

**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 : Technologie**  
**Filière : Génie Électrique**  
**Spécialité : Machines Électriques**

**Thème**

***Contribution à l'étude de l'excentricité  
dans la machine asynchrone triphasée***

**Réalisé par :**

HANAFI Fayçal

MEHAOUA Salim

**Encadré par :**

Dr. HALEM Noura

**Soutenu en Juin 2019**

# Dédicaces

*Je dédie ce mémoire*

*À mes chers parents. Ma mère, qui m'a encouragé à aller de l'avant et*

*Qui m'a donné tout son amour pour reprendre mes études, et*

*Mon très cher père est la plus belle perle du monde*

*Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs*

*Encouragements.*

*À toute ma famille pour l'amour et le respect qu'ils m'ont toujours accordé*

*À mes frères.*

*Je leur souhaite tout le succès... tout le bonheur*

*À mes amis et mes camarade*

*Pour une sincérité si merveilleuse ...jamais oubliable, en leur souhaitant*

*Tout le succès ...tout le bonheur.*

*Sans oublier tous les professeurs que ce soit du*

*Primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur.*

*À toute personne*

*Qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie*

HANAFI Fayçal

# Dédicaces

*Je dédie ce mémoire*

*Ames chers parents. Ma mère, qui m'a encouragé à aller de l'avant et*

*Qui m'a donné tout son amour pour reprendre mes études, et*

*Mon très cher père est la plus belle perle du monde*

*Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs*

*Encouragements.*

*Atout ma famille pour l'amour et le respect qu'ils m'ont toujours accordé*

*Ames frères.*

*Je leur souhaite tout le succès... tout le bonheur*

*Ames amis et mes camarade*

*Pour une sincérité si merveilleuse ...jamais oubliable, en leur souhaitant*

*Tout le succès ...tout le bonheur.*

*Sans oublier tous les professeurs que ce soit du*

*Primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur.*

*Atout personne*

*Qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie*

MEHAOUA Salim

## ***Remerciements***

*Nous remercions Dieu le tout puissant qui nous a donné le courage et la patience durant toute la période de réalisation de ce mémoire*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **Dr.HELEM Noura** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarques.*

Enfin, je nous remercions également toute personne qui nous a donné de l'aide pendant cette phase de réalisation de ce mémoire et tous mes collègues de la promotion 2018/2019.

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

## Résumé

Le but de cette mémoire est de diagnostiquer les défauts des machines électriques synchrones triphasées en utilisant la technique des éléments finis à deux dimensions. La technique d'analyse spectrale du courant électrique traversant l'habitation est l'une des techniques les plus largement utilisées pour diagnostiquer divers défauts dans les machines synchrones, dont une grande partie traite de l'effet du phénomène de saturation magnétique sur le contenu du spectre électrique de l'occupant. Ce travail a présenté une recherche importante sur l'efficacité de la technique d'analyse spectrale du courant traversant l'occupant pour diagnostiquer la décomposition de la décomposition statique de la décomposition individuelle ou dynamique seule dans des machines synchrones contenant les deux harmoniques fondamentales de l'égoût. Les résultats obtenus montrent que la décomposition des décompositions de décomposition n'apparaissait pas dans le spectre de courant actuel alors qu'elles étaient clairement reflétées dans le spectre de densité de flux magnétique de l'intervalle, même pour une décomposition faible. En plus de la fonction d'harmoniques sur les dégâts autour de l'analyse d'agitation magnétique du spectre harmonique de base a permis l'émergence d'autres fonctions harmoniques sur l'existence d'un dommage centré sur les harmoniques spectre préexistant. L'analyse spectrale de la densité de flux magnétique était également très efficace comparée à l'analyse spectrale du courant électrique traversant l'habitation afin de diagnostiquer la décomposition de la décentralisation mixte, notamment lorsqu'elle se produit à faible vitesse.

**Mots clés:** machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil - la méthode des éléments finis 2D - diagnostic des défauts - analyse spectrale - barre rotorique cassée - excentricité statique - excentricité dynamique.

## ملخص

تهدف هذه المذكرة الى تشخيص الأعطاب في الماكينات الكهربائية اللامتزامنة ثلاثية الأطوار باستعمال تقنية العناصر المنتهية ذات بعدين. تعتبر تقنية التحليل الطيفي للتيار الكهربائي المار بالساكن من أكثر التقنيات استعمالا لتشخيص مختلف الأعطاب في الماكينات اللامتزامنة و منه جزء كبير من هذا العمل تناول تأثير ظاهرة التشبع المغناطيسي على محتوى طيف التيار الكهربائي للساكن. تم عرض هذا العمل تحقيق مهم حول فعالية تقنية التحليل الطيفي للتيار المار في الساكن لتشخيص عطب اللامركزية الساكنة منفردة او اللامركزية الديناميكية منفردة في الماكينات اللامتزامنة التي تحتوي على التوافقتين الأساسيتين الخاصتين بالمجاري. من خلال النتائج المتحصل عليها تبين أن التوافقيات الدالة على عطب اللامركزية لم تظهر في طيف التيار المار بالساكن في حين تم ظهورها بشكل واضح في طيف كثافة التدفق المغناطيسي للفجوة حتى من أجل نسب ضعيفة من عطب اللامركزية. بالإضافة الى التوافقيات الدالة على العطب حول التوافقيات الأساسية سمح تحليل طيف التحريض المغناطيسي بظهور توافقيات أخرى دالة على وجود العطب متمركزة حول التوافقيات الموجودة مسبقا بالطيف. كذلك تم اثبات فعالية كبيرة للتحليل الطيفي لكثافة التدفق المغناطيسي مقارنة بالتحليل الطيفي للتيار الكهربائي المار بالساكن من أجل تشخيص عطب اللامركزية المختلطة خاصة عندما تحدث بنسب ضئيلة.

**الكلمات المفتاحية:** ماكينة المتزامنة ثلاثية الأطوار ذات قفص سنجابي - طريقة العناصر المنتهية ذات بعدين - تشخيص الاعطاب - التحليل الطيفي - قضيب دوار منكسر - اللامركزية الساكنة - اللامركزية الديناميكية.

## Liste des tableaux

<b>Tableau I.1.</b> Différentes signatures spectrales qu'engendrent les différents défauts sur le courant statorique .....	10
--	----

---

## Liste des figures

<b>Figure I.1.</b> Structure de la machine asynchrone triphasée à cage .....	3
<b>Figure I.2.</b> Types d'excentricité : (a) rotor concentré; (b) excentricité statique; (c) excentricité dynamique .....	7
<b>Figure II.1.</b> Fonction d'interpolation d'un élément .....	27
<b>Figure II.2.</b> Organisation du logiciel de calcul par éléments finis .....	29
<b>Figure II.3.</b> Structure de la machine asynchrone .....	31
<b>Figure II.4.</b> Caractéristiques B(H) pour les parties fers .....	32
<b>Figure II.5.</b> Maillage du circuit magnétique .....	32
<b>Figure II.6.</b> Circuit électrique du modèle.....	33
<b>Figure III.1.</b> Système de tensions triphasé .....	35
<b>Figure III.2.</b> Courant de phase, état sain.....	35
<b>Figure III.3.</b> Zoom du courant de phase, état sain .....	35
<b>Figure III.4.</b> Couple électromagnétique nominal, état sain .....	36
<b>Figure III.5.</b> Vitesse nominale, état sain .....	36
<b>Figure III.6.</b> Induction électromagnétique, état sain .....	37
<b>Figure III.7.</b> Zoom sur l'induction électromagnétique, effet de la saturation état sain .....	37
<b>Figure III.8.</b> Induction radiale, état sain .....	37
<b>Figure III.9.</b> Lignes d'qu'influx à l'intérieur de la machine saine et la machine avec défaut d'excentricité statique (en pleine charge) .....	38
<b>Figure III.10.</b> Spectres des courants et des inductions magnétiques, avec 5% d'excentricité et pour différentes charges .....	40
<b>Figure III.11.</b> Spectres des courants et des inductions magnétiques, avec 10% d'excentricité et pour différentes charges .....	42

## Liste des symboles et abréviations

**MAS** : Machine asynchrone.

**MEF** : Méthode des éléments Finis.

**MDF** : Méthode des différences finis.

**CAO** : Conception Assistée par Ordinateur.

$\vec{B}(T)$  : 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.

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

$\mu(H.m^{-1})$  : Perméabilité magnétique.

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

$\sigma(S.m^{-1})$  : Conductivité.

## Sommaire

### Résumé

<b>Liste des tableaux</b>	<b>I</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>II</b>
<b>Liste des symboles et abréviations</b>	<b>III</b>
<b>Sommaire</b>	<b>IV</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : état de l'art</b>	<b>3</b>
I.1. Introduction	3
I.2. Constitution du moteur asynchrone triphasé à cage	3
I.2.1. Stator	4
I.2.2. Rotor	4
I.3. Les défaillances dans une machine asynchrone triphasée à cage	4
I.4. Les principaux défauts dans la machine asynchrone	5
I.4.1. Défauts statoriques	5
I.4.2. Défauts rotoriques	5
I.4.2.1. Excentricité	6
I.4.2.2. Rupture de barres et d'anneau de court-circuit	7
I.5. Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux	8
I.5.1. Diagnostic par mesure des vibrations mécaniques	8
I.5.2. par mesure du Flux magnétique axial de fuite	9
I.5.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites	9
I.5.4. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique	9
I.5.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée	9
I.5.6. Diagnostic par mesure du courant statorique	10
I.6. Signatures spectrales des défauts dans le spectre du courant statorique	10
I.7. Modèles dédiés au diagnostic de la machine asynchrone	11
I.7.1. Approche analytique	11
I.7.2. Approche numérique	12
I.7.2.1. Méthode des schémas magnétiques équivalents	12
I.7.2.2. Méthodes des éléments finis	12

I.8. Conclusion .....	13
<b>Chapitre II : Modèle éléments finis de la machine asynchrone .....</b>	<b>14</b>
II.1. Introduction .....	14
II.2. Équations et modèles .....	14
II.2.1. Modèle électrostatique .....	15
II.2.2. Modèles magnétostatiques scalaires .....	16
II.2.3. Modèle magnétostatique vectoriel .....	18
II.2.4. Modèle électrocinétique .....	20
II.2.5. Modèles magnétodynamiques .....	20
II.2.5.1. Modèle général .....	21
II.2.5.2. Modèle non linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur .....	22
II.2.5.3. Modèle linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur .....	22
II.2.5.4. Modèle bidimensionnel exprimé en termes de potentiel vecteur .....	23
II.2.5.5. Modèle linéaire exprimé en termes de champ magnétique $\vec{H}$ .....	24
II.3. Présentation de la méthode de calcul par éléments finis .....	24
II.3.1. Méthode des différences finis (MDF) .....	25
II.3.2. Méthode des éléments finis (MEF) .....	25
II.4. Présentation du logiciel de calcul par éléments finis .....	27
II.4.1. Préprocesseur .....	28
II.4.2. Processeur de calcul .....	28
II.4.3. Postprocesseur .....	29
II.5. Construction du modèle magnétodynamique de la machine asynchrone triphasée à cage .....	30
II.5.1. Phase de préparation (Préprocesseur) .....	30
II.6. Conclusion .....	33
<b>Chapitre III : Simulation de la machine saine et en défaut .....</b>	<b>34</b>
III.1. Introduction .....	34
III.2. Simulation de la machine asynchrone triphasée saine .....	34
III.3. Simulation de la machine asynchrone en défaut d'excentricité statique .....	38
III.3.1. Spectres du courant statorique et de l'induction magnétique dans l'entrefer .....	39
III.4 Conclusion .....	42

**Conclusion générale** .....44  
**Références** .....46  
**Annexe** .....47

# **Introduction générale**

## ***Introduction générale***

Dans tous les secteurs industriels, la sécurité des personnes, du matériel, de l'environnement du travail, la qualité de service et la rentabilité des installations imposent des contraintes sévères de fiabilité et de sûreté de fonctionnement.

