

*République Algérienne Démocratique Et Populaire
Ministère De L'enseignement Supérieure Et De La Recherches Scientifique*

Université Mouloud MAMMERIE de Tizi-Ouzou



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Études

De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par

AIT BELKACEM DYHIA

AIT ALI SALIMA

Thème

**ETUDE PAR ELEMENTS FINIS D'UN MOTEUR
ASYNCHRONNE A CAGE D'ECUREUIL**

Mémoire soutenu publiquement le 21/09/2017 devant le jury composé de :

Melle Nadia KECILI

Maître Assistant classe B, U.M.M.T.O, Présidente

Melle Nadia RADJA

Maître Assistant classe A, U.M.M.T.O, Encadreur

Mme Rachida SARAOUI

Maître Assistant classe A, U.M.M.T.O, CO-Encadreur

Mme Selma CHERIF

Maître Assistant classe B, U.M.M.T.O, Examinatrice

Mme Malika IMADOUCHE

Maître de conférences classe B, U.M.M.T.O, Examinatrice

REMERCIEMENTS

Nous remercions et nous rendons grâce tout d'abord à « ALLAH » tout puissant de nous avoir donné la santé et le courage de mener à bon terme ce travail.

Comme nous tenons à adresser tout autres reconnaissances et notre gratitude à :

** M^{me} Nadia Radja et Saraoui Rachida notre promotrices , de nous avoir encadré, Suivi et orienté tout au long de notre travail.*

**Nous remercions d'avance, les membres du jury d'avoir accepté d'examiner notre travail.*

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

A tous les enseignants qui ont contribué à notre instruction.

Dédicaces

*Pour que ma réussite soit complète, je la partage avec toutes
les personnes que j'aime.*

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes très chers parents pour leur amour et pour le courage et
la volonté qu'ils m'ont inculqué ;*

A mes adorables frères et sœurs : Nourdine

et Massiouane ;

A toute la famille ;

A ma collègue de travail Salima ;

A tous mes amis et collègues sans exception ;

A tous ceux qui m'aiment ; et tous ceux que j'aime.

DYHIA

Dédicaces

*Pour que ma réussite soit complète, je la partage avec toutes
les personnes que j'aime.*

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes très chers parents pour leur amour et pour le courage et
la volonté qu'ils m'ont inculqué ;*

*A mes adorables frères et sœurs : Amina, Hanafi, Amer,
et Ramedane;*

A toute la famille ;

A ma collègue de travail Dyhia ;

A tous mes amis et collègues sans exception ;

A tous ceux qui m'aiment ; et tous ceux que j'aime.

SALIMA

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralités	3
I.3 Constitution de la machine asynchrone	3
I.3.1 Stator	4
I.3.2 Rotor	5
I.3.3 Organes mécanique	7
I.4 Principe de fonctionnement	7
I.5 Différentes caractéristique de la machine asynchrone.....	8
I.6 Bilan de puissance	10
I.6.1 Puissance électrique absorbé.....	10
I.6.2 Puissance transmise au rotor.....	10
I.6.3 Puissance mécanique	10
I.6.4 Puissance utile	11
I.7 Etude statique des défaillance de la machine asynchrone	12
I.7.1 Défaillance au stator	14
I.7.2 Défaillance au rotor	18
I.8 Méthode de surveillance de surveillance de diagnostic de la machine.....	21
I.9 Conclusion	Erreur ! Signet non défini. 21
 Chapitre II : Modélisation électromagnétique et formulation élément	
II.1 Introduction.....	22
II.2 Les équations de Maxwell.....	22
II.3 Relations constitutives du milieu.....	24
II.4 Loi d'Ohm.....	25
II.5 Relation de passage.....	25
II.6 équation de continuité.....	26
II.7 Hypothèse simplificatrice des états quasi-stationnaires.....	26
II.8 Equation de Maxwell simplifiées.....	28
II.9 Formulation du problème électromagnétique	28

II.10	Modèle magnétostatique	29
II.11	Modèle magnétodynamique.....	30
II.12	Méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles.....	32
II.12.1	Principe de la méthode des éléments finis.....	32
II.12.2	les principales étapes de construction d'un modèle éléments finis.....	33
II.13	Condition aux limites.....	33
II.13.1	Condition de Dirichlet.....	33
II.13.2	Condition de Neumann.....	34
II.13.3	Condition mixte (Dirichlet et Neuman)	34
II.14	Discrétisation et approximation.....	34
II.15	Formulation éléments finis des équations électromagnétiques.....	36
II.15.1	Formulation intégrale.....	36
II.15.1.1	Approche variationnelle.....	37
II.15.1.2	Résidus pondérés.....	37
II.16	Formulation éléments finis du modèle magnétodynamique cartésien.....	38
II.17	Méthodes de résolution des systèmes algébriques.....	39
II.18	Conclusion.....	40

Chapitre III : Etude d'un défaut d'une cassure d'une barre du rotor dans une machine asynchrone

III.1	Introduction.....	41
III.2	Présentation du logiciel FEMM.....	41
III.2.1	Pré-processeur.....	41
III.2.2	Le processeur.....	42
III.2.3	Le post processeur.....	42
III.3	Etape de mise en œuvre du problème sous FEMM.....	42
III.4	Présentation de la machine étudiée	43
III.5	Distribution du bobinage simple couche.....	45
III.6	Exploitation des résultats.....	46
III.6.1	Machine asynchrone saine	46
III.6.1.1	Fonctionnement à vide ($g=0$)	46
III.6.1.2	Fonctionnement en charge ($g=0.4$)	47
III.6.1.3	Fonctionnement à rotor bloqué ($g=1$)	49

III.6.2 Machine asynchrone en présence de défaut.....	51
III.6.2.1 Fonctionnement à vide ($g=0$)	51
III.6.2.2 Fonctionnement en charge ($g=0.4$)	52
III.6.2.3 Fonctionnement à rotor bloqué ($g=1$)	54
III.7 Caractéristique couple-glissement de la machine asynchrone saine.....	56
III.8 Conclusion.....	57

Conclusion générale

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. La plus grande utilisation de cette machine est due à la standardisation, à sa grande robustesse et à son bas coût d'achat et d'entretien. En fait, elle est omniprésente dans de nombreuses applications et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, les industries chimiques, dans le transport (métro, trains, propulsion de véhicule et des navires, les ascenseurs), dans l'industrie (machines-outils, treuils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes [20].

Compte tenu de l'importance des enjeux en terme de productivité et de sécurité, le diagnostic des défauts est devenu très important dès leur naissance; parce qu'une panne dans l'un des corps constitutifs de la machine peut arrêter tout le processus de production, ce qui cause des pertes financières lourdes. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic [21].

L'étude, la conception et l'optimisation d'un système électromagnétique passe par la mise en œuvre de modèles mathématiques d'équations aux dérivées partielles spatiotemporelles aptes à représenter et à caractériser leur état de fonctionnement. Le développement et la mise en œuvre d'une telle structure mathématique traduit le concept de modélisation dont le but est d'accéder aux grandeurs locales (champs, densité de courant...) et globales (courant, flux, énergie...) nécessaires à l'analyse ou la conception des dispositifs électromagnétiques [22, 19].

Dans les dispositifs électromagnétiques, le calcul analytique des grandeurs locales (champs électromagnétiques et thermiques par exemple) et globales (forces, couples, courants, inductances) serait difficile, voir impossible à cause des Problèmes dus aux conditions aux limites, aux géométries complexes, aux non linéarités et aux interactions entre les phénomènes. Le recours aux méthodes numériques de discrétisation paraît dès lors incontournable pour la modélisation, la conception et l'optimisation. Actuellement, les méthodes numériques, et en particulier la méthode des éléments finis, sont beaucoup

utilisées pour le calcul numérique des machines électriques, du fait qu'elles présentent plusieurs avantages.

L'objectif de ce présent travail est de présenter une modélisation électromagnétique basée sur la méthode des éléments finis, d'un moteur asynchrone à cage afin de déduire la répartition de champ et de l'induction magnétique dans le cas d'une machine saine et en présence de défaut d'une cassure d'une barre rotorique pour les différentes valeurs de glissement.

Le plan de notre travail se décompose en trois chapitres :

Dans le premier chapitre nous présenterons quelques généralités théoriques relatives à la constitution et au fonctionnement de la machine asynchrone et nous citerons les différents défauts qui peuvent y exister dans les machines électriques.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation électromagnétique des machines électriques en général et la formulation éléments finis associé au problème étudié.

Le dernier chapitre sera exploité pour l'étude du comportement électromagnétique de la machine asynchrone à cage en utilisant la méthode des élément finis. La mise en œuvre de cette méthode se fera en écrivant un programme sous LUA script et qui sera exécuté en utilisant un logiciel de calcul élément finis libre FEMM (Finite Element Method Magnetics). Différents régimes de fonctionnement de la machine (à vide, en charge et à rotor bloqué) seront étudiés pour le cas sain et en présence d'un défaut d'une cassure d'une barre dans le rotor. Les courbes d'induction normale et tangentielle au niveau de l'entrefer ainsi que l'évolution de la densité de courants induits dans une barre rotorique seront illustrées. Le couple électromagnétique en fonction du glissement sera également présenté.

I.1 Introduction

La machine asynchrone est par excellence la machine la plus répandue dans l'industrie. Cet intérêt croissant est justifié par de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc. Bien que la machine asynchrone soit robuste, elle peut présenter, comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique.

Dans ce chapitre, nous présenterons donc la machine asynchrone ainsi que son principe de fonctionnement et nous passerons en revue les différents défauts qui peuvent y exister dans une machine asynchrone.

I.2. Définition

La machine asynchrone, connue également sous le nom de la machine à induction est une machine à courant alternatif dont le stator et le rotor sont mécaniquement indépendant l'un de l'autre. Les machines possédantes un rotor a cage d'écureuil, sont aussi connues sous le nom machine a cage. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent [2].

I.3. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

Ces différents éléments cités ci-dessus sont illustrés sur la figure suivante :

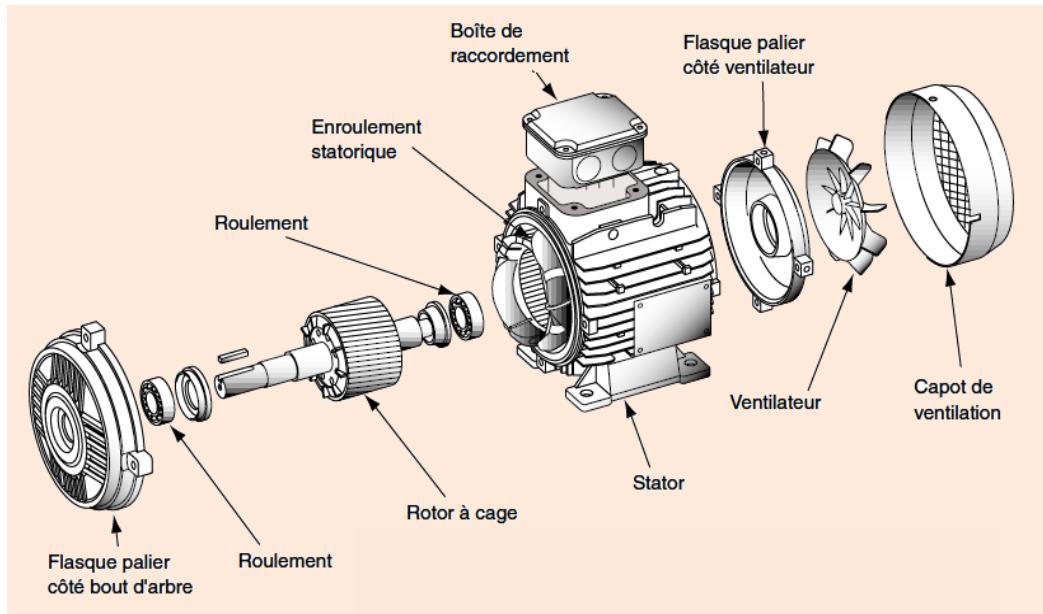


Figure I.1 : Constitution typique de la machine asynchrone [3].

I.3.1. Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.2). 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 la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

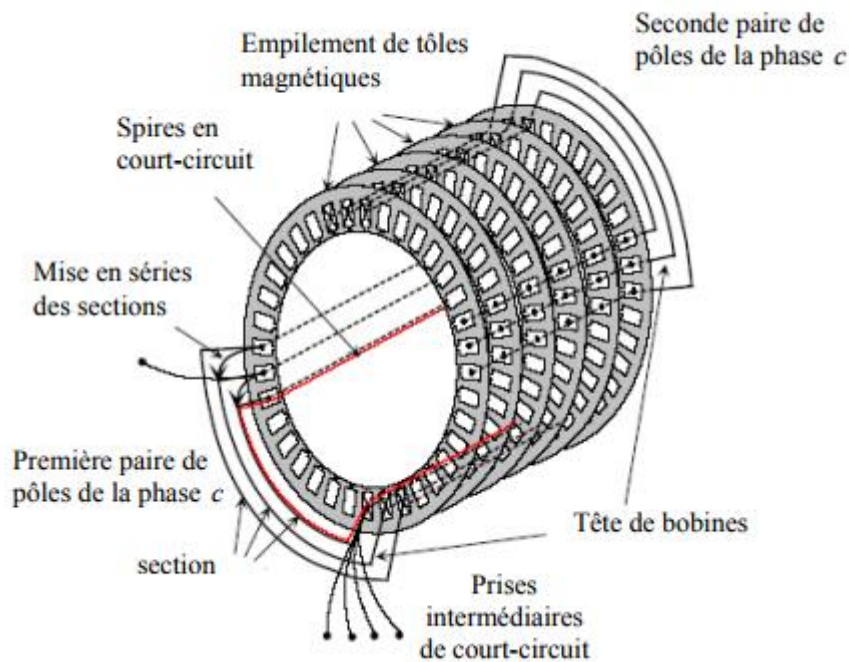


Figure I.2 :Stator[3]

I.3.2 Le rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure I.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné (figure I.4). Dans le cas du rotor à cage d'écurieil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écurieil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service [5].

