



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

En **Electrotechnique**
Option : **Machines Electriques**

Présenté par

M^{elle} RADJA Nadia

Thème

**Diagnostic des Machines Electriques par l'Analyse
et la surveillance des isolants statoriques**

Soutenu publiquement le 14 / 07 / 2010 devant le jury d'examen :

M. Mohammed MEGHERBI	Professeur	UMMTO	Président
M. Nacereddine BENAMROUCHE	Professeur	UMMTO	Rapporteur
M. Salah HADDAD	Professeur	UMMTO	Examineur
M. M'hemed RACHEK	Maître de Conférence A	UMMTO	Examineur
M. Mohand Tahar BELASSEL	Maître de Conférence A	UMMTO	Examineur

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département d'électrotechnique de l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

*J'adresse mes chaleureux remerciements à Monsieur **Nacreddine BENAMROUCHE**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour m'avoir fait l'immense honneur d'encadrer ce mémoire.*

*Je remercie vivement Monsieur **M'hemed RACHEK**, Maître de Conférences à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, d'avoir proposé et dirigé ce travail de si près, avec une qualité remarquable. Je le remercie de m'avoir témoigné une nouvelle fois de sa confiance. Je tiens à lui témoigner ma profonde gratitude pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté durant ce travail, pour ses conseils avisés, ses nombreuses remarques et suggestions qui ont pu faire avancer le travail et surtout ses grandes qualités humaines.*

*Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur **Mohammed MEGHERBI**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour l'honneur qu'il me fait de présider mon jury.*

*J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **Salah HADDAD**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri, de Tizi-Ouzou de m'avoir fait l'honneur de participer au jury.*

*Je tiens également à remercier Monsieur **Mohand Tahar BELASSEL**, Maître de Conférences à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, d'avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

Un grand merci à toute ma famille, pour m'avoir soutenue et aidée tout au long de mes études.

Je saisis aussi cette occasion pour remercier l'ensemble des enseignants du département d'Electrotechnique ayant contribué à ma formation durant ces années de spécialité.

DEDICACES

*A la mémoire de mon père
Que dieu lui accorde sa sainte miséricorde et l'accueille dans son vaste paradis*

*A ma mère
A ma grand-mère
A mes sœurs Fazia, Samia et Kahina
A mes frères Kamal, Merzouk, Hakim et Ahmed
A tous (tes) mes amis (es)*

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Présentation de la machine électrique et des méthodes de diagnostic

I.1. Introduction.....	4
I.2 Présentation de la machine.....	5
I.2.1 Le stator	5
I.2.1.1 Différents types d'isolation d'une machine électrique	6
I.2.2 Le rotor	8
I.2.2.1 Rotor bobiné.....	8
I.2.2.2 Rotor à cage	8
I.2.3 Les organes mécaniques.....	9
I.3 Constitution des enroulements.....	10
I.3.1 Enroulement triphasé à une couche.....	10
I.3.2 Enroulements triphasés à deux couches	11
I.4. Les défaillances des machines électriques (causes, effets).....	12
I.4.1 Origines des défauts	13
I.4.1.1 Effet de la température.....	13
I.4.1.2 Effet de la poussière	14
I.4.1.3 Effet de l'humidité	14
I.4.1.4 Effet des vibrations	14
I.4.2 Localisation et classifications des défauts.....	15
I.4.3 Présentation des différentes défaillances d'une machine électrique.....	16
I.4.3.1 Défaillances d'ordre mécanique.....	16
I.4.3.2 Défaillances d'ordre électrique.....	18
I.4.3.2.1 Défaillances des circuits rotoriques.....	18
I.4.3.2.2 Défaillances des circuits électriques statoriques.....	19
I.5 Constitution des murs isolants.....	23
I.5.1 Historique des matériaux isolants utilisés dans l'industrie.....	23
I.5.2 Tenue aux contraintes supportées par les isolants.....	24
I.5.2.1 Contraintes diélectriques.....	24
I.5.2.2 Contraintes mécaniques.....	25
I.5.2.3 Contraintes thermiques	25
I.6 Le diagnostic des machines électriques.....	27
I.6.1 Différents types de maintenance.....	27
I.6.2 Méthodes de diagnostic.....	29
I.6.2.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique.....	29
I.6.2.2 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park.....	29
I.6.2.3 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables.....	30
I.6.2.4 Méthodes de diagnostic des isolants.....	31
I.7 Conclusion.....	36

