

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



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

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

**Modélisation numérique d'une machine asynchrone à cage :
Étude de ses performances en présence de défaut entre spires**

Proposé et dirigé par :
- Dr. BENSALD Samir

Présenté par :
Ahmed Salim Ould Mohamed

Année Universitaire : 2011 / 2012

N° d'ordre : 044

REMERCIEMENTS

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur, **Dr. BENSaid Samir**, Maître de conférences à L'université de M'SILA, pour m'avoir encadré et soutenu durant la réalisation de ce mémoire.

Leur qualités humaines ainsi que leur compétences ont été une source de motivation permanente pas seulement durant la phase de préparation de ce mémoire, mais tout le long de notre formation au sein de département de génie électrique à l'université de M'SILA.

Comme je tiens à remercier **Mr. Zoureig**, Enseignant au département de génie électrique à l'Université de M'sila, pour les Conseils et les documentation qui nos fournie sur le logiciel Flux2D.

À Ajoujt
ma ville natale

Table des matières

Table des figures	7
Liste des tableaux	8
Liste de symboles	9
Chapitre I Présentation de la Machine Asynchrone	13
I.1 Introduction	13
I.2 Éléments de constitution de la machines asynchrone	13
I.2.1 Stator	13
I.2.2 Rotor	14
I.2.2.1 Rotors à cage d'écureuil :	14
I.2.2.2 Rotors bobinés :	15
I.2.2.3 Rotors spéciaux :	15
I.2.3 Paliers	15
I.3 Principe de fonctionnement	15
I.4 Conclusion	17
Chapitre II Les defaillances et leurs détection dans les machines asynchrones	18
II.1 Introduction	18
II.2 Défauts dans la machine asynchrone	18
II.2.1 Défaillances d'ordre électrique	19
II.2.1.1 Défauts électriques au stator	19
Causes :	20
Conséquences :	21
II.2.2 Défauts électriques au rotor	21
Causes :	22
Conséquences :	22
II.2.3 Défaillances d'ordre mécanique	22
II.2.3.1 Défauts de roulement	22
Causes	22
Conséquences :	22
II.2.3.2 L'excentricité :	23
Causes	24

Conséquences	24
II.3 Méthodes de détection et localisation de défauts	24
II.3.1 Approche Signal	25
II.3.2 Approche Modèle	26
II.4 Conclusion	27
Chapitre III Modélisation numérique de la machine asynchrone Par la MEF	28
III.1 Introduction	28
III.2 Méthode des éléments finis	28
III.3 Modélisation de la MAS par la FEM	30
III.3.1 Equations de Maxwell	30
III.3.1.1 Equations de la magnétodynamique	32
III.3.1.2 Formulation $\vec{A} - V$ du problème magnétodynamique	32
III.3.1.3 Formulation du Problème dynamique	33
III.3.1.4 Formulation du Problème harmonique	33
III.3.2 Modèle magnétodynamique appliqué aux machines à induction	34
III.3.3 Couplage des équations électromagnétique et de circuit	35
III.3.3.1 Equations de circuit du stator	36
III.3.3.2 Couplage aux équations du champ	37
III.3.3.3 Formulation en éléments finis	38
III.3.3.4 Terme source de l'équation électromagnétique	39
III.3.3.5 La définition des têtes de bobines	39
III.3.3.6 Equation de circuit du rotor	40
III.3.3.7 Couplage du circuit du rotor	41
III.3.3.8 La définition de l'anneau de court-circuit	42
III.3.3.9 Problème magnétodynamique et équation mécanique	43
III.3.4 Prise en compte des défauts entre spires dans le modèle numérique	43
III.4 Conclusion	44
Chapitre IV Simulation et Résultats	45
IV.1 Introduction	45
IV.2 Présentation de la machine étudié	45
IV.2.1 Rappel sur le modèle éléments finis couplés aux équations circuits	47
IV.3 Présentation de logiciel Flux 2D	48
IV.3.1 Module pré-processeur	48
IV.3.2 Module processeur	48
IV.3.3 Module post-processeur	48
IV.4 Implémentation du modèle EF à l'aide de Flux2D	48
IV.4.1 Description géométrique	49
IV.4.1.1 Définition des paramètres géométriques	49
IV.4.1.2 Définition des repères	50
IV.4.1.3 Traçage de éléments géométrique de base	50

IV.4.1.4	Choix de la densité de maillage	50
IV.4.1.5	Définition des transformations	50
IV.4.1.6	Construction de la Géométrie totale de la machine	51
IV.4.2	Génération du maillage	52
IV.4.3	Description physique	52
IV.4.3.1	Choix des matériaux	53
IV.4.3.2	Création du circuit électrique et association de régions	54
IV.5	Simulation et exploitation des résultats	55
IV.5.1	Introduction du défaut entre spire	55
IV.5.2	Simulation de la machine saine	56
IV.5.3	Simulation de la machine avec un défaut de court-circuit d'une section entière	59
IV.5.4	Simulation de la machine avec un défaut d'une bobine entière	61
IV.5.5	Comparaison des performances de la machine saine et en défaut	63
IV.6	Conclusion	64
	Conclusion Générale	66
	Références Bibliographiques	67

Table des figures

Figure I.1	Vue éclatée du moteur asynchrone à cage	14
Figure I.2	Rotor à cage	14
Figure I.3	Création d'un courant induit dans une spire en court-circuit	16
Figure II.1	Distribution des défauts	19
Figure II.2	Les court-circuits typiques dans les circuits électriques statoriques : (a) les courts-circuits entre bobinage de la même phase. (b) bobine statorique court-circuitée (c) courts-circuit entre bobine et le noyau du stator au niveau de la tete de bobinage statoriques (d) courts-circuit entre bobine et le noyau du stator au niveau de mileux de bobinage statoriques (e)Court-circuit dans les conducteurs (f)court-circuit entre deux phases	20
Figure II.3	Quelques défaillances des roulements	23
Figure II.4	Coupe transversale du moteur à induction pour trois types d'excentricités	23
Figure II.5	Rotor d'une moteur à induction dans les cas d'excentricités	24
Figure III.1	Conditions de passage entre deux milieux 1, et 2	32
Figure III.2	Schéma électrique triphasé de la machine.	36
Figure III.3	Fil conducteur situé dans une encoche du circuit magnétique du stator	37
Figure III.4	Schéma électrique de la cage d'écureuil simple du rotor.	40
Figure III.5	Paramétrage de l'anneau	43
Figure IV.1	les dimensions d'une encoche statorique et rotorique	46
Figure IV.2	Démarche générale pour l'implémentation du modèle en Flux	49
Figure IV.3	Géométrie de la machine	52
Figure IV.4	Maillage de la machine	53
Figure IV.5	Propriété magnétique du matériau choisi	54
Figure IV.6	Circuit électrique associé à la machine	54
Figure IV.7	Circuit électrique de la cage d'écureuil	55
Figure IV.8	Défaut introduit dans la bobinage statorique	56
Figure IV.9	La répartition du bobinage concentrique pour une bobine d'une phase sur les encoches du stator	56
Figure IV.10	Performance de la machine saine	57
Figure IV.11	La répartition des lignes de potentiel vecteur cas machine saine	58
Figure IV.12	Répartition du perméabilité relative dans la machine saine	58

Figure IV.13	Performance de la machine présente un défaut de court-circuit d'une section entière	59
Figure IV.14	La répartition des lignes de potentiel vecteur, cas machine avec un court-circuit d'une section entière	60
Figure IV.15	Répartition du perméabilité relative dans la machine avec un court-circuit d'une section entière	60
Figure IV.16	Performance de la machine présente un défaut de court-circuit entre les spire d'une bobine entière	61
Figure IV.17	La répartition des lignes de potentiel vecteur, cas machine avec un court-circuit d'une bobine entière	62
Figure IV.18	Répartition du perméabilité relative dans la machine avec un court-circuit d'une bobine entière	62
Figure IV.19	L'induction radiale(à droite) et la potentiel vecteur (à gauche) leurs analyse spectrale dans l'entrefer pour les 3 cas étudiés	63
Figure IV.20	Les lignes de champ(à gauche) et la perméabilité relative (à droite) pour les 3 cas étudiés	65

Liste des tableaux

Tableau IV.1	Caractéristiques géométriques de la machine à cage étudiée	45
Tableau IV.2	Caractéristiques nominales de la machine à cage étudiée	46
Tableau IV.3	Paramètres géométriques de Machine étudié	49
Tableau IV.4	Les repères	50
Tableau IV.5	Coordonnées de points de base	51

Liste de symboles

$I_{a,b,c}$	Courant de ligne
I_m	Courant magnétisant
ω_e	La fréquence du stator
θ	L'angle spatiale du position de rotor
$F_{a,b,c}$	Force magnéto-motrice (FMM) créé par la phase a, b,c
N_e	La vitesse synchrone
P	Nombre paire de pôles
f_e	Fréquence du stator $\omega_e/2\pi$
g	Le glissement
N_r	Vitesse du rotation de rotor
ω_r	Fréquence du rotation de rotor
ω_{sl}	Fréquence de glissement
I_r	Courant rotorique
R_r	Resistence rotorique
T_e	Couple Resultant
$\nabla \times$	Rotationell d'un vecteur
$\nabla \cdot$	Divergence d'un vecteur
∇	Gradient d'un vecteur
\vec{E}	Champ électrique
\vec{B}	L'induction magnétique
\vec{H}	Champ magnétique
D	L'induction électrique
J	La densité du courant électrique
ρ	La densité de charge électrique
t	Temps
ε	Permittivité électrique
μ	Perméabilité magnétique
σ	Conductivité Electrique
\vec{A}	Potentiel Vecteur Magnétique
ϕ	Flux magnétique
ϕ_i	Flux magnétique d'encoches
S_i	L'aire de l'encoche
N_e	Nombre d'encoches de la machine
ν	La reluctivité magnétique
u_b	Tension aux bornes d'une barre rotorique
l	Longuer d'une barre rotorique
R_{ph}	La résistance de l'enroulement d'une phase

n_c	Le nombre de conducteurs par encoche statorique
S_c	Surface d'une encoche statorique
S_{su}	Surface de cuivre par encoche statorique
L_{TB}	Inductances des têtes de bobines statorique
R_{tete}	Résistance des têtes de bobines statorique
S^e	Surface d'un élément élémentre de maillage
Rb	La résistance d'une barre rotorique
R_{sc}	La résistance d'une portion d'anneau de court-circuit entre deux barres rotorique
L_{sc}	L'inductance d'une portion d'anneau de court-circuit entre deux barres rotorique
n	nombre de barres rotorique.
S_{an}	Section de l'anneau de court-circuit entre deux barres rotorique.
J_m	Le moment d'inertie de la machine
f	Le coefficient de frottement
C_{ch}	Le couple de charge

Introduction Générale

La croissance d'utilisation des machines asynchrones (MAS) est essentiellement due à leur simplicité de construction, leurs faible coût, et robustesse mécanique. De plus, ces machines ont souvent une place critique dans ces applications. Cette criticité génère des contraintes croissantes en termes de sûreté de fonctionnement et souvent une disponibilité continue nécessitant une surveillance accrue et donc le développement d'outils de diagnostic de plus en plus performants.

Toutefois, l'environnement, le devoir et les problèmes d'installation peuvent se combiner pour accélérer la défaillance du moteur beaucoup plus tôt que la durée de vie du moteur conçu. Il est important de détecter de manière rigoureuse les défauts qui peuvent apparaître dans ces machines, pour éviter un arrêt accidentel et imprévisible de l'équipement en raison de la progression des défauts, en particulier dans les moteurs lourds, qui conduisent à des pertes financières qui ne peuvent pas être récupérés. En outre, la réparation de ces derniers nécessite un temps considérable et très coûteuse.

La modélisation des défauts dans les systèmes industriels et particulièrement les défauts d'ordre électriques, est une première étape nécessaire pour prédire le comportement du système en présence d'un défaut ou dès son apparition. Cette prédiction est nécessaire pour déduire les signatures pertinentes pour le diagnostic des différents types de défauts dans la machine.

La méthode des éléments finis est une méthode de référence qui s'est imposée par la précision des résultats qu'elle fournit. Elle est très utilisée pour la résolution des divers problèmes rencontrés en pratique. L'analyse de champ magnétique dans les machines à inductions par la méthode des éléments finis revient à résoudre les équations électromagnétiques associés aux circuits électriques du dispositif d'alimentation. Cette modélisation est une approche plus fine pour étudier la machine en présence de défaut ou dans son état normal..

Dans ce mémoire, le premier objectif est l'établissement d'un modèle éléments finis qui décrit précisément le comportement de la machine asynchrone saine ou en présence de défauts. De cette point de vue, l'utilisation du modèle magnétodynamique complexe, couplé aux circuits électriques, s'avère très intéressant pour la réduction du temps de calcul, malgré la prise en compte de la saturation dans le sens moyen. Il existe une multitude de logiciels commerciaux de modélisation par éléments finis tridimensionnel ou bidimensionnel des systèmes physique, en particulier les systèmes en génie électrique. Dans notre cas et pour des raisons de fonctionnalités du logiciel, nous avons utilisé FLUX 2D/3D. Ce mémoire comporte quatre chapitre, Il est organisée comme suit :

Le premier chapitre présente des généralités sur la machine asynchrone, commençant par un bref rappel sur les différents élément de constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil, ainsi que son principe de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est une introduction en matière de diagnostic, commençant par une exposition des différents types de défauts pouvant affecter chaque élément de la machine asynchrone. Nous terminons ce chapitre par une synthèse des méthodes et techniques utilisées pour la détection et la localisation de défauts.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation numérique de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis, il présente en premier temps un aperçu de la méthode des éléments finis ainsi que sa démarche et leurs principaux étapes, nous intéressons par la suite aux équations électromagnétique couplé circuit permettant la modélisation de la machine, ainsi le couplage équations-circuits est bien présenté.

Le quatrième chapitre sera entièrement consacré à la présentation des résultats de simulation de machine asynchrone étudiée avec ou sans défaut. Dans notre étude, nous présenterons et discuterons principalement l'évolution des grandeurs physiques de la machine asynchrone en fonction du glissement telles que le couple, les courants des phases, la puissance active et le facteur de puissance.

Dans le cas de la machine sans défaut, les résultats seront comparés à ceux obtenus expérimentalement. Les résultats dans le cas de la machine asynchrone en présence de défauts, seront comparés et discutés sur la base des résultats de la machine sans défauts.

Aussi, pour des raisons pédagogiques, nous avons jugé très utile de présenter les grandes lignes de modélisation de la machine asynchrone étudiée par le logiciel utilisé (FLUX 2D/3D). C'est pourquoi nous allons commencé ce chapitre par cette introduction à Flux 2D.

Une conclusion générale s'impose à la fin de mémoire rappelle les principaux résultats obtenu dans étude.

Chapitre I

Présentation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

Ce première chapitre est consacré à la présentation des moteurs asynchrones triphasés. Ces moteurs s'imposent en effet dans un grand nombre d'applications en raison des avantages qu'ils présentent : normalisés, robustes, simples d'entretien, faciles à mettre en œuvre et de faible coût.

Cette présentation à pour but d'introduire les notions de base nécessaires à l'élaboration de modèles puissants, et réels pour décrire le comportement de la machine asynchrone, c'est l'objectif visé dans ce mémoire.

Ce chapitre est composé de deux parties principales, la première partie de ce chapitre présente les différents élément de constitution de la machine asynchrone, alors que la deuxième partie sera consacrée à l'explication de la principe de fonctionnement de la machine asynchrone.

I.2 Éléments de constitution de la machines asynchrone

Les machines asynchrones peuvent se décomposer du point de vue mécanique, à des principaux parties suivantes [1] :

- Le stator, partie fixe on y trouve les enroulements reliés à la source ;
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre de moteur.
- Le système de refroidissement ,
- Boite de raccordement, à laquelle la machin est reliée l'alimentation électrique.

La Figure I.1 [1] présente les différentes parties constituant la machine asynchrone, on se propose ici de donner une courte description sur chacune de ces partie.

I.2.1 Stator

La stator de la machine asynchrone est constitué d'une carcasse en fonte ou en alliage léger renferme une couronne de tôles minces (de l'ordre de 0.5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Ces tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant. Le "feuilletage" du circuit magnétique réduit les pertes par hystérésis et par courants de Foucault.

Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant (trois enroulements dans le cas d'un moteur triphasé). Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulé

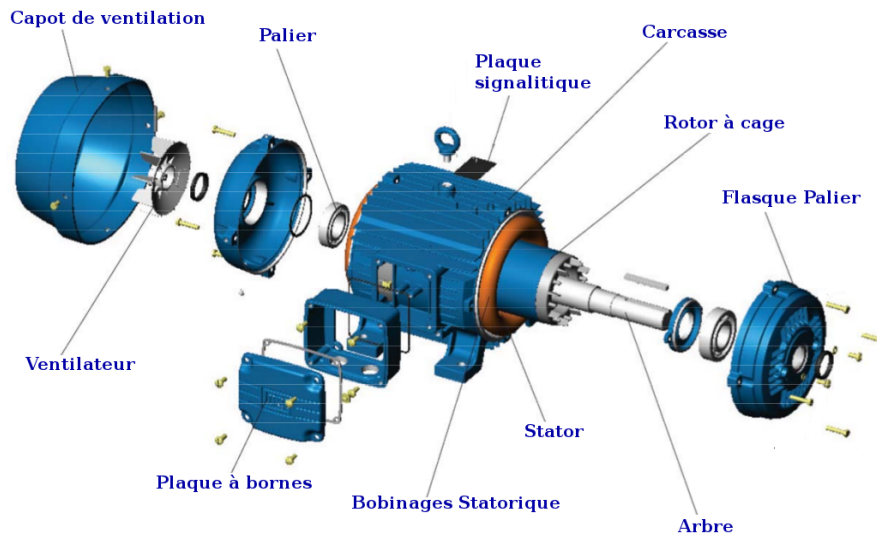


FIGURE I.1 – Vue éclatée du moteur asynchrone à cage

ou encore concentrique [3].

I.2.2 Rotor

Comme le circuit magnétique du stator, le rotor est constitué d'un empilage de tôles minces, isolées entre elles, et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Cet élément, de par sa technologie, permet de distinguer les principaux familles de moteurs asynchrones : ceux dont le rotor est dit "à cage", et ceux dont le rotor bobiné est dit "à bagues".

I.2.2.1 Rotors à cage d'écureuil :

C'est le plus fréquent. Pour les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les moteurs de grande puissance ou d'aluminium pour les plus faibles puissances. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible à partir du stator (Voir la Figure I.1) .

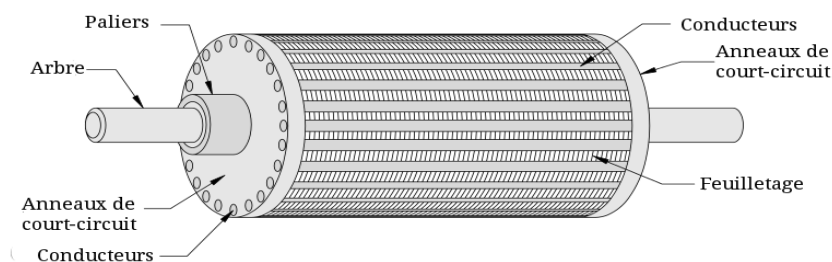


FIGURE I.2 – Rotor à cage

Il existe quelques variantes de cette cage d'écureuil. On peut citer par exemple : rotors à encoches profondes, rotors à cage résistante, Rotors à double cage....

I.2.2.2 Rotors bobinés :

Les bobinages réparties sont logés dans des encoches à la périphérie rotorique feuilleté. Souvent triphasés, les bobinages aboutissent à des bagues isolées fixées sur l'arbre. Chaque bobinage doit être en court-circuit. Grâce aux bagues, le court-circuit se fait à l'extérieur.

Ce type de rotor a les désavantages d'être relativement coûteux, et la présence des contacts entre bagues et balais, qui entraînent une fiabilité moindre et un entretien plus contraignant, font que la solution du rotor bobiné n'est retenue que dans quelques cas particuliers(par exemple : les conditions des démarrage sont particulièrement difficiles, ..).

I.2.2.3 Rotors spéciaux :

En effet, il existe d'autres types des rotors. Ils sont utilisés pour résoudre différents problèmes de démarrage , on peut situer parmi ces rotors [4] :

- Rotors à coupleur centrifuge.
- Rotors à effet de peau.

I.2.3 Paliers

Le palier ou le roulement est un organe de base qui assure une liaison mobile entre deux éléments d'un mécanisme en rotation l'un par rapport à l'autre. Sa fonction est de permettre la rotation relative de ces éléments, sous charge, avec précision et avec un frottement minimal. La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux.

Le roulement est composé des éléments suivants :

- deux bagues concentriques en acier, appelés bague intérieure et bague extérieure, comportant des chemins de roulement (surfaces sur lesquelles "roulent" les corps roulants) ;
- des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal ;
- une cage séparant et guidant les corps roulants (en polyamide, tôle acier, laiton ou résine).

On distingue deux types de roulements : le roulement à billes, où le contact bille-chemin est théoriquement ponctuel et le roulement à rouleaux où le contact rouleau-chemin est théoriquement linéaire. Le roulement à billes est le plus utilisé dans le monde industriel parce qu'il a le meilleur rapport performance-prix [24].

I.3 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose sur la création d'un courant induit dans un conducteur lorsque celui-ci coupe les lignes de force d'un champ magnétique, d'où le nom de "moteur à induction". L'action combinée de ce courant induit et du champ magnétique crée une force motrice sur le rotor du moteur.

Supposons une spire ABCD en court-circuit, située dans un champ magnétique \vec{B} et mobile autour d'un axe xy (La Fig.I.3). Si, par exemple, nous faisons tourner le champ magnétique dans le sens des aiguilles d'une montre, la spire est soumise à un flux variable et devient le siège d'une force électromotrice induite qui donne naissance à un courant induit i (loi de Faraday).