Cependant, nul système n'est à l'abri d'une défaillance, par conséquent, ceci exige la mise en œuvre de systèmes de prévoyance et de détection de défauts de manière précoce. Aussi depuis quelques années, et grâce à l'apport considérable de l'outil informatique et du matériel numérique, il est devenu possible de créer des systèmes de supervision et de diagnostic. Leur rôle est de signaler la présence des dysfonctionnements dans le processus (soit dans les machines électriques).

Actuellement, la plupart des équipements industriels sont à base de machines asynchrones triphasées, du fait de leur robustesse et de leur faible coût. Cependant, quoique robustes, ces machines subissent des perturbations auxquelles elles sont sensibles. Les principaux défauts recensés sont les courts circuits entre spires des bobinages du stator (dus aux vieillissements des isolants), les dégradations des anneaux au rotor et tous les problèmes de barres (ruptures ou imperfections). Le premier type de défaut peut être détecté par l'observation des paramètres électriques du stator (inductances et résistances). Pour les défauts rotoriques, le modèle est plus complexe dans le sens que le défaut doit être ramené vers ou signalé par une grandeur mesurable extérieure au rotor lui-même. D'où l'importance que revêt un modèle dédié à la détection de défauts.

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'encochage), .... Ces modèles sont fréquemment affectés par les 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 en les distinguant des effets provenant d'autres incidents. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine.

La considération du comportement électromagnétique local du moteur permet d'avoir une modélisation plus précise. La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques et la prise en considération des équations

électriques représentant le circuit d'alimentation du moteur, permet de réduire les simplifications faites dans les modèles classiques et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine électrique réelle. Dans ce but nous nous orientons dans ce mémoire vers l'utilisation de la méthode de calcul par éléments finis à travers l'outil logiciel FLUX2D, ce dernier qui nous permet d'utiliser la technique de couplage entre le circuit magnétique et le circuit électrique.

A 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 choisis à travers une analyse bibliographique.

Dans le deuxième chapitre, l'accent est mis sur la modélisation magnétique des machines électrique et la méthode de calcul par éléments finis, aussi une présentation sur l'outil logiciel utilisé dans ce mémoire a été faite. Dans ce chapitre, le modèle magnétodynamique de la machine asynchrone triphasée à cage a été construit.

Le chapitre trois contient principalement le modèle éléments finis appliqué à la machine asynchrone saine et en défaut d'excentricité statique pour différents degrés de défaut et ainsi pour différentes charge.

Le chapitre trois comprend la simulation du modèle adopté et présente les résultats obtenus pour l'état sain et en défaut d'excentricité de 5 et de 10%, ceci pour différentes charges ainsi que les commentaires, les observations et les constats.

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

# **Chapitre I**

## **Etat de l'art**

# CHAPITRE I

## État de l'art

### I.1. Introduction

Caractérisée par sa robustesse, son prix relativement bas, son entretien moins fréquent, l'absence de collecteurs, sa puissance massique élevée ..., la machine asynchrone demeure la plus utilisée dans presque toutes les applications industrielles avec ou sans variation de la vitesse. Elle présente beaucoup d'autres avantages par rapport aux autres types de machines électriques.

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 double objectif :

- Comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement.
- Analyser leur influence sur le comportement de la machine et en déduire les signatures, permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance.

### I.2. Constitution du moteur asynchrone triphasé à cage

La machine asynchrone triphasée souvent appelée moteur à induction est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor. Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation. Comme illustré dans la figure I.1.

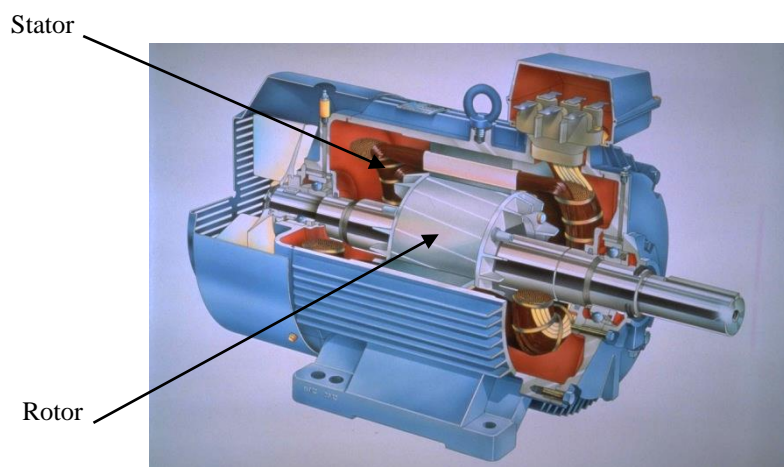


Figure I.1. Structure de la machine asynchrone triphasée à cage

### **I.2.1. Stator**

Le circuit magnétique du stator est réalisé par un assemblage de tôles ferromagnétiques fines et découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. L'utilisation des tôles minces permet de minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique [1], [2].

### **I.2.2. Rotor**

Le rotor est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu. Dans le rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont des barres obtenues par injection d'un alliage d'aluminium ou préformées en cuivre et introduites dans les tôles du rotor, il n'y a généralement pas ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment forte pour que les courants ne circulent pratiquement pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [1].

## **I.3. Les défaillances dans une machine asynchrone triphasée à cage**

Réputée pour être robuste, la machine asynchrone n'est jamais à l'abri des défaillances, ces anomalies donnent lieu à un comportement anormal de la machine et peuvent à court ou à long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [3] :

- **Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts** : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, ... .

- **Les amplificateurs de défauts** : tel que ; surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.
- **Les vices de fabrication et les erreurs humaines** : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ... .

#### **I.4. Les principaux défauts dans la machine asynchrone**

Si l'on élimine les pannes dues à des causes intrinsèques, c'est-à-dire, résultant d'une mauvaise conception, d'une mauvaise fabrication ou d'un mauvais montage du moteur, les défaillances usuelles d'une machine asynchrone sont les suivantes [4] :

##### **I.4.1. Défauts statoriques :**

- Court-circuit entre phases statoriques ou entre spires d'une même phase.
- Ouverture d'une phase.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).

##### **I.4.2. Défauts rotoriques :**

- Rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).
- Défaut de roulements.
- Excentricité statique et/ou dynamique...

Dans les machines asynchrones à cage, les défaillances qui peuvent atteindre le rotor sont considérées comme plus variées et plus complexes que celles affectant le stator. Ceci est particulièrement vérifié pour les machines de faible et moyenne puissances.

Plusieurs facteurs manifestent l'apparition des défaillances au niveau du rotor de la machine asynchrone, parmi eux on cite [4]:

- Thermique (surcharge, ...).
- Electromagnétique (force en  $B^2(t)$  ...).
- Dynamique (arbre de transmission, ...).

Les défauts qui sont les plus répétitifs, localisés au niveau du rotor sont : l'excentricité statique et dynamique, la rupture de barres rotoriques et la rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.

### I.4.2.1. Excentricité

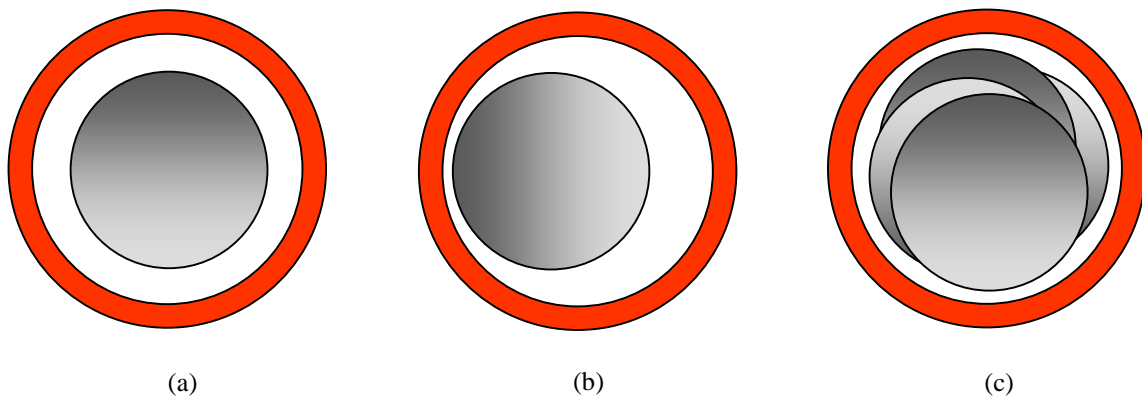
Par conception, l'entrefer d'une machine asynchrone est considérablement plus petit que dans d'autres types de machines ayant les mêmes grandeurs et performances, la machine asynchrone sera la plus sensible aux excentricités. En outre, Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité [5, 6] :

- La première est inhérente à la chaîne cinématique dans laquelle la machine intervient et qui peut imposer une force radiale sur l'arbre de cette machine, qui va engendrer une usure des roulements et une amplification du décentrement.
- Le deuxième phénomène risquant d'aggraver l'excentricité est quant à lui inhérent au fonctionnement de la machine, en effet, le décentrement génère un déséquilibre dans la distribution des efforts radiaux entre le stator et le rotor. L'effort radial est maximal à l'endroit où se situe l'épaisseur minimale de l'entrefer et va tendre à diminuer encore plus la valeur de l'entrefer minimum et augmenter par conséquent encore plus le déséquilibre des efforts radiaux. Le point extrême de l'excentricité est le frottement du stator sur le rotor, qui est synonyme de destruction rapide de la machine.

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées, [5] :

- **L'excentricité statique** : généralement due à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. Elle résulte d'un défaut de centrage des flasques et se manifeste même dans des machines fabriquées récemment en raison des méthodes de fabrication et d'assemblage (figure I.2.b).
- **L'excentricité dynamique** : ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes. Elle correspond au décalage du centre de rotation du rotor par rapport au centre géométrique du stator, avec en plus, une rotation du centre du rotor autour du centre géométrique de ce stator (voir figure I.2.c).
- **L'excentricité mixte** : en réalité, les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à coexister. Un niveau inhérent d'excentricité statique existe toujours, même dans des machines de fabrication récentes. Cela provoque des efforts réguliers d'attraction magnétiques non compensés dans une seule direction, et avec le temps cela peut conduire à la flexion d'un arbre et la dégradation de roulement ..., tout cela entamant une excentricité dynamique. Sans détection précoce, l'excentricité devient suffisamment grande pour développer des forces radiales déséquilibrées qui peuvent

créer un frottement entre le stator et le rotor, ce qui mène à une panne très grave de la machine [5].