Chapitre II : Modélisation des défauts d'une machine électrique

II.1 Introduction.....	37
II.2 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.....	37
II.2.1. Equations électriques et mécaniques du système sain.....	38
II.2.2 Modélisation du défaut statorique.....	39
II.2.3. Modèle de défauts rotoriques.....	40
II.3 Méthode des réseaux de perméances.....	40
II.4 Critique de la MCEMC la méthode des réseaux de perméances.....	44

Sommaire

II.5 Méthodes électromagnétiques (analyse du champ magnétique).....	44
II.5.1. Régions de flux magnétiques à contrôler dans les machines électriques.....	45
II.5.2. Analyse de flux dans l'entrefer.....	46
II.5.3. Analyse du champ magnétique de fuite.....	47
II.5.3.1 Approche heuristique (Analyse fréquentielle du champ sur un capteur).....	47
II.5.3.2 Approche par problème inverse, identification du flux dans la machine.....	48
II.6 Conclusion.....	48

Chapitre III : Modélisation électromagnétique

III.1 Introduction	49
III.2 Equations électromagnétiques.....	50
III.2.1 Diagramme de Tonti.....	50
III.2.2 Equations de Maxwell.....	51
III.2.3 Relations Constitutives des Matériaux.....	51
III.2.4 Equation de continuité.....	52
III.2.5 Relations de passage.....	52
III.2.6 Passage des champs aux potentiels.....	53
III.3 Formulations en potentiels des équations électromagnétiques.....	53
III.3.1 Modèle électrostatique.....	53
III.3.1.1 Modèle électrostatique cartésien.....	54
III.3.1.2 Modèle électrostatique cylindrique.....	54
III.3.2 Modèle magnétodynamique.....	54
III.3.2.1 Modèle magnétodynamique cartésien.....	55
III.3.2.2 Modèle magnétodynamique cylindrique.....	56
III.3.3 Couplage des modèles magnétique et électrique.....	56
III.3.4 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J en régime transitoire.....	58
III.3.5 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J en régime harmonique.....	59
III.4 Conditions aux limites.....	59
III.5 Formulation éléments finis	60
III.5.1 Présentation de la méthode des éléments finis.....	60
III.5.2 Formulation éléments finis du modèle électrostatique.....	61
III.5.2.1 Modèle électrostatique cartésien.....	61
III.5.2.1 Modèle électrostatique cylindrique.....	62
III.5.3 Formulation éléments finis du modèle couplé magnétique-densité de courant A-J en régime harmonique.....	63
III.5.3.1 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J cartésien.....	63
III.5.3.2 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J cylindrique.....	65
III.6. Puissance électromagnétique.....	66
III.7. Conclusion.....	67

Chapitre IV : Modélisation et calcul des paramètres de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche

IV.1. Introduction.....	68
IV.2. Système d'isolation dans une encoche statorique.....	68
IV.3. Différents types d'encoches.....	69

Sommaire

IV.4. Localisation des défauts dans une encoche.....	69
IV.5. Modèle électrique d'une encoche.....	70
IV.5.1. Modèle à paramètres répartis.....	70
IV.5.2. Modèle à paramètres localisés.....	71
IV.6. Calcul analytique des différents paramètres.....	72
IV.6.1. Calcul des résistances.....	73
IV.6.2. Calcul des inductances propres et mutuelles.....	73
IV.6.3. Calcul des capacités.....	74
IV.7. Calcul numérique des différents paramètres.....	75
IV.7.1 Méthode basée sur le calcul des énergies électromagnétiques.....	75
IV.7.1.1 calcul des différentes résistances.....	75
IV.7.1.2. Calcul des inductances propre et mutuelles.....	75
IV.7.2. Calcul de l'impédance.....	76
IV.7.3. Calcul numérique des différentes capacités.....	76
IV.7.3.1. Méthode des charges.....	76
IV.7.3.2. Méthode des potentiels.....	79
IV.7.3.3. Méthode indirecte d'intégrale de frontière.....	82
IV.8. Conclusion.....	82

