatiale de la densité du flux magnétique dans l'entrefer de la machine saine en fonctionnement pleine charge.

L'allure de la figure III.13 n'est pas sinusoïdale, c'est à cause de la saturation magnétique des parties ferromagnétiques de la machine, et aussi à cause de l'effet d'encoche, alors ses visualisations donnent un grand avantage à ce modèle.

La symétrie des 4 pôles est nettement visible pour la courbe de la figure III.14, la même remarque est valide pour la figure III.15 qui représente la distribution des lignes de flux de la machine saine en pleine charge.

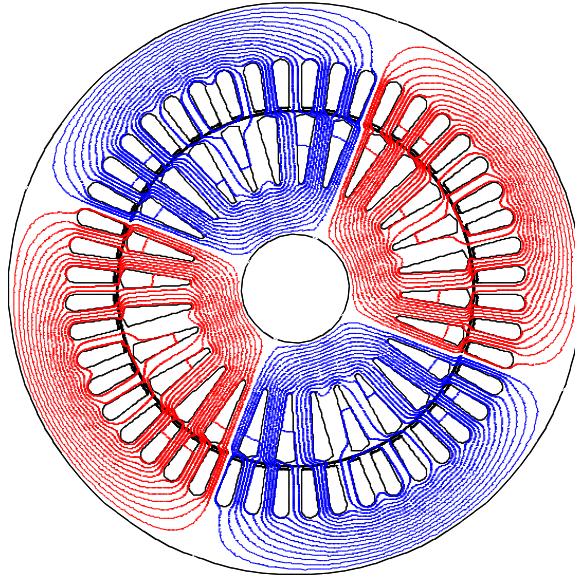


Figure III.15. Lignes de flux de la machine asynchrone saine

III.3.1. Modélisation magnétodynamique de la machine asynchrone à cage avec défaut cassure de barres rotoriques

Pour illustrer la cassure totale de barre dans le modèle élément finis de la machine asynchrone, nous annulons le conducteur associé à la barre dans le circuit électrique. La surface représentant la barre cassée dans le circuit magnétique est remplie par un matériau amagnétique. Donc la barre cassée ne conduit pas le courant, mais a un effet sur la répartition des lignes de champs.

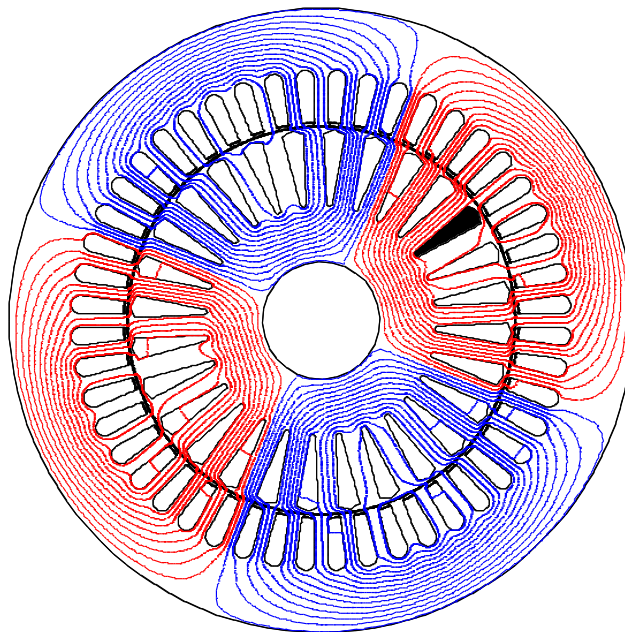


Figure III.16. Lignes de flux de la machine asynchrone avec une barre rotorique cassée

La figure III.16 représente la distribution des lignes de flux magnétique pour une machine asynchrone avec une seule barre cassée, par comparaison avec la figure III.15, on peut constater qu'il ya un déséquilibre dans la distribution des lignes de flux, ce qui influe fortement sur le fonctionnement de la machine.