**Figure I.2.** Types d'excentricité : (a) rotor concentré; (b) excentricité statique; (c) excentricité dynamique [5]

Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [6, 7].

#### **I.4.2.2. Rupture de barres et d'anneau de court-circuit**

Pour une machine asynchrone à cage d'écureuil, les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit. La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau de court-circuit. Les ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents, etc.), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures). La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres

cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [7].

La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres dans une machine asynchrone à cage. Ces cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d'autant que les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Il convient de mentionner, qu'un mauvais dimensionnement des anneaux, conduit à une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple et, donc, à des courants pouvant entraîner leur cassure [7]. La cassure d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [9].

### **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 [6].

$$\sigma(\theta, t) = \frac{B_s^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (I.1)$$

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

$$B = Fm.P \quad (I.2)$$

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.

### **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 [7].

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

Cette technique, est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite, par le flux rotorique, dans les enroulements statoriques pendant la déconnexion du moteur du réseau. La rupture d'une barre va affecter directement la tension induite dans les enroulements statoriques. En utilisant cette approche, les effets de 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 [7].

### **I.5.5. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée**

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 [7].

### 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. Cette technique est dénommée dans la littérature "*Motor Current Signature Analysis*" (MCSA) [5, 6, 7]. 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 variation de l'amplitude des raies spectrales, déjà présentes dans le spectre du courant.

### I.6. Signatures spectrales des défauts dans le spectre du courant statorique

Pour effectuer le diagnostic d'une machine électrique, les opérateurs de la 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 défauts qui affectent le bon fonctionnement de cette machine. La surveillance par le courant statorique nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures. Le tableau I.1 montre les différentes signatures qu'engendrent les différents défauts sur le courant statorique [5].

**Tableau I.1.** Différentes signatures spectrales qu'engendrent les différents défauts sur le courant statorique [5]

<i>Défauts</i>		<i>Fréquence</i>
Roulement	<i>Défaut au niveau d'une bille</i>	$f_{bille} = \frac{Dc}{Db} f_r \left[ 1 - \left( \frac{Db}{Dc} \cos \theta \right)^2 \right]$
	<i>Défaut sur la bague intérieure</i>	$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[ 1 + \frac{Db}{Dc} \cos \theta \right]$
	<i>Défaut sur la bague extérieure</i>	$f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[ 1 - \frac{Db}{Dc} \cos \theta \right]$
Excentricités		$f_{exe} = \left[ \left( \frac{KN_b \mp n_b}{P} \right) (1 - g) \mp \lambda \right] f_s$ <p><i>Une autre série d'harmoniques liés à l'excentricité mixte, apparaît de part et d'autre de la fondamentale à des fréquences données par :</i></p> $f_{exc-mix} =  f_s \mp Kf_r $

Cassure de barres rotoriques	$f_b = (1 \mp 2Kg)f_s$ <p><i>D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression suivante :</i></p> $f_b = \left[ \frac{K}{P/2} (1 - g) \mp g \right] f_s$
------------------------------	---

Avec :

$D_c$ : la distance entre les centres des billes diamétralement opposées.

$D_b$ : le diamètre d'un élément roulant.

$f_r$ : la fréquence de rotation mécanique (du rotor).

$\theta$ : l'angle de contact des billes avec les bagues du roulement.

$n_b$ : le nombre de billes ou d'éléments roulants.

$N$ : le nombre de barres rotoriques.

$n_d$ : l'ordre de l'excentricité.  $n_d$  égal à 0 pour l'excentricité statique et 1, 2, 3, ... pour l'excentricité dynamique.

$P$ : le nombre de paires de pôles.

$\Lambda$ : le rang des harmoniques du temps.

$g$ : le glissement du rotor.

$f_s$ : la fréquence de l'alimentation électrique.

## I.7. Modèles dédiés 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. 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 [2] :

### I.7.1. 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) [2].

### **I.7.2. Approche numérique**

On cite deux méthodes :

#### **I.7.2.1. 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 perméance 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 [2].

#### **I.7.2.2. 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, FLUX2D, FLUX 3D et MAXWELL [1, 3]. Cependant, ces logiciels ont historiquement été conçus pour déterminer le champ électromagnétique, et dans l'objectif de l'optimisation du dimensionnement [2, 5].

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.

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 [2].

## **I.8. Conclusion**

Ce chapitre a servi à l'exposition des défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone triphasée à cage, leurs causes et leurs signatures, ainsi que les méthodes du diagnostic. Comme nous avons mentionné précédemment, notre travail est consacré à l'étude et à la détection de défaut d'excentricité d'un moteur asynchrone.

# **Chapitre II**

## **Modèle éléments finis de la machine asynchrone**

## **CHAPITRE II**

### ***Modèle éléments finis de la machine asynchrone***

#### **II.1. Introduction**

Tant dans le domaine du diagnostic que dans celui de la commande des machines électriques, il est intéressant de disposer de modèles capables de représenter le comportement du système en présence de déséquilibres structurels.

La considération du comportement électromagnétique local du moteur permet d'avoir une modélisation plus précise. La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques et la prise en considération des équations électriques représentant le circuit d'alimentation du moteur, permet de réduire les simplifications faites dans les modèles classiques et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine électrique réelle.

Ce chapitre sera consacré à la présentation des modèles magnétiques destinés à la modélisation de la machine asynchrone, ainsi que la construction du modèle magnétodynamique de la machine asynchrone saine en utilisant le logiciel de simulation FLUX2D.

#### **II.2. Équations et modèles**

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs électrotechniques classiques sont 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 [8]:

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

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

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

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

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

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

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

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.  $\mu$ ,  $\varepsilon$  et  $\sigma$  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 découpent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples [8].

### II.2.1. 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.

### II.2.2. Modèles magnétostatiques scalaires

Dans ce modèle, on suppose que les courants électriques soient 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  $\phi$  telle que :

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

On obtient donc l'équation :

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

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  $\Psi$ . 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 relie le point ou le champ est calculé et point courant qui balaye le domaine  $\Omega$ .

$\Omega$  : Domaine d'étude.

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

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

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 :

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

On peut, à nouveau, introduire un potentiel scalaire  $\Psi$  tel que :

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

Et on obtient l'équation :

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

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

### II.2.3. 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 [8].

On obtient alors les équations suivantes :

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

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

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

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

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

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

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

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 :

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

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

Auquel il faut ajouter la loi de comportement des matériaux :

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

La relation 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 son 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 ou  $\mu$  est une fonction non linéaire de  $\vec{B}$  et ou  $\mu$  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 :

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

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  $\sigma \operatorname{grad}V$  (le générateur de tension qui les produit étant également supposé parfait) [8].

#### II.2.4. 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 [8]:

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

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

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

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  $\sigma$  est une grandeur tensorielle (conductivité anisotrope) peut également être pris en compte.

#### II.2.5. Modèles magnétodynamiques

Ces modèles s'appliquent aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps [8].

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  $\text{div} \vec{B} = 0$ ) et au potentiel scalaire électrique  $V$ .

En effet, le système s'écrit :

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

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

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

On obtient alors les équations :

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

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

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.2.5.1. Modèle général

Dans le cas le plus complexe ou la densité volumique de charge  $\rho$  n'est pas nulle, la fonction  $V$  doit être évaluée. Il faut alors découpler les équations (41) et (42) [8].

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  $\mu$  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.2.5.2. Modèle non linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur

Lorsque la densité volumique de charge  $\rho$  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 :

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

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 importante et regarde de la précision recherchée [8].

### II.2.5.3. Modèle linéaire exprimé en termes de potentiel vecteur

Dans ce modèle, on suppose que la perméabilité  $\mu$  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 :

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

Avec  $j$  unité imaginaire ( $j^2 = -1$ )

$\omega$  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.2.5.4. 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  $\mu$  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 coûteuse.

### II.2.5.5. 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 ( $\vec{J}_{ex} = \vec{0}$ ), ce pendant, des courants induits se développent dans ces pièces.

Le modèle peut alors s'écrire :

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

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

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

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 :

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

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

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

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.3. Présentation de la méthode de calcul par éléments 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.3.1. 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.3.2. 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 [9].

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 [9]:

- 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.

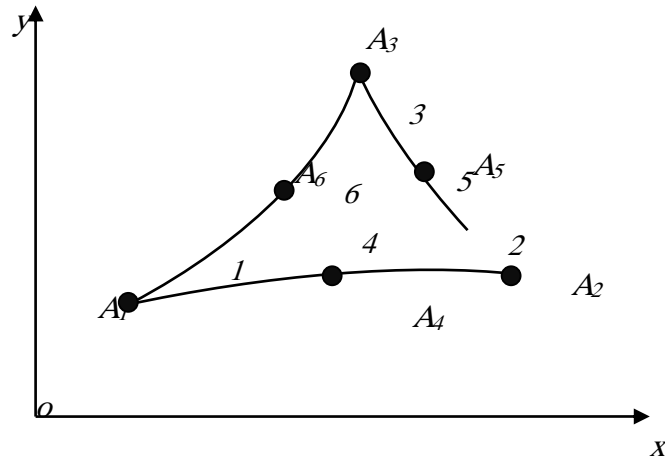


Figure II.1. Fonction d'interpolation d'un élément [5]

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.4. Présentation 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 [5, 8].

Le logiciel utilisé dans cette étude pour la modélisation magnétostatique de la machine asynchrone triphasée est FLUX2D, ce logiciel a 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.) [8, 9].