Chapitre V : Applications et validations

V.1. Introduction.....	84
V.2. Présentation de la machine étudiée.....	84
V.2.1. Caractéristiques nominales de la génératrice.....	84
V.2.2. Dimensions géométriques de la machine.....	85
V.2.3. Les caractéristiques physiques.....	86
V.3 Les équations électromagnétiques régissant les différentes régions du système.....	86
V.4. Les conditions aux limites.....	87
V.5. Calcul de la matrice capacité.....	87
V.5.1. Organigramme de calcul.....	88
V.5.2. Encoche statorique.....	89
V.5.2.1. Isolant sain.....	90
V.5.2.2. Isolant dégradé.....	91
V.5.3. Encoche rotorique.....	94
V.5.3.1 Isolant sain.....	95
V.5.3.2. Isolant dégradé.....	96
V.6. Calcul de résistances et de la matrice inductance RL.....	98
V.6.1. Organigramme de calcul.....	99
V.6.2. Encoche statorique.....	100
V.6.2.1. Isolant sain.....	101
V.6.2.2. Isolant dégradé.....	104
V.6.2.3 Isolant sain à 500kHz.....	107
V.6.3. Encoche rotorique.....	109
V.6.3.1 Isolant sain.....	109
V.6.3.2 Isolant dégradé.....	110
V.6.3.3 Isolant sain à 500kHz.....	112
V.7. Schéma équivalent de l'encoche rotorique.....	112
V.7.1 Résultats de simulation.....	113
V.7.2 Interprétation des résultats.....	121
V.8. Conclusion.....	121

Sommaire

Conclusion générale.....	122
Bibliographie	

Introduction générale

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels, notamment la pétrochimie, la papeterie, la production de l'énergie, etc. Au cours de leur durée de vie, ces machines sont bien souvent soumises à des sollicitations sévères qui peuvent conduire à une multitude de défaillances électriques, mécaniques ou magnétiques qui sont prévisibles ou inopportunes. Tous ces défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur, aux conditions d'utilisation ou bien encore, tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic [Didier 2004], [Ondel 2006].

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient pour certaines applications indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel. Le diagnostic peut être défini comme un processus en trois phases : la détection, l'identification et la localisation. La problématique du diagnostic est en effet liée à celle de la maintenance, or celle-ci fait intervenir des facteurs économiques (coût de la maintenance par rapport au gain espéré), humains (qualification, formation du personnel) et industriels (chasse gardée de compétences, compétition industrielle) difficiles à évaluer [Schaeffer 1999a].

Le diagnostic des machines électriques nécessite un travail préalable de modélisation et de simulation des défauts. Cependant, les objectifs d'un modèle de simulation sont différents ce qui a motivé les chercheurs à mettre en évidence plusieurs modèles, spécifiquement dédiés à la simulation des défauts. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée. Nous ne les citerons pas toutes mais nous pouvons énoncer les plus populaires dont ceux basées sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés, la méthode des réseaux de perméances et les méthodes électromagnétiques.

La modélisation des systèmes électromagnétiques a pour but d'obtenir la distribution des champs en vue d'une évaluation précise des grandeurs globales (résistance, inductance, force). Cette modélisation peut être menée dans un premier temps en décrivant le dispositif

électromagnétique à étudier par un ensemble de modèles mathématiques et équations aux dérivées partielles (EDP) régissant les phénomènes physiques, avec les caractéristiques des matériaux. En tenant compte des géométries (simple, complexe, 2D ou 3D), du couplage des divers phénomènes (électrique, magnétique, thermique,...), on choisit les méthodes de résolution adaptées en s'appuyant essentiellement sur les méthodes numériques. L'approche numérique, offre une modélisation fine des phénomènes physiques en accédant aux variables locales et aux variations spatio-temporelles des différentes grandeurs [Makni 2006]. La méthode numérique que nous utilisons pour la résolution du problème issu de la modélisation locale est celle des éléments finis. Cette méthode permet d'étudier des systèmes à géométrie complexe, contenant des milieux hétérogènes. Ce qui est le cas de l'isolation des machines électriques.

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur le diagnostic de l'isolation des machines électriques. La fiabilité des machines tournantes de haute tension dépend considérablement des performances de l'isolation électrique des enroulements. En effet, l'isolation des enroulements est exposée à se détériorer plus rapidement que les autres pièces de la machine [Kadotani 1983]. La dégradation de cette isolation est due aux différentes contraintes électriques, thermiques, mécaniques et environnementales [Yoshida 1986]. Le diagnostic de l'isolation électrique est aujourd'hui un enjeu industriel majeur, les contraintes très fortes en disponibilité de certaines machines (alternateurs de centrales électriques par exemple) nécessitent la mise en oeuvre de stratégies de maintenance préventives et/ou correctives. Elles consistent essentiellement à programmer l'arrêt des machines pour la vérification et la remise en état des isolants électriques (rebobinage). Cette programmation nécessite d'estimer l'état d'avancement, normal ou anormal, du vieillissement des isolants [Schaeffer 1999a]. Donc, il est très intéressant de détecter et d'évaluer l'état d'avancement de l'isolation avant l'apparition de défaut afin d'éviter l'arrêt de la machine.