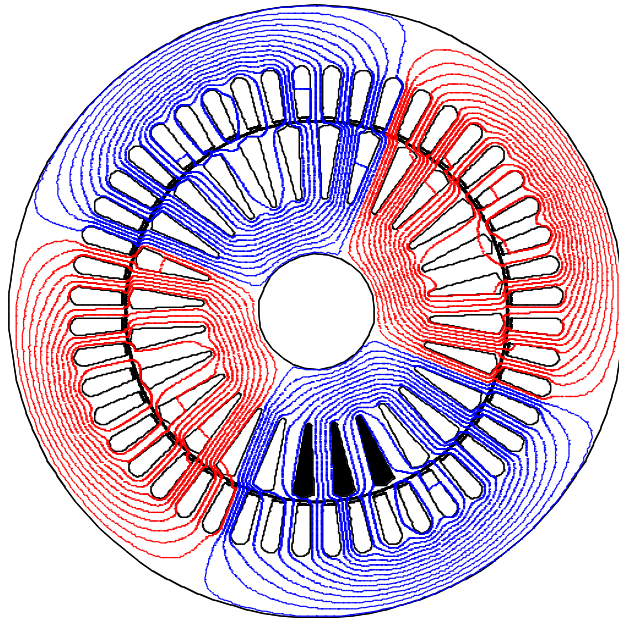


Figure III.17. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 03 barres rotoriques cassées

La figure III.17 expose les lignes de flux d'une machine asynchrone triphasée avec (03) trois barres adjacentes cassées, le but de cette simulation est d'avoir l'influence de nombre de barres cassées sur la distribution des lignes, alors, il est clairement visible que l'asymétrie des lignes de flux augmente avec l'augmentation de nombre de barres cassées.

Les figures III.18, III.19 et III.20 exposent respectivement les lignes de flux à l'extérieur de la machine saine, machine avec une seule barre cassée, machine avec trois barres rotoriques cassées, à partir de ces figures on peut conclure, que le défaut de cassure de barre rotorique produit un grand déséquilibre dans le comportement magnétique de la machine asynchrone triphasée à cage, le degré de ce déséquilibre augmente avec l'élévation du nombre de barres rompues.

L'utilisation des lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone a une grande importance, ces lignes donnent des informations sur l'état de la machine, et elles sont très utilisées.

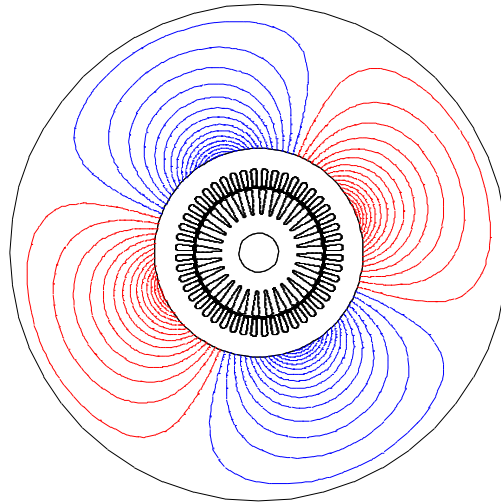


Figure III.18. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone saine

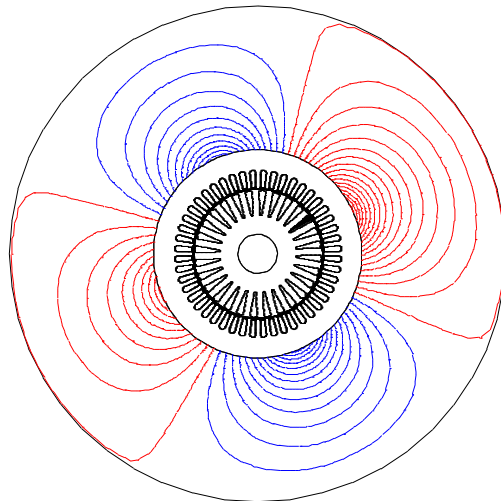


Figure III.19. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec une barre rotorique cassée

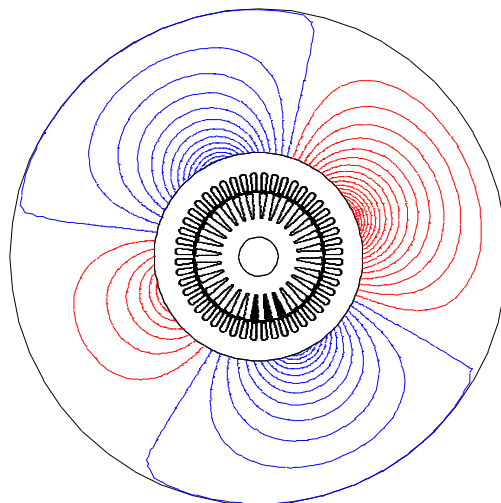


Figure III.20. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec 03 barres rotoriques cassées