D'après la loi de Lenz, le sens du courant est tel qu'il s'oppose par son action électromagnétique à la cause qui lui a donné naissance. Chacun des deux conducteurs est donc soumis à une force \vec{F} de Laplace (le sens de la force \vec{F} peut être déterminé en appliquant la règle des trois doigts de la main droite), de sens opposé à son déplacement relatif par rapport au champ inducteur.

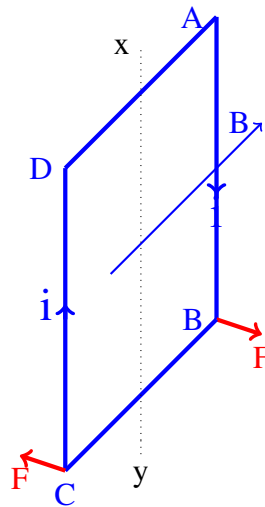


FIGURE I.3 – Création d'un courant induit dans une spire en court-circuit

Création du champ tournant[5] : Soit trois enroulements, géométriquement décalés de 120° , et alimentés chacun par une des phases d'un réseau triphasé alternatif. Considérer les trois courants sinusoïdale qui alimentent les trois enroulements du stator :

$$\begin{aligned} I_a &= I_m \cos(\omega_e t) \\ I_b &= I_m \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c &= I_m \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.1})$$

où : I_m : le courant magnétisant ; ω_e : la fréquence du stator ou d'une ligne.

Chaque enroulement statorique produit une force s magnéto-motrice (FMM) de forme sinusoïdale, et se dirige suivant le même axe. À l'angle θ spatiale, les expressions FMM instantanée peut être donnée par :

$$\begin{aligned} F_a(\theta) &= N i_a \cos \theta \\ F_b(\theta) &= N i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_c(\theta) &= N i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.2})$$

où : θ : l'angle spatiale ; N : le nombre de spires dans un enroulement de phase.

La FMM résultante à angle θ est donné par :

$$\begin{aligned} F(\theta) &= F_a(\theta) + F_b(\theta) + F_c(\theta) \\ &= Ni_a \cos \theta + Ni_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + Ni_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

En remplaçant les équations (I.1) dans (I,3), l'expression de $F(\theta, t)$ peut être écrite comme :

$$F(\theta, t) = \frac{2}{3} NI_m \cos (\omega_e t - \theta) \quad (\text{I.4})$$

L'équation (II.4) indique qu'une FMM tournante de valeur crête $\frac{2}{3} NI_m$ est créé dans l'entrefer à la fréquence ω_e . Dans un moteur à deux pôles, la $F(\theta, t)$ fait un tour chaque cycle de variation courant. Cela signifie que pour une P-pôles du moteur, la vitesse de rotation peut être donnée par :

$$N_e = \frac{60f_e}{P} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

N_e la vitesse synchrone ;

f_e la fréquence du stator $\omega_e/2\pi$;

P le nombre paire de pôles.

Si le rotor du moteur est initialement immobile, ses conducteurs seront soumis à un champ magnétique tournant, qui induisent de courants dans le rotor en court-circuitée à la même fréquence. L'interaction du flux de l'entrefer et le FMM de rotor produit un couple . A la vitesse de synchronisme du moteur, le rotor ne peut pas avoir une induction des courants , et donc, le couple ne peut pas être produite. À n'importe quelle autre vitesse N_r , la différence de vitesse $N_e - N_r$, appelée vitesse de glissement, elle induit des courants dans le rotor et le couple est développé. Le glissement g est défini comme suit :

$$g = \frac{N_e - N_r}{N_e} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e} \quad (\text{I.6})$$

où

N_r la vitesse du rotation de rotor ;

ω_r la fréquence du rotation de rotor ;

ω_{sl} la fréquence de glissement,.

I.4 Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté la constitution technologique de la machine asynchrone, ainsi que son principe de fonctionnement.

Dans la partie suivante nous nous intéressons au diagnostic de la machine asynchrone, en rappelant les différents types des défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone, ainsi que les techniques de diagnostic utilisées pour la détection et la localisation de ces défauts.

Chapitre II

Les defaillances et leurs détection dans les machines asynchrones

II.1 Introduction

Bien que la machine asynchrone soit réputée par ses qualités de robustesses et de faible coût de construction, il arrive néanmoins que celle-ci présente une panne électrique ou mécanique, la responsabilité de garantir la disponibilité des systèmes repose sur la maintenance et pour accomplir ces fonctions, la maintenance nécessite de connaître l'état 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 est une partie de la surveillance qui a pour objectif de trouver les causes de dysfonctionnement. Ce chapitre est essentiellement consacré à l'état de l'art du domaine du diagnostic de la machine asynchrone que nous avons scindé en deux parties,

Dans la la première partie nous rappelons les différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone et provoquer des pannes. En présentent pour chaque défaut, leur causes, ainsi que leurs conséquences.

La deuxième partie porte sur les techniques qui permettent la mise en œuvre d'une procédure de diagnostic. On s'est étalé sur deux approches principales l'approche signal, basée sur l'analyse des grandeurs mesurables par différentes techniques, issues en grande partie du traitement de signal ; et l'approche système qui consiste en la mise en œuvre d'un processus de diagnostic automatique depuis l'acquisition jusqu'à la prise de décision.

II.2 Défauts dans la machine asynchrone

Un défaut dans un composant peut résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation, ou d'une combinaison de ces différentes causes. Si un défaut n'est pas détecté suffisamment tôt, il peut entraîner la dégradation complète de la machine.

Plusieurs études ont été effectuées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels. L'étude principale, effectuée par la compagnie "General Electric", a été publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 [30] ; elle couvre environ 5000 moteurs, dont approximativement 97% étaient des moteurs asynchrones triphasés à cage.

La figure II.1 [30] récapitule la distribution des défauts dans les moteurs examinés dans cette étude. Il

faut noter que cette figure représente des données de machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches dans l'industrie. Il est connu que l'occurrence d'un type quelconque de défauts dépend fortement de l'application spécifique de la machine mais généralement les défauts des machines asynchrones ce proviennent principalement de roulements et du bobinage statorique, ceci est du aux contraintes mécaniques plus importantes dans le cas de ces machines.

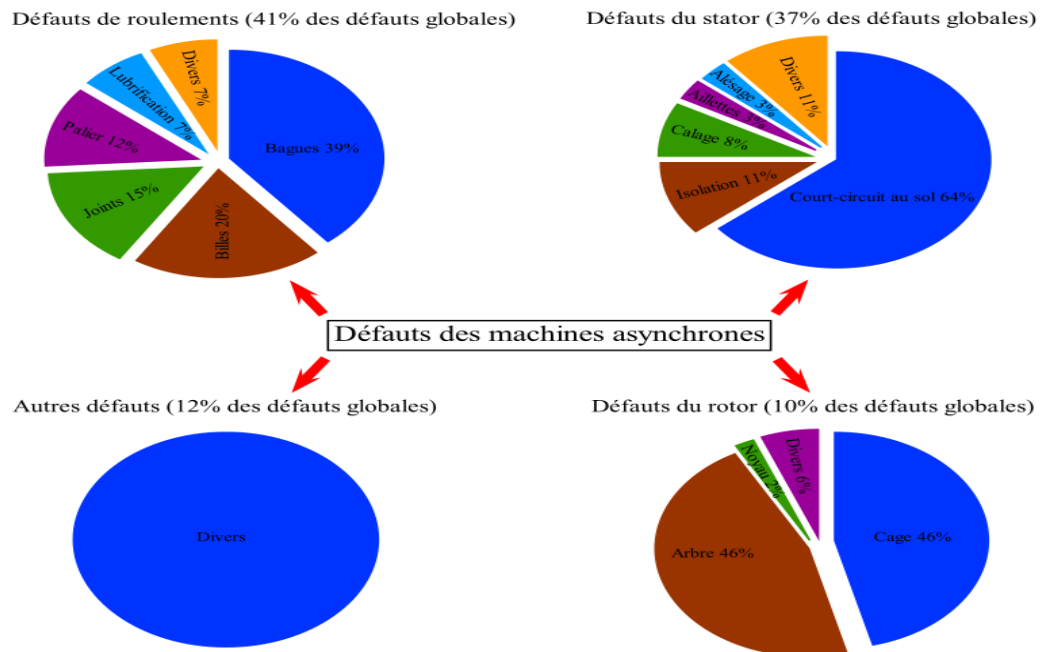


FIGURE II.1 – Distribution des défauts

Ces défaillances peuvent être classées de plusieurs manières, par exemple, la classification peut être en fonction de la cause de défaillance ou en fonction de la partie physique de la machine qui a été endommagé. Ainsi, Dans le but d'une présentation synthétique, nous les avons classés dans deux familles principales : les défauts mécaniques et les défauts électriques.

II.2.1 Défaillances d'ordre électrique

Les défauts électriques sont des défauts liés au circuit électrique, les enroulements dans le stator et la cage dans le rotor. Dans certain cas, elles peuvent être la cause d'un arrêt de la machine.

II.2.1.1 Défauts électriques au stator

Le système d'isolation est potentiellement l'une des composantes les plus faibles d'un moteur à induction. Cependant, les courts-circuits dans les enroulements du stator constituent une catégorie de défauts qui est plus fréquent dans les moteurs à induction. Ces défaillances sont généralement dues à la rupture de l'isolation entre les conducteurs qui engendrent un court circuit,ont peut distinguer ici 3 types de court circuit [9] :

- Un court-circuit inter-spires qui se produisent entre les spires d'une phase,
- Un court-circuit entre deux phases,
- Un court-circuit entre une phase et la terre,

– Un court-circuit entre les conducteurs d’enroulement et le noyau du stator.

La Figure II.2 présente les court-circuits typiques dans les circuits électriques statoriques pour une machines asynchrone [6].

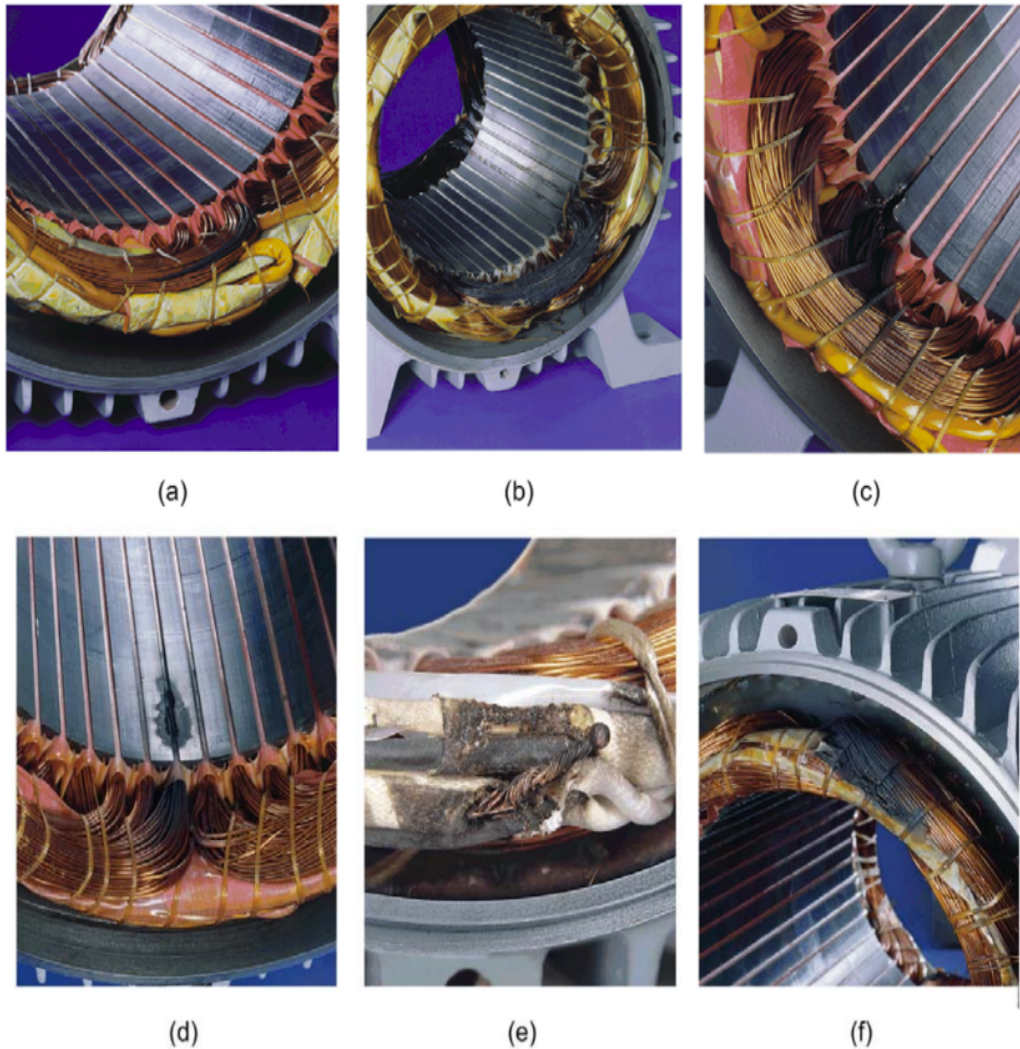


FIGURE II.2 – Les court-circuits typiques dans les circuits électriques statoriques : (a) les courts-circuits entre bobinage de la même phase. (b) bobine statorique court-circuitée (c) courts-circuit entre bobine et le noyau du stator au niveau de la tête de bobinage statoriques (d) courts-circuit entre bobine et le noyau du stator au niveau de milieux de bobinage statoriques (e) Court-circuit dans les conducteurs (f) court-circuit entre deux phases

Causes : L’enroulement statorique d’une machine électrique est soumis à des efforts induits par une variété de facteurs, parmi les plus importants, une surcharge thermique, les vibrations mécaniques, les pics de tension provoqués par le réglage de fréquence, etc.

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [9] :

- **Thermique :** L’isolation est conçu pour avoir une durée de vie prolongée à la température nominale. Toutefois, si la température augmente au-dessus de cette température de fonctionnement, durée de vie

raccourcit rapidement Ce phénomène est appelé vieillissement thermique. Cette augmentation de la température peut être due à :

- La déséquilibre ou la variation brutale de tension ,
 - Démarrages répétés sur une courte période de temps ;
 - Une surcharge ;
 - Une mauvaise ventilation ;
 - Une haute température ambiante.
- **Electrique** : Une tension supérieure à la valeur nominale ou de hautes valeurs de dV/dt du à l'ouverture et le fermeture des interrupteurs du convertisseur statique, vont conduire à la dégradation du diélectrique assurant l'isolation des bobines.
 - **Mécanique** : les démarrages répétitifs de machine ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statorique et cage). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. Les efforts mécaniques sur les tôles et les conducteurs ont des composantes alternatives qui provoquent des vibrations de la structure . Ces vibrations provoquent l'érosion et l'abrasion de l'isolant entraînant leur détérioration.
 - **Environnemental** : La présence d'humidité ou de produits chimiques dans l'air ambiant peut détériorer la qualité de l'isolation et conduire à défaut d'enroulement. Le début de la dégradation entraîne des courants de fuites qui accélèrent la détérioration de l'isolant jusqu'au court-circuit franc. Une autre conséquence est la création de l'ozone et les oxydes d'azote qui peuvent se combiner avec l'humidité pour former de l'acide nitrique, qui détruit l'isolant

Conséquences : 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 a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

Parmi les autres conséquences de défauts électriques au stator le changement de la densité du flux magnétique dans l'entrefer, des vibrations, des fluctuations de la vitesse, et l'échauffement de la machine [24].

II.2.2 Défauts électriques au rotor

Comme les défauts électriques au stator sont dues à la rupture de l'isolation, les défauts électriques au rotor sont le plus souvent dues à une rupture dans la cage d'écureuil, à titre d'exemple, on peut avoir : soit une cassure dans la barre ou soit dans l'anneau de court-circuit, ou un court-circuit dans les enroulements rotoriques.

Causes :

- Défauts de fabrication : Comme un moulage défectueux dans le cas de rotors injectés sous pression d'aluminium, une mauvaise soudure ou brassage entre les barres et les anneaux...
- Mauvaises conditions de fonctionnement , comme un fonctionnement où la machine est fortement chargée, ou si la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche.
- Les contraintes thermiques et /ou les stress mécanique causé par des défauts de roulement ou la fatigue du métal .

Conséquences : Les conséquences des défauts du rotor se manifestent par des performances médiocres au démarrage, des vibrations excessives, et des échauffements. Tous ces éléments contribuent à la détérioration du rotor, et des effets secondaires dans le stator qui peuvent provoquer ainsi sa panne [24]..

II.2.3 Défaillances d'ordre mécanique

Une défaillance mécanique, est toute défaillance qui touche une pièce mécanique de moteur comme les défaillance de roulement ou de l'arbre. Bien que ces types de défauts sont plus fréquents, ils sont habituellement moins critique car la machine peut, dans de nombreux cas, continuer à fonctionner alors que le défaut existe. Nous rappelons ici les plus fréquents entre eux.

II.2.3.1 Défauts de roulement

Les roulements sont l'une des causes les plus importantes des défaillances des machines tournantes , Ces défaillances peuvent être classés en fonction de l'élément endommagé, comme suite : défaut de bague extérieure ou intérieure, et défaut à billes.

Parmi ces défaillances nous citons :

- Trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures,
- Dégradations de chemins de roulement dues à des surcharges mécaniques,
- Attaque des billes,
- Défaut de graissage, problème due à la température,
- Cassure d'une bague.

La Figure II.3 présente quelques défaillances des roulements à billes [19] [18] [17] .

Causes

- Présence de charges mécaniques excessives,
- Défauts de montage,
- Circulation de courants électriques,
- La corrosion,
- Présence de contaminants au sein du roulement,
- La qualité de la lubrification ou encore la température de fonctionnement.

Conséquences : Les défaillance des roulements sont accompagné par une augmentation de la température à la surface de roulement, et dans le lubrifiant et dans le corps de palier. Comme ces roulement

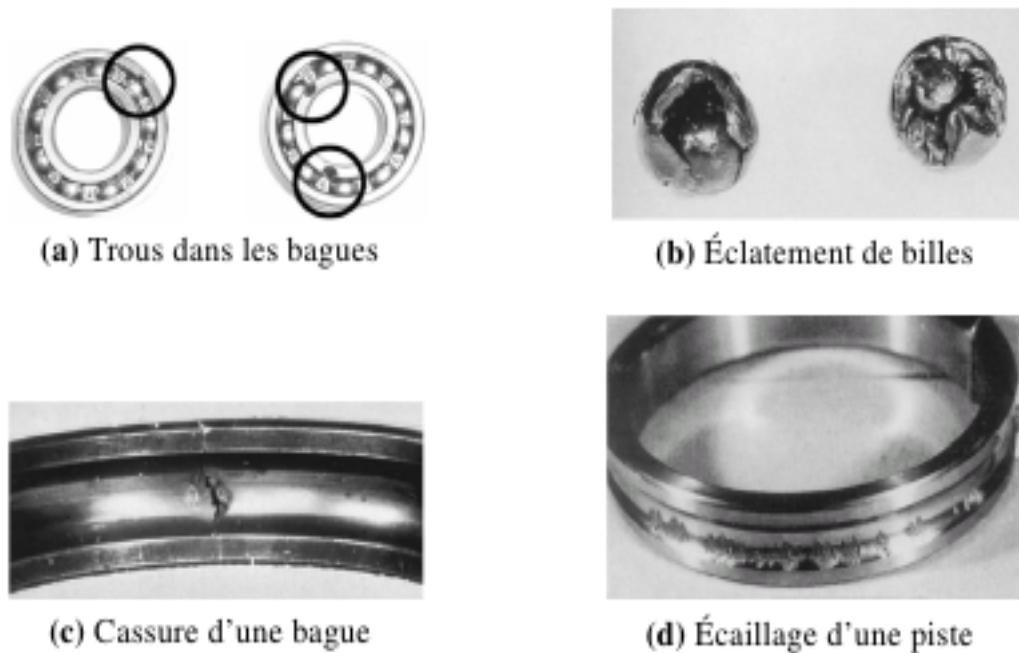


FIGURE II.3 – Quelques défaillances des roulements

supportent le rotor, toute défaillance des roulements produira un mouvement radial entre le rotor et le stator du moteur. le moteur devient donc excentrique ce qui provoque un certain degré d'excentricité statique et dynamique, et perturbe l'équilibre délicat entre les forces magnétiques des pôles adjacents, et en plaçant plus des contraintes sur les roulements .

II.2.3.2 L'excentricité :

L'excentricité est définie comme un déplacement du centre du rotor par rapport au stator. L'excentricité se divise en trois catégories : l'excentricité statique et l'excentricité dynamique, et mixte. La Figure II.4 montre la section transversale du moteur dans le cas d'excentricité .