L'objectif principal de notre travail est l'élaboration d'un modèle de simulation de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche, cela en régime sain et en régime de dégradation de l'isolation, en utilisant la méthode des éléments finis. Notre approche repose sur la surveillance des paramètres de modèles comportementaux (les résistances, les inductances propres et les inductances mutuelles ainsi que les capacités) de la machine, sensibles aux défauts. Le calcul des paramètres capacitifs est conduit en résolvant l'équation électrostatique 2D en s'appuyant sur l'approche des charges électriques ou bien sur l'approche des potentiels fixés. La résolution du modèle couplé magnétique-densité de courant (A-J) nous conduira au calcul des résistances et

d'inductances (propres et mutuelles) à travers l'exploitation soit du couple potentiel-courant total ou des densités de pertes électriques et magnétiques. La résolution des modèles numériques se fait par la mise en œuvre de code de calcul Eléments Finis sous environnement Matlab-Pdtool.

Ce mémoire s'articule autour de cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons dans un premier temps les éléments de constitution de la machine électrique asynchrone en précisant les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux, en citant leurs causes et effets sur le comportement de la machine. Ensuite, nous présenterons brièvement les techniques de base couramment utilisées pour la détection des divers défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des différents défauts pouvant se produire sur une machine électrique. Les méthodes de modélisation des défauts seront présentées, en précisant à chacune ses avantages et ses inconvénients

Le troisième chapitre est dédié à la présentation théorique de la modélisation des phénomènes électromagnétiques, en présentant les équations de Maxwell et les relations qui leurs sont associées. De ces équations seront extraits les modèles électrostatique, magnétodynamique et le modèle couplé magnétique-densité de courant A-J. Par la suite, nous présenterons la résolution numérique de ces modèles par la méthode des éléments finis.

Le quatrième chapitre est consacré à la modélisation et aux calculs des différents paramètres (résistances, capacités, inductances propres et mutuelles) de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche. Le calcul de ces paramètres peut se faire par des méthodes de calculs analytiques ou par des méthodes de calculs numériques basés sur la résolution du modèle électrostatique pour le calcul des différentes capacités entre spires et entre spire et masse et du modèle couplé magnétique-densité de courant (A-J) pour le calcul des résistances, des inductances propres et mutuelles par la méthode des éléments finis.

Le cinquième chapitre sera réservé à la simulation des modèles élaborés, tant en régime sain qu'en régime défaillant. Les résultats obtenus seront présentés dans cette partie.

Finalement, une conclusion générale sera présentée et des perspectives seront abordées.

Chapitre I

**Présentation de la machine électrique
et des méthodes de diagnostic**

I.1. Introduction

Les dispositifs électromécaniques et les machines électriques en particulier jouent de nos jours un rôle important dans toutes les applications industrielles d'entraînements électriques, les machines outils, les convoyeurs, l'aéronautique, la propulsion marine, les transports ferroviaires, les stations de pompes, ... etc. Assurer la disponibilité et la sûreté de fonctionnement de celles-ci est une tâche fondamentale. Il est donc nécessaire de développer des systèmes permettant de détecter (surveillance) et d'évaluer (diagnostic) l'état de santé de ces dispositifs en vue d'assurer leur continuité de fonctionnement à travers la mise en place de programmes de maintenances préventive et corrective [Casimir 2003a], [Phuong 2007].

Le but de ce chapitre est, dans un premier temps, d'apporter quelques rappels sur la constitution des machines électriques en général et de la machine asynchrone en particulier et de présenter les différents types de défauts qui peuvent apparaître en explicitant leurs causes et leurs conséquences. Dans une machine électrique, les milieux auxquels une attention particulière doit être portée sont les enroulements électriques, en dehors des conducteurs, l'isolation des enroulements couvre un caractère primordial dans la construction et l'utilisation de celle-ci. Une des principales causes de défaillances des machines électriques est la rupture ou la dégradation de l'isolation des enroulements statoriques provoquant des pannes en service. La dégradation de cette isolation est due aux différentes contraintes électriques, thermiques, mécaniques et environnementales [Yoshida 1986], [Oykoge 2000].