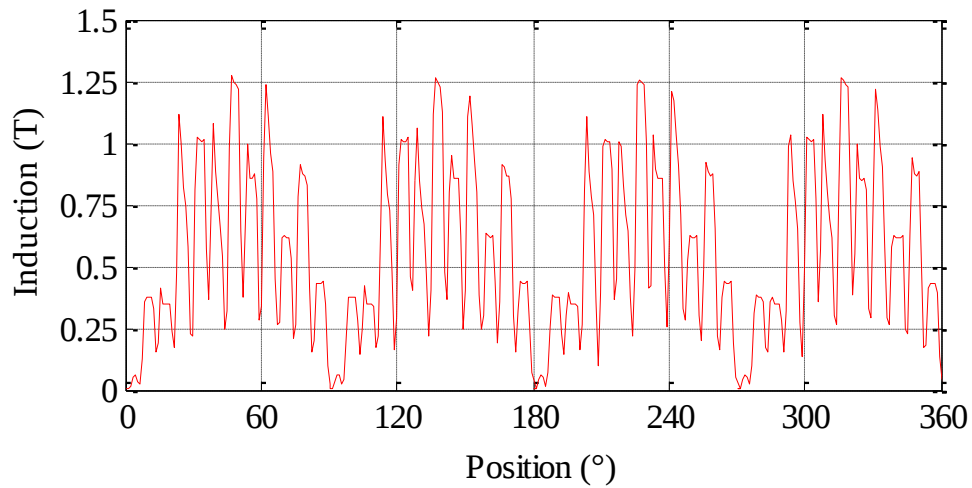


Figure III.21. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone saine

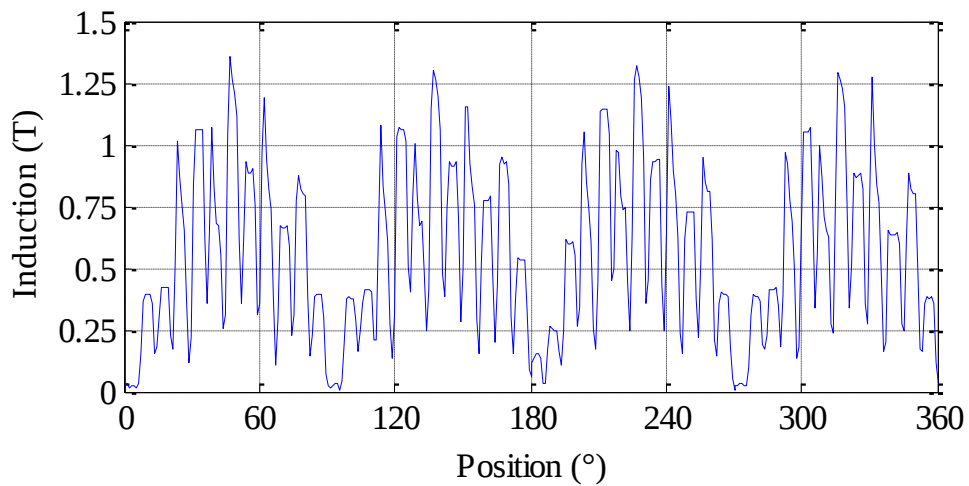


Figure III.22. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone avec une barre cassée

Les figures III.21 et III.22 représentent respectivement les allures de l'induction magnétique dans l'entrefer pour une machine saine, puis pour une machine avec une barre rotorique cassée, d'après ces deux figures, on peut clairement observer l'asymétrie dans l'allure qui représente la machine avec une barre cassée.

III.3.2. Modélisation magnétodynamique de la machine asynchrone à cage avec défaut d'excentricité statique

Dans ce paragraphe nous avons simulé le défaut d'excentricité statique, en utilisant le modèle magnétodynamique.

Les figures III.23 et III.24 exposent respectivement la distribution des lignes de flux à l'intérieur de la machine asynchrone avec un défaut d'excentricité de 10% puis avec 20%, le déséquilibre dans les lignes d'équiflux est nettement visible.

La même interprétation précédente est fortement rapportée sur les figures III.25 et III.25 qui exposent respectivement la distribution des lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec un défaut d'excentricité de 10% puis avec 20%. L'aggravation de déséquilibre s'augmente avec l'augmentation de degré d'excentricité.