#### **II.4.1. Préprocesseur**

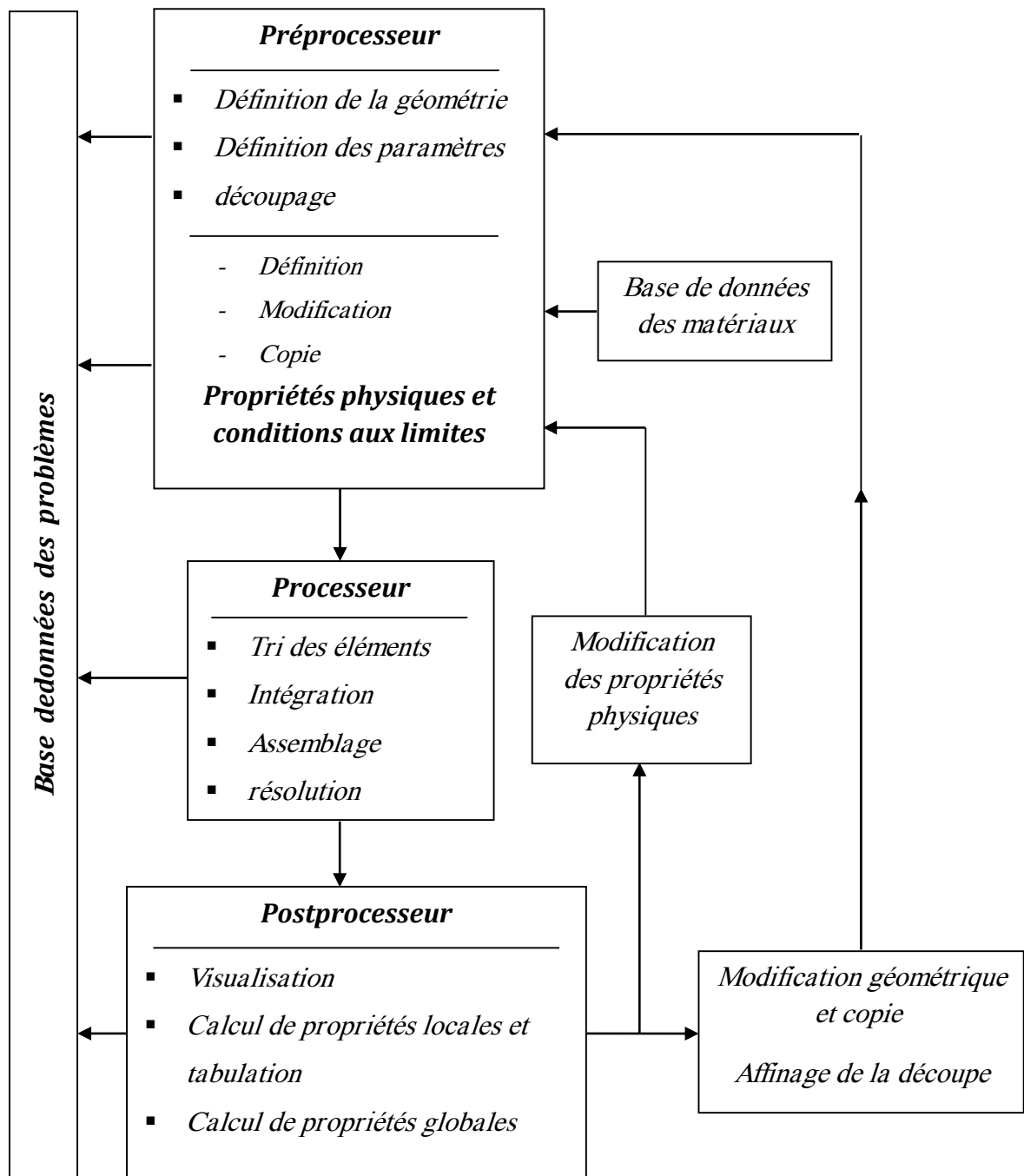
La première des fonctions du préprocesseur est la définition des types des éléments (magnétique et électrique) suivant le type et les caractéristiques du problème que l'on veut étudier, et les résultats que l'on veut obtenir.

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 [9].

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.4.2. 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 [8, 9].



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

### II.4.3. 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 [8, 9].

## **II.5. Construction du modèle magnétodynamique de la machine asynchrone triphasée à cage**

L'analyse par la méthode des éléments finis permet de disposer de certaines hypothèses simplificatrices; la non-linéarité des matériaux ferromagnétiques, l'effet d'encochage et la réaction magnétique du rotor sont introduits dans le modèle. Selon le principe de cette méthode, le circuit magnétique de la machine est découpé en plusieurs éléments de faibles dimensions pour permettre de considérer le matériau magnétique linéaire sur les surfaces correspondantes.

La technique d'éléments finis pas à pas dans le temps sera réalisée par l'intermédiaire de la technique de circuits couplés, c'est-à-dire le couplage entre le circuit magnétique de la machine qui représente le domaine des éléments finis et le circuit électrique extérieur. Cette modélisation interne est effectuée à l'aide d'un module spécialement dédié où chaque composant du circuit est associé à un domaine conducteur de la machine [5]. La construction du modèle couplé élément finis-circuit électrique de la machine asynchrone à travers le logiciel FLUX2D nécessite trois phases distinctes: phase de préparation, phase de calcul et enfin la phase de visualisation.

### **II.5.1. Phase de préparation (Préprocesseur)**

Cette phase préparatoire 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'écurueil de 1.1 kW, 230 V, 50 Hz et 4 pôles représentée par la figure II.3, (une description complète de la machine est donnée en annexe). Le domaine de calcul, contient:

- **Stator:** contient une culasse qui est définie par un matériau magnétique caractérisé par une courbe d'aimantation  $B(H)$  (voir figure II.4), et 48 encoches statoriques qui sont définies par un matériau non magnétique d'une perméabilité magnétique égale à 1.
- **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.

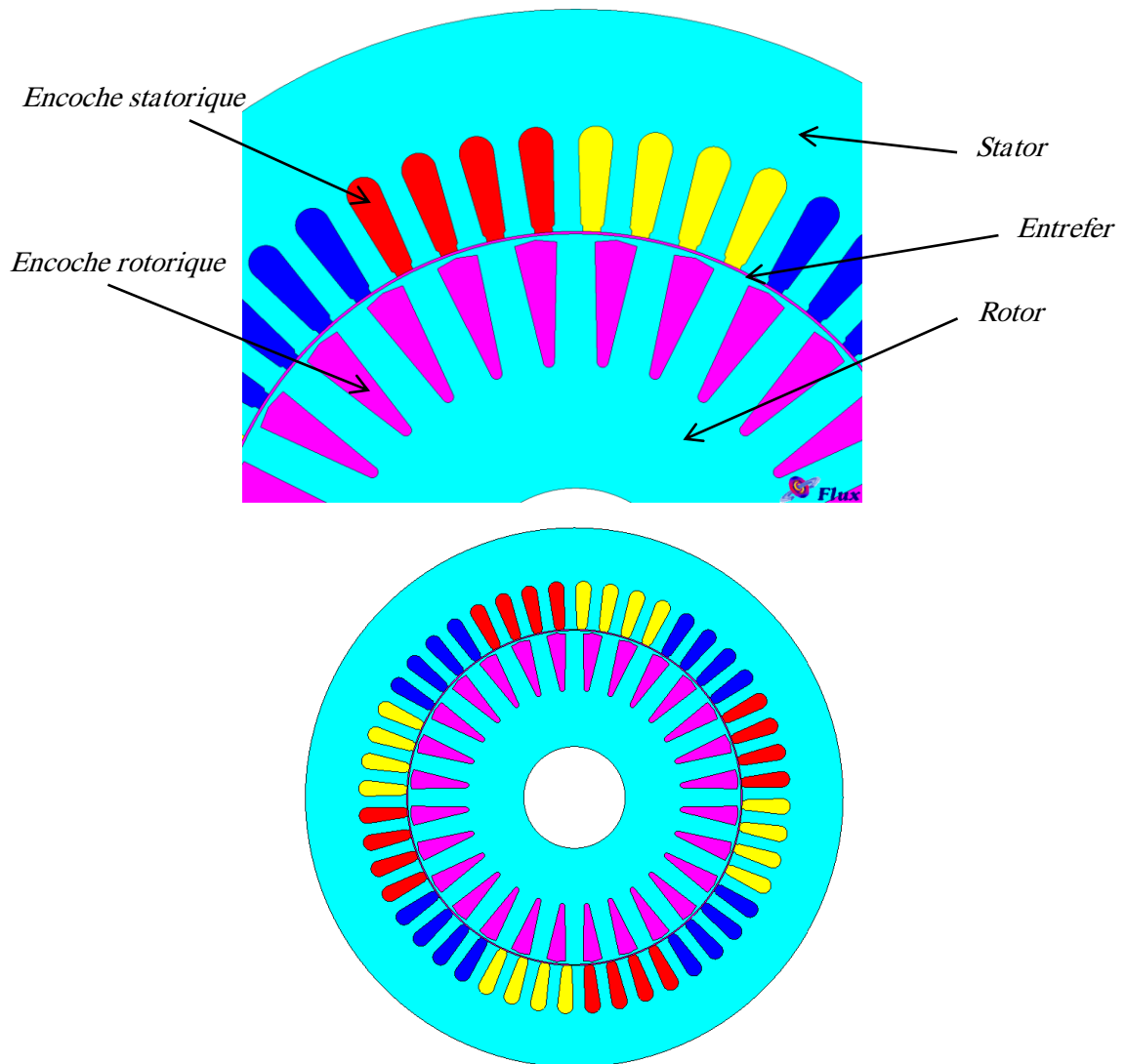
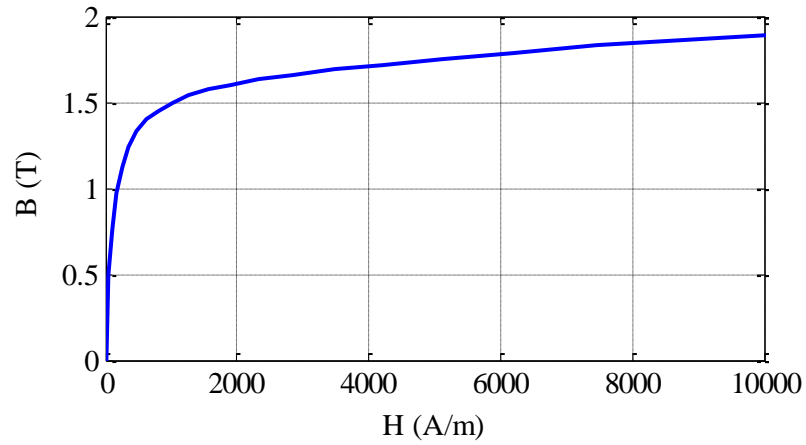
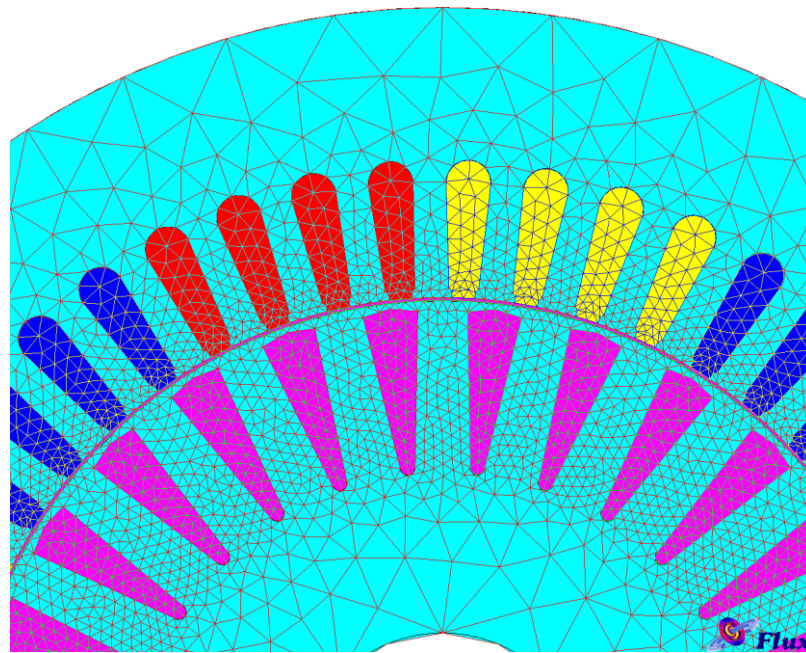