Le diagnostic de l'isolation électrique est aujourd'hui un enjeu industriel majeur, les contraintes très fortes en disponibilité de certaines machines électriques nécessitent la mise en oeuvre de stratégies de maintenance préventives et/ou correctives. Elles consistent essentiellement à programmer l'arrêt des machines pour la vérification et la remise en état des isolants électriques (rebobinage). Cette programmation nécessite d'estimer l'état d'avancement, normal ou anormal, du vieillissement des isolants avant l'apparition de défaut afin d'éviter l'arrêt de la machine. [Schaeffer 1999a].

Par la suite, nous présenterons les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

I.2 Présentation de la machine électrique

Dans cette partie, on se propose, de donner quelques descriptions sur les éléments de constitution de la machine électrique en vue d'appréhender de quelle façon le système est réalisé physiquement. La machine électrique est constituée des principaux éléments suivants:

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

I.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique formé d'un empilement de tôles fines d'acier découpées en faisant apparaître les différentes encoches statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Le bobinage statorique est constitué de deux parties (Fig.I.1) : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [Bachir 2002], [Schaeffer 1999a].

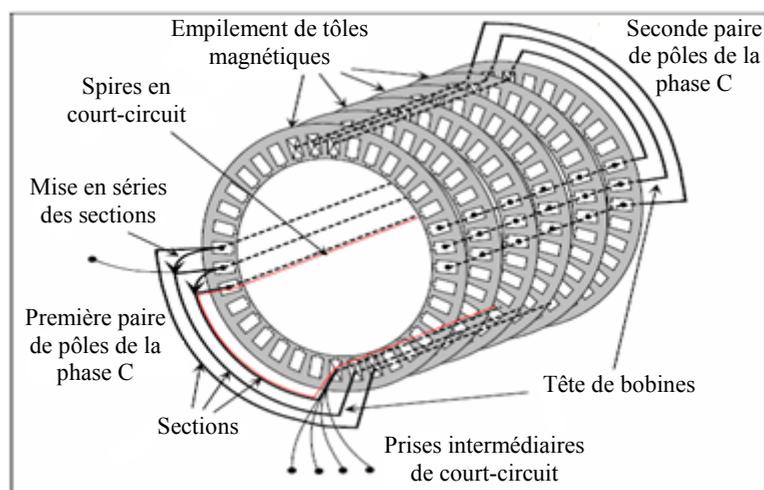


Fig.I.1: Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles [Schaeffer 1999a]

Les enroulements statoriques peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentrique. Pour les machines de grandes puissance (>100 kW), les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches.

L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériau isolants de différents types suivant l'utilisation de la machine. Pour des raisons techniques de mise en oeuvre, et pour limiter les effets pelliculaires, les conducteurs statoriques sont réalisés en fil de cuivre isolé de petite section. L'isolation est assurée par une résine protectrice dont les qualités d'isolation et de tenue à la chaleur déterminent en grande partie l'utilisation électrique possible de la machine. Dans certaines machines, on peut aussi trouver plusieurs sections par encoche, les sections pouvant appartenir à des phases différentes. Une isolation supplémentaire peut être rajoutée pour améliorer le mur isolant entre les phases [Schaeffer 1999a].

Calé dans les encoches, le bobinage est englué dans un vernis qui le maintient collé, tout en améliorant l'isolation électrique. Une petite cale supplémentaire aide au blocage des conducteurs dans les encoches.

I.2.1.1 Différents types d'isolation d'une machine électrique

Dans la machine, on a quatre types d'isolation [Nabil 2004]:

- Isolant entre brins.
- Isolant entre spires qui est assuré par une ou deux couches de mica ou bien de dacron–glasstap imprégné dans la résine.
- Isolant entre phases qui est assuré par une ou deux couches de papier mica imprégné avec la résine. Cette isolation empêche le court circuit entre deux enroulements adjacents.
- Isolation de la carcasse (mur isolant), cette isolation est destinée à empêcher le court circuit entre une phase et la carcasse qui est reliée à la terre. Cette isolation est composée de deux couches de papier mica imprégné qui doit être relativement épaisse pour supporter les hautes tensions.