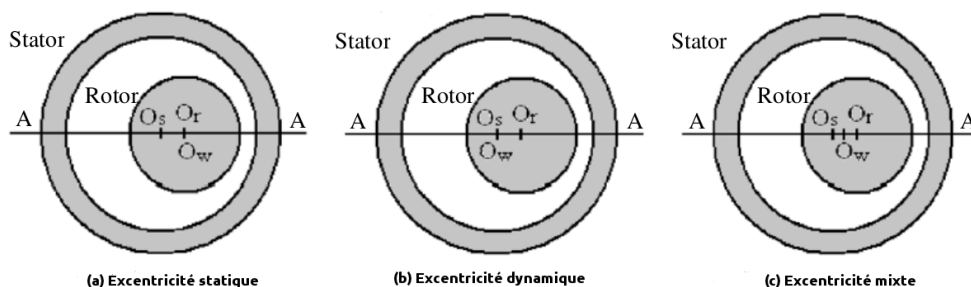


FIGURE II.4 – Coupe transversale du moteur à induction pour trois types d'excentricités

Dans un moteur à symétrie idéale, l'axe de symétrie de rotor O_r , l'axe de symétrie de stator O_s et l'axe de rotation du rotor O_w se coïncident , l'apparition d'excentricité signifie la séparation de l'un ou tout

ces axes par rapport d'autres. Il existe différents types d'excentricité en fonction de la séparation de ces axes. Lorsque l'axe O_s se sépare de deux autres axes, l'excentricité statique se produit. Dans ce cas, la position du entrefer par rapport stator est statique. Lorsque l'axe O_r se sépare de deux autres axes, la position de l'entrefer par rapport au stator tourne avec le rotor c'est l'excentricité dynamique. Lorsque tous les trois axes sont séparés les uns par rapport des autres, l'excentricité est appelé excentricité mixte. La figure présente quelques effets du excentricité sur le rotor d'une machine asynchrone,



FIGURE II.5 – Rotor d'une moteur à induction dans les cas d'excentricités

Causes L'excentricité statique résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ou du stator à l'assemblage. Supposant que l'arbre du rotor est suffisamment raide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas. L'excentricité dynamique peut être provoquée par plusieurs facteurs, tels que des tolérances de fabrication, usure des roulements, désalignement, résonance mécanique à la vitesse critique, ou aussi à des pièces endommagés à la fabrication.

Conséquences Parmi les conséquences de L'excentricité du machine asynchrone , l'augmentation des harmoniques du courant statorique, des variations de couple, et de la température et des pertes qui diminue le couple et l'efficacité du moteur. En outre, toute excentricité dans le moteur à induction génère des contraintes mécaniques excessives et plus les frottements et la fatigue du roulement. Sauf si détecté tôt, ces effets peuvent provoquent une panne majeure du moteur.

II.3 Méthodes de détection et localisation de défauts

Les différents défauts présentés précédemment provoquent généralement des couples pulsatoires, des fluctuations de vitesse, l'augmentation du bruit et des vibrations, changement de la signature du courant, échauffement et variation des paramètres électriques. C'est pour cela que le diagnostic des machines asynchrones est souvent basé sur la surveillance de ces indicateurs. Sachant que plusieurs travaux ont visés cet axe depuis longtemps, il existe par conséquent, plusieurs approches et techniques qui ont été largement étudiées . Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches : approche signal et approche modèle.

II.3.1 Approche Signal

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'existence de caractéristiques propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations.

Ces symptômes sont la manifestation apparente d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques. La surveillance via cette approche nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures. D'après la littérature, les principales techniques du diagnostic utilisées sont les suivantes [23] :

- **Diagnostic par l'analyse 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, Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale, verticale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations, issus du moteur avec défaut, sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque le moteur était en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et la perméance dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques, rotoriques et l'excentricité).
- **Diagnostic par l'analyse 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 permet de détecter aussi bien les défauts électriques que les défauts purement mécaniques]. Cette technique est dénommée dans la littérature par "Motor Current Signature Analysis" (MCSA). Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :
 - L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).
 - La modification de l'amplitude des raies spectrales déjà présentes dans le spectre du courant.
- **Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique** : Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale de ce signal, donne des informations pertinentes sur l'état du moteur. Cependant, la nécessité d'un équipement assez coûteux pour l'acquisition de cette grandeur représente l'inconvénient major de cette méthode.
- **Diagnostic par l'analyse du flux magnétique axial de fuite**
- **Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites**
- **Diagnostic par l'analyse de la puissance instantanée**
- **Diagnostic par l'analyse de la tension de neutre**

Généralement, Les outils de traitement du signal font appel à des méthodes statistiques (changement de moyenne, analyse spectrale, analyse temps-fréquence, ondelettes) ou bien à des méthodes de reconnaissance de formes qui permettent de classer les signatures de défauts.

Il faut dans ce cas disposer de suffisamment d'expériences pour pouvoir constituer une base d'apprentis-

sage. C'est dans ce cadre qu'entrent l'utilisation de différents méthodes de l'intelligence artificielles tel que : les réseaux des neurons, le logique floue...

II.3.2 Approche Modèle

Cette approche repose sur l'utilisation d'un modèle du processus dont la sortie est comparée aux données accessibles de la machine pour former un résidu qui représente l'entrée d'un système dédié à la détection des anomalies.

La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former un résidu exploité pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des défauts. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue [9] :

- la surveillance par les observateurs,
- la surveillance par redondance analytique (espace de parité),
- la surveillance par estimation paramétrique.

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des machines électriques. Ils sont sensés fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut : ils sont donc choisis et calculés en fonction de critères de stabilité et de performance. Un défaut se traduisant par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, peut se révéler dans la rupture des grandeurs observées par rapport aux grandeurs mesurées. La comparaison de la sortie réelle avec la sortie observée peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts. On utilise généralement les observateurs de Luenberger, les observateurs à entrées inconnues ou les observateurs à grand gain.

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

Pour les deux approches précédentes, la stratégie de diagnostic revient à créer un registre de signatures de défauts afin de les discriminer, c'est pourquoi elles sont plus dédiées aux pannes de capteurs et d'actionneurs qu'aux défauts structurels.

En ce qui concerne la détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, elle consiste à identifier les paramètres physiques contenus dans le modèle de connaissance du système, ou structuraux lorsque les grandeurs physiques ne sont pas accessibles. Ce modèle mathématique doit, contrairement au cas précédent, pouvoir caractériser les fonctionnements sains et en présence de défaut.

Tout au long de cet mémoire, nous allons adopter l'approche modèle plutôt que l'approche signal permettant ainsi de décrire localement un phénomène anormal tel qu'un court-circuit entre spires. L'étape suivante consiste naturellement à prédire l'impact de ce phénomène local sur le comportement global de la machine et particulièrement sur les grandeurs mesurables telles que les courants de ligne. Les deux approches sont donc complémentaires et nécessaires pour permettre une bonne connaissance des défauts et une surveillance efficace des systèmes électriques

II.4 Conclusion

Cette partie a été consacré à la présentation des différents types de défauts pouvant survenir dans une machine asynchrone. Ils peuvent être d'origine électrique, mécanique ou magnétique. Un des défauts les plus rencontrés étant le court-circuit entre spires qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort.

Nous avons ensuite présenté les différentes méthodes de surveillance des défauts qui reposent souvent sur l'analyse des grandeurs mesurables et l'identification d'une signature d'un défaut déjà connu et répertorié. Le chapitre suivant traite la modélisation numérique de la machine asynchrone en vue de sa diagnostic, elle présente l'état de l'art de la modélisation de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis

Chapitre III

Modélisation numérique de la machine asynchrone Par la MEF

III.1 Introduction

Dans le contexte de notre travail, on va essentiellement s'intéresser à la modélisation fine de machines asynchrones, c'est dans ce cadre que s'introduit ce chapitre de cette mémoire, qui a pour but de présenter l'état de l'art de la modélisation de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis.

Ainsi ce chapitre commence par une présentation de la méthode des éléments finis, cette présentation rappelle la définition, le principe, et la démarche de la MEF, d'une façon générale.

Nous nous intéressons par la suite aux équations électromagnétique couplé circuit permettant la modélisation de la machine , en mettant l'accent sur les équations de maxwell , le couplage de la magnétodynamique aux circuits électriques et les formules analytiques utilisé pour la calcul des les inductances et les résistances de têtes de bobines statoriques et les résistances et inductances inter-barres rotoriques.

III.2 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode de référence qui s'est imposée par la précision des résultats qu'elle fournit. Elle est très utilisée pour la résolution des divers problèmes rencontrés en pratique : stationnaires ou non, linéaires ou non, définis dans une domaine géométrique quelconque à une, deux ou trois dimensions.

On peut définir la méthode des éléments finis (MEF) comme une technique numérique pour trouver des solutions approchées d'équations différentielles partielles (EDP) ainsi que des équations intégrales, en transformant l'EDP à résoudre à une série d'équations algébriques, qui sont beaucoup plus faciles à résoudre [14].

L'idée fondamentale de cette méthode est de discrétiser le problème en décomposant le milieu à étudier en éléments de forme géométrique simple. Sur chacun de ces éléments, il sera plus simple de définir une approximation nous permettant d'appliquer des méthodes d'approximation. Il ne reste alors qu'à assembler les formes matricielles élémentaires pour obtenir les équations relatives à la structure à étudier [13].

La MEF transforme une équation aux dérivées partielles (du problème) en un système d'équations algébriques dont le nombre est égal à celui des nœuds choisis à l'intérieur du domaine de résolution.

Elle s'applique en suivant les étapes :

1. Considération énergétique : Recherche de l'énergie du système.

2. Discrétisation : découplages des objets donc du domaine de résolution.
3. Approximation linéaire ou autre.
4. Assemblage des contributions élémentaires.
5. Résolution du système algébrique.

En général on représente les problèmes magnétostatique et dynamique formulés sur un domaine Ω de frontières Γ comme suite :

$$Lu = f \quad \text{dans } \Omega \quad (\text{III.1})$$

Et

$$Bu = g \quad \text{sur } \Gamma \quad (\text{III.2})$$

Avec :

L et B : opérateurs différentiels.

f et g : fonctions connues.

u : fonction inconnue qui appartient à l'espace des solutions admissibles.

La résolution du problème se fait par la méthode variationnelle (minimisation de l'énergie associée au modèle physique, si elle est connue) ou par la méthode des résidus pondérés (la méthode projective de Galerkin). Elles aboutissent au même résultat :

$$F(u) = \int_{\Omega} u' \cdot (Lu - f) d\Omega = 0 \quad (\text{III.3})$$

Où :

u' : fonction de pondération (fonction test).

Avec la MEF, il est possible de modifier la forme et la taille des éléments et le degré d'approximation dans chacun d'eux, la MEF permet de s'adapter à des limites arbitraires et à analyser avec précision les domaines où la variation de la fonction est rapide.

Le domaine d'étude est discrétisé en éléments géométriques de formes triangulaires ou quadrilatères pour un problème 2D et tétraédriques, prismatiques ou hexaédriques pour un problème 3D.

Plusieurs types d'éléments finis sont utilisés. Ceux qui seront utilisés dans notre cas sont les éléments nodaux.

Éléments nodaux :

La variable inconnue "u" est donnée par la relation suivante :

$$u = \sum_{i=1}^n K_i U_i \quad (\text{III.4})$$

Les U_i sont les valeurs de u aux nœuds i à n , Et les K_i sont les fonctions d'approximation nodales qui vérifient la relation suivante :

$$K_i(x_j, y_j, z_j) = \begin{cases} 1 & \text{Si } i = j, \\ 0 & \text{Si } i \neq j. \end{cases}$$

De plus, elles sont continues sur le domaine d'étude et sont dérivables sur chaque élément du maillage. On remplace u dans l'équation (III.3) et on aboutit à un système d'équations linéaires que l'on peut mettre sous la forme matricielle suivante :

$$[\mathbf{K}].[\mathbf{U}] = [\mathbf{F}] \quad (\text{III.5})$$

La matrice $[\mathbf{K}]$ est carrée de dimension égale au nombre de points du maillage, $[\mathbf{F}]$ est un vecteur de même dimension et $[\mathbf{U}]$ et le vecteur des inconnues aux nœuds du maillage [31].

Cette méthode est aisément applicable dans le cas des inconnues scalaires. Mais à cause de la continuité des deux types de composantes des champs (tangentielle et normale) imposée par les éléments nodaux, qui est parfois incompatible avec certaines équations de passage entre les milieux, cette méthode ne peut être utilisée dans le cas des inconnues vectorielles qu'en ajoutant une inconnue supplémentaire sur chacun des nœuds du domaine ainsi discrétisé, ou au lieu de prendre comme inconnue la valeur de la variable inconnue, on prend sa circulation le long de l'arête.

III.3 Modélisation de la MAS par la FEM

L'étude des systèmes électromagnétiques nécessite des outils mathématiques pour modéliser les phénomènes physiques intervenant dans leurs fonctionnements. Ces phénomènes sont liés aux circuits magnétiques, électriques et à la conversion électromécanique. La formulation mathématique de ce type de problème est décrite par l'ensemble des équations de Maxwell couplées aux équations des circuits électriques et à l'équation mécanique du système étudié.

III.3.1 Equations de Maxwell

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 [11] :

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{III.6})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.7})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{III.8})$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{III.9})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{III.10})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{III.11})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{III.12})$$

\vec{E} ($V \cdot m^{-1}$) Le champ électrique.

$\vec{B}(T)$ L'induction magnétique.

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

$\vec{D}(C \cdot m^{-2})$ L'induction électrique.

$\vec{J}(A \cdot m^{-2})$ La densité du courant électrique.

$\rho(C \cdot m^{-3})$ La densité de charge électrique.

$t(s)$ Temps.

$\varepsilon(F \cdot m^{-1})$ Permittivité diélectrique,

$\mu(H \cdot m^{-1})$ Perméabilité magnétique,

$\sigma(S \cdot m^{-1})$ Conductivité électrique.

Les relations constitutives du matériel, et équations de Maxwell forment un ensemble complet des équations décrivant complètement les champs. Les sept équations(III.6 - III.12) décrivant le comportement du champ électromagnétique en tout point d'espace.

Tous les champs électriques et magnétiques \vec{E} , \vec{D} , \vec{B} , \vec{H} et \vec{J} et la densité de charge d'espace ρ sont des fonctions générales de temps et d'espace. De plus, nous considérons que les matériaux sont isotropes, ceci rend les coefficients définis précédemment qui sont généralement des tenseurs, comme étant des fonctions scalaires.

Les deux premières équations III.6 et III.7 expriment, respectivement, le couplage et l'évolution dans le temps du champ magnétique-induction électrique et du champ électrique-induction magnétique. La troisième équation assure la conservation du flux magnétique. La loi de conservation de la charge électrique, donnée par III.13, s'obtient directement par la combinaison des équations III.6 et III.9 :

$$\nabla \cdot \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.13})$$

Généralement, dans le cadre de l'étude des systèmes électrotechniques en général, et en particulier de celle des machines à induction, les fréquences des phénomènes électromagnétiques intervenant dans leurs fonctionnements sont relativement faibles. L'hypothèse admise, dans ces conditions, est de négliger les courants de déplacement devant les courants de conduction. De plus, la densité volumique de charge est nulle ($\rho = 0$). Ainsi, l'équation et le second terme de l'équation III.13 deviennent :

$$\nabla \cdot \vec{J} = 0 \quad (\text{III.14})$$

Tout ces grandeurs électromagnétiques sont gouverné par des conditions d'interfaces expriment la discontinuité de ces grandeurs lors du passage d'un milieu à un autre (notés respectivement 1 et 2, de caractéristiques différentes, Figure III.1) Les équations de passages s'écrivent alors :

$$(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot \vec{n} = \rho_s \quad (\text{III.15})$$

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{III.16})$$

$$(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{III.17})$$

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge \vec{n} = \vec{K}_s \quad (\text{III.18})$$

où ρ_s est la densité surfacique de charge ; \vec{K}_s est la densité surfacique de courant et \vec{n} la normale sortante du milieu 1 vers l'extérieur.

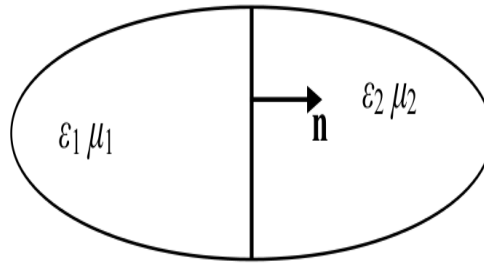


FIGURE III.1 – Conditions de passage entre deux milieux 1, et 2

Les équations de Maxwell représentent les propriétés physiques des champs. Pour les résoudre, diverses formulations sont possibles selon Les différents types de problèmes rencontrés. La définition d’une formulation appropriée assure la transition précise du problème entre l’espace continu et discret [12].

III.3.1.1 Equations de la magnétodynamique

Dans l’hypothèse des états quasi stationnaires, comme le cas d’une machine à induction. Les équations de Maxwell, se réécrivent ainsi :

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_s + \vec{J} \quad (\text{III.19})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.20})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{III.21})$$

Avec \vec{J} représente la densité de courant induite dans les milieux conducteurs par la variation dans le temps du champ magnétique et par le mouvement, et \vec{J}_s la densité du courant variable qui traverse l’inducteur.

A ces équations, nous ajoutons les conditions de passage données par les équations III.15 – III.18 les équations constitutives et

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{III.22})$$

$$\vec{J} = \sigma(\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (\text{III.23})$$

Où, le vecteur \vec{v} représente la vitesse de déplacement des charges électriques dans le champ d’induction \vec{B} .

III.3.1.2 Formulation $\vec{A} - V$ du problème magnétodynamique

L’avantage d’utiliser le potentiel vecteur magnétique provient du fait que tous les paramètres utilisés pour caractériser les champs magnétiques, tels que l’intensité du champ magnétique, \vec{H} , et l’induction magnétique, \vec{B} , sont facilement disponibles à partir du potentiel vecteur magnétique \vec{A} , et donc la nécessité d’utiliser plusieurs grandeurs physiques pour caractériser le champ est éliminés [10].

Dans le cas générale, on distingue trois types de formulation possibles, À savoir : la formulation statique, dynamique ou harmonique . L’utilisation d’une telle formulation dépend de type de machine étudiée et

du phénomène modélisé. Par exemple , lorsqu'il s'agira d'identifier des paramètres d'un modèle circuit tel que les inductances propres ou mutuelles, nous utiliserons une formulation statique. Cette même formulation est encore utilisée pour décrire les phénomènes synchrones dans les machines à aimants. Dans le cas des machines asynchrones en régime sinusoïdal établi, une formulation harmonique est adéquate. Pour ce qui est des régimes transitoires ou déséquilibrés, l'utilisation d'une modélisation dynamique avec une résolution en pas à pas dans le temps est inévitable [9].

III.3.1.3 Formulation du Problème dynamique

D'après la loi de conservation du flux magnétique, définie par l'équation III.21 , l'induction magnétique \vec{B} dérive d'un potentiel vecteur \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (\text{III.24})$$

En tenant compte de III.24 , l'équation III.20 se transforme en :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla V \quad (\text{III.25})$$

où \vec{A} et V désignent respectivement le potentiel vecteur magnétique et le potentiel scalaire électrique, ∇V et la gradient de la scalaire V .

La combinaison des équations III.19, III.22 et III.22 en tenant compte des équations (III.24 et III.25) conduit à la formulation en potentiel vecteur magnétique d'un système magnétodynamique :

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) + \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V - \vec{v} \wedge \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_s \quad (\text{III.26})$$

où ν désigne la reluctivité magnétique . Dans cette formulation le repère est lié au milieu considéré ; ce qui permet d'annuler le terme de mouvement. Les équations décrivant la répartition du potentiel vecteur dans le domaine étudié , se réécrivent alors sous la forme suivante :

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) + \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V \right) = \vec{J}_s \quad (\text{III.27})$$

III.3.1.4 Formulation du Problème harmonique

Dans le cas où les grandeurs sont à variation sinusoïdale dans le temps à la pulsation , on introduit la représentation complexe de toutes les grandeurs électromagnétiques. Par exemple, le potentiel vecteur peut s'écrire sous la forme :

$$A(t) = \sqrt{2}A \cos(\omega t + \alpha) = \sqrt{2} \text{Re}[\bar{A}e^{j\omega t}] \quad (\text{III.28})$$

où $a(t)$ est la valeur instantanée du potentiel vecteur et \bar{A} sa représentation complexe.

Pour un milieu homogène non soumis à une source extérieur, ce qui est généralement le cas dans la cage des machines asynchrones, l'équation III.27 s'écrit sous forme :

$$\nabla^2 \bar{A} = j\omega\sigma\mu\bar{A} - \mu\bar{J}_s \quad (\text{III.29})$$

Cette équation représente l'équation de diffusion du champ électromagnétique en milieu homogène en régime sinusoïdal établi. C'est la modélisation en régime harmonique.

III.3.2 Modèle magnétodynamique appliqué aux machines à induction

Au vu de la complexité de leurs constitutions, le calcul du champ électromagnétique dans les machines à induction est un problème tridimensionnel. Cependant lorsqu'on ne s'intéresse qu'aux performances électriques et mécaniques, il est possible de travailler sur un modèle simplifié en 2D. Ce modèle consiste à supposer que la longueur de la machine est importante, de sorte que l'on peut considérer que le champ magnétique est situé dans le plan perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine. Dans ces conditions les courants imposés dans l'inducteur et ceux induits dans les milieux conducteurs sont dirigés parallèlement à cet axe. On peut choisir alors un potentiel vecteur magnétique A n'ayant qu'une seule composante suivant la direction axiale [25]. Ce dernier est de la forme suivante :

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ a(x, y, t) \end{pmatrix} \quad (\text{III.30})$$

La densité de courant, imposée au stator, est donc de la forme :

$$\vec{J}_s = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ J_s(x, y, t) \end{pmatrix} \quad (\text{III.31})$$

Le potentiel vecteur magnétique, sous la forme III.30, vérifie implicitement la jauge de Coulomb. D'où l'induction et le champ magnétique dans le plan (x, y) qui s'écrivent ainsi :

$$\vec{B} = \begin{pmatrix} +\frac{\partial a}{\partial y} \\ -\frac{\partial a}{\partial x} \end{pmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Et :

$$\vec{H} = \begin{pmatrix} +\frac{1}{\mu} \frac{\partial a}{\partial y} \\ -\frac{1}{\mu} \frac{\partial a}{\partial x} \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Grace à la représentation III.30, on déduit l'équation aux dérivées partielles gouvernant la diffusion du champ électromagnétique dans les machines à induction :

$$-\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial a}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial a}{\partial y} \right) = \vec{J}_s - \sigma \left(\nabla V + \frac{\partial a}{\partial t} \right) \quad (\text{III.34})$$

Que l'on peut écrire sous la forme suivante :

$$\nabla \cdot (\nu \nabla a) = \sigma \left(\frac{\partial a}{\partial t} + \nabla V \right) - J_s \quad (\text{III.35})$$

La constitution des machines à induction permet de distinguer trois régions différentes selon l'existence ou pas du second terme de l'équation (I.43), à savoir [25] :

– **Stator :**

Le stator est constitué d'un empilage de tôles très fines isolées les unes des autres ce qui conduit à une conductivité nulle dans la direction axiale. Alors la seule densité de courant existante est celle

imposée, dans le bobinage, par l'alimentation extérieure. En général les faisceaux des bobines placés dans les encoches sont finement subdivisés en conducteurs ce qui uniformise la répartition de la densité de courant sur la surface de l'encoche. Ainsi, le potentiel vecteur dans le stator vérifie l'équation suivante :

$$\nabla \cdot (\nu \nabla a) + J_s = 0 \quad (\text{III.36})$$

La densité de courant J_s est imposée dans les enroulements du stator par les tensions d'alimentation. Sa détermination sera effectuée par la prise en compte du couplage des circuits électriques extérieurs.