Figure II.3. Structure de la machine asynchrone



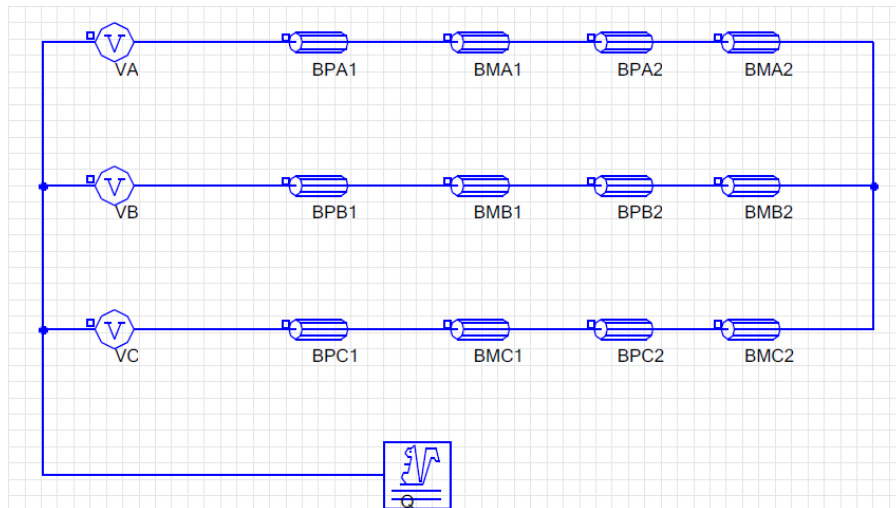
**Figure II.4.** Caractéristiques B(H) pour les parties fers

Le découpage en éléments finis du circuit magnétique, est montré dans la figure II.5. Le maillage comporte 13546 éléments triangulaires et 2871 nœuds, donc le maillage du domaine de calcul est assez fin. Ces paramètres sont nécessaires pour assurer un compromis raisonnable entre la précision et la rapidité de calcul numérique.



**Figure II.5.** Maillage du circuit magnétique

Le circuit électrique présenté dans la figure II.6 est attaché au modèle, il contient douze éléments de type bobine (BPA1, ..., BMC2), qui correspondent aux quatre zones de chacune des trois phases de l'enroulement statorique. Le macro-composante Q1 (cage d'écoreuil) contient 28 barres rotoriques et les paramètres électriques de la cage d'écoreuil.



**Figure II.6.** Circuit électrique du modèle

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré les différents modèles affectés 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 présenté 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, alors on a présenté la structure générale de ces logiciels.

Dans ce chapitre, le modèle de la machine à base des éléments finis a été construit. Le prochain chapitre sera réservé à la présentation des résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée à cage saine et avec défaut d'excentricité et ceci pour différentes charges.

# **Chapitre III**

## **Simulation de la machine saine et en défaut**

## CHAPITRE III

### *Simulation de la machine saine et en défaut*

#### III.1. Introduction

Ayant présenté la méthode des éléments finis dans le chapitre précédent ainsi que le logiciel *FLUX2D* et pour aboutir à l'adoption du modèle magnétodynamique. Dans celui-là on va relever et commenter les résultats issus de la simulation de la machine saine et en défaut d'excentricité statique. Les résultats temporels sont insuffisants pour nous renseigner sur d'éventuels défauts c'est pourquoi on se penche du côté harmoniques qui détient beaucoup plus d'informations sur le comportement de la machine en fonctionnement. Pour ce faire, on va utiliser l'analyse spectrale du courant et de l'induction magnétique dans l'entrefer, en quête d'informations utiles pouvant nous informer sur l'état de la machine, cette technique est connue sous le nom de M.C.S.A (Motor Current Signature Analysis) en anglais, elle est la plus répandue.

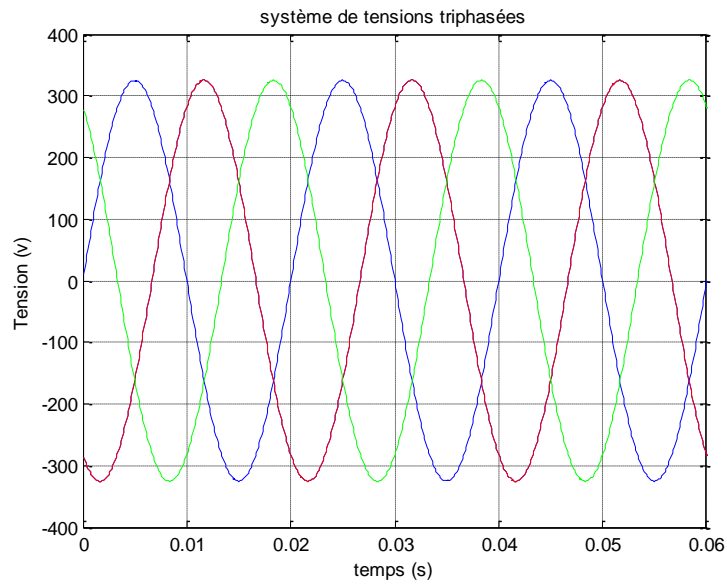
Au début, La procédure consiste à simuler la machine (1.1 kW) à l'état sain, à pleine charge. Puis de collecter les résultats des tensions triphasées, du courant statorique, du couple, de la vitesse, de l'induction magnétique temporelle dans l'entrefer et de l'induction magnétique radiale, ces grandeurs serviront de référence au cas où il y aurait défaut.

Pour l'état de défaut, une défaillance d'excentricité de 5 et de 10% a été introduite et sous différentes charges. L'ensemble sera visualisé sur des figures correspondantes à chaque cas.

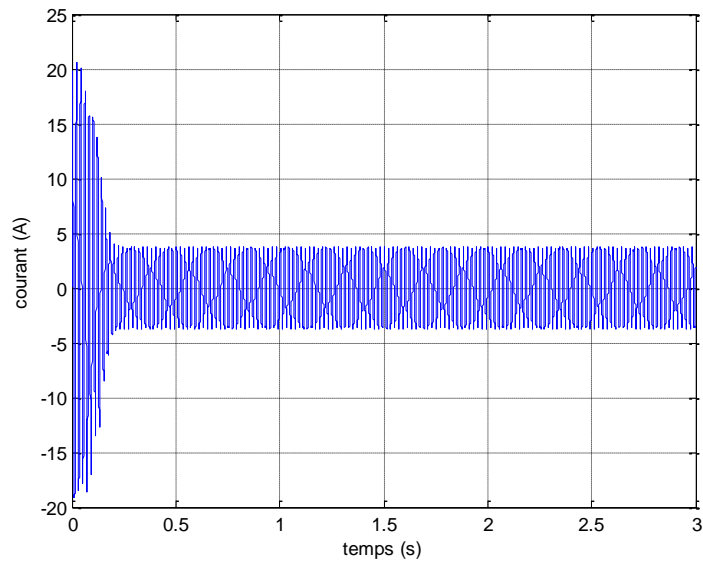
#### III.2. Simulation de la machine asynchrone triphasée saine

La machine étant modélisée dans le chapitre précédent, celle-ci est simulée pour l'état sain en pleine charge (7 Nm). Les résultats obtenus sont présentés à la figure III.1 dans l'ordre cité auparavant.

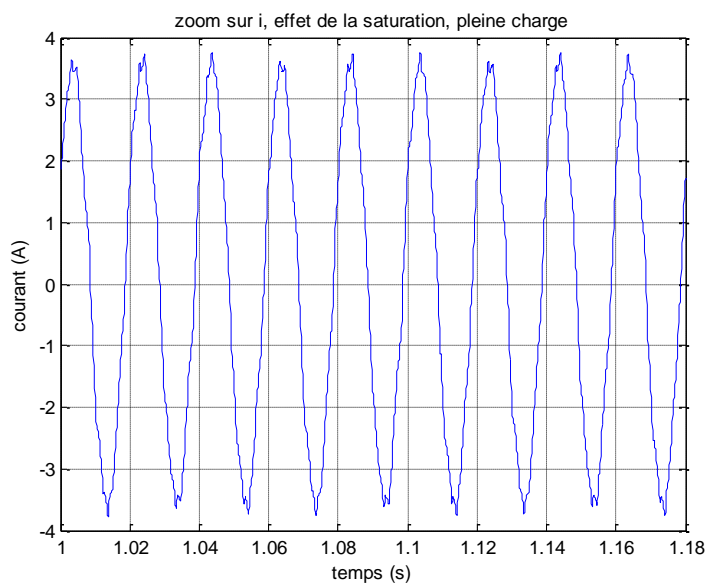
La figure III.1 représente le système triphasé de tensions. La figure III.2 montre l'évolution du courant d'une phase à partir du régime transitoire jusqu'au régime permanent suivi par son zoom (figure III.3) où l'on observe des déformations touchant son enveloppe. Ces déformations sont la superposition d'harmoniques supplémentaires dus à l'effet de la saturation, ce qui valorise la méthode des éléments finis pour dire qu'elle est la plus fine possible. Le couple, après des oscillations, vient se stabiliser autour de sa valeur nominale (environ 7 Nm), il est représenté à la figure III.4. Tandis que la vitesse est montrée à la figure III.5, elle commence à partir de l'arrêt et continue d'évoluer jusqu'à atteindre sa



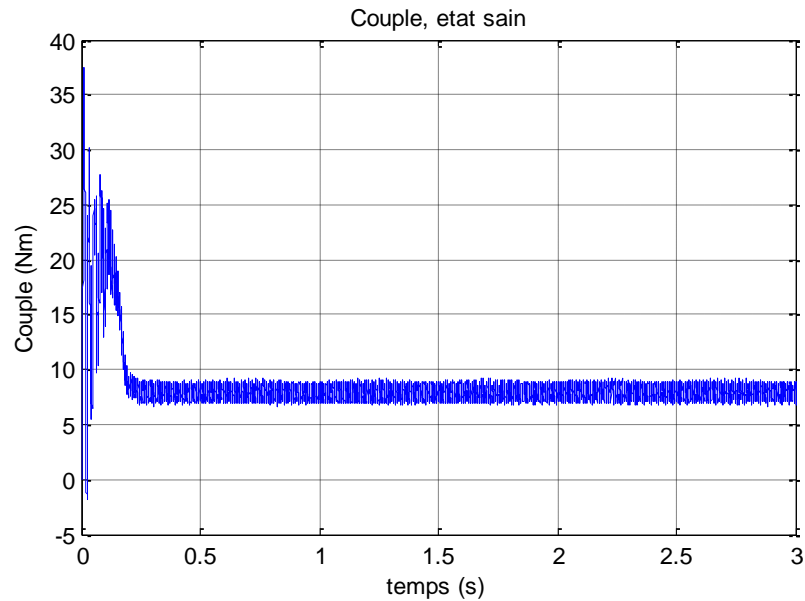
**Figure III.1.** Système de tensions triphasé