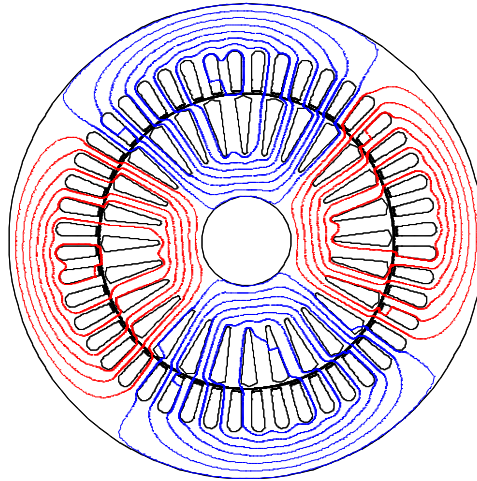


Figure III.23. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique

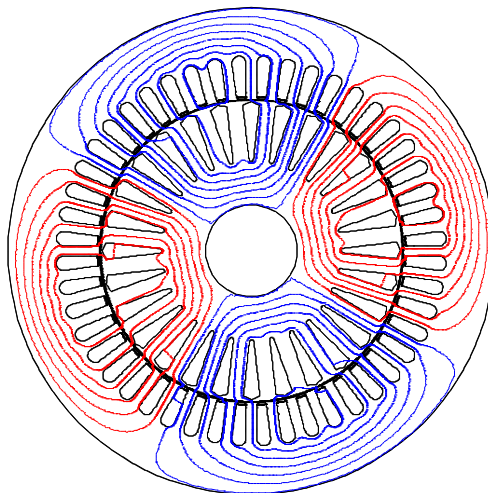


Figure III.24. Lignes de flux de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique

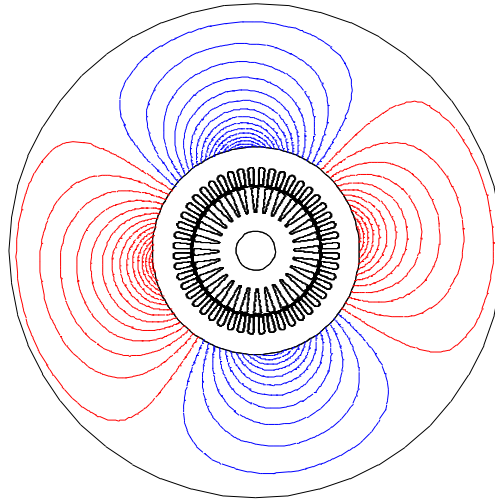


Figure III.25. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique

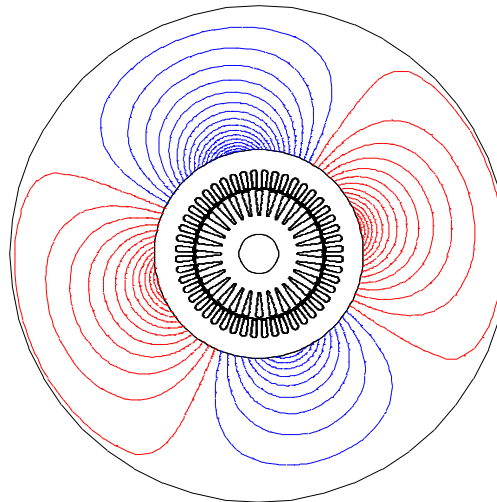


Figure III.26. Lignes de flux à l'extérieur de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique

Les figures III.27, III.28 et III.29 exposent respectivement la distribution l'induction magnétique de la machine asynchrone saine, avec un défaut d'excentricité de 10% puis avec 20%, l'asymétrie dans les allures de l'induction est clairement visible,