– **Entrefer :**

Dans l'entrefer, le potentiel vecteur magnétique vérifie l'équation suivante :

$$\nabla \cdot (\nu \nabla a) = 0 \quad (\text{III.37})$$

– **Rotor :**

Le rotor classique des machines à induction est constitué d'un assemblage de tôles isolées les unes des autres et d'une cage d'écureuil. Dans ce cas, la densité de courant induite dans les barres massives s'écrit ainsi :

$$\vec{J} = -\sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V \right) \quad (\text{III.38})$$

Les anneaux de court-circuit, se trouvant aux extrémités des barres, servent à la fermeture du circuit électrique de la cage. Ainsi, le potentiel scalaire électrique apparaissant dans l'équation III.38 est considéré dû à un champ électrique de nature électrocinétique ; il résulte de la différence de potentiel entre les barres, qui fait circuler le courant dans les couronnes de court-circuit. L'hypothèse d'un problème électromagnétique en 2D nous permet de supposer que le gradient du potentiel électrique V le long d'une barre est constant. On peut alors écrire la différence de potentiel électrique aux bornes d'une barre ainsi :

$$\nabla V = -\frac{u_b}{l} \cdot \vec{n} \quad (\text{III.39})$$

Où \vec{n} est la normale unitaire à la section de la barre. Ainsi, le potentiel vecteur dans le rotor vérifie l'équation de diffusion suivante :

$$\nabla \cdot (\nu \nabla a) - \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \frac{u_b}{l} \right) = 0 \quad (\text{III.40})$$

Ecrite sous la forme III.40, l'équation du champ dans le rotor peut être couplée au circuit électrique extérieur de la cage.

III.3.3 Couplage des équations électromagnétique et de circuit

Le modèle de calcul des moteurs à induction peut être largement améliorée par couplage des équations de circuit statorique et rotorique avec l'équation de champ . Dans les équations de circuit, la dépendance entre le courant et la tension est résolu et le circuit est couplé avec le champ magnétique au moyen de flux. En outre, les extrémités des enroulements statorique sont modélisés en incluant une inductance supplémentaire dans le modèle de circuit.

Cette section présente la couplage et les équations électromagnétiques à celles décrivant le circuit électrique de la machine en régime harmonique établi, toutes les grandeurs sont supposées purement sinusoïdales et on utilise l'écriture complexe [31] .

III.3.3.1 Equations de circuit du stator

L'équation électromagnétique formulée en potentiel vecteur à résoudre dans la machine est :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) + \sigma(j\omega \vec{A} + \nabla V) = \vec{J} \quad (\text{III.41})$$

Cette équation est couplée à celles décrivant le circuit électrique de la machine présenté sur la Figure III.2.

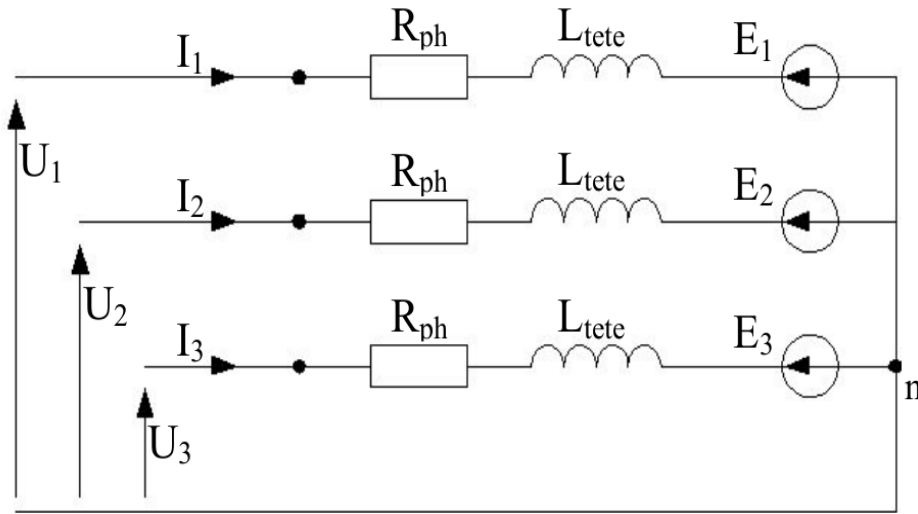


FIGURE III.2 – Schéma électrique triphasé de la machine.

Où R_{ph} est la résistance de l'enroulement d'une phase, L_{tete} l'inductance du bobinage d'une phase situé dans les chignons et E_i la force contre-électromotrice créée par le champ magnétique sur la partie de l'enroulement située dans les encoches du stator. L'équation pour la phase i du stator est donnée par :

$$U_i = R_{ph} \cdot I_i + L_{tete} \cdot j\omega I_i + E_i \quad (\text{III.42})$$

Les trois phases de la machine sont supposées être de constitution identique (machine équilibrée), l'effet de peau est négligé dans les conducteurs du stator et on néglige les variations axiales du problème électromagnétique ($\vec{A} = A_z(x, y) \cdot \vec{e}_z$). On exprime alors l'ensemble des relations du circuit électrique du stator sous forme matricielle :

$$[U_s] = [R_{ph}] \cdot [I_s] + j\omega [L_{tete}] [I_s] + [E_s] \quad (\text{III.43})$$

avec :

$$[U_s] = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}, [E_s] = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}, [R_{ph}] = R_{ph} \cdot \mathbf{1}_3, \text{ et } [L_{tete}] = L_{tete} \cdot \mathbf{1}_3 \quad (\text{III.44})$$

III.3.3.2 Couplage aux équations du champ

Nous allons exprimer le couplage entre ces deux jeux d'équations III.41 et III.46 avec pour inconnues le potentiel vecteur A et les trois courant de phase I_1, I_2 et I_3 . Pour cela, on considère un conducteur, situé dans la partie active du circuit magnétique, de section S_c et de longueur l parcouru par une densité de courant uniforme J et de conductivité σ .

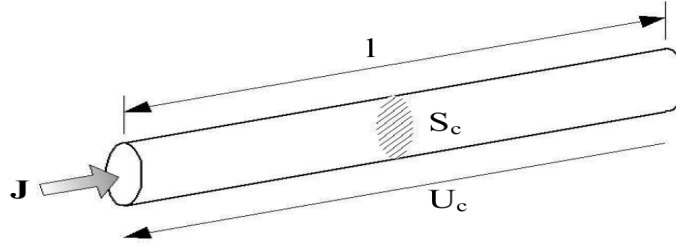


FIGURE III.3 – Fil conducteur situé dans une encoche du circuit magnétique du stator

L'hypothèse du problème électromagnétique 2D nous permet de supposer que le gradient de potentiel électrique V le long du conducteur est constant. On exprime alors la différence de potentiel U_c sur le conducteur par :

$$\nabla V = \frac{U_c}{l} \cdot \vec{n} \quad (\text{III.45})$$

Où \vec{n} est la normale unitaire à la section du conducteur. Ainsi, la densité de courant que supporte le conducteur est donnée par :

$$\vec{J} = -\sigma(\nabla V + j\omega\vec{A}) = \frac{U_c}{l} \cdot \vec{n} - \sigma j\omega\vec{A} \quad (\text{III.46})$$

Au stator, tous les fils d'une même encoche sont donc parcourus par le même courant de la phase à laquelle ils appartiennent. Chaque fil occupant une position géométrique qui lui est propre, il est soumis à un potentiel vecteur donné. La différence de potentiel diffère pour chaque fil d'une même encoche. On exprime la totalité du courant qui circule dans une encoche par la somme des courants dans chacun des fils :

$$n_c I_i = n_c \iint_{S_c} \vec{J} \cdot \vec{n} \cdot dS = \sum_{k=1}^{n_c} \left[\sigma \frac{U_c}{l} S_c - \sigma \iint_{S_c} j\omega\vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS \right] \quad (\text{III.47})$$

Où n_c est le nombre de conducteurs par encoche soit et I_i le courant dans la phase i considérée. La somme des intégrales surfaciques sur chaque conducteur peut s'exprimer comme l'intégrale sur la surface de cuivre par encoche dénommée S_{cu} . Pour une phase complète constituée de m encoches, on obtient :

$$m n_c I_i = \sigma \frac{U_c}{l} \sum_{k=1}^{m \cdot n_c} -\sigma \iint_{S_c} \beta j\omega\vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS \quad (\text{III.48})$$

Où β prend en compte le sens de parcours de l'encoche : +1 pour les encoches aller et -1 pour les encoches retour. La somme des différences de potentiel sur l'ensemble des conducteurs d'une encoche

représente la force électromotrice introduite dans (VI.24) et le coefficient $\sigma \cdot \frac{S_c}{l}$ est la résistance de la partie active des fils du circuit magnétique d'où :

$$E_i = R_{eph} \cdot m \cdot n_c I_i + \frac{l}{S_c} \iint_{S_c} \beta j \omega \vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS \quad (\text{III.49})$$

La résistance totale d'une phase est la somme de la résistance du fil située dans les têtes de bobines et de la partie située dans les encoches soit :

$$R_{ph} = R_{tete} + m \cdot n_c \cdot R_{eph} \quad (\text{III.50})$$

La loi des mailles (III.42) s'exprime alors comme :

$$U_i = R_{tete} \cdot I_i + L_{tete} \cdot j \omega I_i + E_i \quad (\text{III.51})$$

Où encore :

$$U_i = R_{ph} \cdot I_i + L_{tete} \cdot j \omega I_i + \frac{l}{S_c} \iint_{S_{cu}} \beta j \omega \vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS \quad (\text{III.52})$$

Pour l'ensemble du stator, l'équation (III.52) devient un système matriciel semblable à (III.42) duquel on déduit :

$$[E_s] = \left[\frac{l}{S_c} \iint_{S_{cu}} \beta j \omega \vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS \right] \quad (\text{III.53})$$

avec S_{cu} la section de cuivre des encoches de la phase i .

III.3.3.3 Formulation en éléments finis

Lors du calcul électromagnétique, la seule composante A du potentiel vecteur est calculée par éléments finis et s'exprime à partir des valeurs A_i^e aux nœuds d'un élément e du maillage comme :

$$A^e(x, y) = \sum_{i=1}^3 N_i^e(x, y) \cdot A_i^e \quad (\text{III.54})$$

La direction du potentiel vecteur magnétique et de la normale à la section de l'encoche sont confondues ainsi l'intégrale dans la dernière partie de (III.53) s'écrit :

$$\frac{l}{S_c} \iint_{S_{cu}} \beta j \omega \vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS = \frac{l}{S_c} \sum_{e=1}^{n_c} \iint_{S_e} \beta j \omega A^e(x, y) dS \quad (\text{III.55})$$

Où S_e est la surface de chaque élément e représentant la section de cuivre dans l'encoche. Après transformation, on obtient :

$$\frac{l}{S_c} \iint_{S_{cu}} \beta j \omega \vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS = \frac{l}{S_c} \sum_{e=1}^{n_c} \left[\frac{S_e}{3} \beta \sum_{i=1}^3 (j \omega A_i^e) \right] \quad (\text{III.56})$$

Et la formulation en éléments finis de (III.43) devient :

$$[U_s] = [R_{ph}] \cdot [I_s] + j \omega [L_{tete}] [I_s] + [S] \cdot j \omega [A] \quad (\text{III.57})$$

Où $[S]$ est la matrice de taille $3 \times n_p$, avec n_p le nombre de nœuds du maillage, dont les termes sont décrits par III.56

III.3.3.4 Terme source de l'équation électromagnétique

Dans le cas du couplage aux équations de circuit décrit par (III.52), celles-ci tiennent compte de la conductivité des enroulements et la force électromotrice induite comme indiqué dans (III.46). L'équation électromagnétique à résoudre devient alors :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) - \vec{J}_i = 0 \quad (\text{III.58})$$

La densité de courant source \vec{J}_i est directement fonction du courant de phase I_i par la relation :

$$I_i = \iint_{S_c} \vec{J}_i \cdot \vec{n} \cdot dS \quad (\text{III.59})$$

Si on néglige l'effet de peau, il est raisonnable de supposer que la densité de courant est constante dans la section du conducteur et (III.60) devient :

$$I_i = ||J_i|| \cdot S_c \quad (\text{III.60})$$

On peut alors réécrire (III.58) sous la forme :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) - \frac{I_i}{S_c} \vec{n} = 0 \quad (\text{III.61})$$

L'équation (III.61) s'exprime simplement en éléments finis nodaux sous la forme

$$[K] \cdot [A] - [H] \cdot [I_s] = 0 \quad (\text{III.62})$$

Où les termes de la matrice $[H]$, de taille $n \times 3$, sont donnés pour une phase par :

$$H_i = \sum_{e=1}^{n_{ei}} \left[\frac{S_e}{3} \cdot \frac{I_i}{S_c} \right] \quad (\text{III.63})$$

III.3.3.5 La définition des têtes de bobines

Dans un calcul éléments finis en deux dimensions, les têtes de bobines sont prises en compte dans le couplage circuit par l'introduction d'une résistance et d'une inductance de têtes de bobines par phase. Il existe certains nombre de formules analytiques permettant de les calculer automatiquement ils sont présenté dans [26].

Nous proposons les formules de modèle de T. Miller [34]. Ils ont l'avantage d'être applicable à tous les types de bobinage.

$$L_{TB} = \frac{n}{a^2} \frac{\mu_0 N^2 D}{2} \ln \left(\frac{4D}{GMD} - 2 \right) \quad (\text{III.64})$$

avec

μ_0 : Perméabilité du vide

N : Nombre de spires en séries par bobine

n : Nombre de bobines par phases

a : Nombre de chemins en parallèle

D : Diamètre moyen des spires (m)

GMD : Distance moyenne entre deux conducteurs dans l'encoche (m) ($GMD = 0. \sqrt{A}$)

A : Surface d'une encoche (ou d'une demi encoche dans le cas d'un bobinage à deux couches)

III.3.3.6 Equation de circuit du rotor

La cage d'écureuil au rotor, au même titre que les enroulements du stator, forme un circuit électrique parcouru par des courants. Le schéma électrique considéré est celui de la Figure III.4 pour les cages simples. On suppose qu'aucun courant inter barre n'existe (isolation électrique entre les barres et les tôles du circuit magnétique). La principale différence avec le stator réside dans le fait que ce circuit est totalement isolé électriquement. Cela signifie qu'un même décalage de tous les potentiels produira les mêmes courants dans les nb barres et les anneaux de court-circuit. Les courants ne définissent donc pas l'état électrique du circuit de manière unique mais à un potentiel près. C'est pourquoi nous choisissons ici d'exprimer les équations en considérant les tensions aux bornes des barres comme les inconnues à déterminer.

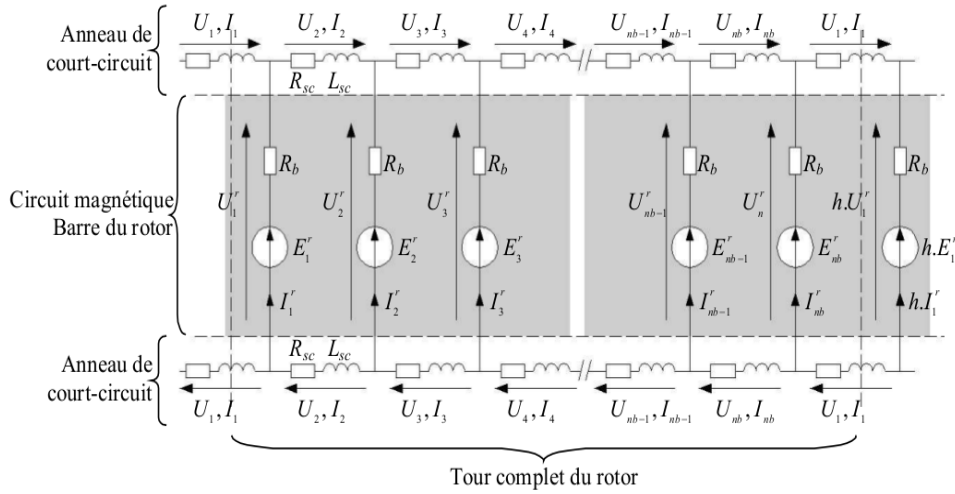


FIGURE III.4 – Schéma électrique de la cage d'écureuil simple du rotor.

Où E_i^r est la force électromotrice induite dans la barre du rotor par les variations de champ magnétique, R_b est la résistance d'une barre et R_{sc} et L_{sc} la résistance et l'inductance d'une portion d'anneau de court-circuit entre deux barres. La cage comporte n barres et le coefficient h permet de prendre en compte une éventuelle symétrie. Le circuit de la Figure III.4 se traduit par les équations ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} 2.h.U_1 = h.U_1^r - U_{nb}^r \\ 2.U_2 = U_2^r - U_2^r \\ \vdots \\ 2.U_{nb} = U_{nb}^r - U_{nb-1}^r \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} I_1^r = I_2 - I_1 \\ I_2^r = I_3 - I_2 \\ \vdots \\ I_{nb-1}^r = I_{nb} - I_{nb-1} \\ I_{nb}^r = h.I_1 - I_{nb} \end{array} \right. \quad (\text{III.65})$$

Que l'on exprime sous forme matricielle par :

$$\begin{cases} 2.[U] = [M].[U^r] \\ [I^r] = -[M]^t.[I] \end{cases} \quad (\text{III.66})$$

avec

$$[M]_{nb \times nb} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & -h \\ -1 & 1 & \ddots & & & 0 \\ 0 & -1 & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 1 & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.67})$$

Et :

$$[U] = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_{nb} \end{bmatrix}; [U^r] = \begin{bmatrix} U_1^r \\ U_2^r \\ \vdots \\ U_{nb}^r \end{bmatrix} [I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{nb} \end{bmatrix} [I^r] = \begin{bmatrix} I_1^r \\ I_2^r \\ \vdots \\ I_{nb}^r \end{bmatrix} \quad (\text{III.68})$$

De plus, aux bornes d'une partie i d'anneau de court-circuit entre deux barres, on peut écrire :

$$U_i = R_{sc}.I_i + L_{sc}.j\omega I_i \quad (\text{III.69})$$

Où, sous forme matricielle pour tous les anneaux :

$$2.[U] = [R_{sc}].[I] + [L_{sc}].j\omega[I] \quad (\text{III.70})$$

Avec :

$$[R_{sc}] = 2.R_{sc}\mathbf{1}_{nb} \text{ Et } [L_{sc}] = 2.L_{sc}\mathbf{1}_{nb} \quad (\text{III.71})$$

où $\mathbf{1}_{nb}$ est la matrice identité de dimension n .

III.3.3.7 Couplage du circuit du rotor

L'équation électromagnétique formulée en potentiel vecteur à résoudre dans la cage du rotor est :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) + \sigma(j\omega \vec{A} + \nabla V) = \vec{J} \quad (\text{III.72})$$

Si on néglige l'effet de peau dans les barres. La tension aux bornes d'une barre i est calculée à partir du potentiel vecteur magnétique \vec{A} par :

$$[U_i^r] = R_b.I_i^r + \frac{l}{S_c} \iint_{S_b} j\omega \vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS \quad (\text{III.73})$$

Où I_i^r est le courant dans la barre i de section S_b et de longueur l . En exprimant \vec{A} par la méthode des éléments finis, on obtient :

$$U_i^r = R_b.I_i^r + \frac{l}{S_b} \sum_{e=1}^{nei} \left[\frac{S_e}{3} \sum_{p=1}^3 (j\omega A_p^e) \right] \quad (\text{III.74})$$

Où $[1; nei]$ décrit l'ensemble des éléments du maillage appartenant à la barre i . L'ensemble des équations de chacune des n_b barres est regroupé en un système matriciel qui s'écrit alors :

$$[U^r] = [R_b] \cdot [I^r] + [Q] \cdot j\omega[A] \quad (\text{III.75})$$

Avec :

$$[R_b]_{n_b \times n_b} = R_b \cdot \mathbf{1}_{n_b}, [Q]_{n_b \times n_p} = \sum_{e=1}^{nei} [Q^e] \quad \text{et} \quad Q_{ij}^e = \frac{l}{S_b} \cdot \frac{S^e}{3} \quad (\text{III.76})$$

A partir de (III.75) et des relations (III.67), on peut écrire :

$$[U^r] = -[R_b] \times [M]^t [Z_{sc}]^{-1} [M] \times [U^r] + [Q] \cdot j\omega[A] \quad (\text{III.77})$$

où :

$$[Z_{sc}] = [R_{sc}] + j\omega[L_{sc}] \quad (\text{III.78})$$

III.3.3.8 La définition de l'anneau de court-circuit

Pour les rotors contenant une cage d'écureuil, l'influence de l'anneau est pris en compte dans le couplage circuit avec l'introduction de résistances et d'inductances inter-barres. Ils existent des différents algorithmes comme les formules de Trickey [32] ou celles d'Alger [33].