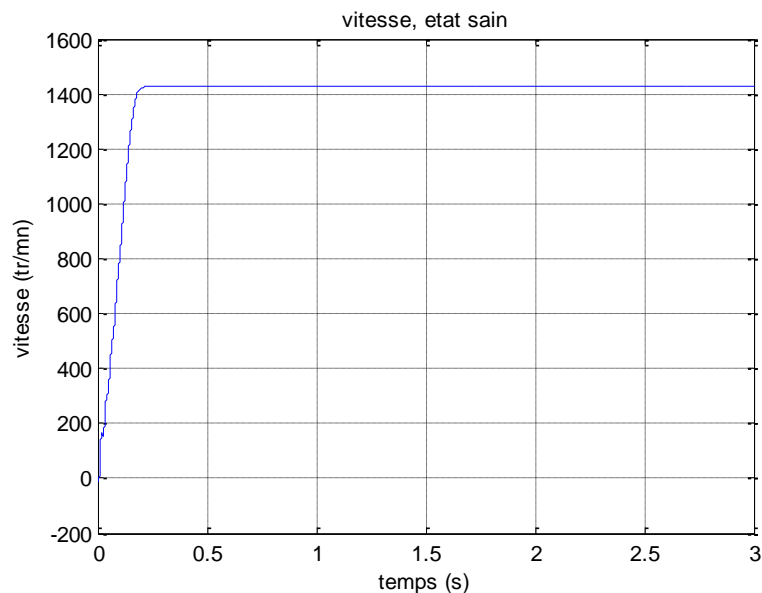
**Figure III.2.** Courant de phase, état sain



**Figure III.3.** Zoom du courant de phase, état sain

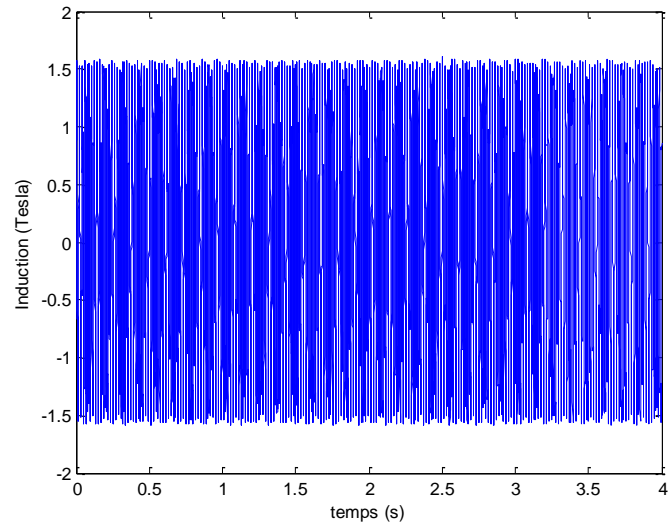


**Figure III.4.** Couple électromagnétique nominal, état sain

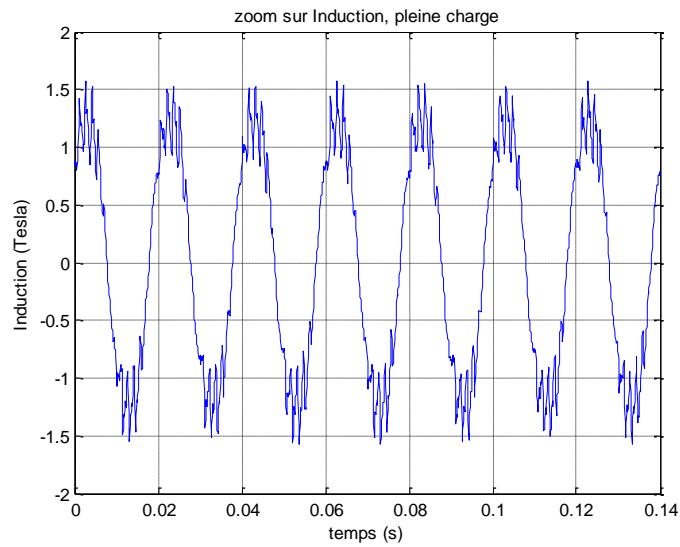


**Figure III.5.** Vitesse nominale, état sain

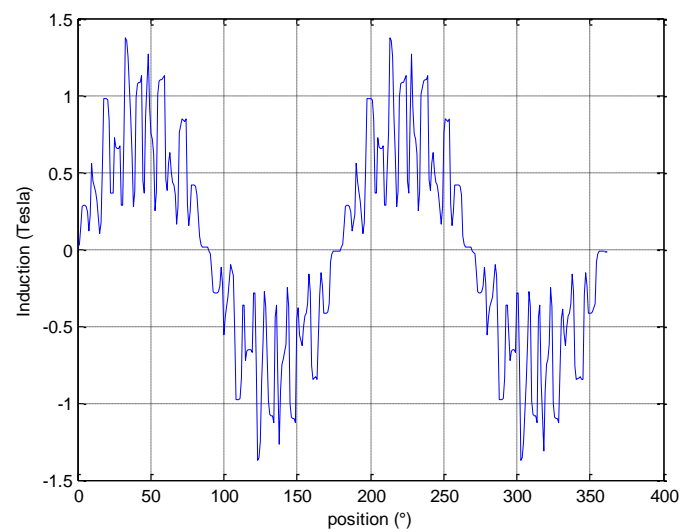
valeur nominale. Aussi vient la figure III.6 qui représente l'induction magnétique dans l'entrefer. De même, un zoom de cette dernière (fig.III.7) vient nous enrichir en y montrant aussi les effets de saturation du matériau ferromagnétique ainsi que l'effet d'encoche pour dire que le courant ou l'induction magnétique ne sont pas purement sinusoïdaux comme on le considère assez souvent en faisant certaines restrictions dites hypothèses simplificatrices. Et pour finir avec l'état sain, on clôture l'ensemble des figures par la figure III.8 qui représente l'induction radiale dont l'abscisse est prise en degré, aussi non purement sinusoïdale.



**Figure III.6.** Induction électromagnétique, état sain



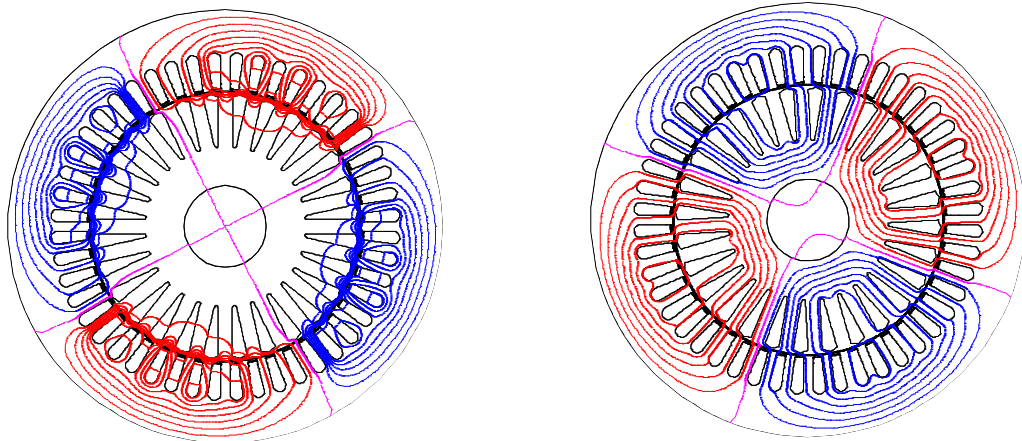
**Figure III.7.** Zoom sur l'induction électromagnétique, effet de la saturation état sain



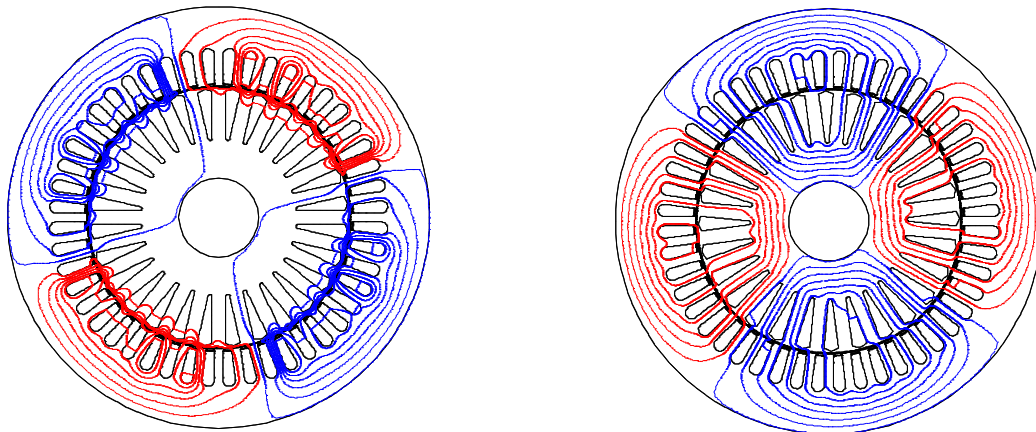
**Figure III.8.** Induction radiale, état sain

### III.3. Simulation de la machine asynchrone en défaut d'excentricité statique

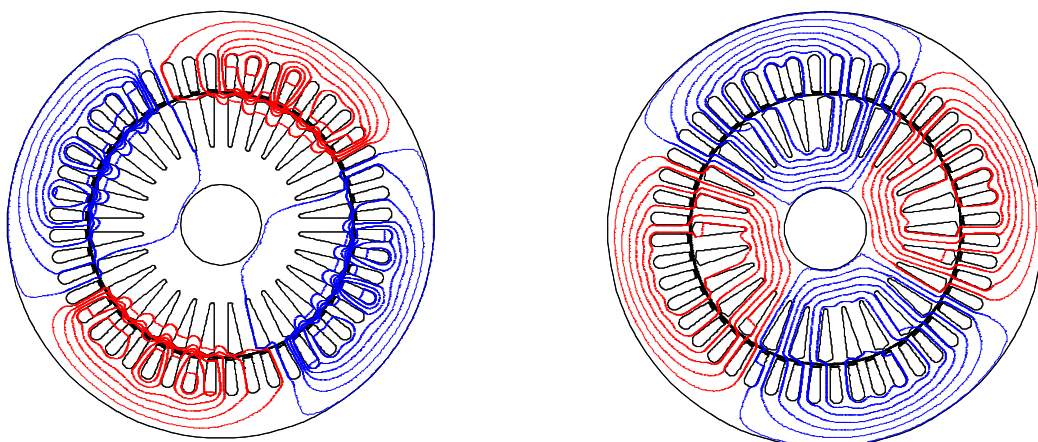
La simulation de la machine asynchrone dans cette partie, a été faite en introduisant un défaut d'excentricité statique. Ce dernier a été simulé par l'introduction d'un décalage du rotor dans le circuit magnétique du modèle. Le décalage ou bien l'excentricité statique a 5 % de valeur au premier cas et 10% au second.