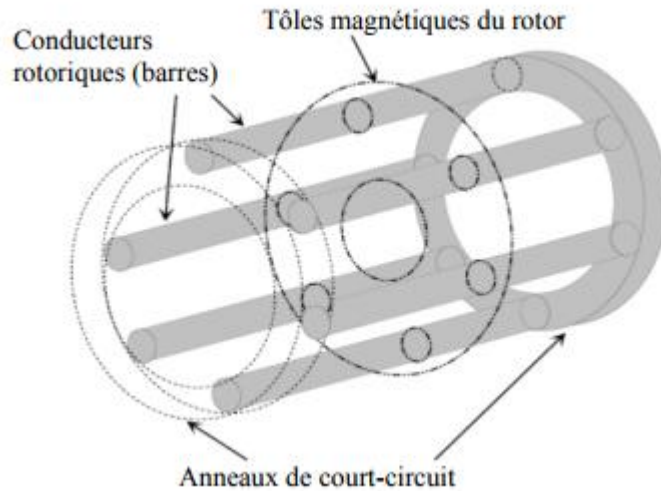


Figure I.3 : *Vue schématique du rotor à cage d'écureuil (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit) [3]*

Dans le cas de la machine asynchrone à rotor bobiné ce dernier est un cylindre plein feuilleté pourvu d'encoches régulièrement réparties sur sa face externe, ces encoches logent un bobinage triphasé de même nombre de pôles que le stator, ce bobinage est couplé en étoile sont reliés à des bagues, portées sur l'arbre de la machine sur les qu'elles frottent trois balais isolés qui permettent de fermer ce bobinage rotorique sur un rhéostat de démarrage.



Figure 1.4 : *Rotor bobiné[3]*

I.3.3 Organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance [1].

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

I.4.Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant (Figure I.5). Le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur: le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant:

$$N_1 = \frac{f \cdot 60}{P} \quad (\text{I.1})$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (N_1) diffère de celle du rotor (N),

c'est-à-dire, lorsque $N_1 \neq N$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $N_1 = N$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport :

$$g = \frac{N_1 - N}{N_1} \quad (I.2)$$

Est appelé glissement d'une machine asynchrone [4].

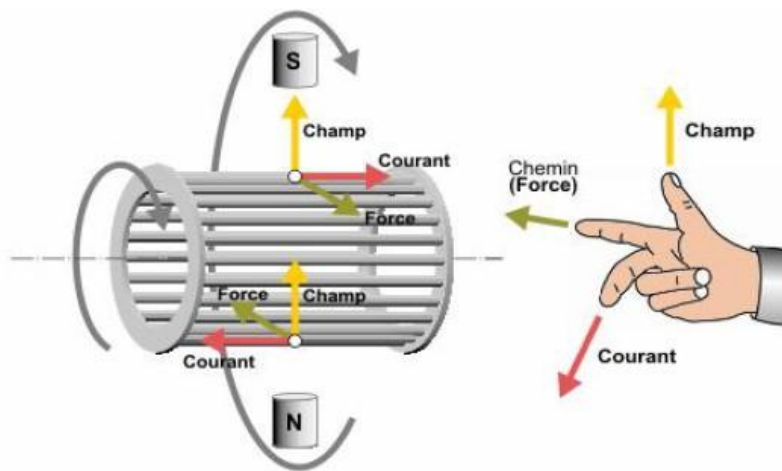


Fig I.5 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage[4]

I.5. Différentes caractéristiques de la machine asynchrone :

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique B_1 tournant à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.3)$$

Avec : $\omega_s = 2\pi f$ (I.4)

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad/s.

ω_s : Pulsation des courants alternatifs en rad/s.

p : nombre de paires de pôles.

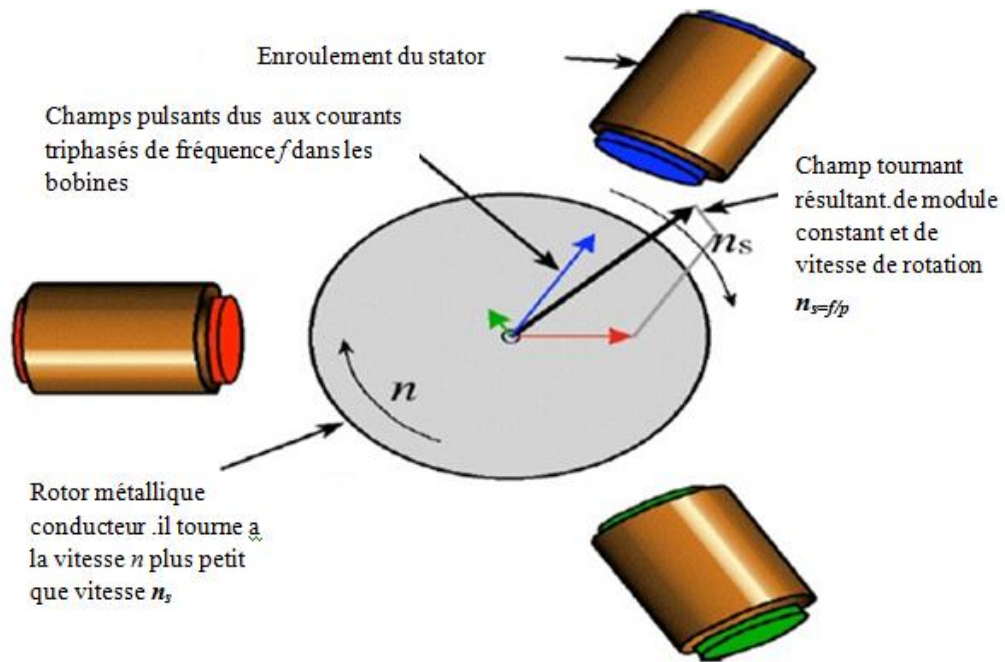


Figure I.6: Interaction rotor stator [4].

Le rotor tourne à la vitesse Ω plus petite que la vitesse de synchronisme Ω_s . On dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant.

Ce glissement g va dépendre de la charge

$$g = \frac{N_1 - N}{N_1} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I.5)$$

N_1 : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr/s).

N : vitesse de rotation du rotor (tr/s).

$$\Omega_s = 2\pi N_1 \quad (I.6)$$

Et

$$\Omega = 2\pi N/60 \quad (I.7)$$

I.6. Bilan de puissance

Le moteur asynchrone absorbe une puissance électrique triphasée. Une partie de cette puissance est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator. Par la suite le champ magnétique inducteur entraîne des pertes dans le fer, par hystérésis et par courant de Foucault. Le reste de la puissance absorbée est transmis au rotor à travers l'entrefer, la majeure partie de cette puissance est alors utilisée pour produire une puissance électromagnétique, tandis que la présence d'un courant induit dans le rotor provoque des pertes par effet Joule dans le rotor.

La puissance électromagnétique fournie par le stator est responsable de la mise en mouvement du rotor, qui produit la puissance mécanique utile qui sera par la suite transmise à la charge par le biais d'un arbre de transmission ou d'une courroie. Toutefois dans le mouvement du rotor, une partie de la puissance est perdue par divers mécanismes de frottement c'est ce qu'on appelle les pertes rotationnelles.

I.6.1. Puissance électrique absorbée

Lorsque le moteur est connecté à un réseau triphasé, il absorbe une puissance absorbée P_a donnée par la relation suivante :

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (I.7)$$

U : la tension d'alimentation [V] ;

I : courant absorbé [A] ;

$\cos \varphi$: facteur de puissance du moteur.

I.6.2. Puissance transmise au rotor

La puissance transmise au rotor est la puissance du champ magnétique tournant, que l'on appelle aussi puissance électromagnétique.

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (I.8)$$

I.6.3. Puissance mécanique

Le couple électromagnétique C_{em} entraîne le moteur à la vitesse Ω , il lui communique de la puissance mécanique totale :

$$P_m = C_{sm} \cdot \Omega = P_{tr} \cdot \frac{\Omega}{\Omega_s} = P_{tr} \cdot (1-g) \quad (I.9)$$

Avec :

P_m : puissance mécanique [W] .

P_{tr} : puissance transmise au rotor [W] .

P_{jr} : pertes par effet joule au rotor [W] .

P_{js} : pertes par effet joule au stator [W]

P_{fr} : pertes fer au rotor [W].

I.6.4. Puissance utile P_u

De la puissance mécanique on soustrait les pertes mécanique P_m , pour arriver à la puissance utile.

$$P_u = P_m - P_{mc} \quad (I.10)$$

Avec :

P_u : puissance utile [W] ;

P_m : puissance mécanique [W] ;

P_{mc} : pertes mécanique [W].

Le bilan des puissances permet de tracer le diagramme de puissance (*Figure I.7*). Lorsque le moteur est branché sur le réseau, le glissement en fonctionnement normal est faible. La fréquence $f_r = g f_s$ des courants rotoriques est beaucoup plus petite que celle des courants statorique f_s , et les pertes ferromagnétiques au rotor sont alors négligeables. Par contre, quand le moteur est alimenté par un convertisseur électrique, ces pertes interviennent beaucoup plus.

Le bilan des puissances décline toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine électrique jusqu'à la puissance utile de nature mécanique.

Le bilan, peut être résumé à l'aide schéma suivant :

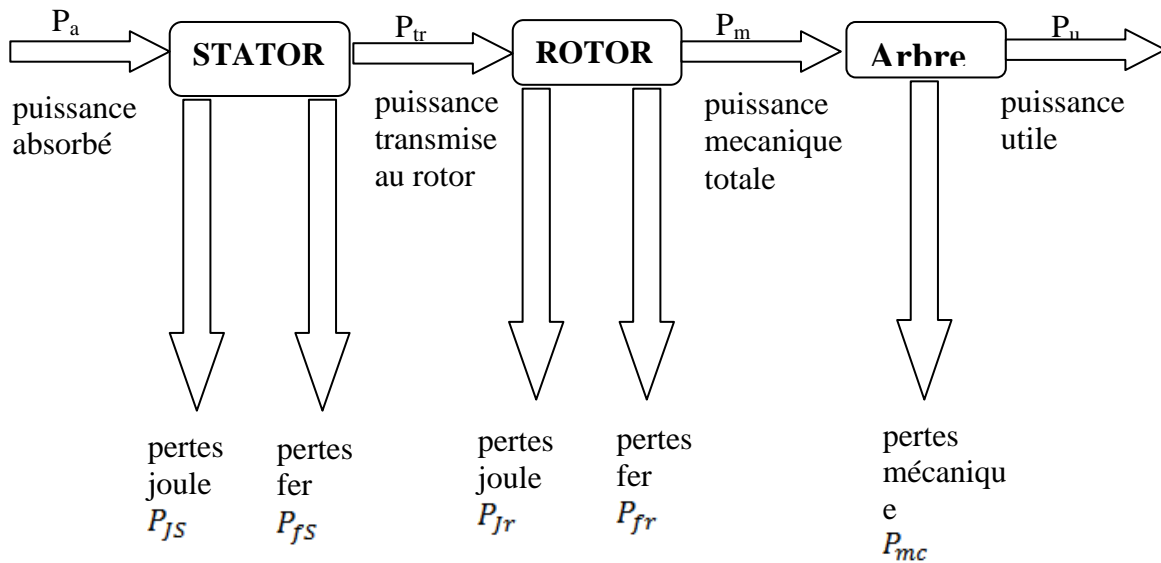


Figure I.7 : Diagramme des puissances

I.7. Etude des défaillances de la machine asynchrone

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

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance Allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance

(de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants [3] :

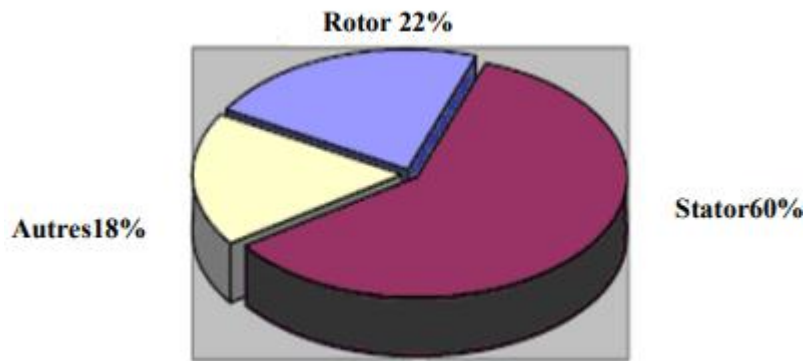


Figure 1.8 : Proportion des défauts [3]

La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est présentée sur la figure (I.9)

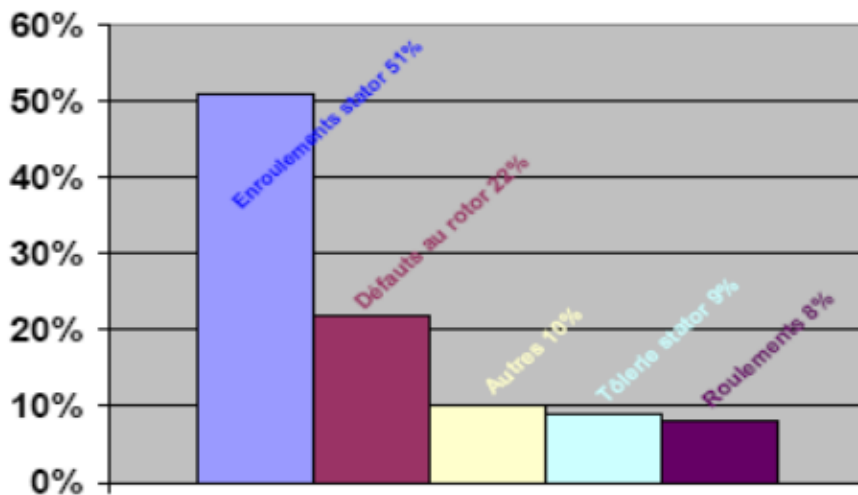


Figure I.9 : Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances [3]

Une autre étude statistique faite sur des machines de grandes puissances (de 100 kW à 1 MW) donne des résultats qui sont présentés sur la figure (I.10).