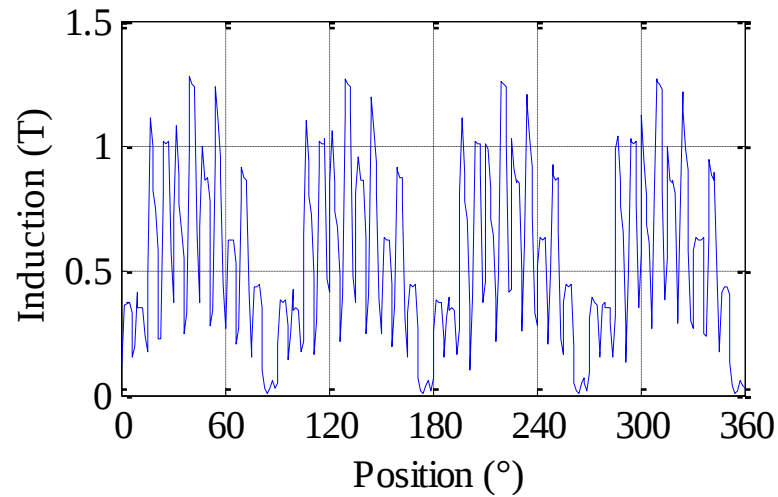


Figure III.27. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone saine

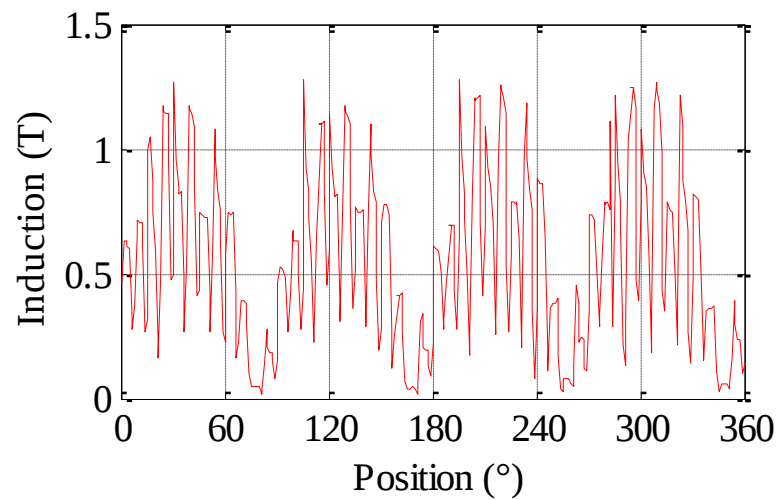


Figure III.28. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone avec 10% d'excentricité statique

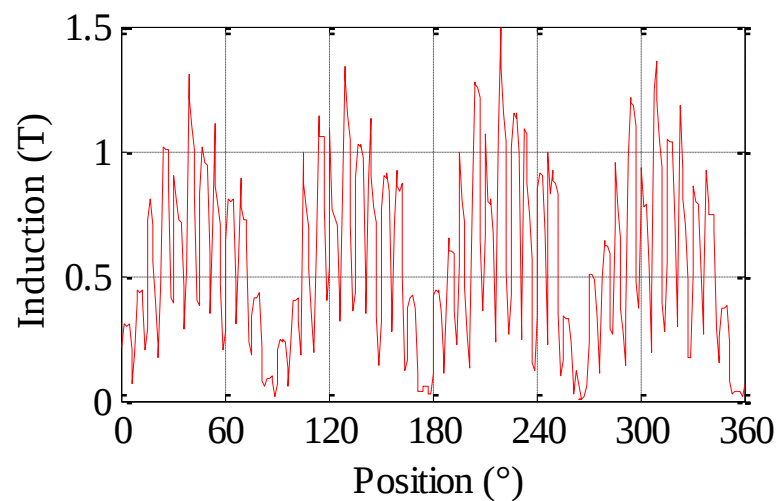


Figure III.29. L'induction magnétique dans l'entrefer de la machine asynchrone avec 20% d'excentricité statique

III.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux modèles éléments finis sont appliqués sur la machine asynchrone triphasée saine et avec défauts.

La modélisation magnétodynamique à travers le logiciel FEMM a donné des bons résultats pour le défaut d'excentricité surtout, mais elle reste limitée pour le défaut de cassure de barres rotoriques.

La modélisation magnétodynamique basée sur la méthode des circuits couplés est très satisfaisante pour représenter l'influence des différents défauts rotoriques ; cassure de barres et excentricité statique.

L'application de ces deux modélisations a nous permis de comprendre le comportement magnétique de la machine saine, et lors de l'apparition du défaut.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts dans les machines asynchrones par la méthode de calcul par éléments finis.

La machine asynchrone à cage est caractérisée par des équations électriques complexes, ou apparaissent des paramètres dont la détermination expérimentale s'avère imprécise, de plus, la difficulté d'accéder aux informations rotoriques, nous laisse dans l'impossibilité de voir le comportement et l'évolution rotoriques en régime dynamique.

Un premier chapitre a permis d'exposer les fréquents défauts, ensuite, une brève présentation des différentes techniques de diagnostic utilisées, ainsi que les signatures de quelques défauts.