(a) Machine saine



(b) Machine avec défaut ; 5% excentricité statique



(c) Machine avec défaut ; 10% excentricité statique

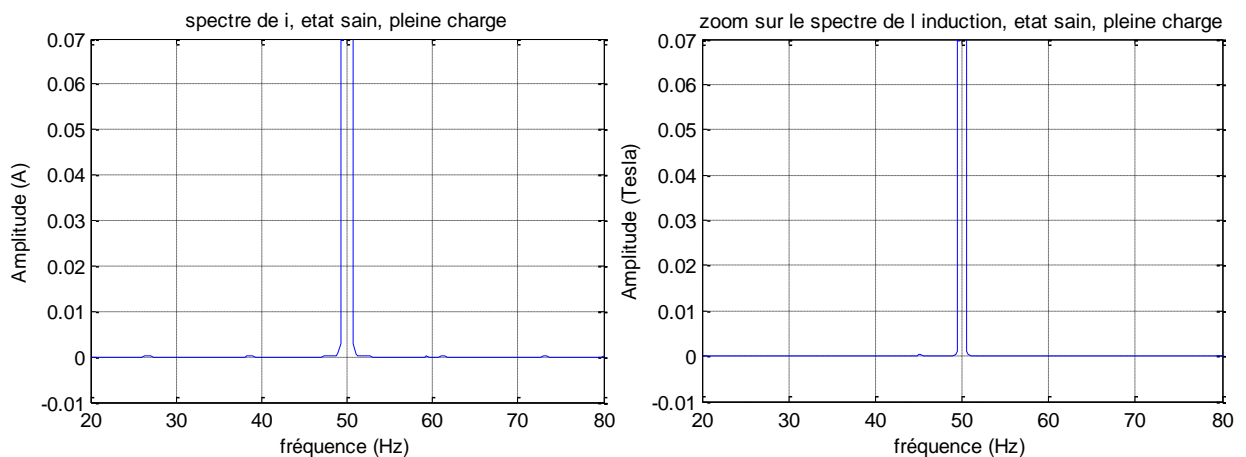
**Figure III.9.** Lignes d'équiflux à l'intérieur de la machine saine et la machine avec défaut d'excentricité statique (en pleine charge)

Les deux degrés de défaut ont été réalisés pour les faibles, les moyennes et les fortes charges. Cependant, mettons l'accent, que la modélisation par les éléments finis, certes, nous permet de modéliser le comportement de la machine d'une manière très proche de la réalité mais nous coûte énormément en temps de calcul et en espace de stockage et le plus important, exige des dispositifs de calcul très onéreux car ces derniers doivent être très rapides et posséder des organes de stockage énormes, moyens qui ne sont en notre possession. Malgré ces contraintes, on a pu, avec les moyens du bord, effectuer un nombre important de simulations, trois pour l'état sain, trois pour le cas de défaut de 5% et enfin trois autres pour le cas de 10%. De plus, la simulation a été effectuée avec un pas de calcul de 0.0001s pendant un temps d'acquisition de 4 s, ceci a demandé une durée de temps qui varie entre 36 et 48 heures pour chaque simulation, en utilisant un PC possédant un i7 comme processeur. Aussi pour chaque simulation, le fichier de solutions obtenu possède un volume de 76 giga octets.

L'observation des figures III.9.a montré que les lignes de flux sont uniformes au régime transitoire ainsi qu'au régime permanent. Ceci traduit que l'état de la machine est sain. Tandis qu'aux figures III.9.b et III.9.c, les lignes de flux sont légèrement déformées par rapport au sain, ce qui signifie que la machine a subi un défaut d'excentricité. Ces déformations sont accentuées pour le cas d'excentricité de 10%.

### III.3.1. Spectres du courant statorique et de l'induction magnétique dans l'entrefer

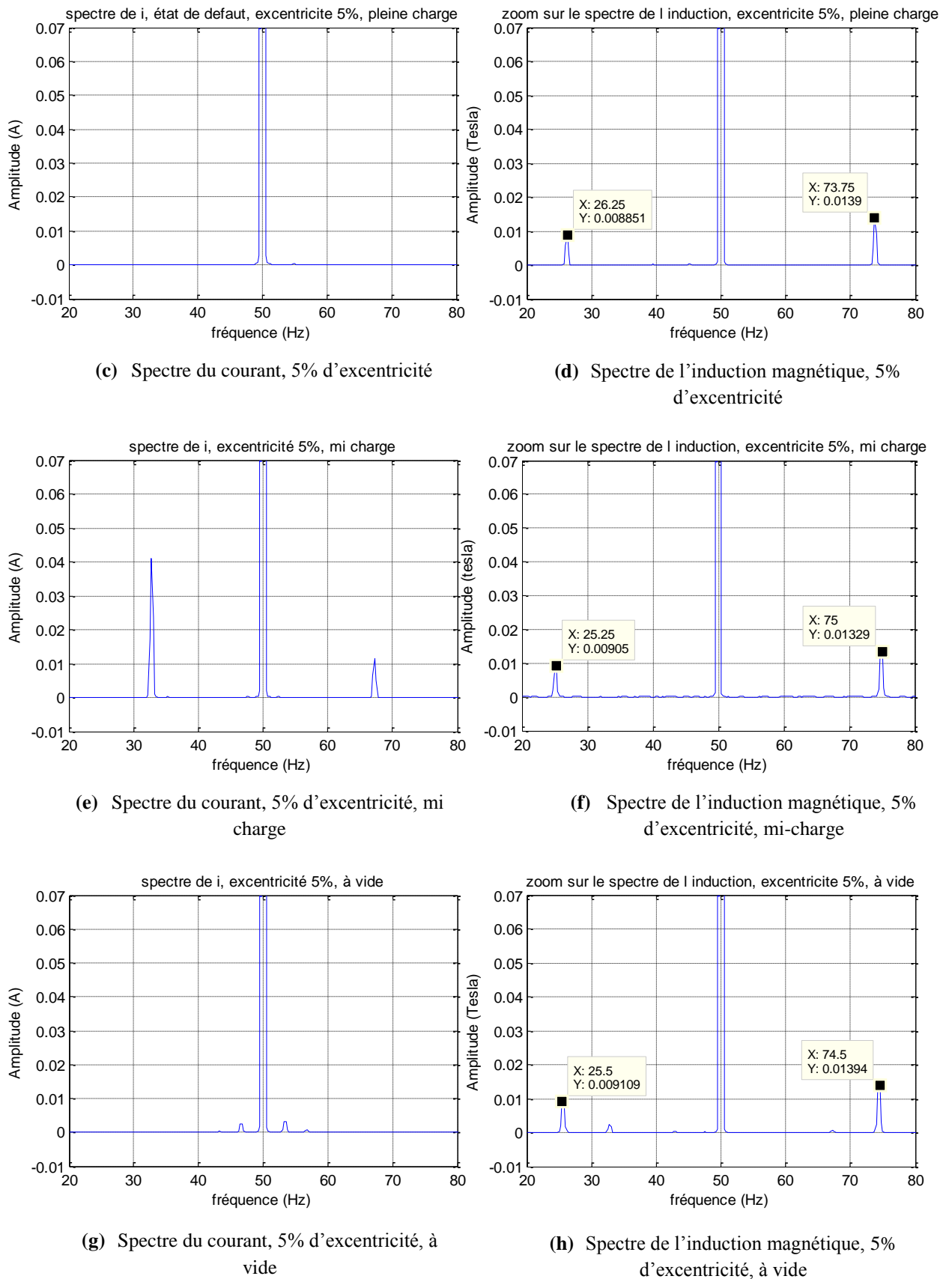
Comme mentionnée ci-dessus, les signaux temporels manquent d'informations en ce qui concerne la détection des défauts, tandis que l'analyse spectrale est effectivement beaucoup plus riche en informations sur les états sains ou en défaut de par sa nature, car en effet, tous les signaux ne sont que somme de plusieurs harmoniques, donc toute modification sur le signal se manifeste par un apport ou une suppression d'harmoniques, d'où son efficace utilité.



(a) Spectre du courant, état sain

(b) Spectre de l'induction magnétique, état

La simulation a été effectuée pour un état défectueux de 5 % d'excentricité, pour un fonctionnement en pleine charge, en mi charge et à vide.



**Figure III.10.** Spectres des courants et des inductions magnétiques, avec 5% d'excentricité et pour différentes charges

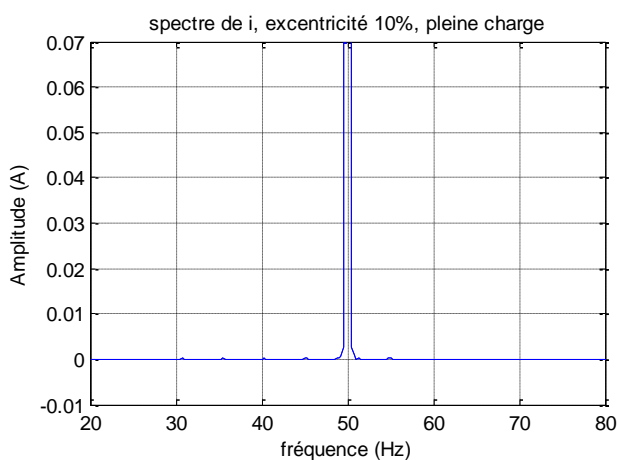
Les figures III.10.a et III.10.b montrent les spectres du courant et de l'induction magnétique dans l'entrefer pour un état sain. Le constat est que, même en zoomant dans l'intervalle susceptible contenir les harmoniques d'excentricité statique, le résultat est l'absence totale des raies caractéristiques d'excentricité. Ceci confirme l'état sain de la machine.

Tandis que les figures III.10.c à III.10.h représentent l'état de défaut. Les figures de gauche concernent les spectres de courant pour différentes charges et pour 5 % de défaut d'excentricité. Dans ces figures même en poussant le zoom à des valeurs très grandes, on ne perçoit aucune raie, dans les bandes de fréquences réservées aux harmoniques de l'excentricité  $f_s \pm f_r$ , où  $f_s$  est la fréquence du fondamental,  $f_r$  la fréquence de rotation.

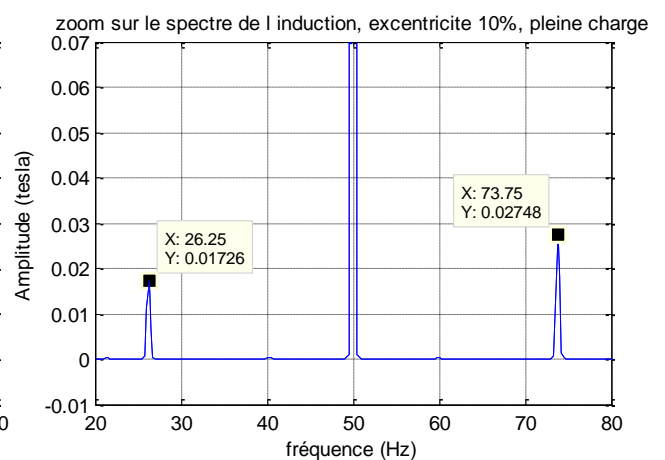
La remarque que l'on peut faire, c'est que le courant ne contient pas l'information susceptible nous indiquer l'état de défaut, donc il ne peut servir comme indicateur de défaut pour l'excentricité. Par contre les figures de droite qui représentent l'induction magnétique dans l'entrefer mettent en évidence la présence des raies caractéristiques de l'excentricité statique  $f_s \pm f_r$  comme rencontrée dans la littérature [5].