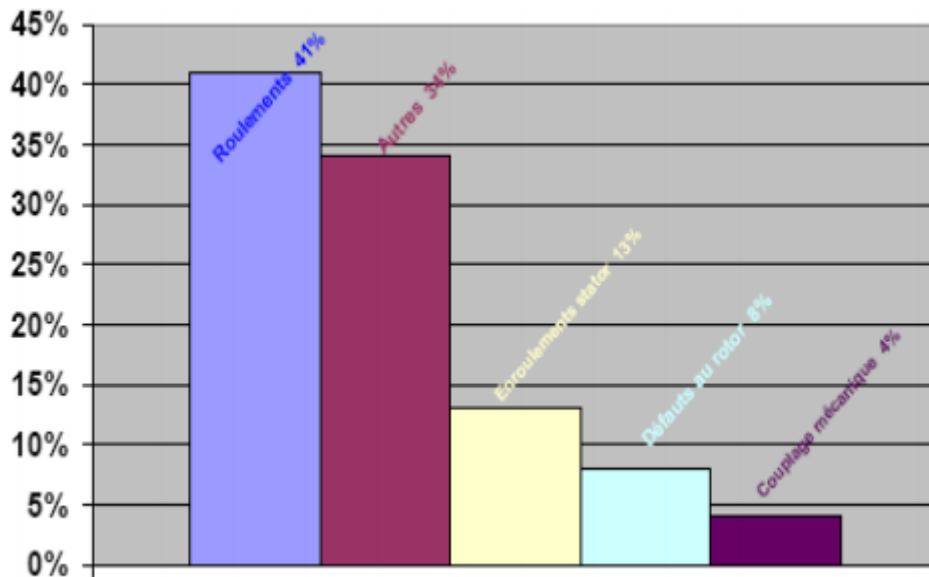


Figure I.10 : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances[4]

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux *roulements* [3].

I.7.1 Défaillances au stator

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème thermique (surcharge), électrique (diélectrique), mécanique (bobinage,) et environnemental (agression,...etc.).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit [05]:

- **Défauts d'isolant dans un enroulement**

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits.

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

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

• **Court-circuit entre spires**

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

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

• **Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

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

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

- **Court-circuit phase/bâti**

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

Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels). En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas.

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

- **Circuit ouvert sur une phase**

Un circuit ouvert dans une phase a des conséquences moins graves qu'un court-circuit. L'ouverture d'une des phases ne fait pas circuler de courant de faute et ne pose donc pas de problème d'échauffement pouvant détériorer le reste de la machine. De même, un circuit ouvert ne crée pas de couple résistant lorsqu'un champ variable est appliqué à la bobine. Le seul problème est donc la perte d'une phase et donc de production de couple. Dans le cas d'un moteur triphasé alimenté par un onduleur à trois bras, la seule manière de pouvoir assurer un minimum de fonctionnement est de piloter les deux phases restantes, c'est-à-dire avec un fonctionnement équivalent à une machine à une phase. Le problème vient alors des ondulations de couple importantes et du fait de ne pas pouvoir assurer un service nécessitant des changements de sens de rotation et des phases marche/arrêt fréquentes (passage par une vitesse nulle) [6, 7, 8].

Ces différents défauts sont donnés sur la Figure I.11.

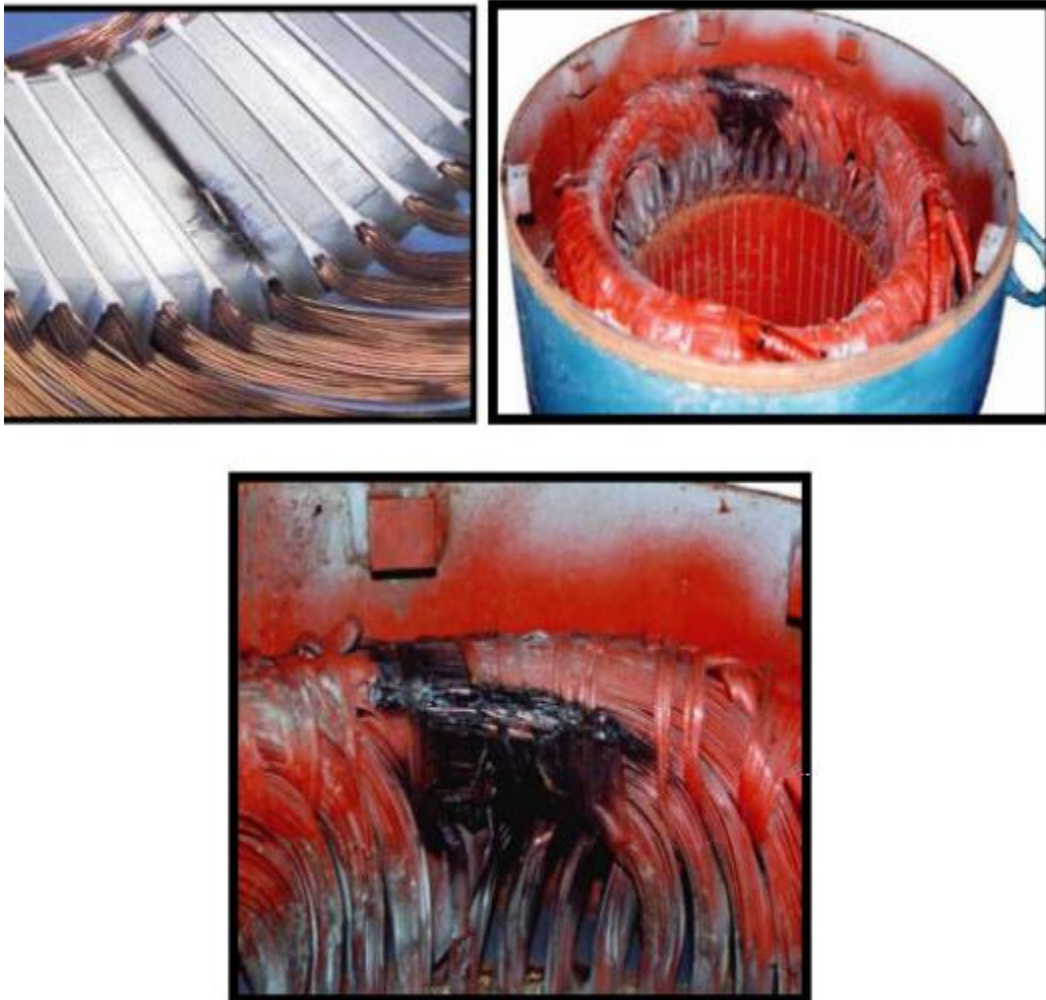


Figure I.11 : Exemple de dégâts provoqué par les défauts de court-circuits statorique[9].

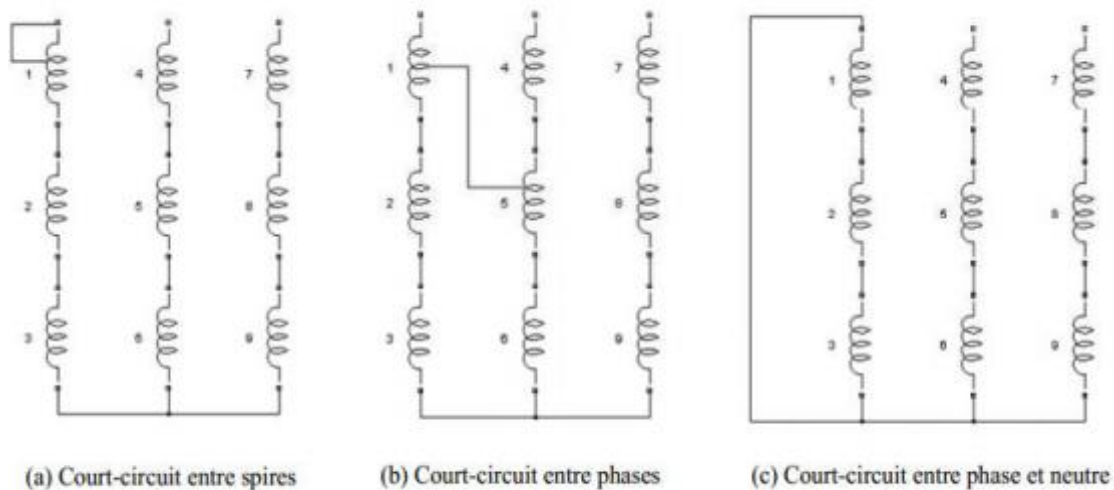


Figure I.12 : Représentation de court-circuit entre spire, entre phases, phase et terre

- **Déséquilibre d'alimentation**

Le fonctionnement des moteurs asynchrones sous une tension d'alimentation déséquilibrée a longtemps suscité un grand intérêt dans la littérature. En effet, il existe encore de très nombreuses applications où la machine est directement connectée au réseau électrique. Le déséquilibre existant dans l'alimentation laisse un défaut naissant quasiment imperceptible. Ceci rend le diagnostic des défauts, aussi bien statorique que rotorique, difficile voire impossible.

- **Défauts de circuit magnétique**

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

I.7.2 Défaillances au rotor

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

- **Ruptures de barres**

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

- **Ruptures d'anneaux**

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

- **Défaut de roulements**

Les roulements dans les machines électriques sont, en général, composés d'une bague interne, d'une bague externe, d'un organe de roulement (constitué le plus souvent de billes maintenues dans une cage ou de rouleaux) ainsi que d'un dispositif de lubrification. Les défauts de roulement, qui représentent une part non négligeable des défauts survenant dans les machines électriques, [9].

- **Défauts d'excentricité**

Un défaut d'excentricité dans une machine électrique correspond à un décentrement du rotor par rapport au stator, entraînant une variation de l'entrefer. Il existe trois types de défaut d'excentricité :

- **l'excentricité statique** (Figure 1.13a) correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor reste fixe mais ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator.

- **l'excentricité dynamique** (Figure 1.13b) correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor n'est pas fixe mais tourne autour de l'axe de symétrie du stator.
- **l'excentricité mixte** (Figure 1.13c) qui est une combinaison d'excentricités statique et dynamique.

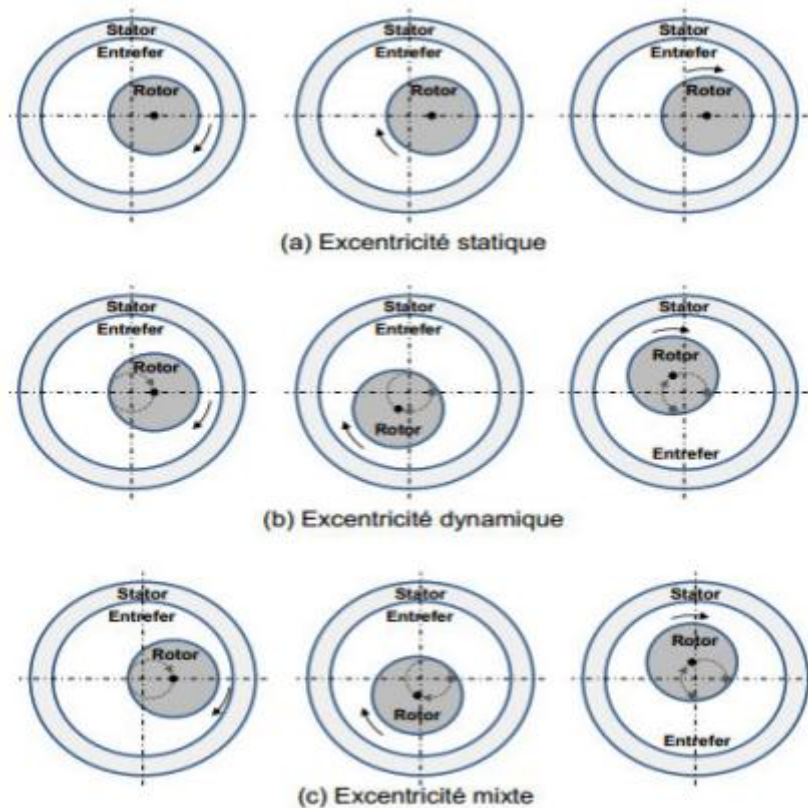


Figure I.13 : Différents types d'excentricité dans les machines électriques

I.8 Méthodes de surveillance et de diagnostic de la machine asynchrone

La maintenance nécessite de connaître les régimes de fonctionnement des systèmes alors que la surveillance donne une réponse aux besoins d'information de la maintenance dans le but de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic s'intègre à la surveillance en ayant pour objectif de déterminer les causes de dysfonctionnement.

La surveillance et le diagnostic des défauts nécessitent d'obtenir des symptômes caractéristiques du fonctionnement de l'entraînement surveillé et de les analyser pour en

déduire l'état du système. L'établissement des symptômes se fait souvent en référence à la connaissance du comportement sain dont on dispose.

La forme et la méthode de génération des symptômes sont tributaires de la forme prise par cette connaissance. Par exemple si le fonctionnement défaillant est mis en évidence par l'apparition des nouvelles raies spectrales dans une grandeur électrique, une analyse en traitement de signal permettra une acquisition des symptômes.

Le mode de traitement des symptômes dépend de leur type mais aussi de la forme prise de la connaissance.

Traditionnellement, les symptômes du défaut sont recherchés dans les signaux mesurés: ce sont les méthodes reposant sur une approche signal. Elles traitent en grande partie des informations issues de l'expérience. Les méthodes de surveillance et de diagnostic mises en œuvre s'orientent donc naturellement sur l'analyse du signal (sans ajout de capteur).

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi une description de la machine asynchrone et sa structure ainsi que son principe de fonctionnement ; par la suite les différents défauts qui peuvent y exister dans la machine ont été également présentés et ainsi que les méthodes de leur diagnostic ont été citées brièvement. Dans le chapitre suivant, nous présenterons la modélisation électromagnétique et la formulation éléments finis dans les machines électriques en général.