Elles sont basées sur une description géométrique de l'anneau et la résistivité du matériau utilisé .

Les pertes de fer dans les anneaux est donné par :

$$P_{fann} = 0.365\mu_0 \left(\frac{l_{ann}}{2N_R} \log \left(\frac{1.5 \frac{l_{ann}}{2}}{e_{an} + \frac{D_E + D_I}{2}} \right) \right) \quad (\text{III.79})$$

L'inductance inter-barre est donnée par :

$$L_{fann} = \frac{P_{fann}}{2 \sin \left(\frac{p\pi}{N_R} \right)^2} \quad (\text{III.80})$$

Et La résistance inter-barre est :

$$R_{ann} = \rho_{Al} \frac{l_{an}}{S_{an} N_R} \quad (\text{III.81})$$

Avec

l_{an} : Périmètre de l'anneau (m)

N_R : Nombre de barres rotoriques

ρ_{Al} : Résistivité des barres (Ωm)

S_{an} : Section de l'anneau $S_{an} = e_{an} \frac{D_E - D_I}{2}$ (m^2)

La Figure III.5 présente la description géométrique de l'anneau.

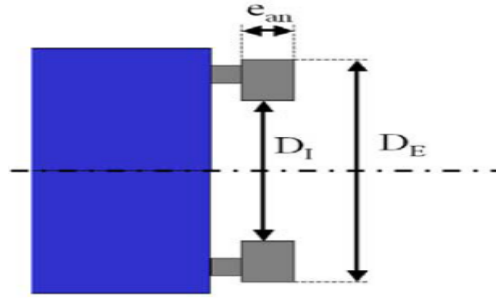


FIGURE III.5 – Paramétrage de l'anneau

III.3.3.9 Problème magnétodynamique et équation mécanique

Dans les convertisseurs électromécaniques, en particulier dans les machines tournantes, le mouvement du rotor est guidé et la trajectoire suivie est déterminée. Alors un seul degré de liberté suffit pour décrire le mouvement. Le guidage du rotor induit par ailleurs des contacts et des frottements qui apparaissent dans l'équation de mouvement. Dans ces conditions, un modèle mécanique externe, représenté par l'équation mécanique de la machine, suffit pour décrire l'interaction de la machine avec sa charge. Cette équation s'écrit sous la forme suivante :

$$J_m \frac{\partial \Omega}{\partial t} + f\omega + C_{ch} = C_{em} \quad (\text{III.82})$$

Où : J_m représente le moment d'inertie de la machine, Ω la vitesse angulaire du rotor, f le coefficient de frottement et où C_{em} et C_{ch} sont respectivement le couple électromagnétique et le couple de charge. En fonction de la position du rotor, la vitesse de rotation du rotor s'écrit comme suit :

$$\Omega = \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (\text{III.83})$$

Le couplage de l'équation mécanique de la machine avec le modèle magnétodynamique s'obtient directement en exprimant le couple électromagnétique développé en fonction des grandeurs magnétiques locales. En utilisant le tenseur des contraintes de Maxwell, le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = l \int_c (\vec{r} \wedge [\frac{1}{\mu_0} (\vec{B} \cdot \vec{n}) \vec{B} - \frac{1}{2\mu_0} \vec{B}^2 \vec{N}]) dc \quad (\text{III.84})$$

où c est un contour situé dans l'entrefer. Ainsi l'équation (III.85), en considérant (III.84), s'écrit :

$$J_m \frac{\partial \Omega}{\partial t} + f\omega + C_{ch} - l \int_c (\vec{r} \wedge [\frac{1}{\mu_0} (\vec{B} \cdot \vec{n}) \vec{B} - \frac{1}{2\mu_0} \vec{B}^2 \vec{N}]) dc = 0 \quad (\text{III.85})$$

III.3.4 Prise en compte des défauts entre spires dans le modèle numérique

Nous considérons deux types de défauts entre les spires d'une phase statorique :

- **Court-circuit localisé à l'intérieure d'une encoche** : comme le bobinage considéré et à simple couche, le défaut de court-circuit élimine alors une partie d'une section ou la section entière.

- **Court-circuit localisé dans les têtes de bobines :** dans ce cas le défaut de court-circuit peut éliminer une partie d'une bobine ou la bobine entière. Il est également probable que le défaut se soit entre deux bobines de la même phase (machine à plusieurs paires de pôles) ou entre de phase différentes.

En ce qui nous concerne nous avons supposé deux défauts sévères, un défaut à l'intérieure d'une encoche qui élimine une section entière et un autre aux têtes de bobines qui élimine une bobine entière.

Pour prendre en compte ce type de défaut dans le modèle numérique il suffit d'ajouter une résistance de valeur très faible en parallèle avec la partie concerné .

III.4 Conclusion

Cette partie présente la modélisation numérique de la machine asynchrone, par la méthode des éléments finis, qui est la technique la plus précise l'analyse de moteur à induction, car il peut inclure toutes les caractéristiques réelles des moteurs à induction sain et défectueux.

Pour le calcul du champ électromagnétique, il se trouve que le modèle magnétodynamique est couplé par l'équations qui décrit le circuit électrique extérieur à la machine. Pour la résolution du problème couplé, il existe : les méthodes pas à pas dans le temps qui donnent de très bons résultats ; mais, les temps de calculs, inhérents nécessaires à la résolution, ne permettent pas de les utiliser de façon répétitive. Les méthodes fréquentielles sont par conséquent plus attractives ; mais, elles s'appliquent uniquement dans l'approximation sinusoïdale.

Dans le chapitre suivant nous abordons l'implémentation du modèle éléments finis de la machine asynchrone couplé aux équations circuits sous le logiciel Flux2D de Cedrat ; cette implémentation permet la simulation de la machine sans ou en présence de défaut et d'étudier ses performances.

Chapitre IV

Simulation et Résultats

IV.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est l'implémentation du modèle éléments finis présenté dans le chapitre précédent . Celui-ci permet de simuler le comportement de la machine dans le cas sans ou avec défaut. Pour ce faire on utilise le logiciel Flux2D de la société Cedrat S.A.

Ce chapitre se présente en trois parties, la première décrit la machine étudiée et rappelle les équations du le modèle élément finis .

La deuxième donne une description détaillée de la procédure d'implémentation du modèle éléments finis dans le logiciel FLUX2D.

La troisième partie présente les différents résultats de simulation de la machine dans le cas du régime de fonctionnement normale et le régime en défaut de la machine asynchrone.

IV.2 Présentation de la machine étudié

La machine étudiée est une machine triphasé à cage à 4 pôles et de puissance utile 5.5kW fabriquée par la société Leroy Somer dont les caractéristiques géométriques sont présentées dans le tableau IV.1.

Composante	Valeur	Unité
Rayon extérieur du stator	84.00	mm
Rayon intérieur de la culasse statorique	69.5	mm
Rayon d'alésage	55.00	mm
Rayon extérieur du rotor	54.6	mm
Largeur de l'entrefer	0.4	mm
Rayon de l'arbre	16.5	mm
Longueur utile	160.00	mm

TABLE IV.1 – Caractéristiques géométriques de la machine à cage étudiée

Le Tableau IV.2 présente les caractéristiques électromécaniques nominales du moteur étudié . Alors que le Figure IV.1 présente les dimensions d'une encoche statorique et les dimensions d'une encoche rotorique.

Caractéristiques	Valeur	Unité
Puissance utile	5.5	kW
Nombre de phases	3	-
Fréquence d'alimentation	50	Hz
Nombre de pôles	4	-
Type d'enroulement	Cocnetrique	-
Nombre de conducteurs en série par phase	19	-
Connexion des enroulements	Etoile (Y)	-
Classe d'isolation	F	-
Nombre d'encoches au stator (semi fermées)	48	-
Nombre d'encoches au rotor (fermées)	28	-
Résistance d'une phase au stator à 25 C	1.05	Ω
Tension d'alimentation	380	V
Glissement	4.13	%
Courant absorbé	11.62	A
Couple nominal	37	N.m
Facteur de puissance	0.865	-
Rendement	84.26	%

TABLE IV.2 – Caractéristiques nominales de la machine à cage étudiée

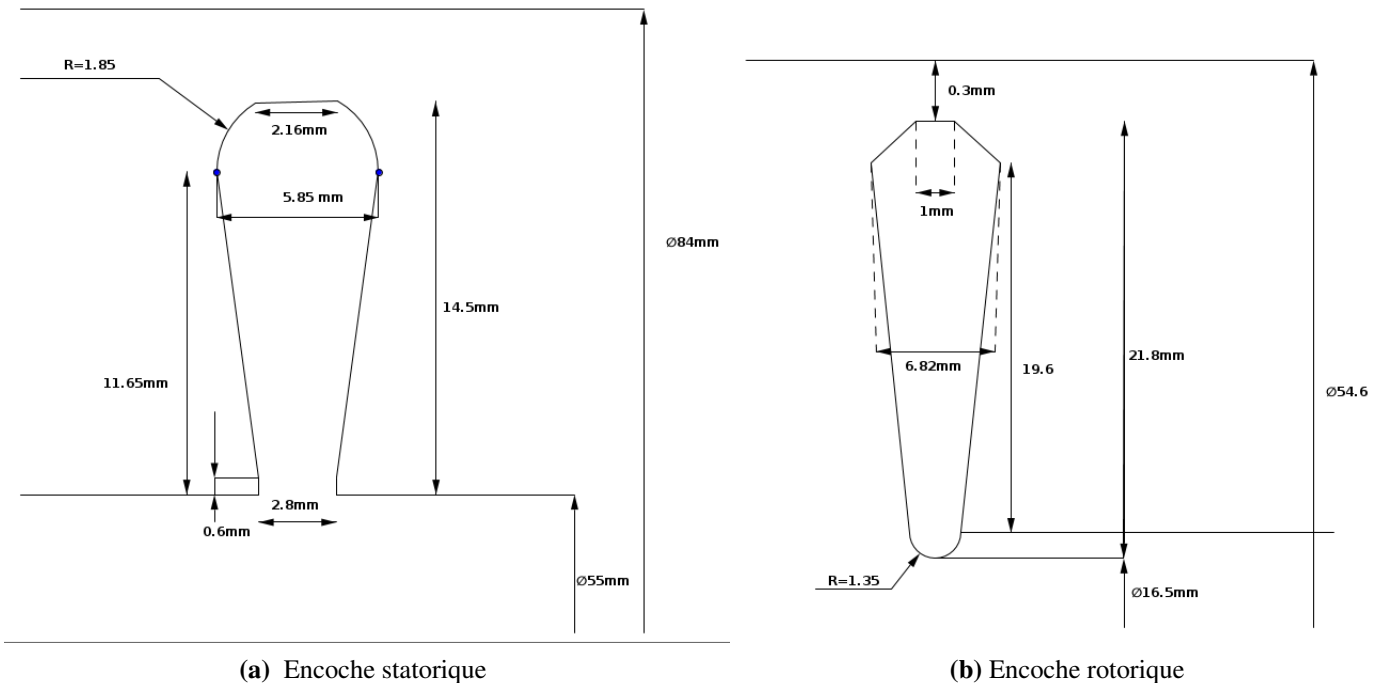


FIGURE IV.1 – les dimensions d'une encoche statorique et rotorique

IV.2.1 Rappel sur le modèle éléments finis couplés aux équations circuits

Le modèle éléments finis est constitué des équations aux dérivés partielles (EDP) couplés équations de circuits. L'EDP à résoudre peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\nabla \cdot (\nu \nabla \vec{A}) = \sigma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla V \right) - \vec{J}_s \quad (\text{IV.1})$$

En régime harmonique, Cette équation devient :

$$\nabla \cdot (\nu \nabla \vec{A}) = \sigma (j\omega \vec{A} + \nabla V) - \vec{J}_s \quad (\text{IV.2})$$

le modèle circuit est couplé, avec le modèle magnétodynamique, à l'aide de l'équation suivante :

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{l}_s \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} \phi_{sp} \quad (\text{IV.3})$$

où : \mathbf{V}_s est le vecteur des tensions aux bornes des phases 1, 2, 3 au stator ; \mathbf{I}_s est le vecteur des courants au niveau des phases 1, 2, 3 au stator ; \mathbf{R}_s est la matrice résistances statorique ; \mathbf{l}_s est la matrice inductance des têtes de bobines et ϕ_{sp} le vecteur flux principal des trois phases, Le flux principal d'une phase peut être alors relié au potentiel vecteur magnétique a par l'équation suivante :

$$\phi_{sp}(t) = n_s \frac{l}{s} \iint_s a(t) ds$$

où n_s , l et s représentent respectivement le nombre de spires par phase, la longueur utile et la surface totale des conducteurs du stator. A l'aide de l'expression précédente, l'équation du circuit du stator, couplée aux grandeurs magnétiques, suivante est obtenue :

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{l}_s \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s + \left[n_s \frac{l}{s} \iint_s a(t) ds \right] \quad (\text{IV.4})$$

Pour le rotor, l'équation électromagnétique formulée en potentiel vecteur à résoudre est :

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) + \sigma (j\omega_r \vec{A} + \nabla V) = \vec{J} \quad (\text{IV.5})$$

Si on néglige l'effet de peau dans les barres. La tension aux bornes d'une barre i est calculée à partir du potentiel vecteur magnétique \vec{A} par :

$$[U_i^r] = R_b \cdot I_i^r + \frac{l}{S_c} \iint_{S_b} j\omega \vec{A} \cdot \vec{n} \cdot dS \quad (\text{IV.6})$$

Où I_i^r est le courant dans la barre i de section S_b et de longueur l . En exprimant \vec{A} par la méthode des éléments finis, on obtient :

$$U_i^r = R_b \cdot I_i^r + \frac{l}{S_b} \sum_{e=1}^{n_{ei}} \left[\frac{S_e}{3} \sum_{p=1}^3 (j\omega A_p^e) \right] \quad (\text{IV.7})$$

Où $[1; n_{ei}]$ décrit l'ensemble des éléments du maillage appartenant à la barre i .

Pour la résolution de ces équations et pour le mis en marche de la modèle on utilise le logiciel Flux2D de Cedrat.

IV.3 Présentation de logiciel Flux 2D

Flux2D/3D est un logiciel de simulation multiphysique des systèmes utilisant la méthode des éléments finis. Il permet le calcul des états magnétiques, électriques ou thermiques des dispositifs en régimes permanents, transitoires et harmoniques, avec des fonctionnalités d'analyse multi-paramétrique étendues, les couplages circuit et cinématique. Le Flux2D est développé (en collaboration avec le G2ELab, fusion du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, du Laboratoire d'Électrostatique et Matériaux Diélectriques et du Laboratoire de Magnétisme du Navire) et distribué en France par la société CEDRAT S.A. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage.

Le logiciel est composé des plusieurs modules spécialisés, gérer par le Superviseur Flux à partir duquel on peut lancer les modules différents modules et gérer les répertoires et les fichiers correspondant à un projet.

Les principaux modules permettant la simulation de tous système physique à l'aide de Flux 2D sont présenté :

IV.3.1 Module pré-processeur

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (**PREFLU**), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (**CLSMAT**), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinis (**PROPHY**) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (**CIRFLU**). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (**PREFLU**).

IV.3.2 Module processeur

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

IV.3.3 Module post-processeur

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

IV.4 Implémentation du modèle EF à l'aide de Flux2D

La Figure [IV.2](#) présente la démarche générale utilisée pour implémenter le modèle éléments finis couplé avec les équations-circuits de la machine asynchrone à l'aide de **Flux2D**. Cette démarche est détaillée dans les paragraphes suivantes.

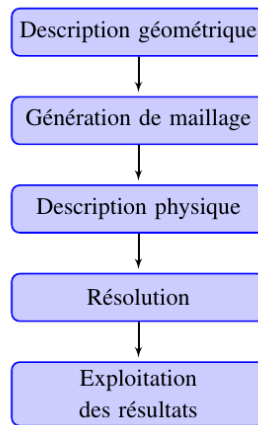


FIGURE IV.2 – Démarche générale pour l’implémentation du modèle en Flux

IV.4.1 Description géométrique

IV.4.1.1 Définition des paramètres géométriques

Dans la première étape de cette phase, on définit les paramètres constants et variables de la géométrie qui permet la construction des points éléments principaux. Pour modifier la géométrie il suffit de modifier la valeur de ces variables. Cela permet l’utilisation de ce logiciel dans le cadre de la conception des machines électriques. Le tableau IV.3 donne la liste des variables et leur définitions.

Paramètre	Description	Valeur[mm]
SOD	Rayon extérieur du stator	84
SID	Rayon d’alésage	55
ROD	Rayon extérieur du rotor	54.6
RID	Rayon de l’arbre	16.5
SSOPEN	Largeur de l’ouverture de l’encoche statorique	2.8
SSTH	Hauteur totale de l’encoche statorique	14.5
STH	Hauteur de l’encoche statorique jusqu’à son ouverture supérieure	11.65
SIH	Hauteur de l’isolation statorique	0.6
SSL	Largeur de l’encoche statorique en haut	5.58
SSTL	Largeur de tête de l’encoche statorique	2.16
SSTOPH	Différence de hauteur entre la tête et l’ouverture supérieure de l’encoche statorique	1.85
RBTH	Hauteur totale d’un bar rotorique	21.8
RBBR	Rayon de section inférieure d’un bar rotorique	1.35
RSL	Largeur de la section supérieure d’un bar rotorique	6.82
RBTL	Largeur du tête d’un bar rotorique	0.5
RSH	Différence de hauteur entre la tête d’un bar et son section supérieure	2.2
H	Différence de hauteur entre diamètre fin rotor et fin bar	0.3

TABLE IV.3 – Paramètres géométriques de Machine étudié

IV.4.1.2 Définition des repères

La deuxième étape consiste à définir les repères de référence qui permet de dessiner la géométrie de la machine asynchrone. Le stator est définie dans un repère global **STATORMAIN** de centre $(0, 0)$. Pour dessiner les encoches statoriques nous utilisons un repère local relatif (**STATORWORK**) au repère **STATORMAIN** de même centre et décalé d'une moitié d'une pas à dentaire statorique, et un repère local relatif (**STATORLOC**) de centre $(SID, 0)$. La même procédure est utilisé pour définir les repères relatifs au rotor, à l'exception que la moitié de la pas dentaire statorique est remplacé par la moitié de la pas dentaire rotorique et le centre de référence **ROTORWORK** est $(ROD, 0)$. Le tableau IV.4 présente les différents repères utilisé pour la conception de la géométrie de la machine.

Repère	Type	Coordonnées de centre de repère	Angle de décalage
Repères Statoriques			
STATORMAIN	Global	$(0, 0)$	0
STATORWORK	Local(au STATORMAIN)	$(0, 0)$	$90/(12 * 2)$
STATORLOC	Local(au STATORWORK)	$(SID, 0)$	0
Repères Rotoriques			
ROTORMAIN	Global	$(0, 0)$	0
ROTORWORK	Local(au ROTORMAIN)	$(0, 0)$	$90/(7 * 2)$
ROTORLOC	Local(au ROTORWORK)	$(ROD, 0)$	0

TABLE IV.4 – Les repères

IV.4.1.3 Traçage de éléments géométrique de base

En vertu de la symétrie géométrique de la machine on peut tracer les éléments géométriques de base et générer automatiquement le reste de la géométrie en utilisant des transformations appliquées sur la base d'éléments déjà créés (points, lignes, faces) .

Les éléments géométrique de base sont la moitié d'une encoche statorique, et la moitié d'une encoche rotorique. De plus il faut ajouter les points qui permet de tracer les deux cercles qui limitent l'entrefer (Les points $K, L, Q, et R$), les points qui définissent l'arbre (Points M, N) et finalement les points qui définissent la feuille statorique (Points O, P) . La tableau IV.5 donne les coordonnées des points de base de la géométrie de la machine.

IV.4.1.4 Choix de la densité de maillage

Pour avoir une meilleure qualité de maillage, on peut régler soit la densité de nœuds de maillage des points (discrétisations ponctuelles) et/ou la densité de maillage de lignes (discrétisations linéiques). Et cela en intervenant uniquement sur les points et segments de la géométrie de base.

IV.4.1.5 Définition des transformations

les transformations étant des fonctions géométriques de type translation, rotation ou affinité. Elles permettent la génération automatique de nouveaux objets à partir des objets géométrique de base.

Dans notre cas, nous définissons 4 transformations :

- Deux transformations de type affinité qui permettent d’accomplir la géométrie d’une encoche statorique élémentaire (SMIROIR) et l’autre (RMIROIR) pour accomplir celle d’une encoche rotorique.
- Deux autres transformations de type rotation définie par angle et coordonnées de point de pivot sont définies. l’une permet de construire les encoches statorique à partir de l’encoche de base, l’autre à le rôle de générer les encoches rotoriques restantes à partir de l’encoche rotorique de base .

De plus, il faut noter que les transformations permettent de prendre en considération les densités de maillage associées aux entités géométriques de base.