On peut dire que l'induction magnétique dans l'entrefer est un bon indicateur de défaut d'excentricité. Aussi, comme on le constate, l'amplitude des raies augmente au fur et à mesure que la charge diminue, elle est inversement proportionnelle à la charge.

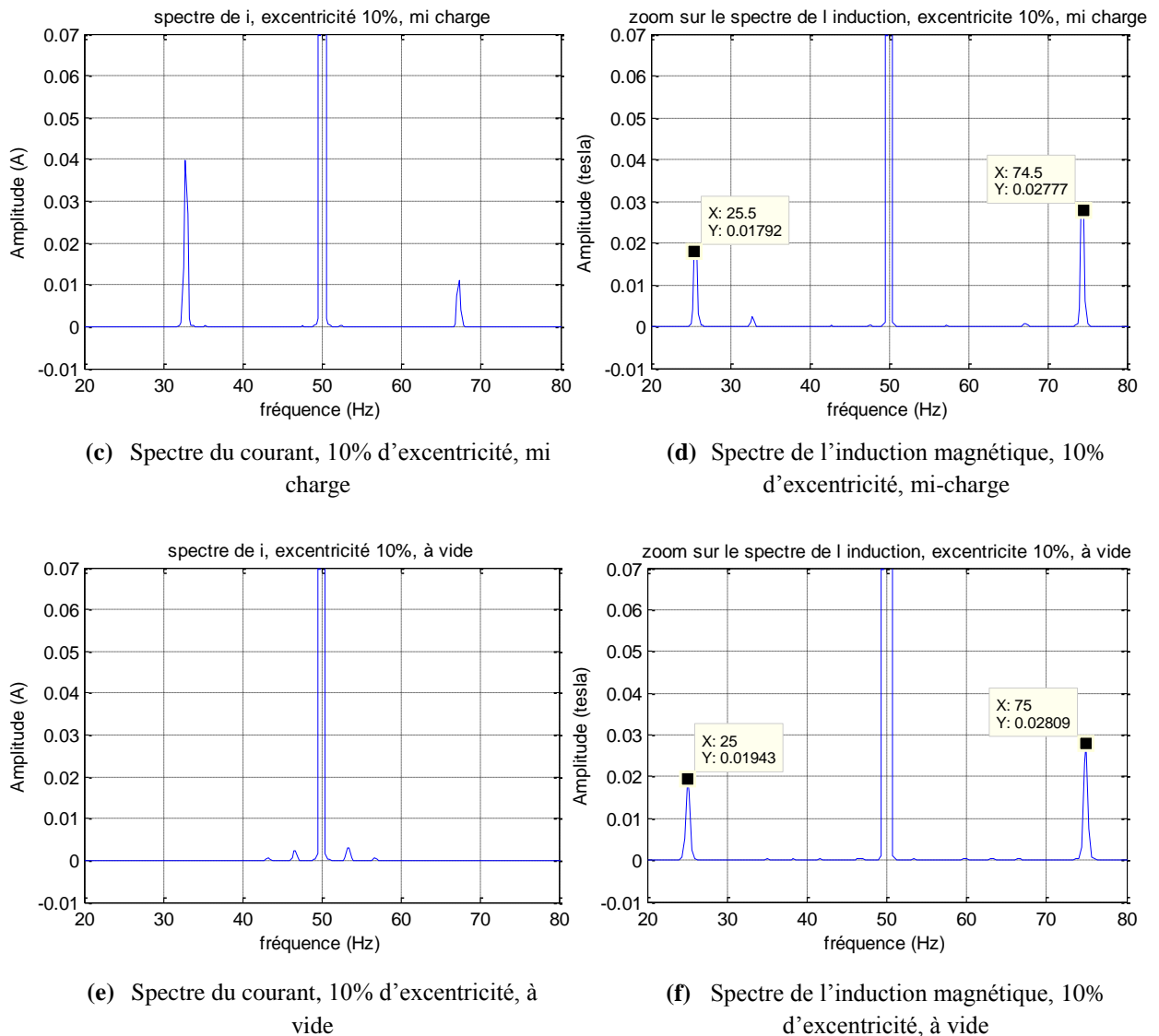
Les mêmes propos et les mêmes remarques se réitèrent pour les spectres des figures III.11 issus de la simulation de la machine pour un défaut d'excentricité de 10%. On peut aussi ajouter que l'induction magnétique dans l'entrefer est sensible au défaut de l'excentricité statique.



(a) Spectre du courant, 10% d'excentricité, pleine charge



(b) Spectre de l'induction magnétique, 10% d'excentricité, pleine charge



**Figure III.11.** Spectres des courants et des inductions magnétiques, avec 10% d'excentricité et pour différentes charges

### III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la simulation par la méthode des éléments finis a montré que l'on peut utiliser les lignes de flux comme un indicateur de défaut d'excentricité mais en moindre qualité. Aussi on a compris que les grandeurs temporelles n'apportent pas d'informations efficaces quant au diagnostic de défaut d'excentricité. Par contre, l'utilisation de l'analyse spectrale, grâce à la transformée de Fourier rapide, est nécessaire et incontournable car elle est très efficace. Elle permet de nous renseigner sur le contenu spectral du courant ou de l'induction magnétique dans l'entrefer ou de tout autre signal et par la suite savoir ce qui a été ajouté ou retranché des signaux initiaux, comme ça on pourrait connaître l'état sain ou l'état en défaut. Dans nos résultats de simulation, le courant n'a pu apporter aucune information sur le défaut d'excentricité statique. Par contre le spectre de l'induction magnétique dans

l'entrefer est riche en information, les harmoniques caractéristiques de défaut d'excentricité sont bien visionnés et on a remarqué que plus la charge diminue, plus l'amplitude de l'harmonique d'excentricité augmente. Aussi on a constaté que plus le degré de défaut d'excentricité augmente plus l'amplitude de l'harmonique représentatif augmente. De plus on confirme que l'induction magnétique dans l'entrefer est très sensible au défaut d'excentricité car même pour des valeurs faibles du défaut d'excentricité (5%), les harmoniques sont très visibles et très évidents.

# **Conclusion générale**

## ***Conclusion générale***

Ce mémoire a pour objectif d'étudier le défaut d'excentricité dans la machine asynchrone à cage et d'appliquer une méthode fiable et précise pouvant permettre la détection de ce défaut dès sa naissance ou du moins à tout son début. Afin d'atteindre ce but, un panorama des défauts et de techniques a fait l'objet du premier chapitre. D'après la littérature la méthode des éléments finis est l'une des méthodes la plus fiable. On a consacré le deuxième chapitre à sa présentation et à l'ensemble des équations nécessaires à son élaboration entre autres les équations de Maxwell. Aussi on a insisté sur l'exposé du logiciel FLUX2D. Enfin le modèle magnétodynamique a été adopté pour la modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle tient compte du fonctionnement et du comportement de la machine de manière très poussée, jusqu'au moindre détail. Ce modèle, grâce au logiciel FLUX2D, prend en compte la topologie de la machine, sa dimension, le circuit magnétique de fer, ce dernier lui permet d'utiliser la courbe  $B(H)$  avec saturation dans les calculs. Autrement dit, ce modèle représente la machine de la manière la plus fidèle possible. C'est pour cela que nous avons étudié et adopté cette méthode. Ensuite, on a simulé la machine à l'état sain et en défaut d'excentricité statique. Rappelons que ce dernier a été simulé par l'introduction d'un décalage du rotor dans le circuit magnétique du modèle. Le décalage ou bien l'excentricité statique à 5 % de valeur au premier cas et 10% au second. Les résultats obtenus sont très satisfaisants. Ils sont semblables à ceux de la littérature. On a vu que les lignes de flux ne restent plus uniformes lors de défaut d'excentricité comme ils l'étaient à l'état sain. On a observé que le spectre du courant ne contient pas les raies identificateurs du défaut d'excentricité même en zoomant de façon poussée. Par contre, le spectre de l'induction magnétique est sensible quant à la détection du défaut d'excentricité. En effet, les harmoniques caractéristiques du défaut d'excentricité statique sont bien visibles dans le spectre et dépendent de la fréquence du fondamental et de la fréquence de rotation mécanique. Ces raies sont observées même pour un faible défaut d'excentricité (5%), ce qui lui permet d'être un critère de détection précoce dans ce type de défaut. Aussi on a constaté que l'amplitude des harmoniques d'excentricité augmente lorsque la sévérité du défaut augmente tout aussi bien que la charge diminue.

Toutefois quoique cette méthode soit fiable et très fine comme mentionnée auparavant il est bon de détailler certaines difficultés. L'inconvénient de cette méthode, c'est qu'elle nécessite un temps très important en calcul, des moyens énormes pour le stockage des données et une grande patience. Pour donner une idée, pour notre cas avec un pas de calcul de

0.0001 s et un temps d'acquisition de 4 s et un processeur i7, le temps imparti à une seule simulation nécessite une durée entre 36 et 48 h et un espace mémoire de 76 giga octets. Comme perspectives on propose d'étudier l'excentricité dynamique et l'excentricité mixte.

---

## Références

- [1] S. Bachir, "*Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*", Thèse de Doctorat, Université de Poitier, France, 2003.
- [2] A. Abed, "*Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone*", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, France, Mars 2002.
- [3] N. Halem, "*Étude et simulation du modèle multi-enroulements de la machine asynchrone*", Mémoire d'Ingéniorat, Université de Biskra, Algérie, Juin 2007.
- [4] B. Vaseghi, "*Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spores modélisation-réduction du courant de défaut*", Thèse de Doctorat, Université de Nancy, France, 2009.
- [5] 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.
- [6] A. Ghoggal, "*Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : modèle dédié à la détection des défauts*", mémoire de magister, Université de Batna ,2005.
- [7] M. Sahraoui "*Contribution à l'étude du diagnostic de la machine asynchrone*", mémoire de Magistère, Université Mohamed Khider Biskra 2003.
- [8] J. C. Sabonnadière, J. L. Coulomb "*Calcul des champs électromagnétiques*", Techniques de l'Ingénieur, D3020.
- [9] 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.

## Annexe

### *Caractéristiques de la machine asynchrone triphasée à cage*

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

<b><i>Géométrie et bobinage</i></b>	
<b>Générale</b>	
Epaisseur d'entrefer	$g = 0.3 \text{ mm}$
Longueur du paquet de tôles	$l = 55 \text{ mm}$
<b><i>Stator</i></b>	
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
<b><i>Rotor (cage d'écureuil)</i></b>	
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	$D_{arbre} = 27.94 \text{ mm}$