II.1 Introduction

Tous les phénomènes électromagnétiques sont régis par des équations aux dérivées partielles, ces phénomènes se trouvent dans les régions de géométrie très variée (transformateurs, machines,...). Pour résoudre ces équations, on doit choisir une méthode de résolution analytique ou numérique. De nombreuses méthodes numériques et analytiques ont été développées, ces dernières sont basées sur des hypothèses simplificatrices deviennent insuffisantes dès que la complexité de la géométrie s'accroît. La résolution de tels problèmes nécessite de recourir à une méthode numérique qui s'est développée depuis l'avènement de l'informatique elle détermine une solution approchée sur un domaine spatial à partir d'une discrétisation du domaine d'étude sur lequel les équations de Maxwell sont résolues. L'utilisation de la méthode des éléments finis est aujourd'hui courante et son utilisation est très répandue et elle est très sollicitée. Ce travail consiste à établir à partir des équations de Maxwell, les équations aux dérivées partielles régissant les phénomènes électromagnétiques dans la machine étudiée. Par la suite on présentera la méthode des éléments finis et son application à la modélisation électromagnétique d'une machine asynchrone et ses principales étapes de mise en œuvre.

II.2 Les équations de Maxwell

Tous les Phénomènes électromagnétiques généralement étudiés sont régis par les équations aux dérivées partielles de Maxwell auxquelles il faut rajouter les relations du milieu considéré, les conditions d'interfaces et les conditions aux limites [10].

- **Equation de Maxwell-Faraday**

Cette équation traduit le phénomène fondamental d'induction électromagnétique, où toute variation du champ magnétique dans le temps génère un champ électrique.

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

Avec

\vec{E} : Champ électrique $[V/m]$.

\vec{B} : Induction magnétique $[T]$.

- **Equation de Maxwell-Ampère**

Cette équation exprime que la présence du champ magnétique \vec{B} est due à l'existence de courants électriques (densité \vec{J}_c) et à la dépendance au temps du champ électrique \vec{E} .

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

Avec

\vec{D} : Induction électrique $[C/m^2]$.

\vec{H} : Champ magnétique $[A/m]$.

\vec{J}_c : Densité du courant électrique $[A/m^2]$.

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité du courant de déplacement $[A/m^2]$.

t : Temps $[s]$.

- **Equation de conservation de flux magnétique**

Le flux du champ magnétique à travers une surface fermée est nul, le champ magnétique est conservatif.

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

- **Equation de Maxwell-Gauss**

Cette équation décrit comment un champ électrique est généré par des charges électriques, le champ électrique est orienté des charges positives vers les charges négatives.

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

Avec

ρ : Densité volumique de charges électriques libres $[\text{C}/\text{m}^3]$.

II.3 Relations constitutives du milieu

Les relations du milieu expriment le lien entre les vecteurs champs magnétiques et induction magnétique à travers une perméabilité magnétique d'une part et la relation qui existe entre le vecteur champ électrique et l'induction électrique à travers une permittivité. Ces relations sont données ci-après :

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

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

Avec :

\vec{B}_r : Induction magnétique rémanente $[\text{T}]$.

$\mu = \mu_0 \mu_r$: Perméabilité magnétique du matériau considéré $[\text{H}/\text{m}]$.

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [\text{H}/\text{m}]$

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu.

$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$: Permittivité électrique $[\text{F}/\text{m}]$.

ε_0 : Permittivité électrique du vide $\left(\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} [\text{F}/\text{m}] \right)$.

ε_r : Permittivité électrique relative du milieu.

II.4 Loi d'Ohm

La loi d'Ohm exprime la relation entre la densité de courant et le champ électrique dans un milieu donnée :

- Dans un milieu statique avec courant source

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

- Dans un milieu en mouvement avec courant source

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} + \vec{v}_d \times \vec{B} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

σ : Conductivité électrique $[\text{S}/\text{m}]$.

\vec{J}_s : Densité de courant source $[\text{A}/\text{m}^2]$.

$\sigma \vec{E}$: Densité de courant résultant du champ électrique $[\text{A}/\text{m}^2]$.

\vec{v}_d : Vecteur de vitesse de déplacement du rotor $[\text{m}/\text{s}]$;

$\sigma \vec{v}_d \times \vec{B}$: Densité de courant résultant du mouvement $[\text{A}/\text{m}^2]$.

II.5 Relation de passage

Les champs de vecteur électriques et magnétiques des différents milieux sont liés à l'interface par les relations de continuité.

Soit M_1 et M_2 deux milieux et soit \vec{n} le vecteur normal à la surface du milieu M_1 vers le milieu M_2 [11]

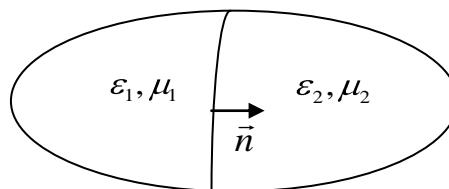


Fig II.1 : Interface entre deux milieux.

Les relations de passage à l'interface de passage, entre deux milieux de propriétés différentes, s'écrivent alors :

$$\left(\vec{B}_1 - \vec{B}_2 \right) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$\left(\vec{E}_1 - \vec{E}_2 \right) \times \vec{n} = 0 \quad (\text{II.10})$$

$$\left(\vec{D}_1 - \vec{D}_2 \right) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (\text{II.11})$$

$$\left(\vec{H}_1 - \vec{H}_2 \right) \times \vec{n} = K_s \quad (\text{II.12})$$

Avec :

ρ_s : Densité surfacique de charge ;

K_s : Densité surfacique de courant ;

Les équations (II.9) et (II.10) expriment successivement la continuité de la composante normale de l'induction magnétique et de la composante tangentielle du champ électrique. Les équations (II.11) et (II.12) indiquent, quant à elles, la discontinuité de la composante normale de l'induction électrique et de la composante tangentielle du vecteur champ magnétique [11].

II.6 équation de continuité

L'équation de continuité est une équation qui est décrite à partir de la deuxième et la quatrième équation de maxwell. On applique à la deuxième équation de maxwell la divergence on obtient :

$$\text{div} \left(\vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) = \text{div} \vec{J}_c + \frac{\partial}{\partial t} \text{div} \vec{D} = 0 \quad (\text{II.13})$$

D'après la quatrième équation de maxwell ($\text{div} \vec{D} = \rho$) on aboutie à l'équation de continuité suivante :

$$\text{div} \vec{J}_c + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.14})$$

La densité de courant est créée par le déplacement des charges électriques. Cette relation exprime le fait que les charges électrique sont conservées.

II.7 Hypothèse simplificatrice des états quasi-stationnaires

Les phénomènes électromagnétiques sont globalement décrits par les équations (II.1-4), dans la plupart des cas on ne peut pas résoudre directement, les formulations peuvent être modifiées selon la nature de système étudié et parfois certaines grandeurs deviennent négligeables. C'est pour cette raison que, des simplifications peuvent être apportées. Si on considère que les phénomènes étudiés relèvent du domaine quasi-statique ou magnétodynamique à des fréquences inférieures à 10^{12} Hz, les courants de déplacement sont négligeables devant les courants de conduction. Ceci se traduit par :

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \ll \vec{J}_c \quad (\text{II.15})$$

Dans le cadre du système étudié, on peut considérer que les charges volumiques sont négligées [19]. On considère aussi que les termes $\sigma \nabla \times \vec{B}$ est négligeable devant $\sigma \vec{E}$, la loi d'Ohm dans ces conditions s'écrit :

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} \quad (\text{II.16})$$

II.8 Equation de Maxwell simplifiées

Après l'utilisation des hypothèses simplificatrices, les équations de Maxwell deviennent alors :

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Loi de Faraday} \quad (\text{II.17})$$

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J}_c \quad \text{Théorème d'Ampère-Maxwell} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad \text{Loi de conservation de flux} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad \text{Théorème de Gauss} \quad (\text{II.20})$$

II.9 Formulation du problème électromagnétique

On ne peut pas résoudre directement les équations précédentes du fait qu'elles contiennent beaucoup d'inconnues. Leur résolution numérique passe par un choix de variables d'états qui dépend particulièrement de la géométrie des structures (dispositifs) et du type du problème de champ (électrique ou magnétique) à étudier.

D'après la troisième équation de Maxwell on trouve :

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \Rightarrow \exists \vec{A} / \vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A} \quad (\text{II.21})$$

On remplace (II.21) dans la première équation de Maxwell on trouve :

$$\operatorname{rot} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \Rightarrow \exists V / \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\operatorname{grad} V \quad (\text{II.22})$$

Donc :

$$\vec{E} = -\operatorname{grad} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

\vec{A} : Potentiel vecteur magnétique [m].

V : Potentiel scalaire électrique [V].

II.10 Modèle magnétostatique

Un problème magnétostatique à pour but de déterminer la distribution du champ magnétique \vec{H} et de l'induction magnétique \vec{B} au sein d'un système soumis à une excitation. Cette excitation peut provenir de la présence d'un aimant permanent ou une densité de courant circulant dans un inducteur dont la distribution est parfaitement connue. En magnétostatique le champ magnétique produit par les sources de courant et indépendant du temps d'où le terme $\left(\frac{\partial}{\partial t} = 0 \right)$, on aura donc :

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

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

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

La combinaison des équations (II.24), (II.25) et (II.21) on aura:

$$\operatorname{rot} \left(\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \vec{A} \right) = \vec{J}_s \quad (\text{II.27})$$

L'équation (II.27) représente l'équation magnétostatique en termes de potentiel vecteur magnétique.

- **En Coordonnées cartésiennes**

Le problème étudié est à trois dimension (3D) et en supposant que la machine est suffisamment longue pour considérer que le champ magnétique \vec{H} est invariant (constant) suivant l'axe oz, le problème peut être ramené à un problème à deux dimensions (2D). Sous cette hypothèse le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J}_s n'ont plus qu'une seule composante suivant l'axe oz : $\vec{A} = \langle 0, 0, A_z \rangle$, $\vec{J}_s = \langle 0, 0, J_{sz} \rangle$.

Le plan d'étude étant (x,y), en coordonnées cartésiennes l'équation(II.27) s'écrit :

$$-\left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] = J_{sz} \quad (\text{II.28})$$

Cette équation est une équation aux dérivées partielles(EDP) en coordonnées cartésiennes d'un modèle magnétostatique bidimensionnel.

En considérant les propriétés physiques linéaires l'équation (II.28) s'écrit de la manière suivante :

$$-\left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] = \mu J_{sz} \quad (\text{II.29})$$

II.11 Modèle magnétodynamique

Dans ce cas, les variations des grandeurs par rapport au temps ne sont pas nulles, l'équation que nous allons établir s'applique aux dispositifs électromagnétiques dans lesquelles il ya présence des courants induits provenant $\left(\frac{\partial}{\partial t} \neq 0\right)$.

En négligeant les courants de déplacement $\left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0\right)$. La densité du courant de conduction

est donné par :

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

\vec{J}_c : Densité de courant de conduction $\left[\text{A}/\text{m}^2\right]$.

\vec{J}_s : Densité de courant de source $\left[\text{A}/\text{m}^2\right]$.

$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$: Densité de courant induit $\left[\text{A}/\text{m}^2\right]$.

La combinaison des équations (II.17), (II.18) et (II.30), nous donne l'équation aux dérivées partielles suivante:

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{II.31})$$

C'est l'équation magnétodynamique en régime transitoire en termes de potentiel vecteur magnétique.

En régime harmonique, le terme $\left(\frac{\partial}{\partial t} = j\omega\right)$ et l'équation (II.31) devient :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) + j\omega \sigma \vec{A} = \vec{J}_s \quad (\text{II.31})$$

- **En coordonnée cartésiennes**

Le plan d'étude étant (x,y) et le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J}_s n'ont plus qu'une seule composante suivant l'axe oz : $\vec{A} = \mathbf{0}, A_z$, $\vec{J}_s = \mathbf{0}, J_{sz}$.

En coordonnées cartésiennes, l'équation magnétodynamique en terme de potentiel vecteur magnétique en régime harmonique s'écrit :

$$-\left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] + j\omega\sigma A_z = J_{sz} \quad (\text{II.32})$$

II.12 Méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles

Pour résoudre ces équations, on doit choisir une méthode de résolution analytique ou numérique. Notre choix se porte sur les méthodes de résolution numériques qui sont beaucoup plus précises que les méthodes analytiques qui ont le mérite d'être efficace mais elle reste tout de même limitées en terme de précision. L'utilisation des méthodes numérique de discrétisation pour la résolution des équations mathématiques d'études, compte tenu des conditions aux limites, à celle d'un système d'équations algébriques dont la résolution donne les valeurs et la distribution des grandeurs recherchées. Parmi ces méthodes on trouve la méthode de différences finies, la méthode des volumes finis et la méthode des éléments finis [13]. Dans notre étude on utilisera la méthode des éléments finis.

II.12.1 Principe de la méthode des éléments finis

Le principe de la méthode des éléments finis est basé sur une formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites. Le principe bien connu de la méthode des éléments finis est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments pour transformer les systèmes d'équations aux dérivées partielles en un système matriciel d'équations dont la résolution fournit une solution approchée du problème [14]. Toute les méthodes d'approximation ont un même objectif, remplacer un problème mathématique discret (équation matricielle) dimension finie que l'on sait résoudre numériquement.

II.12.2 les principales étapes de construction d'un modèle éléments finis

Les principales étapes de la mise en œuvre de la méthode des éléments finis sont les suivantes :

- Discrétisation du milieu continu en sous domaines.
- Construction de l'approximation nodale par sous domaine.
- Calcul des matrices élémentaires correspondant à la forme intégrale du problème.
- Assemblage des matrices élémentaires.
- Prise en compte des conditions aux limites ;
- Résolution du système d'équations.

II.13 Condition aux limites

La résolution des équations aux dérivées partielles passe d'abord par la connaissance des conditions aux limites, généralement on rencontre trois types de conditions aux limites :

II.13.1 Condition de Dirichlet

La condition aux limites Dirichlet impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière extérieure du domaine de résolution [15].

$$G(A) = A_0 \quad (\text{II.33})$$

Avec :

G : Opérateur différentiel ;

A_0 : La valeur de la fonction inconnue.