Points statoriques			Points rotoriques			Autre		
Point	Abscisse	Ordonné	Point	Abscisse	Ordonné	Point	Abscisse	Ordonné
A_s	0	0	A_r	$-H$	0	K	0	ROD
B_s	0	$\frac{SSOPEN}{2}$	B_r	$-H$	$RBTL/2$	L	0	$-ROD$
C_s	SIH	0	C_r	$-H-RSH$	$RSL/2$	M	0	RID
D_s	IH	$\frac{SSOPEN}{2}$	D_r	$-H-$ $RBTH+RBRR$	$RBRR$	N	0	$-RID$
E_s	SSH	$\frac{SSL}{2}$	E_r	$-H-RBTH$	0	O	0	SOD
F	$SSTH$	$\frac{SSTL}{2}$	-	-	-	P	0	$-SOD$
J	$SSTH$	0	-	-	-	Q	0	SID
						R	0	$-SID$

TABLE IV.5 – Coordonnées de points de base

IV.4.1.6 Construction de la Géométrie totale de la machine

Après avoir défini les différents outils et paramètres nécessaires pour la description géométrique de la machine, l’enchaînement logique des tâches qui permettent la mise au point de la géométrie est présentée ci-dessous :

1. Création de points de base de géométrie de la machine .
2. Création des lignes qui définissent la moitié d’une encoche statorique et la moitié d’une encoche rotorique.
3. Utilisation des transformations **SMIROIR** et **RMIROIR** pour concevoir l’encoche statorique et rotorique de base de la machine.
4. Construction de la surface d’une encoche statorique et rotorique.
5. Affectation de la densité de maillage de points et de lignes de base.
6. Utilisation de les transformation **SDPLUCT** et **RDPLUCT** pour générer automatiquement le reste des encoches statoriques et rotoriques, respectivement. La transformation **SDPLUCT** est répétés 47 fois pour construire les 47 surfaces des encoches statoriques restantes, alors que la transformation **RDPLUCT** est répétés 27 fois pour construire les 27 surfaces des encoches rotoriques restantes.
7. Construction de surfaces qui définie l’entrefer , l’arbre et le culasse statorique.

La Figure IV.3 présente la vue de la géométrie complète de la machine avec un agrandissement des la géométrie de base.

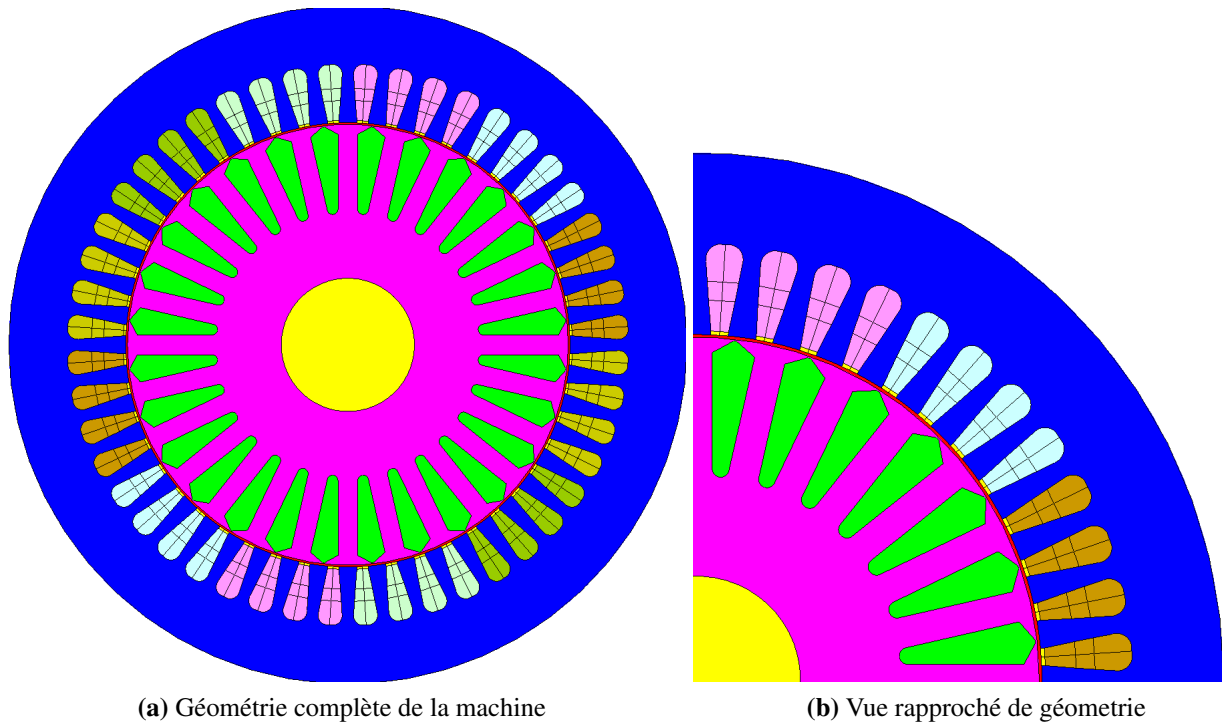


FIGURE IV.3 – Géométrie de la machine

IV.4.2 Génération du maillage

Le maillage de la géométrie consiste à découper le domaine en éléments surfaciques. Le maillage automatique consiste à mailler automatiquement l'intérieur des surfaces par des triangles à partir de nœuds répartis sur les lignes.

En ce qui nous concerne, on a utilisé le mailleur automatique. On a alors choisi une densité initiale de maillage à partir de laquelle le programme réalise une subdivision uniforme des lignes du problème.

La Figure IV.4 présente la maillage de la machine utilisé dans le calcul ainsi que la maillage utilisé autour de l'entrefer.

IV.4.3 Description physique

La machine électrique étudiée est constituée de culasses, bobines et barres qui possèdent des caractéristiques physiques propres (matériau ferromagnétique, courant, . . .).

La description physique est une phase qui permet l'association du modèle décrit par les EDP et les équations circuits (Les équations III.41 III.61 III.77) et la géométrie décrites par les éléments finis triangulaires.

La phase de description physique consister à :

1. Choix de l'application physique correspondante qui, dans notre cas est une application électromagnétique en régime variable. Cela est décrit dans Flux2D par le type Magnéto-harmoniques en

2D.

2. Définition des conditions aux limites sur les limites du domaine d'étude, dans notre cas il s'agit de conditions aux limites de type Dirichlet.
3. Création de matériaux ou faire appel à la base de données de FLUX2D.
4. Création des régions matérielles et affectation de ces régions aux entités géométriques.
5. Création de circuit électrique associé et affectation de régions aux composants électriques correspondantes

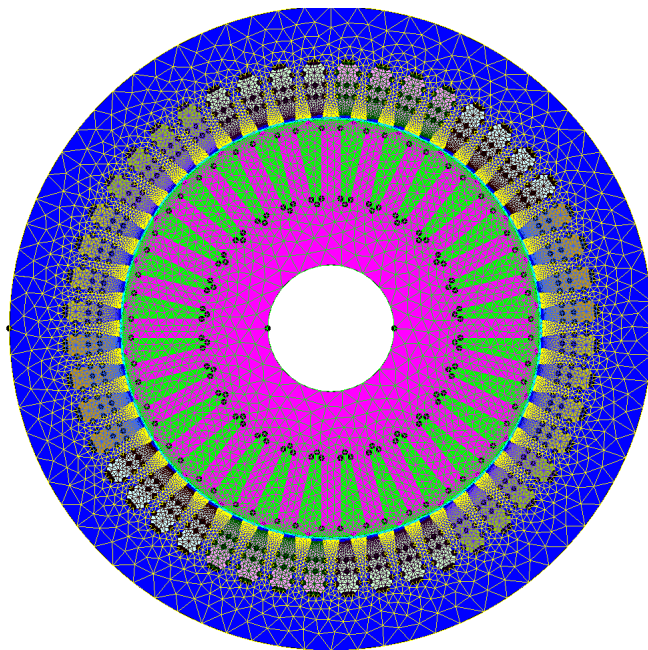


FIGURE IV.4 – Maillage de la machine

IV.4.3.1 Choix des matériaux

Les matériaux possèdent différentes propriétés physiques. Les propriétés physiques utiles pour la modélisation dépendent de l'application physique courante (active), Dans notre cas les deux propriétés utiles sont : la propriété magnétique $B(H)$ ou la propriété électrique $J(E)$. Le Flux 2D possède un gestionnaire de matériaux (**Cslmat**) qui permet la gestion des matériaux dans une banque. Il permet d'ajouter, supprimer, modifier, consulter des matériaux . Dans notre cas , nous choisirons pour un matériau(**FLUX_1010_XC10+R0**) pour la culasse statorique et rotorique. Ce matériau possède une propriété de saturation présentée dans la courbe de la Figure IV.5 , ce matériau est définie déjà dans la bibliothèque de matériaux de **Cslmat**.

Le matériau choisi pour les barres rotoriques est l'aluminium , leur résistivité change avec la température comme montre l'équation IV.8

$$\rho(T) = \rho_a(1 + a * T) \quad (IV.8)$$

Avec $\rho_a = 0.26 \cdot 10^{-7}$ c'est la résistivité de l'aluminium à $T = 0$, et $a = 0.004$ est la constante du milieu (positive ou négative) (en $degr^{-1}$)

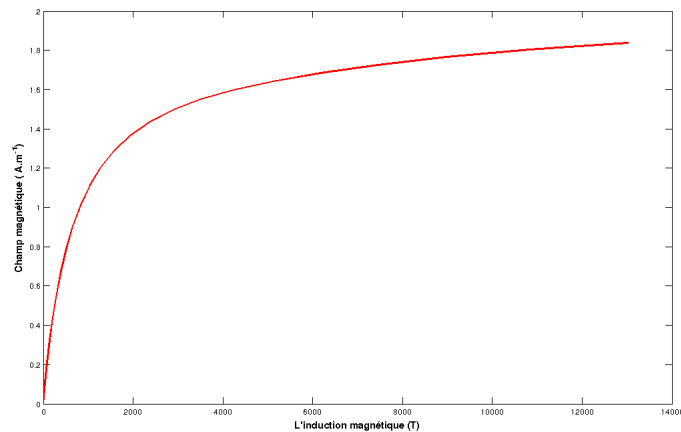


FIGURE IV.5 – Propriété magnétique du matériau choisi

IV.4.3.2 Création du circuit électrique et association de régions

Le descripteur de circuit (**ELECTRIFLUX**) est un outil de construction de circuits électriques. Il permet la représentation graphique des différents éléments d'un circuit électrique : les composants, les fils électriques.

La Figure IV.6 présente la circuit associé à la machine. Pour les bobines statoriques il y a des conducteurs aller et des conducteurs rotor, et chaque groupe de conducteurs est associé à sa résistance et inductance précédemment défini (Les Formules III.64 III.80 III.81). Ajouté à cela les résistances et inductances des têtes de bobine. Chaque ensemble de conducteurs allés ou retours de chaque phase statorique est associé à un élément circuit de type conducteur bobiné. Ici, nous avons négligé les effets de peau et de proximité à l'intérieure de chaque encoche statorique.

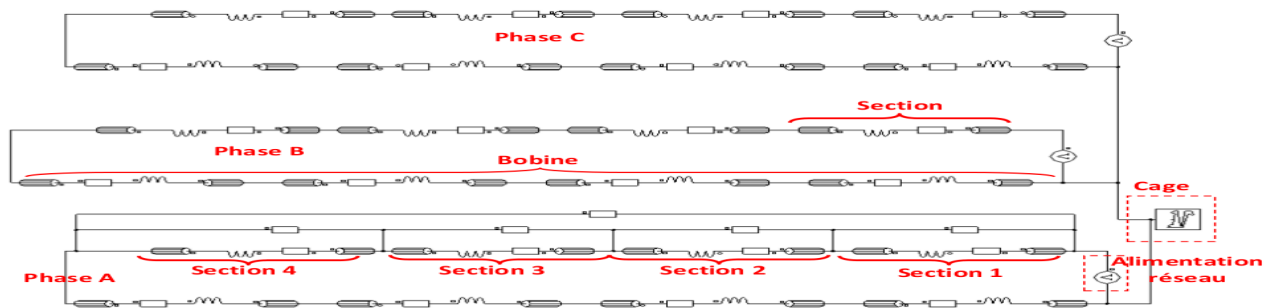


FIGURE IV.6 – Circuit électrique associé à la machine

La cage d'écureuil d'une machine asynchrone est un ensemble composé de barres reliées entre elles par des anneaux, Il est caractérisé par 3 paramètres : le nombre de barres $N = 28$, la résistance $R_{ann} = 4.57 \cdot 10^{-7} \Omega$ de la portion de tête d'anneau comprises entre deux barres, et l'inductance $L_{ann} = 10^{-9} Henry$ de la portion de tête d'anneau comprises entre deux barres. Chaque barre est associée à un élément circuit de type conducteur massif .

La configuration de la circuit rotorique présenté dans le chapitre III (Figure III.4) est pris en compte par le Fulx2D .

Cette configuration est réduite en symbole de la cage d'écureuil comme montre la Figure IV.7

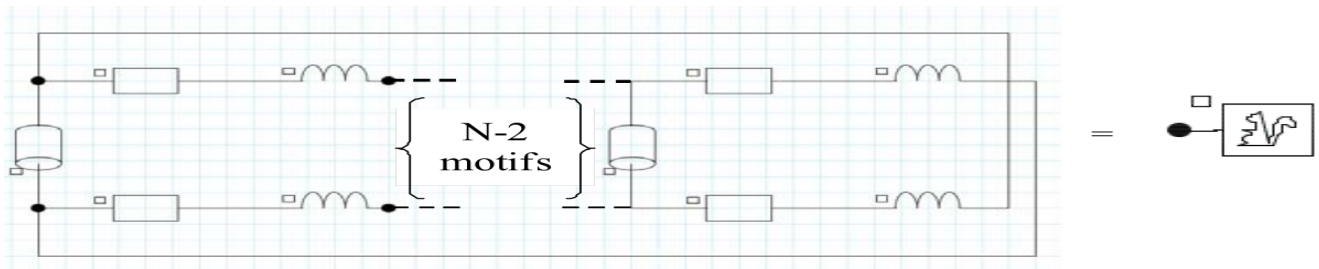


FIGURE IV.7 – Circuit électrique de la cage d'écureuil

L'alimentation est constituée d'un système triphasé équilibré de valeur crête de 380 V , la machine est couplée en étoile.

IV.5 Simulation et exploitation des résultats

Après avoir construit le modèle à l'aide de la module **Preflux2D** qui permet aussi de construire et de réaliser l'assemblage des sous-matrices élémentaires pour construire la matrice générale du système d'équations linéaires à résoudre, le module **SOLVER_2D** permet la résolution du système d'équations linéaire, les valeurs de variables locales sont fournies en chaque nœud du maillage.

La module **PSTOPRO_2D** permet de visualiser les résultats et de tracer les grandeurs globales, nous présentons en premier temps les résultats de la simulation de la machine asynchrone saine, cette simulation permet de valider le modèle en le comparant avec les résultats obtenues dans [27].

IV.5.1 Introduction du défaut entre spire

Nous avons considéré deux types de défauts entre les spires d'une phase statorique :

- **Court-circuit localisé à l'intérieure d'une encoche** : comme le bobinage considéré et à simple couche, le défaut de court-circuit élimine alors une partie d'une section ou la section entière.
- **Court-circuit localisé dans les têtes de bobines** : dans ce cas le défaut de court-circuit peut éliminer une partie d'une bobine ou la bobine entière. Il est également probable que le défaut se soit entre deux bobines de la même phase (machine à plusieurs paires de pôles) ou entre de phase différentes.

En ce qui nous concerne nous avons supposé deux défauts sévères, un défaut à l'intérieure d'une encoche qui élimine une section entière et un autre aux têtes de bobines qui élimine une bobine entière (Figure IV.8).

Comme nous avons utilisé un modèle éléments finis de la machine asynchrone, couplé aux équations des circuits statorique et rotorique, il faut que les conducteurs allés et retours de chaque section soient représentés distinctement dans le modèle circuit pour prendre en compte les défauts entre spires d'une section. Il suffit alors de mettre en parallèle avec le circuit de la section ou de la bobine concernée, une résistance de très faible valeur.

Nous avons supposé un court-circuit de la section (section 1) extérieure de la bobine 1 de la phase A, et un court-circuit de la bobine 1 entière de la phase A.

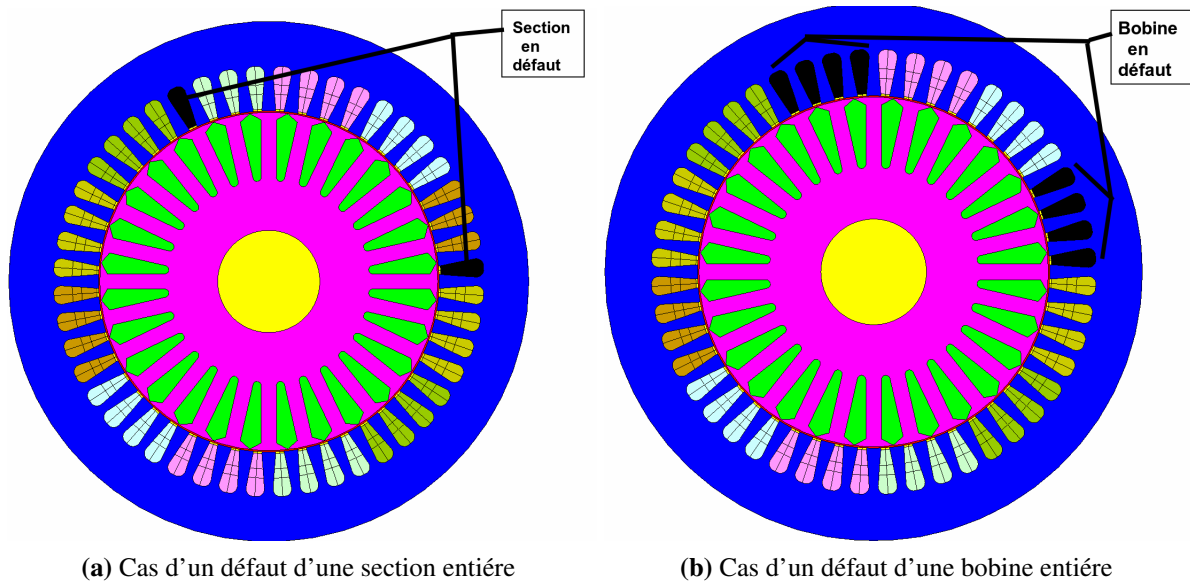


FIGURE IV.8 – Défaut introduit dans la bobinage statorique

La figure IV.9 présente la répartition du bobinage concentrique pour une bobine d'une phase sur les encoches du stator, chaque bobine est associé a leur résistances de section allés et retour et leurs inductances de têtes de bobines, qui sont précédement présentées dans la figure IV.6.

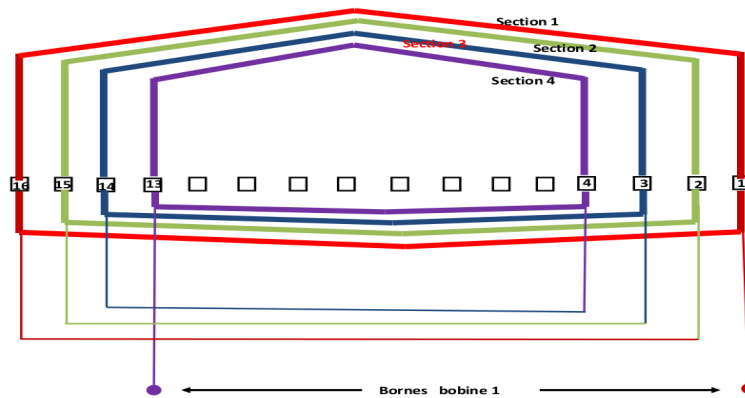


FIGURE IV.9 – La répartition du bobinage concentrique pour une bobine d'une phase sur les encoches du stator

IV.5.2 Simulation de la machine saine

En vue de validation du modèle éléments finis, nous comparons les résultats obtenus avec les résultats expérimentaux de la machine présenté dans [27]. Nous calculons les performances externes de la machine pour différentes valeurs de glissement.

Les résultats de simulation donnent pratiquement la même allure et sont confondues pour le couple (Figure IV.10a) et la puissance absorbé (Figure IV.10b), alors qu'un légère écart est remarqué dans le cas de la facteur de puissance (Figure IV.10d) et les courant absorbés (Figure IV.10c).