Dans le deuxième chapitre nous avons représenté les différents modèles magnétiques destinés à la modélisation des dispositifs d'électrotechnique.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une modélisation magnétostatique vectoriel, puis nous avons utilisé la méthode des éléments finis pour simuler la machine asynchrone saine et avec défaut. Ensuite nous avons représenté une modélisation basée sur la résolution des équations électrique et magnétique de la machine asynchrone par la méthode de calcul par éléments finis à travers de la technique de circuits couplés. Notre choix est porté sur un modèle magnétodynamique en deux dimensions pour modéliser au mieux le fonctionnement et le comportement réel de la machine asynchrone à cage, afin de simuler des défauts rotoriques.

Les résultats obtenus (lignes de flux et la densité du flux magnétique) révèlent l'influence des différents défauts sur le comportement magnétique de la machine asynchrone triphasée.

La modélisation par la méthode des éléments finis a permis de prise en compte la saturation magnétique des parties fer, et l'effet d'encochage, on peut les classer comme des avantages par rapport aux autres modèles de la machine asynchrone triphasée à cage. Aussi cette méthode permet de localiser le défaut, et même lors de la simulation du défaut il est très facile le crée.

La modélisation magnétodynamique bidimensionnelle est très efficace et sensible pour faire le diagnostic de la machine asynchrone triphasée.

RÉFÉRENCES

- [1] N. HALEM, "*MODÉLISATION DES MACHINES ASYNCHRONES EN VUE DU DIAGNOSTIC AVEC PRISE EN COMPTE ADÉQUATE DE CIRCUIT MAGNÉTIQUE PAR ÉLÉMENTS FINIS*", mémoire de Magistère, université d'El-Oued, Algérie, 2010.
- [2] N. HALEM "*MODÉLISATION DES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASÉES À CAGE EN VUE DU DIAGNOSTIC PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS*", thèse de Doctorat, université de Biskra, Algérie, 2015.
- [3] M. SAHRAOUI, "*ÉTUDE COMPARATIVE DES MÉTHODES DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ASYNCHRONES*", thèse de Doctorat, université de Biskra, Algérie, 2010.
- [4] A. ABED, "*CONTRIBUTION À L'ÉTUDE ET AU DIAGNOSTIC DE LA MACHINE ASYNCHRONE*", thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-1, France, Mars 2002.
- [5] M. SAHRAOUI, "*CONTRIBUTION AU DIAGNOSTIC D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À CAGE*", mémoire de Magistère, université de Biskra, Algérie, 2003.
- [6] B. VASEGHI, "*CONTRIBUTION À L'ÉTUDE DES MACHINES ÉLECTRIQUES EN PRÉSENCE DE DÉFAUT ENTRE-SPIRES MODÉLISATION-RÉDUCTION DU COURANT DE DÉFAUT*", thèse de Doctorat, université de Nancy, France, 2009.
- [7] A. GHOGGAL, "*CONTRIBUTION À LA MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE DÉDIÉE AU DIAGNOSTIC*", thèse de Doctorat, université de Biskra, Algérie, 2010.
- [8] A. CEBAN, "*MÉTHODE GLOBALE DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ÉLECTRIQUES*", Thèse de Doctorat, Université d'Artois, Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, France, 2012.

- [9] J. C. SABONNADIÈRE, J. L. COULOMB "CALCUL DES CHAMPS ÉLECTROMAGNÉTIQUES", Techniques de l'Ingénieur, D3020.
- [10] T. BOUMEGOURA, "RECHERCHE DE SIGNATURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES DÉFAUTS DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE ET SYNTHÈSE D'OBSERVATEURS EN VUE DU DIAGNOSTIC", thèse de doctorat, école centrale de Lyon, 2001.

Caractéristiques de la machine asynchrone triphasée à cage

Valeurs nominales	
Puissance	1.1 kW
Tension	230 V
Fréquence	50 Hz
Vitesse	1428 tr/mn

Géométrie et bobinage	
Générale	
Epaisseur d'entrefer	$g = 0.3 \text{ mm}$
Longueur du paquet de tôles	$l = 55 \text{ mm}$
Stator	
Nombre d'encoches	$N_s = 48$
Nombre de spires en série/encoche	44
Type de connexion	Etoile-Etoile
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Diamètre de la culasse	$D_c = 145 \text{ mm}$
Diamètre interne	$D_s = 90.4 \text{ mm}$
Nombre d'encoches/pole/phase	4 encoches
Rotor (cage d'écureuil)	
Nombre d'encoche	$R = 28 \text{ barres}$
Résistivité du matériau (aluminium)	$\rho_{Al} = 2.826 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \text{ m}$
Diamètre extérieur	$D_r = 89.8 \text{ mm}$
Diamètre de l'arbre	$D_{arbre} = 27.94 \text{ mm}$