II.13.2 Condition de Neumann

C'est une condition qui nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine étudié. Elle est utilisée dans le cas où le système à étudier présente des plans de symétrie.

$$\left. \frac{\partial G(A)}{\partial n} \right|_{\Gamma} = A_0 \quad (\text{II.34})$$

II.13.3 Condition mixte (Dirichlet et Neuman)

Appelé aussi condition de Cauchy, c'est une combinaison des deux conditions.

$$aG(A) + b \left. \frac{\partial G(A)}{\partial n} \right|_{\Gamma} = A_0 \quad (\text{II.35})$$

Avec :

A_0 : La valeur de l'inconnue sur la frontière.

a, b : Coefficient défini sur le domaine d'étude.

II.14 Discrétisation et approximation

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petites sous régions appelées éléments finis constituant le maillage. Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par une simple fonction appelée fonction de forme qui est continue et définie sur chaque élément seul. La forme des éléments est directement liée à la dimension du problème pour une géométrie en (2D). On utilise généralement des triangles ou des quadrilatères. Pour une géométrie en (3D) on utilise des tétraèdres, des prismes ou des hexaèdres. La discrétisation est une étape importante dans l'analyse éléments finis car la précision des résultats escomptés dépendent la méthode de discrétisation et de la finesse de cette subdivision en domaine [16], [17].

La fonction inconnue est approchée dans chaque élément par une fonction d'interpolation nodale, faisant intervenir les valeurs de l'inconnue aux nœuds de ces éléments

ainsi que les coordonnées géométriques de ces nœuds. L'inconnue A est décrite dans chaque élément e par une combinaison linéaire des valeurs A_i^e aux nœuds :

$$A^e = \sum_{i=1}^3 \alpha_i^e A_i^e \quad (\text{II.36})$$

$$\alpha_i^e \begin{cases} x_j, y_j \end{cases} = f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Dans le cas du calcul du champ dans les structures électromagnétiques, les éléments de forme triangulaire sont les plus utilisés. Cette subdivision exclusivement triangulaire du premier ordre à l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet de traiter des expressions simple. Dans le cas de l'élément triangulaire représenté sur la figure (II.2), les fonctions de pondération sont :

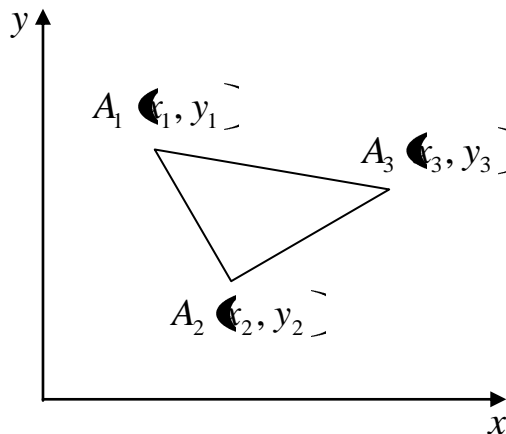


Figure II.2 : Elément triangulaire.

$$\begin{cases} \alpha_1 = \left(\frac{1}{2\Delta} \right) \begin{vmatrix} x_2 y_3 - x_3 y_2 \\ x_3 - y_3 \\ x_2 - y_2 \end{vmatrix} \\ \alpha_2 = \left(\frac{1}{2\Delta} \right) \begin{vmatrix} x_3 y_1 - x_1 y_3 \\ x_1 - y_1 \\ x_3 - y_3 \end{vmatrix} \\ \alpha_3 = \left(\frac{1}{2\Delta} \right) \begin{vmatrix} x_1 y_2 - x_2 y_1 \\ x_1 - y_2 \\ x_2 - y_1 \end{vmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Où : Δ est l'aire de l'élément.

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} x_1 & y_1 \\ x_3 & y_3 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \end{vmatrix}$$

D'où :

$$\Delta = \begin{vmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_3 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} x_1 & y_1 \\ x_3 & y_3 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \end{vmatrix}$$

II.15 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques

La méthode des éléments finis, est basée sur la substitution de la forme différentielle que représente l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites associées de la formulation intégrale de problème à étudier.

II.15.1 Formulation intégrale

La méthode des éléments finis, est plus utilisée car elle est mieux adaptée aux géométries complexes. Dans cette méthode, on cherche à exprimer une formulation intégrale basée sur l'une des deux approches suivantes :

- Variationnelle.
- Résidus pondérés.

II.15.1.1 Approche variationnelle

Le principe de la méthode, consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système étudié. Cette méthode n'est donc applicable que si on connaît une fonctionnelle équivalente au problème différentiel que l'on veut résoudre.

$$F(A) = \int_{\Omega} L d\Omega \quad (\text{II.39})$$

$$L = W_c - W_p \quad (\text{II.40})$$

Avec :

L : Le lagrangien.

W_c : Energie cinétique.

W_p : Energie potentiel.

Ω : Domaine d'étude.

II.15.1.2 Résidus pondérés

Appelée aussi méthode projective, le principe de la méthode des résidus pondérés consiste à rechercher la solution approchée du problème en partant directement des EDP exprimées sous forme intégrale par :

$$L(A) = f \text{ Sur un domaine } \Omega \quad (\text{II.41})$$

$$G(A) = g \text{ sur la frontière} \quad (\text{II.42})$$

Avec :

L : est un opérateur différentiel.

G : est un opérateur différentiel qui définit une condition à la limite.

f et g sont des fonctions respectivement définies sur Ω .

A : est une fonction inconnue (potentiel vecteur magnétique).

La méthode des résidus pondérés consiste à déterminer les valeurs du potentiel magnétique A qui permettent d'annuler l'intégrale du résidu [17]. L'expression de l'intégral du résidu est donnée par :

$$\int_{\Omega} \alpha_i \cdot R_i \cdot d\Omega = 0 \quad (\text{II.43})$$

Tel que :

$$R_i = L \left\langle \alpha_i, f \right\rangle \quad (\text{II.44})$$

Où :

R_i : Résidu de l'approximation

f : Fonction définie sur le domaine Ω

α_i : Fonction de projection ou de pondération.

II.16 Formulation éléments finis du modèle magnétodynamique cartésien

On s'intéressera de façon particulière à la formulation éléments finis de l'équation magnétodynamique en régime harmonique. L'application de la méthode de Galerkin donne :

$$\int_{\Omega} \alpha_i \left[\left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] + j\omega \sigma A_z - J_{sz} \right] dx dy \quad (\text{II.45})$$

$$\int_{\Omega} \alpha_i \left[\left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] \right] dx dy + j\omega \int_{\Omega} \alpha_i \sigma A_z dx dy = \int_{\Omega} J_{sz} \alpha_i dx dy \quad (\text{II.46})$$

En appliquant le théorème de Green à l'équation précédente, et prenant compte de la condition aux limites de type Dirichlet homogène, on aura :

$$\int_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy + j\omega \int_{\Omega} \alpha_i \sigma A_z dx dy = \int_{\Omega} J_{sz} \alpha_i dx dy \quad (\text{II.47})$$

Cette équation peut également prendre la forme suivante :

$$\int_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu} \left\langle \text{grad} \alpha_i, \text{grad} A_z \right\rangle \right] dx dy + j\omega \int_{\Omega} \alpha_i \sigma A_z dx dy - \int_{\Gamma} \alpha_i A_z dx dy = \int_{\Omega} J_{sz} \alpha_i dx dy \quad (\text{II.48})$$

Le terme $\int_{\Gamma} \alpha_i A_z dx dy$ représente les contributions de la condition aux limites imposées sur les frontières externes du domaine d'étude.

En prenant : $A_z = \sum_{j=1}^n \alpha_j A_j$ et en remplaçant dans l'équation (II.48), on obtient :

$$\int_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu} \left(\text{grad} \alpha_i \cdot \text{grad} \alpha_j \right) A_j \right] dx dy + j\omega \int_{\Omega} \alpha_i \alpha_j \sigma A_j dx dy = \int_{\Omega} J_{sz} \alpha_i dx dy \quad (\text{II.49})$$

Finalement, le système matriciel à résoudre est donné comme suit :

$$[K] \underline{A} + j\omega [M] \underline{A} = \underline{F}$$

Avec :

$$K_{ij} = \int_{\Omega} \left[\frac{1}{\mu} \left(\text{grad} \alpha_i \cdot \text{grad} \alpha_j \right) \right] dx dy, \text{ éléments de la matrice [K]}$$

$$M_{ij} = \int_{\Omega} \alpha_i \alpha_j \sigma dx dy, \text{ éléments de la matrice [M]}$$

$$F_i = \int_{\Omega} J_{sz} \alpha_i dx dy, \text{ éléments du vecteur (F)}$$

II.17 Méthodes de résolution des systèmes algébriques

La modélisation des problèmes que l'on rencontre en pratique conduit, après une étape de la discrétisation, à la résolution de systèmes d'équations en dimension finie. La mise en œuvre de la méthode des éléments finis nécessite l'utilisation des méthodes numériques variées pour construire les matrices élémentaires et résoudre les systèmes d'équations algébriques. Les méthodes de résolution des systèmes linéaires peuvent être classées en deux catégories [18]

- **Méthodes directs**

Qui conduisent à la résolution en un nombre fini d'opérations. Nous citeront:

la méthode de Cramer, la méthode de Cholesky.

- **Méthodes itératives**

Qui conduisent à la résolution par une succession d'améliorations d'une solution approchée. Le nombre d'itérations est difficile à prévoir, il est dépendant de la structure de la matrice. Nous citons : la méthode de Jacobi, la méthode de Gauss-Seidel, la méthode de relaxation.

II.18 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation des lois de l'électromagnétisme qui se résume aux équations de Maxwell, relations du milieu et les différents modèles des phénomènes électromagnétiques qui en découlent. Ainsi que la discrétisation éléments finis du modèle magnétodynamique en régime harmonique.

Le chapitre suivant traitera une application à savoir l'étude de défaut d'une cassure d'une barre rotorique dans la machine asynchrone à cage. Dans cette étude, nous allons utiliser le logiciel FEMM

III.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est consacré à l'étude du comportement électromagnétique d'une machine asynchrone à cage. L'étude sera effectuée à travers plusieurs étapes et concernera l'étude de la machine à l'état sain et en présence d'un défaut (cassure d'une barre rotorique) et cela pour trois cas de fonctionnement : à vide, en charge et à rotor bloqué. Les simulations seront effectuées en utilisant la méthode des éléments finis à travers un programme écrit sous LUA script et exécuté en utilisant un logiciel de calcul élément finis libre FEMM (Finite Element Method Magnetics). Les courbes d'induction normale et tangentielle au niveau de l'entrefer ainsi que l'évolution de la densité de courants induits dans une barre rotorique seront illustrées pour différentes valeurs de glissement. Le couple électromagnétique en fonction du glissement sera également présenté.

III.2 Présentation du logiciel FEMM

Nous avons défini précédemment une méthode théorique de calcul numérique de la machine asynchrone à cage. Nous définissons dans cette partie, l'outil de calcul utilisé lors des différentes simulations tel que le logiciel FEMM (Finite Element Magnetic). Comme tous les logiciels utilisés pour des problèmes éléments finis en deux dimensions sont articulés en trois axes appelés : Pré-processeur, Processeur et le Post-processeur.

Dans le but de pouvoir modifier à notre guise les paramètres de la machine pour voir leur influence, le logiciel FEMM, ne nous donne pas cette opportunité, par contre il nous donne la possibilité de le commander par des programmes extérieurs. Nous définirons alors le post et le pré processeur à l'aide du langage LUA. Le script LUA est une partie de programme directement interprétée par le logiciel FEMM, contenant des fonctions propres au logiciel [23].

III.2.1 Pré-processeur

Cet élément permet de définir le dispositif d'étude à savoir :

- Dessiner la géométrie du dispositif avec des arcs ou des segments de droite.
- Définition du problème à savoir la nature du problème à résoudre.
- Introduction des caractéristiques des différentes régions géométriques du dispositif.
- Définitions des circuits de la structure.
- Introduction des conditions aux limites.

III.2.2 Le processeur

Cet élément effectue la résolution du problème défini sur chaque élément du maillage en effectuant des itérations jusqu'à atteindre la précision imposée au processeur. En chaque élément, le potentiel vecteur est connu et à partir de là, les autres grandeurs sont déduites.

III.2.3 Le post processeur

Une fois les résultats sont déterminés par le processeur, le post-processeur nous permet de la visualiser et récupérer les valeurs des grandeurs désirées (les flux d'encoches, les valeur de l'énergie, couple....) sous forme de fichiers numérique [19].

III.3 Etape de mise en œuvre du problème sous FEMM

L'organigramme utilisé pour la modélisation de (MASP) est comme suit :

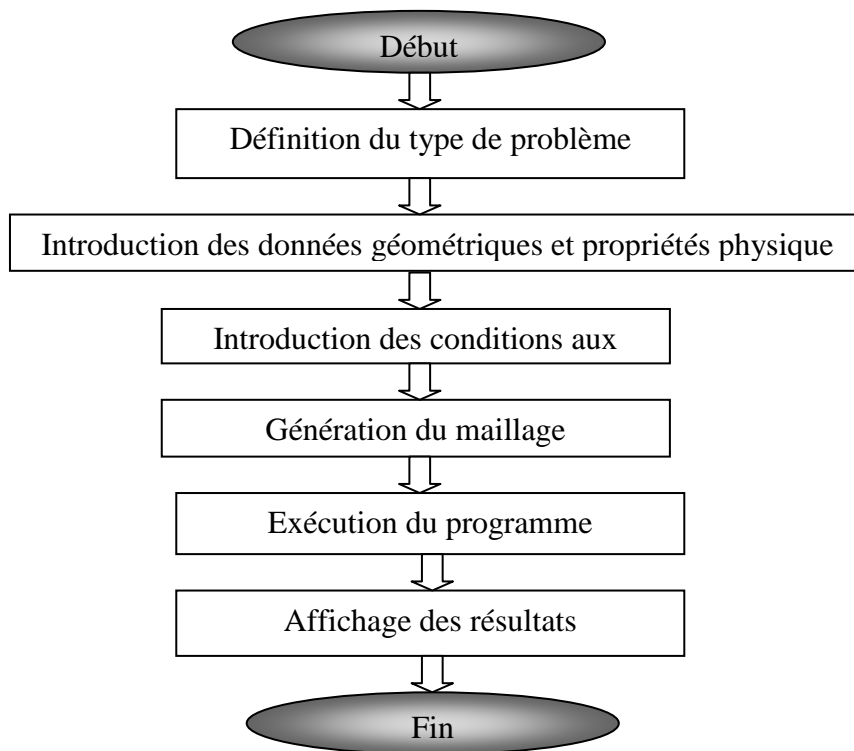


Figure III.1 Organigramme de calcul utilisant la méthode des éléments finis

III.4 Présentation de la machine étudiée

La machine sur laquelle porteront nos simulations est un moteur asynchrone à cage, sujet des travaux développés en références [Boughrara 2015]. La figure (III.2) illustre une coupe droite de la machine à étudier:

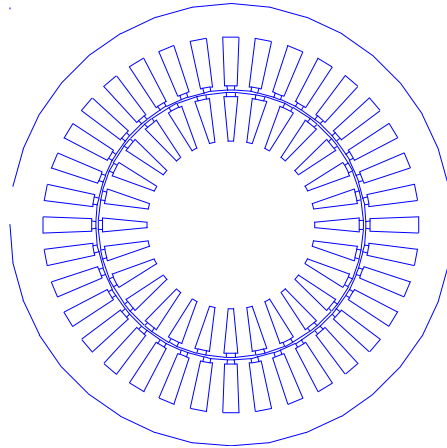


Figure III.2. Géométrie de la machine étudiée.