Le légère écart remarqué dans le cas de la facteur de puissance (Figure IV.10d) et les courant absorbés (

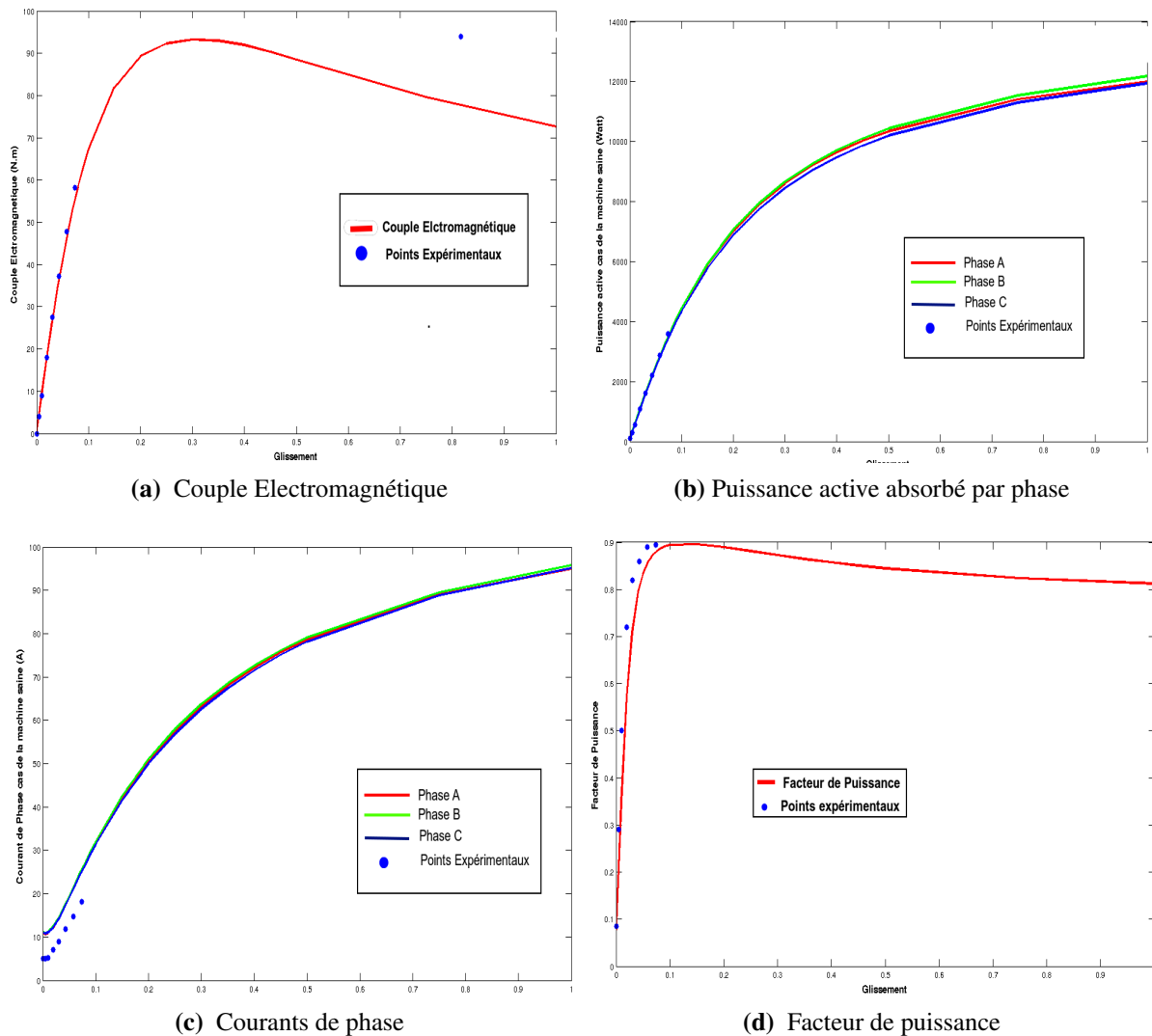


FIGURE IV.10 – Performance de la machine saine

Figure IV.10c) est essentiellement due aux différences entre le matériau magnétique des tôles statoriques et rotoriques que nous avons utilisé, et celle utilisé dans [27]. On remarque un équilibre des courants absorbé par la machine saine, le léger écart entre les courbes des courants absorbé et due au discrétisation de la domaine par la méthode des éléments finis. Cette discrétisation génère un erreur dans les grandeurs calculé à l'aide de cette méthode.

Le régime équilibré de la machine en régime sans défaut est bien illustré par les caractéristiques en courant et en puissance cela est montré encore mieux par la distribution des lignes de flux dans la machine (Figure IV.11).

Pour montré les régions de saturation magnétique de la machine nous avons jugé nécessaire et utile de donner la distribution de la perméabilité relative dans les feuilles statoriques et rotoriques(Figure IV.12). Pour le cas de la machine saine on remarque une saturation au niveau du dents statorique et une équilibre dans la disturubtion de la perméabilité relative dans la machine saine.

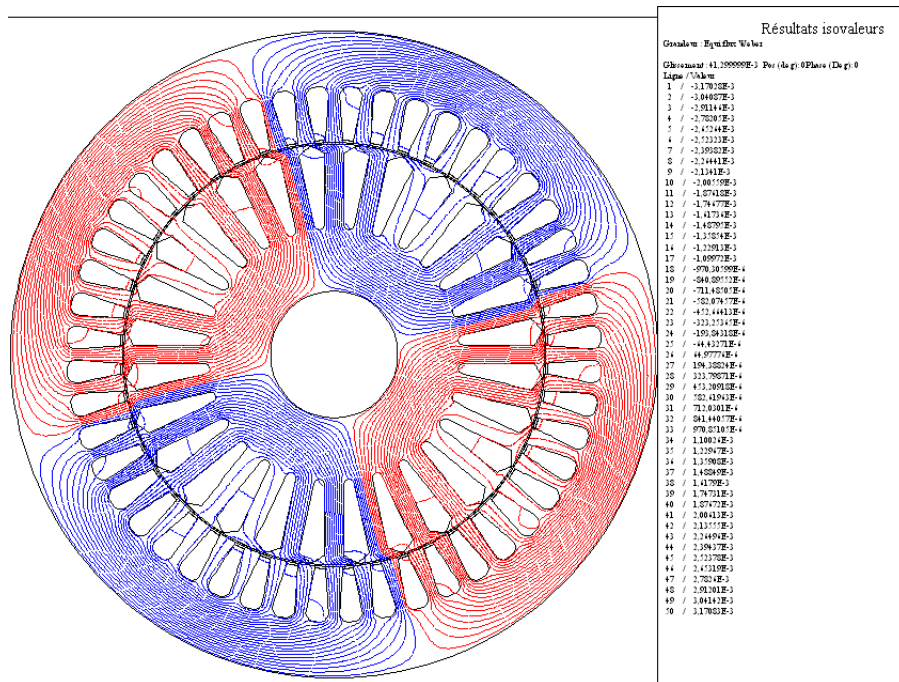


FIGURE IV.11 – La répartition des lignes de potentiel vecteur cas machine saine

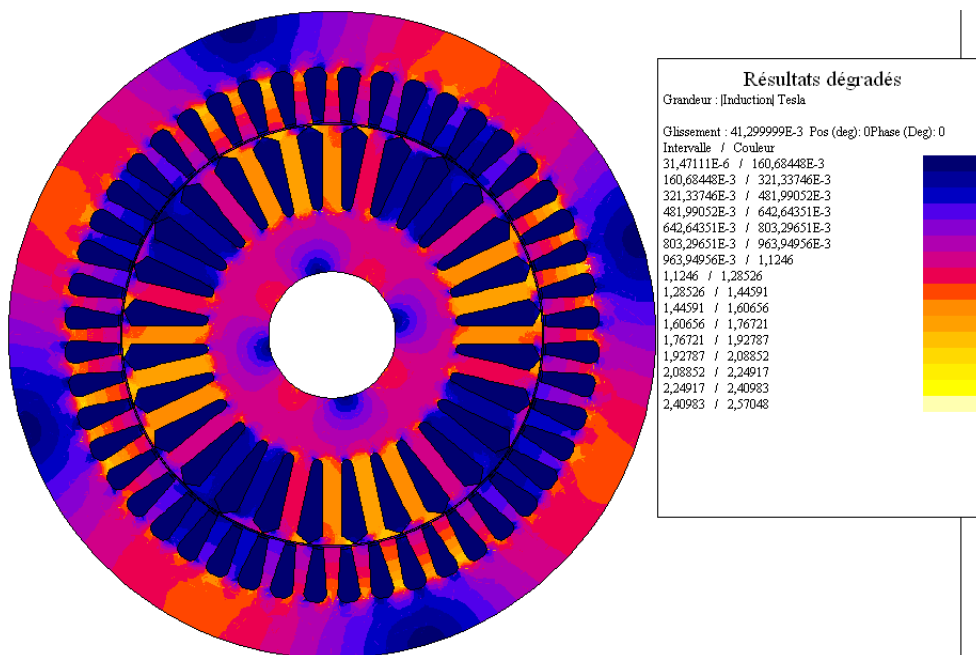


FIGURE IV.12 – Répartition du perméabilité relative dans la machine saine

IV.5.3 Simulation de la machine avec un défaut de court-circuit d'une section entière

Après avoir validé le modèle des éléments finis, on a introduit le défaut de court-circuit entre les spires de bobinage statorique. Les caractéristiques externes de la machine en défaut sont présentés dans la figure IV.13.

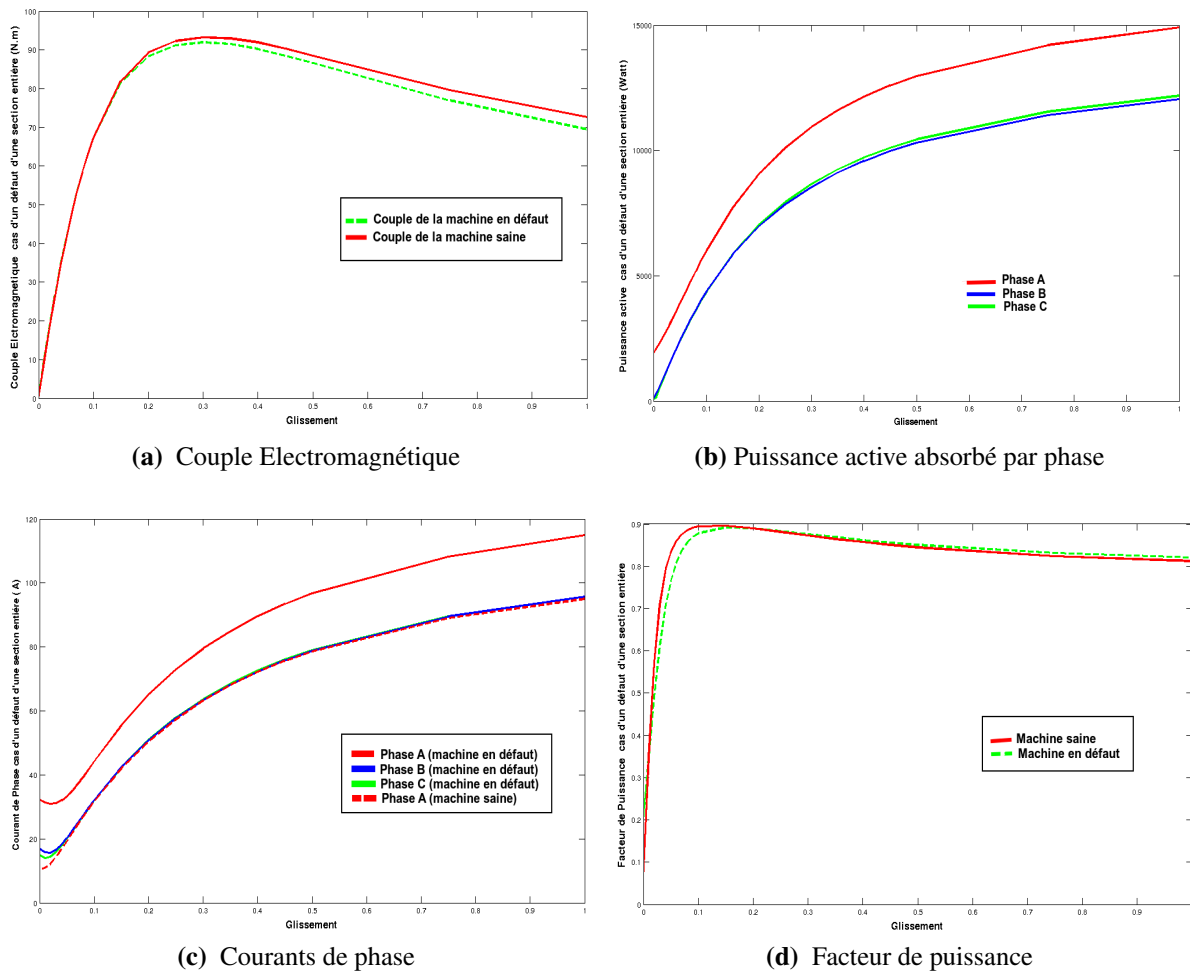


FIGURE IV.13 – Performance de la machine présente un défaut de court-circuit d'une section entière

La comparaison des performances de la machine saine et en présence d'un défaut de court-circuit d'une section entière montre une diminution de couple électromécanique (Figure IV.13a) et un déséquilibre de la machine par la différence entre les courants (Figure IV.13c) et les puissances des phases (Figure IV.13b). Le courant de phase lieu de défaut augmente d'une manière considérable ainsi que la puissance absorbée par cette phase. En régime nominale, le facteur de puissance (Figure IV.13d) diminue ainsi que le couple alors que la puissance absorbée (Figure IV.13b) augmente ce qui provoque une augmentation des pertes dans la machine défectueuse.

Pour montrer encore mieux le déséquilibre de la machine, la figure IV.14 présente la répartition de la perméabilité relative dans la machine en défaut.

La répartition de la perméabilité relative montre une augmentation de saturation surtout au niveau de culasse statorique ainsi qu'une déséquilibre de la répartition de cette saturation.

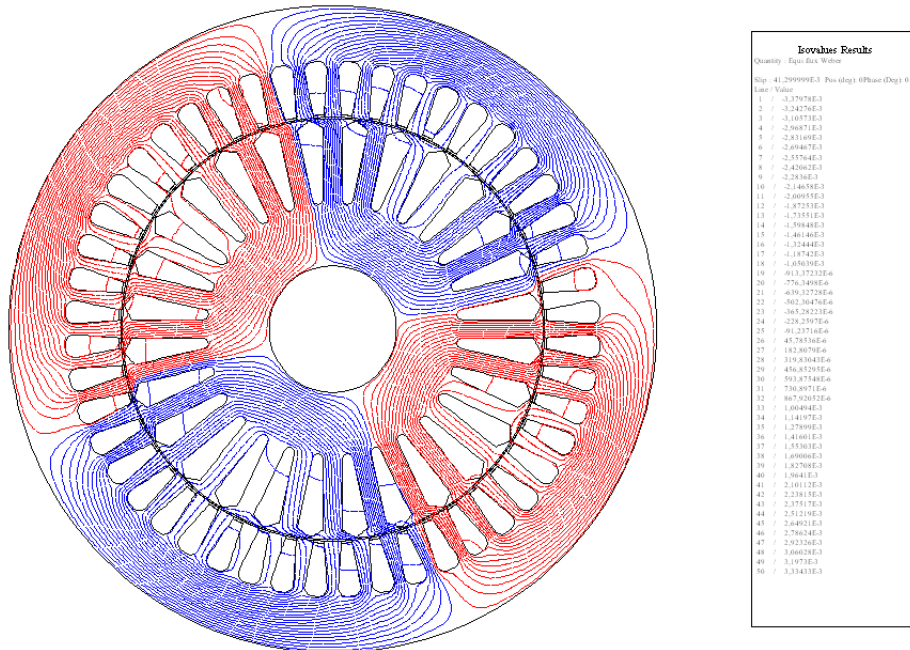


FIGURE IV.14 – La répartition des lignes de potentiel vecteur, cas machine avec un court-circuit d'une section entière

Pour aller encore plus loin, Nous présentons la distribution des lignes de potentiel vecteur magnétique (Figure IV.15).

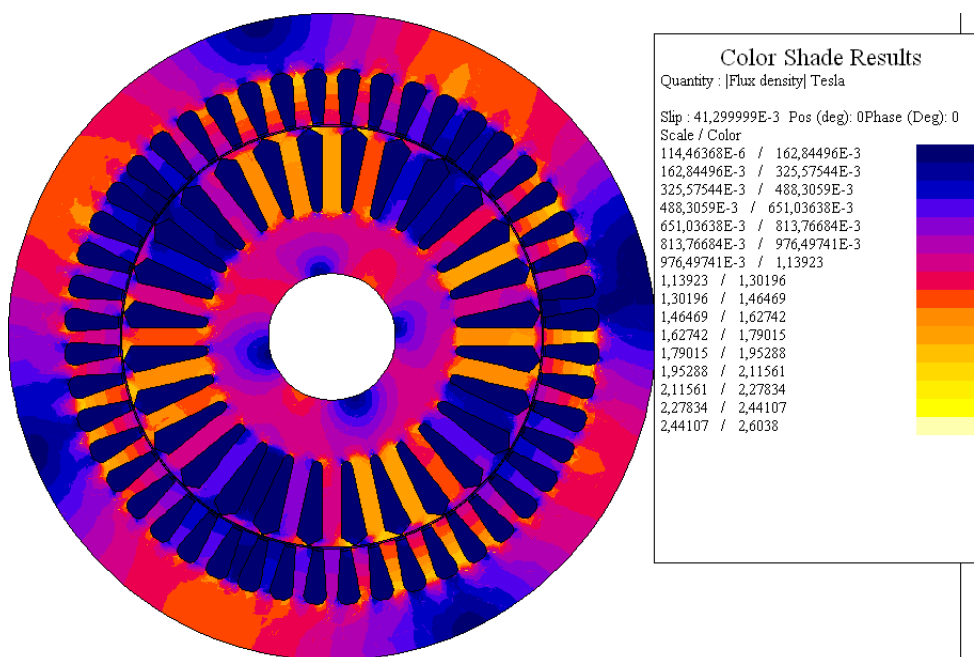


FIGURE IV.15 – Répartition du perméabilité relative dans la machine avec un court-circuit d'une section entière

Dans le cas où la machine est saine, les quatre pôles de la machine sont parfaitement équilibrés alors que la présence d'un défaut de court-circuit dans une section élémentaire d'un pôle provoque une distorsion de cette équilibre, le nombre des encoches qui constituent un pôle change ce qui provoque un déséquilibre totale dans la distribution de champ.

IV.5.4 Simulation de la machine avec un défaut d'une bobine entière

La Figure IV.16 présente les caractéristiques externes de la machine en défaut de court-circuit d'une bobine entière.

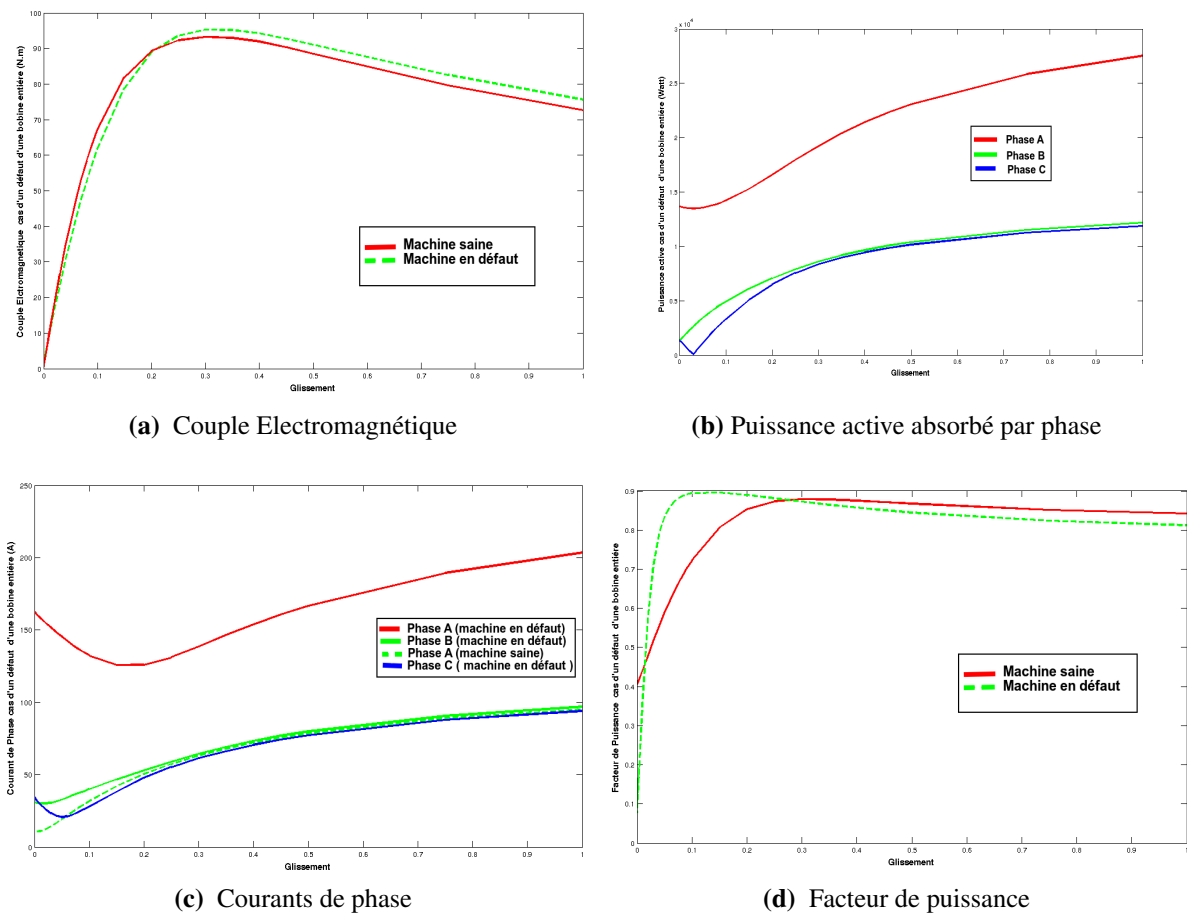


FIGURE IV.16 – Performance de la machine présente un défaut de court-circuit entre les spires d'une bobine entière

Dans le cas de la machine avec un défaut de court-circuit d'une bobine entière, on remarque une augmentation de courant à phase lieu de la court-circuit (Figure IV.16c), ainsi que la puissance absorbé (Figure IV.16b) par phase . On remarque aussi que dans le cas de régime nominale de la machine une diminution du couple (Figure IV.16a) et du facteur de puissance (Figure IV.16d).

Dans le cas de la répartition du perméabilité relative de la machine en défaut de type court-circuit entre les spires d'une bobine entière (Figure IV.18), on remarque l'augmentation de saturation surtout autour de la culasse statorique proche de la bobine en court-circuit .