La figure (I.2) illustre les différents types d'isolation :

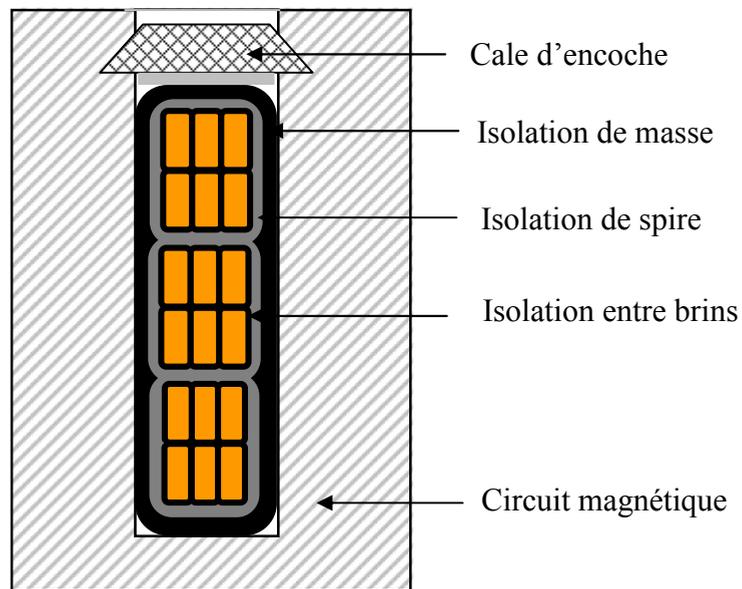


Fig.I.2 : *Différents types d'isolations d'enroulement*

Les contraintes sur le bobinage statorique dépendent du type de machine et de son utilisation. Pour les machines fonctionnant en atmosphère polluée, la poussière et l'humidité se déposant au niveau des têtes de bobines affaiblissent plus particulièrement l'isolation électrique de ces régions (Fig.I.3). Pour les machines à haute tension, c'est à la sortie des encoches que le champ électrique est le plus élevé, en raison de la discontinuité du circuit électrique. D'une façon générale, c'est aussi à la sortie des encoches que les vibrations mécaniques sont les plus contraignantes.

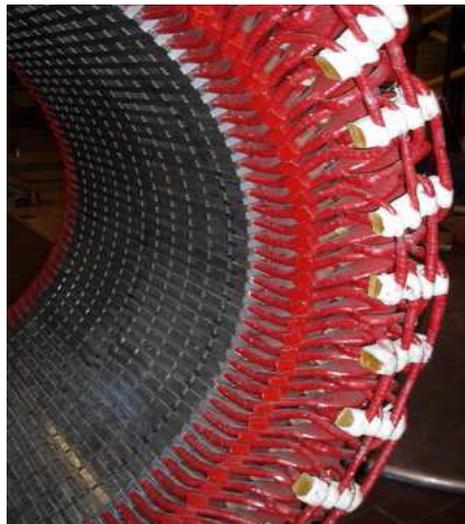


Fig.I.3 : *Noyau et enroulements du stator d'un moteur de quelques mégawatts, montrant la complexité des têtes de bobines*

I.2.2 Le rotor

Comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en générale, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

I.2.2.1 Rotor bobiné

Dans ce cas, le bobinage du rotor est construit de la même manière que celui du stator (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont reliées à des bagues fixées sur l'arbre de la machine sur les quelles frottent des ballais qui rendent le circuit magnétique accessible de l'extérieur (Fig. I.4) [Bouchard 1997].



Fig. I.4 : *Rotor bobiné*

I.2.2.2 Rotor à cage

Les enroulements rotoriques sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit" de même matériaux que les barres (cuivre ou aluminium). Les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (Fig.I.5). Les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre pré-formées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur

résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Très souvent ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques d'espaces et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine [Bachir 2002], [Schaeffer 1999a].