Les dimensions géométriques et physiques de la machine étudiée sont donnés dans le Tableau III.1.

Paramètre	Symbole	Valeur et unité
Perméabilité relative des barres de rotor	μ_r	1
Nombre de conducteurs par encoche	N_c	15
Fréquence	f	50 Hz
Intensité du courant de phase	I_m	20A
Nombre d'encoches statorique	Q_s	36
Nombre des barres rotoriques	Q_r	28
Ouverture de semi-encoches statoriques	c	5°
Nombre de paires de pôles	P	2
Rayon externe des barres de rotor	r_2	58 mm
Rayon interne des encoches de stator	r_3	63 mm
Rayon externe des encoches de stator	r_4	85 mm

Ouverture des barres rotoriques	b	3.86°
Ouverture de l'encoche statorique	d	3°
Rayon externe du stator	R ₀	100 mm
Rayon interne du stator	R ₃	61 mm
Rayon externe du rotor	R ₂	60 mm
Rayon du fond des barres rotoriques	R ₁	38 mm
Epaisseur de l'entrefer	G	1 mm
Hauteur des barres rotoriques	h _m	29.8 mm
Hauteur de l'encoches statoriques	h _s	9 mm
Longueur de la machine	L _u	200 mm
Largeur de l'arc des barres rotoriques	a	6.43°
Conductivité des barres de rotor (aluminium)	σ	35E6 s/m

Tableau III.1 : Paramètres de base de la machine étudiée [23].

- **Modèle d'équations électromagnétiques**

Le modèle adopté est un modèle électromagnétique bidimensionnel basé sur la méthode des éléments finis, L'équation magnétodynamique en terme de potentiel vecteur magnétique dans les différentes régions de la machine s'écrit :

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) = \vec{J}$$

Le second terme de l'équation précédente permet de rendre compte des différentes régions de la machine asynchrone :

$$\vec{J} = \begin{cases} 0 & \text{Entrefer / Carcasse / Toles magnétiques} \\ \vec{J}_s & \text{Conducteurs des phases:} \\ jg\sigma\omega\vec{A} & \text{Barres rotoriques} \end{cases}$$

Le maillage éléments finis de la machine étudiée associé aux conditions aux limites est représenté ci-après:

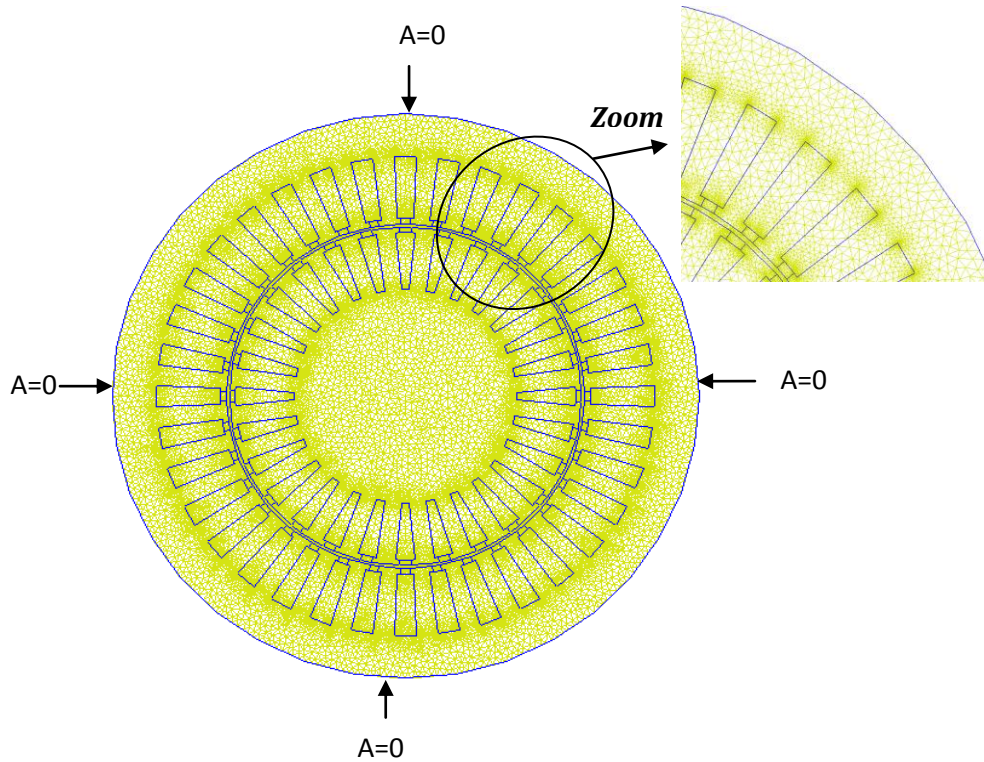


Figure III.3. Maillage éléments finis de la machine étudiée et conditions aux limites associées.

III.5 Distribution du bobinage simple couche

La machine étudiée présente un bobinage simple couche dont la matrice de connexion entre les 3 phases du stator et les encoches sur les 4 pôles est donnée par :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

III.6 Exploitation des résultats

Dans ce qui suit nous présenterons les différents résultats de simulation à savoir l'induction magnétique normale et tangentielle ainsi que la densité du courant induit pour une machine saine et une machine avec défaut (cassure d'une barre) et pour les trois cas de fonctionnement : à vide ($g=0$), à rotor bloqué ($g=1$) et en charge ($g=0.4$).

III.6.1 Machine asynchrone saine

III.6.1.1 Fonctionnement à vide ($g=0$)

Les lignes équipotentielles ainsi que la distribution de l'induction magnétique dans la machine complète sont représentées sur la Figure III.4 en fonctionnement à vide. Il apparaît clairement que les lignes isovaleurs décrivent la topologie des quatre pôles de la machine. On remarque que les lignes du champ pénètrent profondément dans le rotor et la valeur maximale de l'induction magnétique $B_{\max}=1.73$ dans le noyau magnétique.

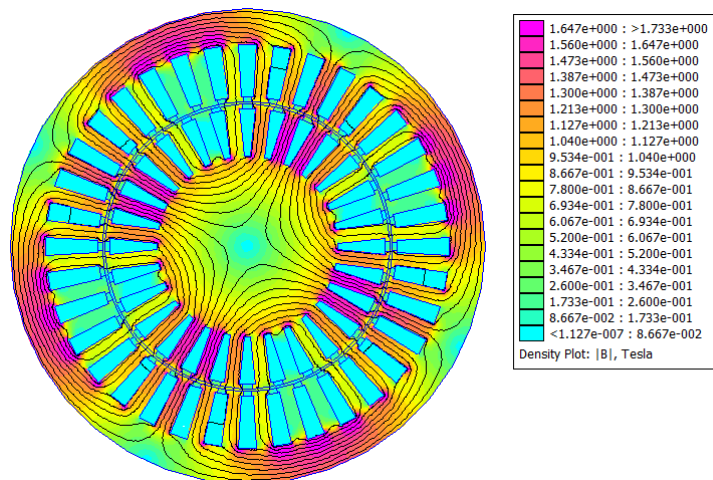


Figure III.4: Lignes équipotentielles et répartition de l'induction magnétique à vide ($g=0$).

La répartition de l'induction magnétique radiale et tangentielle dans l'entrefer est illustrée sur la Figure III.5. La valeur maximale de l'induction magnétique radiale à vide est de l'ordre de 1.15 T. L'induction magnétique présente des oscillations due à la présence des dents.

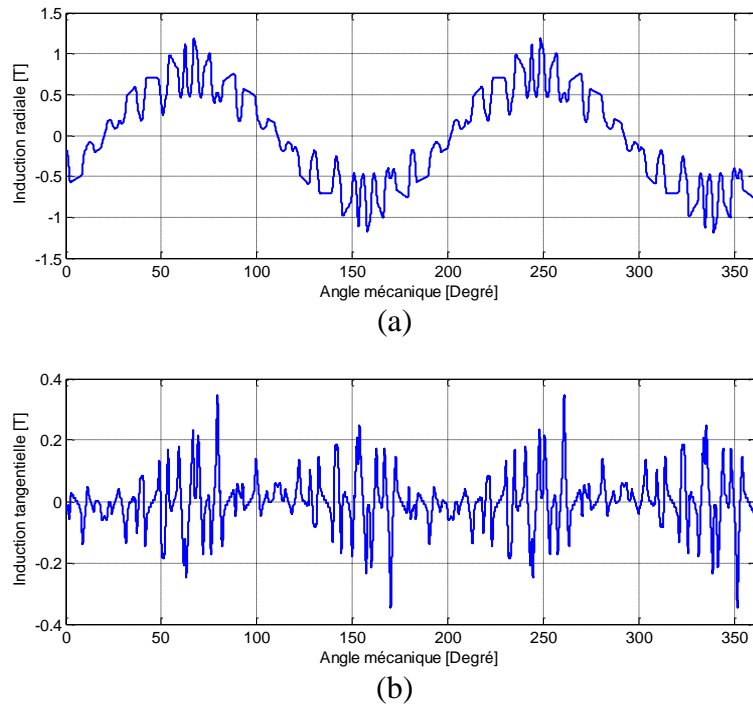


Figure III.5: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer « machine saine à $g=0$ ».

La densité des courants induit dans les barres rotoriques à vide est très faible (presque nulle) et par conséquent les lignes de flux pénètrent profondément dans le rotor.

III.6.1.2 Fonctionnement en charge ($g=0.4$)

Les lignes équipotentielles ainsi que la distribution de l'induction magnétique dans la machine complète sont représentées sur la Figure III.6 dans le cas du fonctionnement en charge. On remarque que les lignes du champ ne pénètrent pas profondément dans le rotor et la valeur maximale de l'induction magnétique $B_{\max}=0.287$ dans le noyau magnétique. Les lignes du champ magnétique sont repoussées à la périphérie du rotor à cause de l'existence des courants induits dans le rotor.

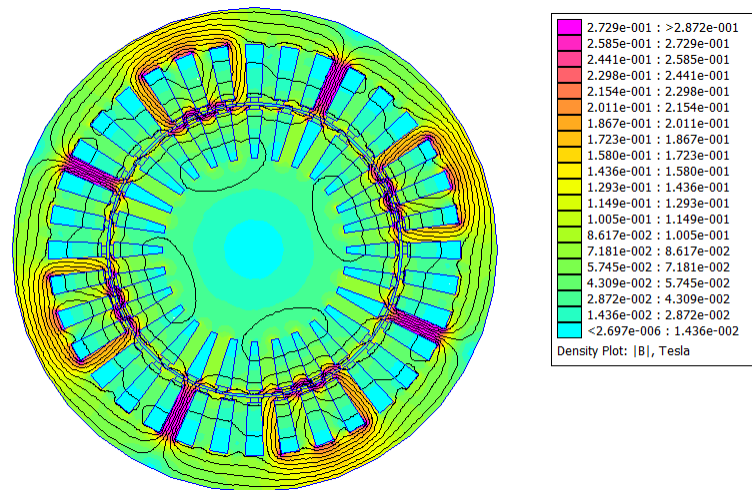
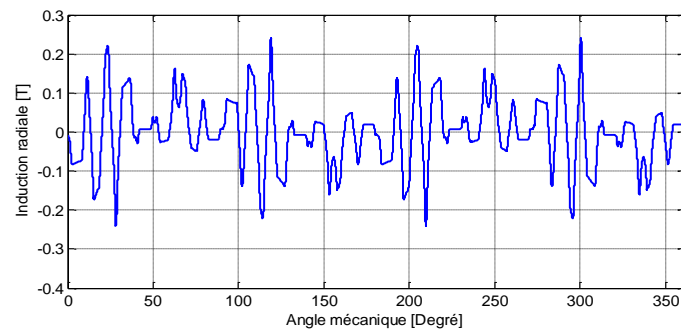
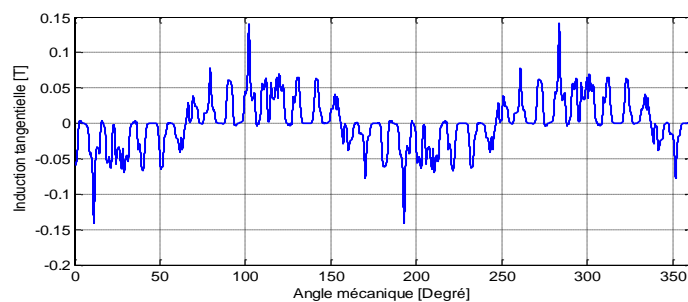


Figure III.6: Lignes équipotentielles et répartition de l'induction magnétique en charge ($g=0.4$).