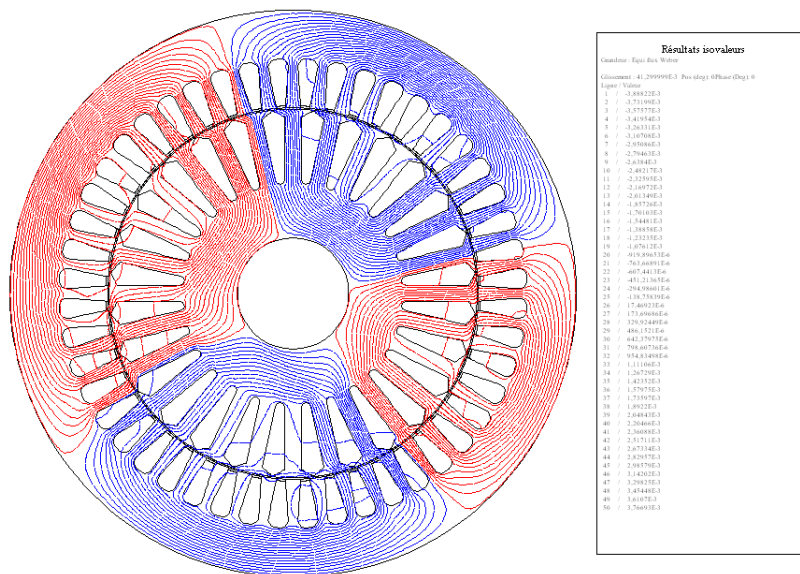


FIGURE IV.17 – La répartition des lignes de potentiel vecteur, cas machine avec un court-circuit d’une bobine entière

Le défaut provoque la déséquilibre totale de la distribution des lignes de potentiel vecteur magnétique(Figure IV.17).

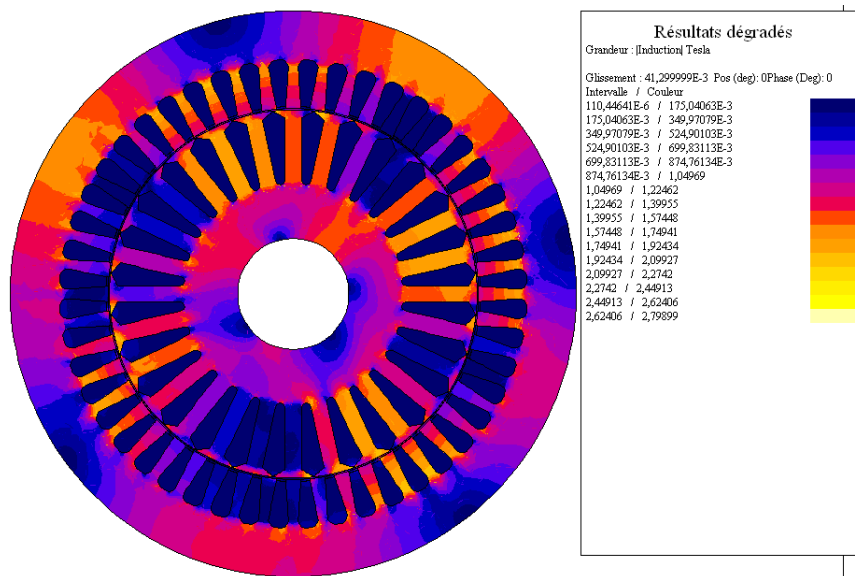


FIGURE IV.18 – Répartition du perméabilité relative dans la machine avec un court-circuit d’une bobine entière

IV.5.5 Comparaison des performances de la machine saine et en défaut

Pour l’étude du défaut dans la machine phénomène , nous jugeons utile de relever l’induction radiale dans l’entrefer ainsi que la partie réelle du potentiel vecteur pour la machine saine, et les machines présentent

un défaut de court-circuit des spires d'une section entière et d'une bobine entière , pour chaque cas nous faisons une analyse spectrale de ces grandeurs(Figure IV.19) .

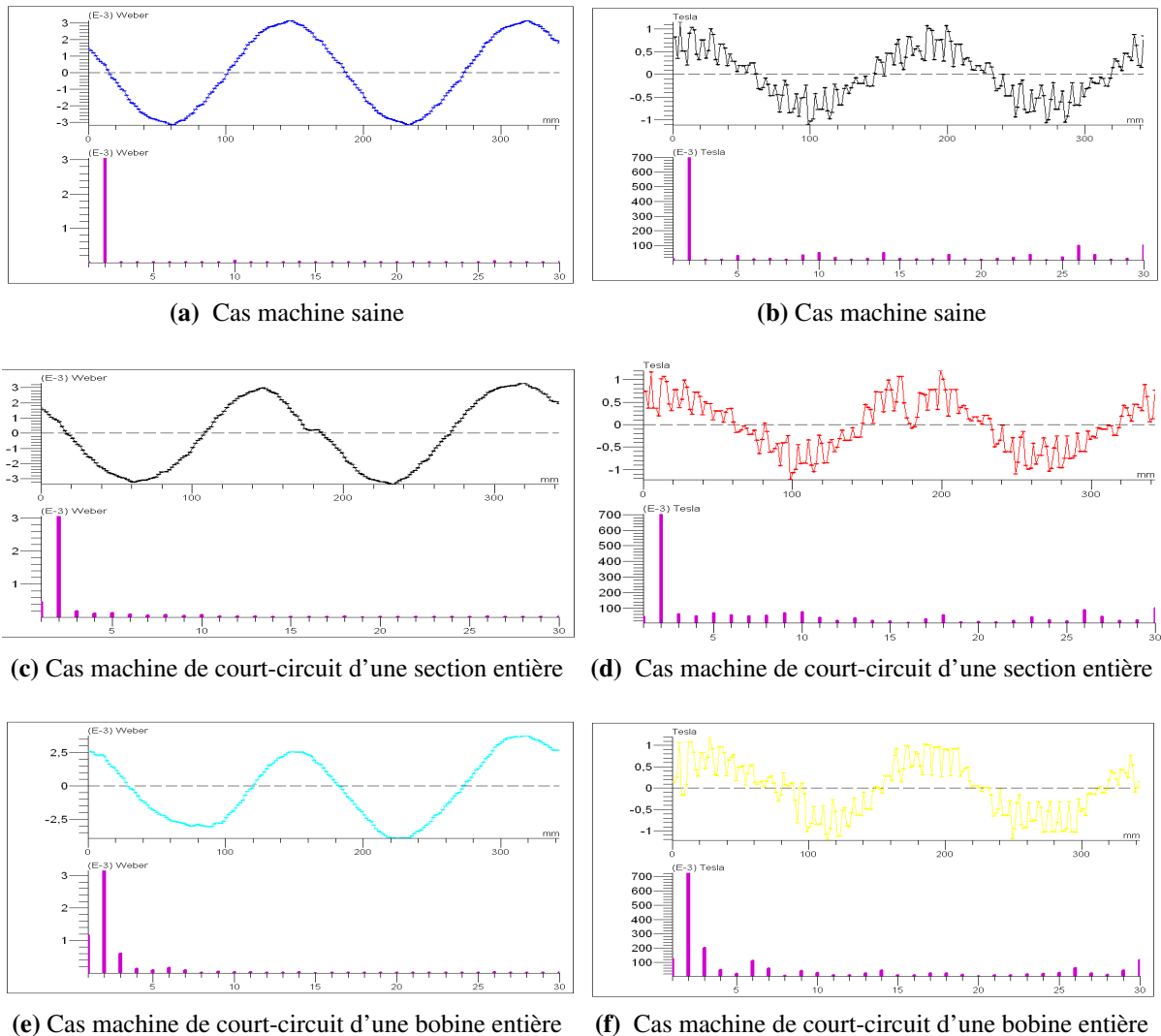


FIGURE IV.19 – L'induction radiale (à droite) et la potentiel vecteur (à gauche) leurs analyse spectrale dans l'entrefer pour les 3 cas étudiés

La machine saine présente une induction radiale équilibrée sous les différents pôles de la machine ; il y a évidemment des harmoniques de rang élevé due à la denture et à la discrétisation numérique (éléments du maillage).

Il est visible que le taux des harmoniques est relativement bas pour la machine saine. Dans le cas de machine avec défaut, l'allure de l'induction est perturbée et on constate un accroissement des harmoniques dans le spectre.

Dans le cas de la machine saine l'allure du potentiel vecteur présente des harmoniques qui sont d'autant plus visible que le défaut est plus grave . Ces harmoniques sont plus visible que celles de l'induction radiale , car l'induction radiale est perturbée à cause de la denture et la discrétisation, alors que le potentiel vecteur représente l'intégrale de l'induction et de ce fait, Il filtre certains harmoniques.

Au niveau des grandeurs locales les résultats (Figure IV.20) de la simulation montrent que les défauts provoquent un déséquilibre dans la distribution des lignes de champ ainsi qu’une augmentation de la saturation dans la machine.

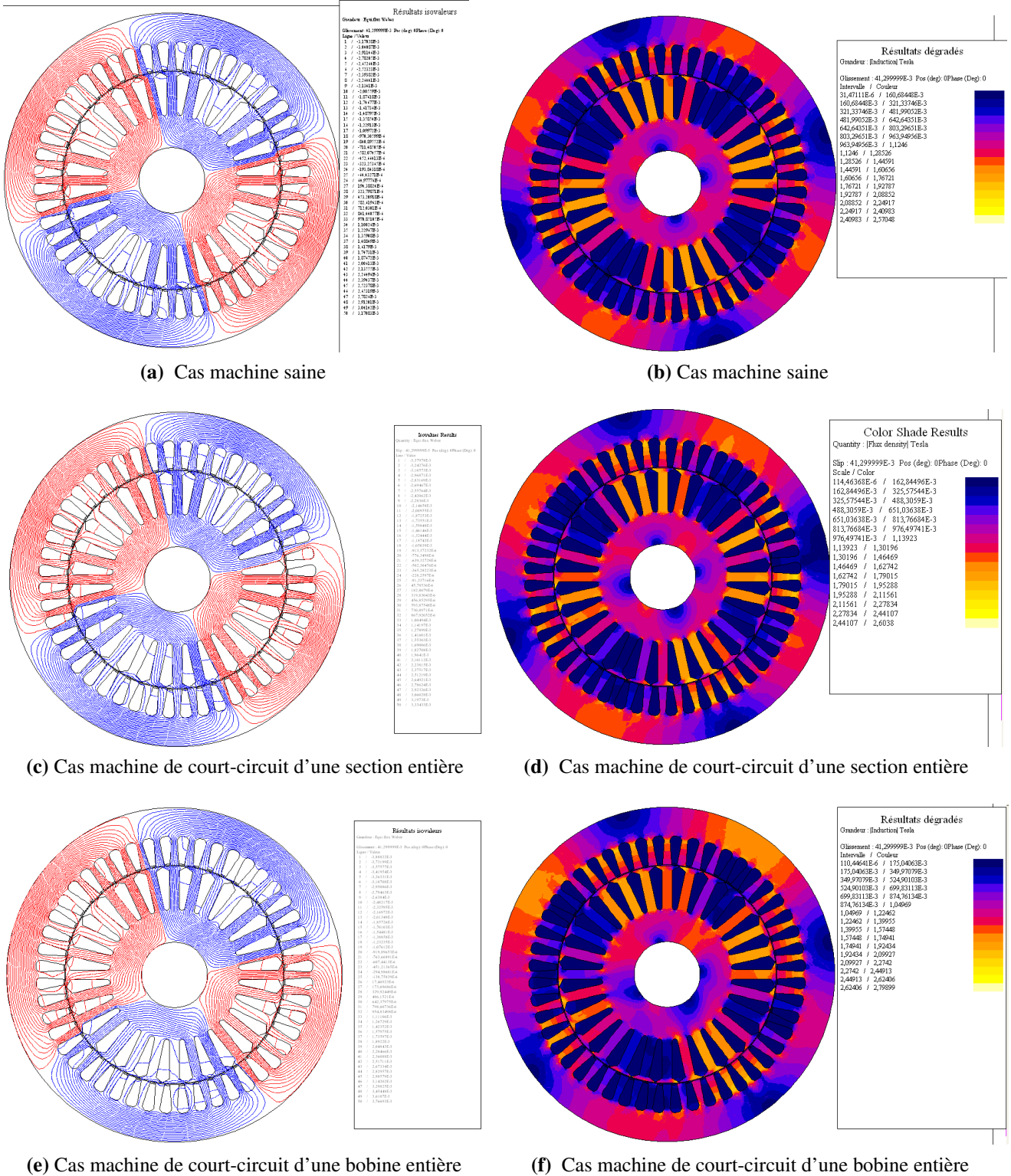


FIGURE IV.20 – Les lignes de champ(à gauche) et la perméabilité relative (à droite) pour les 3 cas étudiés

IV.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'implémentation du modèle éléments finis dans le logiciel Flux 2D/3D de Cedrat ,et après avoir présenté la logiciel et décrire le procédure utilisé pour implémenter le modèle de la machine, nous avons présenté les résultats ensuite la machine saine et en présence de défaut de type court-circuit de bobinage statorique.

Deux types de défauts de court-circuits dans la bobinage statorique ont été simulés , Les résultats obtenues par la simulation montrent que ces défaut provoquent le déséquilibre de la machine montré par les courants et puissances des phases. On a vue la dégradation des performances de la machine donnée par le facteur de puissance et le couple électromagnétique.

Au niveau des grandeurs locales les résultats de la simulation montrent que les défauts provoquent un déséquilibre dans la distribution des lignes de champ ainsi qu'une augmentation de la saturation dans la machine.

Conclusion Générale

Ce travail de mémoire a été consacré à la modélisation numérique de la machine asynchrone à cage par la méthode des éléments finis en vue de l'étude de ces performances, ce modèle est mis en œuvre à l'aide du logiciel FLUX2D de CEDERAT.

Le travail s'est articulé autour de quatre chapitres . Le premier chapitre présente des généralités sur la machine asynchrone. Dans le deuxième chapitre nous avons rappelés les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage, ainsi que ses origines . Puis, nous avons présenté l'état de l'art des différentes techniques de surveillance des machines asynchrones. Nous avons ensuite présenté, dans le troisième chapitre un modèle éléments finis couplé aux équations circuits permettant la modélisation de la machine. Le quatrième chapitre porte sur le mis en place du modèle éléments finis à l'aide du logiciel Flux 2D/3D , ainsi que la simulation de la comportement de la machine saine et défectueuse et la comparaison de la comportement de la machine dans les deux cas.

La méthode des éléments finis est un outil de simulation très puissant qui permet de prédire le comportement du système en présence d'un défaut ou dès son apparition. Son intérêt principale réside dans le fait qu'elle permet de déterminer avec précision l'évolution dans le temps de différentes variables des machines étudiées, même si elle ne sont pas accessibles en pratique. L'autre intérêt c'est que son établissement ne nécessite souvent pas d'hypothèses simplificatrices restreignant leur application à certains types de machines électriques.

La simulation du modèle élément finis de la machine étudié est entièrement réalisé dans un logiciel dédié à ce type d'application. Le logiciel Flux2D est simple d'utilisation avec beaucoup de fonctionnalités. Pour aider toute personne qui souhaite s'initier à ce logiciel, nous avons jugé nécessaire et utile de faire une petit guide que nous avons inséré du début du chapitre IV.

Parmi les défauts les plus rencontrés dans la machine asynchrone les court-circuits du bobinage statorique, les résultats obtenues par la simulation montrent que ces défaut provoquent le déséquilibre de la machine montré par les courants et puissances des phases. On a vue la dégradation des performances de la machine donnée par le facteur de puissance et le couple électromagnétique. Au niveau des grandeurs locales les résultats de la simulation montrent que les défauts provoquent un déséquilibre dans la distribution des lignes de champ ainsi qu'une augmentation de la saturation dans la machine.

En perspectives, il serait intéressant de faire une études encore plus approfondit quant au pourcentage des spires en court-circuit dans une section ou bobine . Et faire réalise une étude transitoire de la machine pour avoir l'évolution dans le temps des grandeurs caractéristiques de la machine asynchrone.

Références bibliographiques

- [1] S. Nasar & Ion Boldea, «The Induction Machines Design Handbook », CRC Press, 2010.
- [2] James L. Kirtley, «Electric Power Principles », Wiley, 2010.
- [3] S. Bazine, «Conception et implémentation d'un méta-modèle de machines asynchrones en défaut », Thèse Doctorat, L'Université de Poitiers, Juin 2009.
- [4] M. Marty & al, «Principes D'électrotechnique », Dunod, 2005.
- [5] Wen X.A, «hybrid intelligent technique for induction motor condition monitoring », Thesis Doctorat, University of Portsmouth, 2011. da2006induction,
- [6] A.M. Da Silva, «Induction motor fault diagnostic and monitoring methods », Thesis Doctorat, Marquette University, 2006.
- [7] Brian Elliott, «Electromechanical Devices & Components Illustrated Sourcebook », Frist Edition, McGraw-Hill, 2007.
- [8] G. Didier, «Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse de Doctorat, L'université Henri Poincaé Nancy-I, 2004.
- [9] B. Vaseghi, «CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT ENTRE-SPIRES », Thèse de Doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [10] G.Y. Sizov, «Analysis, Modeling, and Diagnostics of Adjacent and Nonadjacent Broken Rotor Bars in Squirrel-Cage Induction Machines », Master Thesis, Marquette University, 2007.
- [11] J.C. Sabonnadière, & J. L. Coulomb, «Calcul des champs électromagnétiques », Traité Génie électrique, Volume 3, Pages : 20-40, 1988.
- [12] K. HAMEYER & R. BELMANS, «Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Device », WIT Press, Frist Edition, 1999.
- [13] Hervé Oudin, «Introduction à la méthode des éléments finis », Notes de Cours, Centrale Nantes, MMGC-SIM, 2011.
- [14] M.D.Negrea, «Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines », Doctorat Thesis, Helsinki University of Technology, 2006.
- [15] K. Hameyer & al , «Finite element models in electrical machine design », Proceedings of the 5th Brazilian Conference on Electromagnetics (CBMag), 2002.
- [16] Suo. S, «Modeling and Validation of a Fault Mitigation Method in Induction Motor-Drive Systems Using Magnetic Equivalent Circuits », Master Thesis, Marquette University, 2011.
- [17] Bonnett A. H. «Root cause AC motor failure analysis with a focus on shaft failures», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, pp. 1435–1448, Sep./Oct. 2000.
- [18] TRAJIN B., «Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones –Application à la surveillance des roulements à billes », Thèse Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2009.

- [19] Djeddi, M. & al, «Bearing fault diagnosis in induction machine based on current analysis using high-resolution technique », IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines Power Electronics and Drives (SDEMPED), pp. 23–28, 2007.
- [20] Lindh, T. & al, «On the condition monitoring of induction machines », Acta Universitatis Lappeenrantaensis ,2003.
- [21] Leplat, PM & al, «Comparison between finite element method and magnetic equivalent scheme to model an induction machine », Int. Journal for Computation and Maths. in Electrical and Electronic Eng.(COMPEL), Vol. 15, pp. 82–87 ,1996.
- [22] Xiaodong SHI «Contribution à la simulation du mouvement en 3D avec la méthode des éléments finis, appliquée à la modélisation des machines électriques »,Thèse Doctorat, L'Université des Sciences et Technologies de Lille , Décembre 2005.
- [23] SAHRAOUI M. «Etude Comparative des Méthodes de Diagnostic des Machines Asynchrones »,Thèse Doctorat, Université Mohamed KHIDER Biskra , 2010.
- [24] Ali IBRAHIM. «Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée »,Thèse Doctorat, UNIVERSITÉ DE SAINT ETIENNE, 2009.
- [25] «Contribution à la modélisation électromagnétique des machines à induction »,Thèse Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [26] Guillaume Lacombe. «Définition et réalisation d'une nouvelle génération de logiciel pour la conception des moteurs du futur », Thèse Doctorat, l'Institut National Polytechnique de GRENOBLE ,2007.
- [27] Mezani Smail. «Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction, en tenant compte des harmoniques d'espace », Thèse Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2004.
- [28] Olivier ONDEL. «Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone », Thèse Doctorat, L'école Centrale de LYON, 2006.
- [29] BOUCHARBEB Ilhem. «Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable », Thèse Magister, Université de Constantine, 2009.
- [30] EPRI. «Improved motors for utility applications »final report Publication EL-2678, vol. 1, 1763-1, EPRI, October 1982.
- [31] Eric CHAUVEAU,. «CONTRIBUTION AU CALCUL ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES »,Thèse Doctorat, Université de Nantes , 2001.
- [32] P. Trickey, «Induction motor ring width », IEEE Trans. Amer. Inst. Elect. Eng., vol 55, pp. 144-150, 1936.
- [33] P.L. Alger,«Induction Machines - Their Behaviour and Uses », Gordon and Breach, Science publisher inc., New York, 1970.
- [34] T. Miller & J.R. Hendershot, «Design of Brushless Permanent-Magnet Motors », 1994.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELCTROMECHANQUES**

Proposé et dirigé par : - Dr. BENSAID Samir

Présenté par : - Ahmed Salim Ould Mohamed

**Thème :
Étude des performances de la machine asynchrone
en présence de défaut**

Résumé :

La modélisation des défauts dans les systèmes industriels et particulièrement les défauts d'ordre électriques, est une première étape nécessaire pour prédire le comportement du système en présence d'un défaut ou dès son apparition. Cette prédiction est nécessaire pour déduire les signatures pertinentes pour le diagnostic des différents types de défauts dans la machine.

Dans ce mémoire, le premier objectif est l'établissement d'un modèle éléments finis qui décrit précisément le comportement de la machine asynchrone saine ou en présence de défauts. De ce point de vue, l'utilisation du modèle magnétodynamique complexe, couplé aux circuits électriques, s'avère très intéressant pour la réduction du temps de calcul, malgré la prise en compte de la saturation dans le sens moyen. Il existe une multitude de logiciels commerciaux de modélisation par éléments finis tridimensionnel ou bidimensionnel des systèmes physique, en particulier les systèmes en génie électrique. Dans notre cas et pour des raisons de fonctionnalités du logiciel, nous avons utilisé FLUX 2D/3D.

Mots Clés :

Machine Asynchrone à cage d'écureuil, Modélisation numérique, Diagnostic de défaut, Méthode des éléments finies, Logiciel Flux2D.