La répartition de l'induction magnétique radiale et tangentielle dans l'entrefer est illustrée sur la Figure III.7.



(a)



(b)

Figure III.7: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer « cas sain $g=0.4$ ».

La valeur maximale de l'induction radiale dans le cas du fonctionnement en charge diminue par rapport à celle à vide, elle atteint 0.24 T. Nous pouvons constater sur cette figure des oscillations provoquées par les encoches et les courants induits.

La Figure III.8 illustre l'évolution de la densité de courants induit à travers le rayon de la 8^{ème} barre rotorique. La valeur maximale de la densité des courants induit atteint les 3.4 A/mm², par contre elle est pratiquement nulle en fonctionnement à vide.

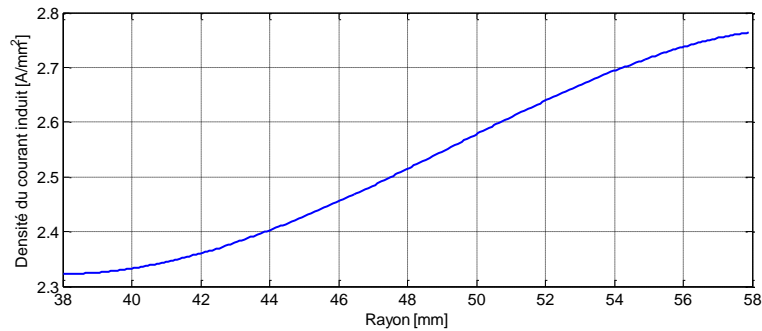


Figure III.8: Evolution de la densité de courants induit à travers la 8^{ème} barre en charge

« Machine saine à $g=0.4$ ».

III.6.1.3 Fonctionnement à rotor bloqué ($g=1$)

Les lignes équipotentielles ainsi que la distribution de l'induction magnétique dans la machine complète sont représentées sur la Figure III.9 dans le cas du fonctionnement en charge.

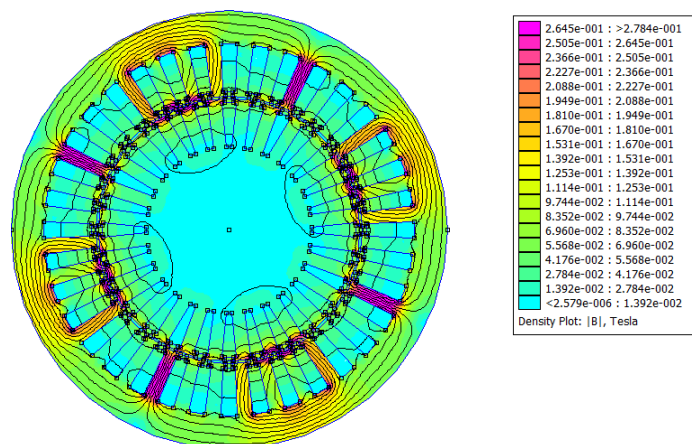
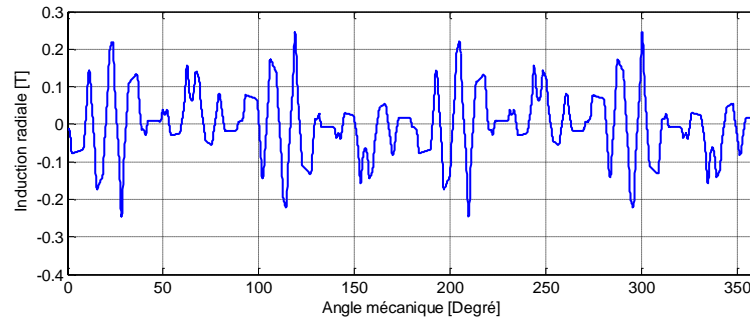


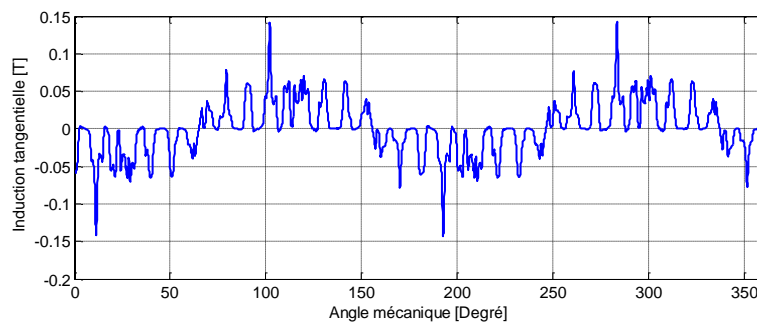
Figure III.9: Lignes équipotentielles et répartition de l'induction magnétique à rotor bloqué ($g=1$)

On remarque que les lignes du champ ne pénètrent pas profondément dans le rotor et la valeur maximale de l'induction magnétique $B_{\max}=0.278$ dans le noyau magnétique.

La répartition de l'induction magnétique radiale et tangentielle dans l'entrefer est illustrée sur la Figure III.10. La valeur maximale de l'induction radiale dans le cas du fonctionnement à rotor bloqué atteint 0.23 T.



(a)



(b)

Figure III.10: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer

« Machine saine à $g=1$ ».

La Figure III.11 illustre l'évolution de la densité de courants induit à travers le rayon de la 8^{ième} barre rotorique dans le cas de la machine à rotor bloqué. La variation de la densité des courants augmente avec l'augmentation du glissement, dans ce cas l'évolution de la densité du courant induit est plus rapide vis à vis du cas en charge.

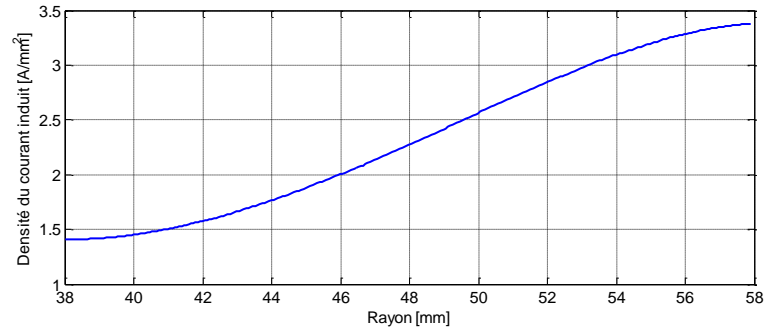


Figure III.11: Evolution de la densité de courants induit à travers la 8^{ème} barre à rotor bloqué « machine saine à $g=1$ ».

III.6.2 Machine asynchrone en présence de défaut

Pour l'introduction du défaut (cassure d'une barre), deux méthodes peuvent être élaborés : soit on élimine complètement la barre ou bien on annule la conductivité dans la barre considérée. Pour notre étude nous avons opté pour l'annulation de la conductivité dans la barre considérée.

III.6.2.1 Fonctionnement à vide ($g=0$)

Dans cette partie nous allons étudier l'influence d'une barre cassée sur le comportement électromagnétique de la machine asynchrone à vide, pour cela nous avons fixée la conductivité de la barre 9 du rotor : $\sigma_9 = 0$ [S/m].

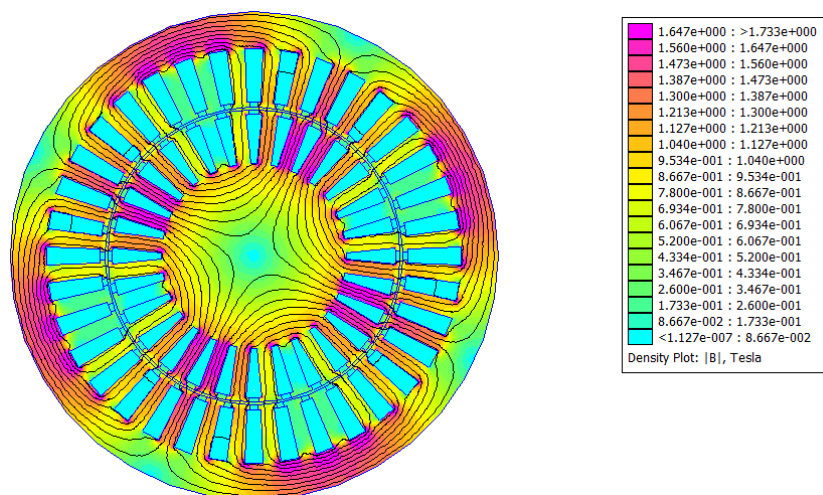


Figure III.12: Lignes équipotentielles et répartition de l'induction magnétique à vide avec cassure de la 9^{ème} barre rotorique ($g=0$).

La répartition de l'induction magnétique radiale et tangentielle dans l'entrefer en présence d'une barre cassée (9^{ième} barre) à vide est illustrée sur la Figure III.13. L'induction magnétique est pratiquement la même que celle d'une machine saine.

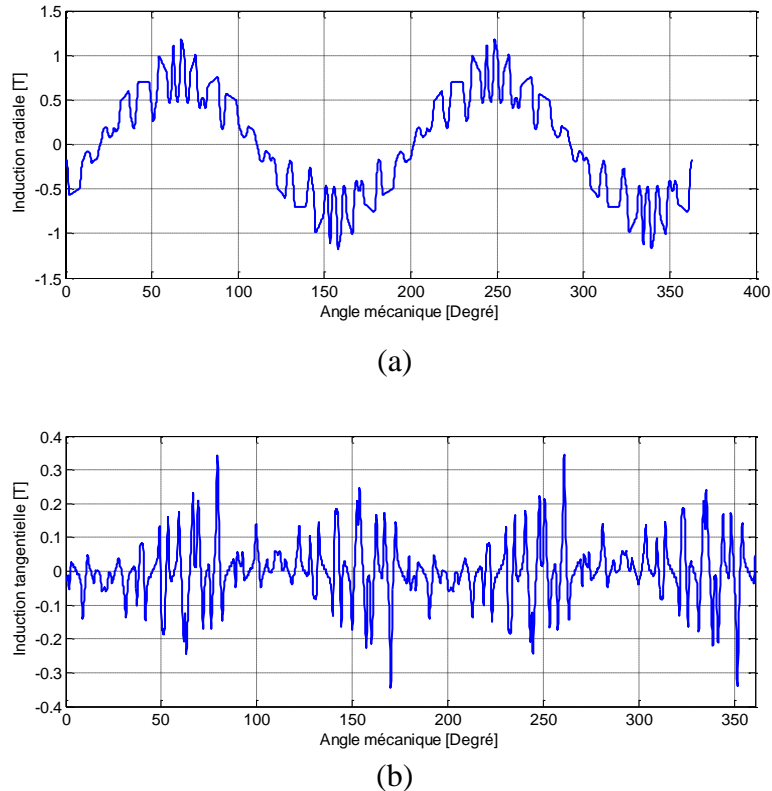


Figure III.13: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer « cassure de la 9^{ième} barre rotorique à $g=0$ ».

La densité des courants induit dans les barres rotoriques à vide en présence de défaut (cassure de la 9^{ième} barre rotorique) est très très faible (presque nulle) et par conséquent les lignes de flux pénètrent profondément dans le rotor.

III.6.2.2 Fonctionnement en charge ($g=0.4$)

La Figure III.14 montre l'influence de la barre cassée sur la distribution du champ magnétique en charge ($g=0.4$) et on constate que les lignes du champ magnétique se concentrent beaucoup plus autour de la barre cassée ainsi la valeur de l'induction magnétique est très importante.

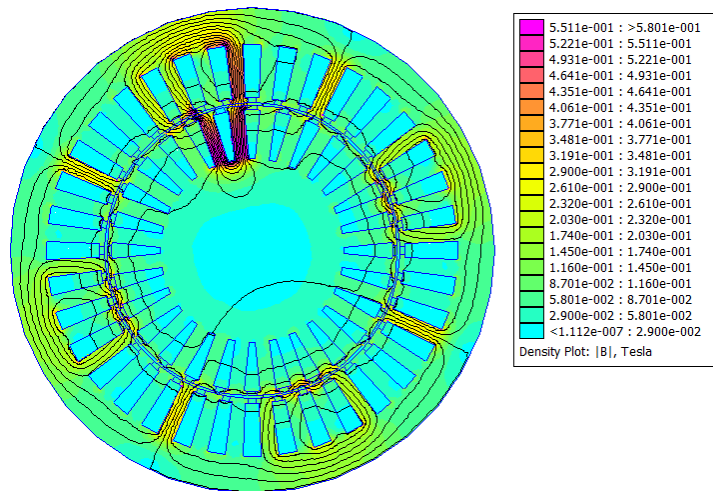
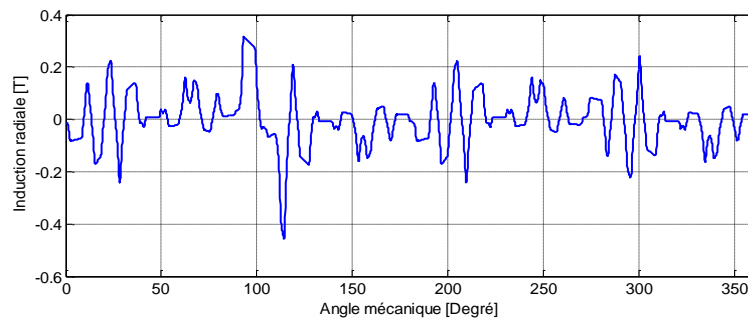
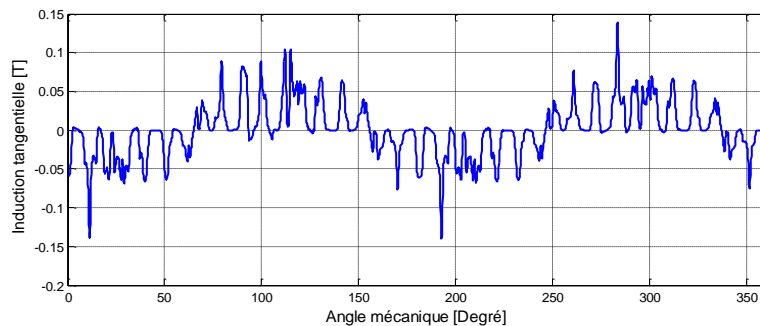


Figure III.14: Lignes équipotentielles et répartition de l'induction magnétique en charge avec cassure de la 9^{ème} barre rotorique ($g=0.4$).

L'augmentation de la valeur de la composante radiale de l'induction magnétique et la déformation de l'allure au niveau de la barre cassé en charge ($g=0.4$) est constatée sur la Figure III.15



(a)



(b)

Figure III.15: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer en charge

« Cassure de la 9^{ème} barre rotorique à $g=0.4$ ».

La Figure III.16 illustre l'évolution de la densité de courants induit à travers le rayon de la 8^{ème} barre rotorique en présence d'une barre cassée. La valeur maximale de la densité des courants induit a augmenté par rapport au cas sain, pratiquement elle atteint les 4.42 A/mm²

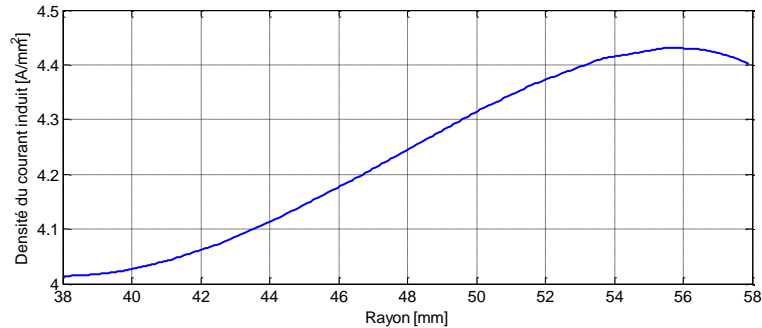


Figure III.16: Evolution de la densité de courants induit à travers la 8^{ème} barre en charge « cassure de la 9^{ème} barre rotorique à $g=0.4$ ».

III.6.2.3 Fonctionnement à rotor bloqué ($g=1$)

La Figure III.17 montre l'influence de la barre cassée sur la distribution du champ magnétique à rotor bloqué ($g=1$).

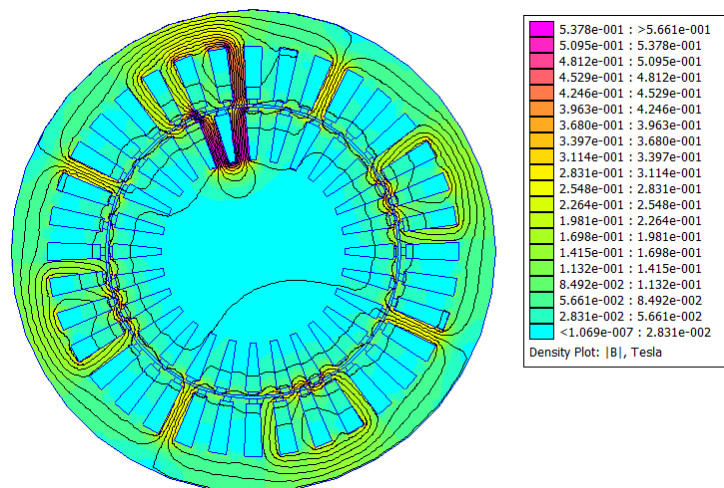
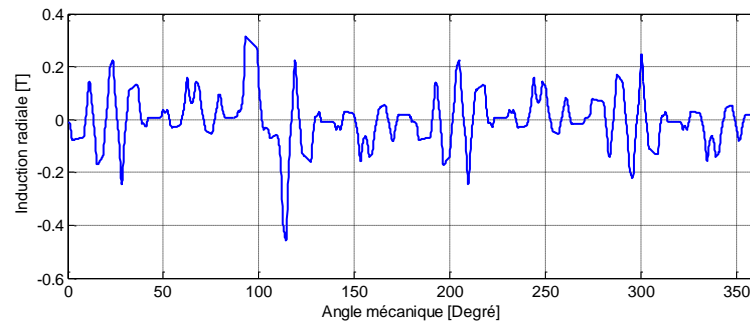


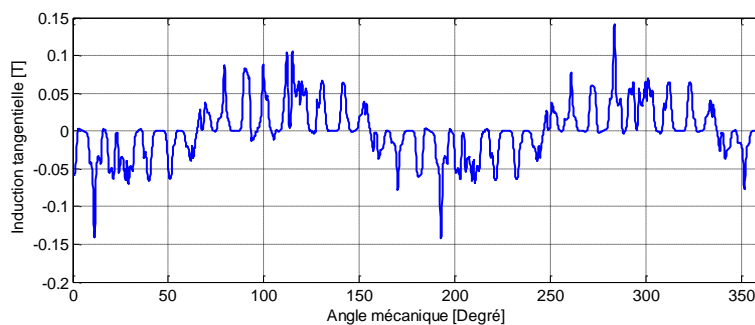
Figure III.17: Lignes équipotentielles et répartition de l'induction magnétique à rotor bloqué avec cassure de la 9^{ème} barre rotorique ($g=1$).

On constate que les lignes du champ magnétique se concentre beaucoup plus autour de la barre cassée ainsi la valeur de l'induction magnétique est très importante.

L'augmentation de la valeur de la composante radiale de l'induction magnétique et la déformation de l'allure au niveau de la barre cassé dans le cas du fonctionnement à rotor bloqué ($g=1$) est constatée sur la Figure III.18



(a)



(b)

Figure III.18: Inductions magnétique (a) radiale, (b) tangentielle dans l'entrefer à rotor bloqué « Cassure de la 9^{ième} barre rotorique à $g=1$ ».

La Figure III.19 illustre l'évolution de la densité de courants induit à travers le rayon de la 8^{ième} barre rotorique en présence d'une barre cassée à rotor bloqué. La valeur maximale de la densité des courants induit a augmenté par rapport au cas sain, pratiquement elle atteint les 5.55 A/mm²

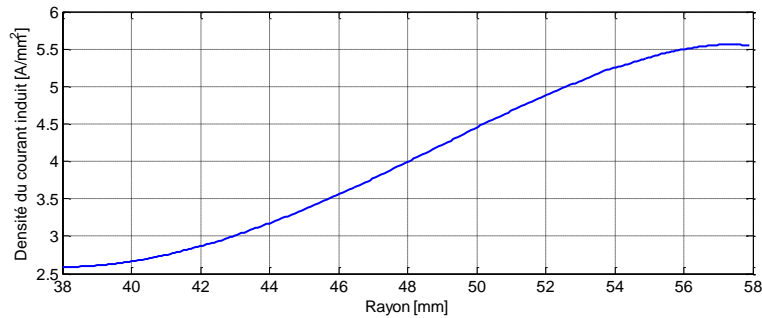


Figure III.19: Evolution de la densité de courants induit à travers la 8^{ème} barre à rotor bloqué « cassure de la 9^{ème} barre rotorique à $g=1$ ».

III.7 Caractéristique couple-glissement de la machine asynchrone saine

La figure III.20 représente la variation du couple électromagnétique de la machine asynchrone en fonction du glissement. Le couple est évalué par l'intégration du tenseur de Maxwell.

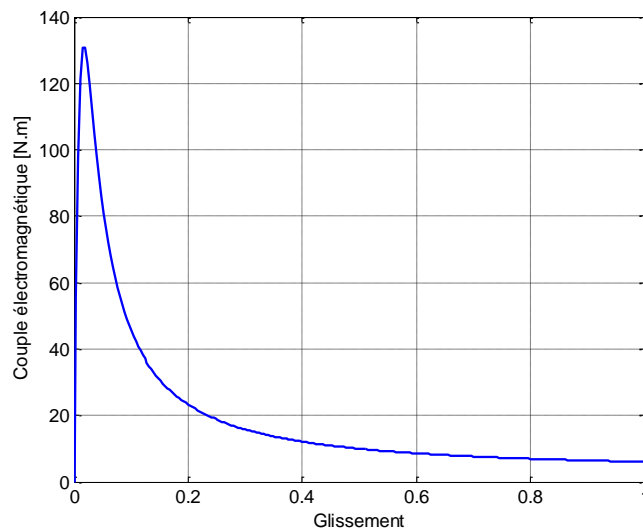


Figure III.20: Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement

D'après le résultat obtenu, on constate que le couple électromagnétique de la machine atteint une maximale de l'ordre de 131 Nm pour un glissement critique de 0.02. La valeur du couple électromagnétique se stabilise à une valeur de 7 Nm pour un glissement supérieur à 0.8.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation des modèles de la machine asynchrone à cage d'écureuil à l'état sain et en présence d'un défaut (cassure d'une barre rotorique) et cela pour trois cas de fonctionnement : à vide, en charge et à rotor bloqué. En augmentant la valeur du glissement, la densité du courant induit augmente et l'introduction d'une cassure d'une barre rotorique influence sur la distribution du champ magnétique et par conséquent une déformation de la signature au voisinage de la barre cassée.

Les travaux menés au cours de ce mémoire constituent une contribution dans le domaine de la modélisation numérique des structures électrotechniques 2D de façon générale et des machines électriques de façon particulière. La surveillance et le diagnostic des machines électriques sont des éléments clé pour la maintenance préventive des systèmes électrotechniques de production et d'utilisation de l'énergie. Les machines électriques nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances, à cause de leurs utilisations fréquentes dans diverses applications. Le diagnostic de celles-ci nécessite un travail préalable de modélisation et de simulation des défauts. L'objectif visé à travers notre travail est l'étude du comportement électromagnétique de la machine asynchrone à cage à l'état sain et en présence de défaut (cassure d'une barre rotorique) et cela pour trois cas de fonctionnement : à vide, en charge et à rotor bloqué. Les simulations sont effectuées en utilisant la méthode des éléments finis à travers un programme écrit sous LUA script et exécuté en utilisant un logiciel de calcul élément finis libre FEMM (Finite Element Method Magnetics).

Les courbes d'induction normale et tangentielle au niveau de l'entrefer ainsi que l'évolution de la densité de courants induits dans une barre rotorique sont illustrées pour différentes valeurs de glissement. Le couple électromagnétique en fonction du glissement est également présenté. La densité du courant induit augmente avec l'augmentation du glissement et l'introduction d'une cassure d'une barre rotorique influence sur la distribution du champ magnétique et par conséquent une déformation de la signature au voisinage de la barre cassée. L'introduction d'un défaut d'une cassure d'une barre rotorique se manifeste par une augmentation de la densité du courant induit.

Parmi les perspectives envisageables on peut citer :

- Étude de défauts de court-circuit inter-spires dans la machine asynchrone.
- Étude de défauts d'excentricité dans la machine asynchrone.
- Analyse spectrale

-
- [1] bougherara kamel «Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil» Master en électrotechnique 2015.
- [2] A.hamadou.A.nessissen, « modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage », master en génie électrique, université djilali bounaama_khemis miliana.
- [3] Abla.Bouguerne, « diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones », master en électrotechnique, université mentouri- constantine.
- [4] Bichari Meriem. « système de diagnostic des défaillances des machines électrique », magistère en génie industriel. université de batna.
- [5] O. Ondel, « Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone », thèse de doctorat, Ecole centrale de lyon, France 2006.
- [6] ANDRIAN Ceban «Methode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques», Thèse De L'universite Lille De Nord De France 2012.
- [7] BABAK Vaseghi «Contribution A L'étude Des Machines Electriques En Presence De Defaut Entre-Spires Modelisation – Reduction Du Courant De Defaut », These Doctorat , Universite Nancy 2009.
- [8] BELBECHE Adel « Modélisation, Diagnostic et Commande d'une Machine Asynchrone avec Rupture d'une Phase », Diplôme Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'Université de Batna 2013.
- [9] Guemri rachid « surveillance et diagnostic des machines alternative détection des court circuit entre spire », diplôme de master en électrotechnique de l'université des frères Mentouri Constantine.
- [10] G.Dhatt, D.touzot. « une présentation de la méthode des éléments finis », Editions maloin, paris, 1984 .
- [11] B.sight, B. P. Sight, S. Dwivedi, « A state of art on different configurations of permanent Magnet Brushless machines », IE(I) Journal-EL, Vol.87, June 2006
- [12] A.chibani, « etude pour la conception des machines asynchrone à rotor externe directement couplée aux roues d'un système de traction électrique », mémoire de magistère

Constantine,[2011].

[13] Y.Belkhir ,«Modélisation des phénomènes électromagnétique et mécanique couplé par la méthode de volume finie »,mémoire de magistère batna,[2004].

[14] B.Boukais, « Contribution à la modélisation des systèmes machines, convertisseurs applications aux machines a aimant permanant (B.D.C.M-P M S M) thèse de doctorat UMMTO [2012].

[15] M.Gana « calcule électromagnétique par éléments finie applications aux transformateurs de puissance », mémoire fin d'étude master professionnelle UMMTO, 2014.

[16] M.ounnadi, « Elaboration d'un modèle d'étude en dynamique d'une machine a aimants permanant », mémoire de magistère, UMMTO ,2011.

[17] R.saraoui « Etude d'une machine synchrone avec la méthode des éléments finie », Mémoire magistère, UMMTO ,2010.

[18] www.femm.Foster-miller.net,David meeker, finite element method magneties.version 3.3, March 14, 2003.

[19] K. Boughrara , N. Takorabet , R. Ibtouen , O. Touhami , and F. Dubas, « Analytical Analysis of Cage Rotor Induction Motors in Healthy, Defective, and Broken Bars Conditions»,IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 51, No. 2, February 2015.

[20] Ali Ibrahim, « Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée », thèse de Doctorat , Université Jean Monnet, Mars 2009.

[21] Tarik Merzouki, « Modélisation Couplée Electrique-Magnétique-Mécanique des Machines Asynchrones à Cage en Régime Transitoire par la Méthode des Eléments Finis » Mémoire de Magister, Université de Tizi Ouzou, 2009.

[22] M.Rachek, T.Merzouki, M.Meliani, « Modélisation par éléments finis des phénomènes couplés magnéto-thermiques 2D dans les matériaux composites avec prise en compte de la convection»,1st International Symposium on Electromagnetism, Satellites and Cryptography, ISESC05, Jijel, 2005.