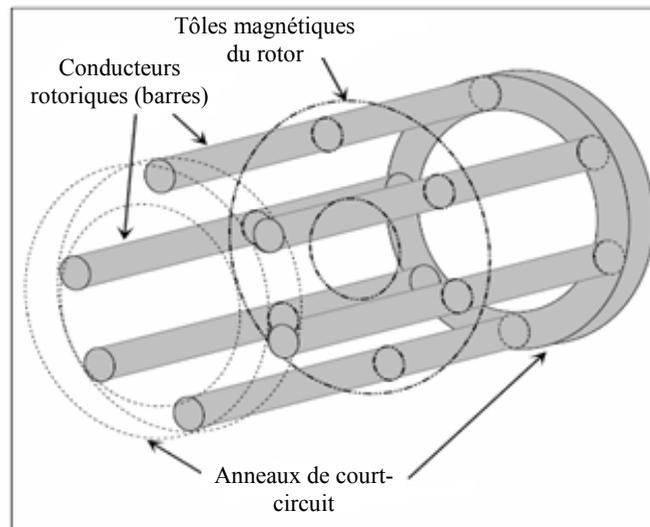
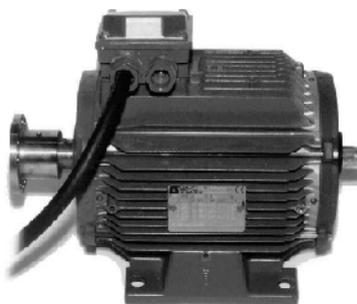


Fig.I.5: Rotor à cage d'écurieil [Schaeffer 1999a]

I.2.3 Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur (Fig.I.6.a).

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués des flasques et des roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre (Fig.I.6.b), (Fig.I.6.c). Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage.



a : La carcasse



b : Les roulements



c : Les flasques

Fig.I.6: Les organes mécaniques

I.3 Constitution des enroulements

I.3.1 Enroulement triphasé à une couche

La figure.I.7 montre le plus simple des bobinages triphasés dans lequel chaque phase ne comporte qu'une bobine occupant deux encoches diamétralement opposées. Les trois phases sont identiques mais décalées entre elles de 120° , chaque bobine est formée d'un certain nombre de spires isolées, préparées ensemble où ne sort que le début de la première spire et la fin de la dernière spire (fig.I.8) [Seguier 1977].

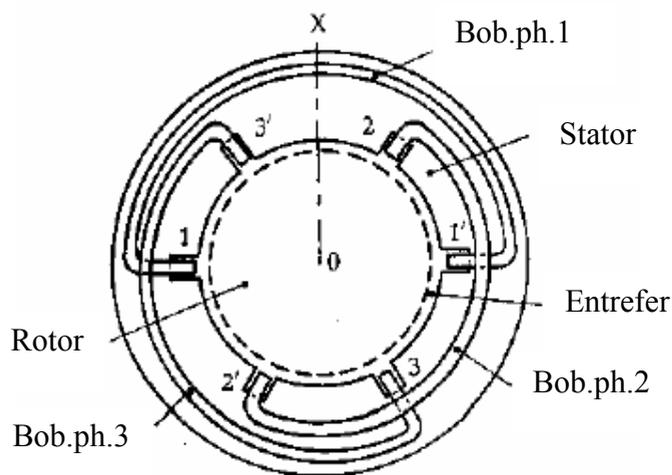


Fig.I.7: Coupe statorique d'une machine

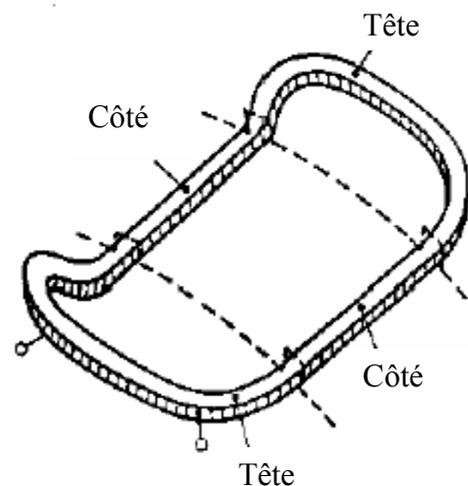


Fig.I.8: Description d'une bobine

Pour chaque bobine occupant deux encoches diamétralement opposées, on distingue:

- Les deux côtés qui sont placés dans les encoches (faisceau d'aller et de retour)
- Les deux têtes qui sont situées l'une à l'avant, l'une à l'arrière du cylindre de tôles.

I.3.1.1 Schéma de bobinage

On peut effectuer le bobinage d'une machine tournante de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements : l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. L'enroulement imbriqué s'emploie généralement pour le bobinage des stators de moteurs de quelques dizaines de kilowatts et plus (Fig.I.9). Dans le cas des petits moteurs asynchrones, on

utilise généralement l'enroulement concentrique (Fig.I.10). L'enroulement ondulé est idéal pour les rotors des moteurs asynchrones à rotor bobiné [Bouchard 1997].

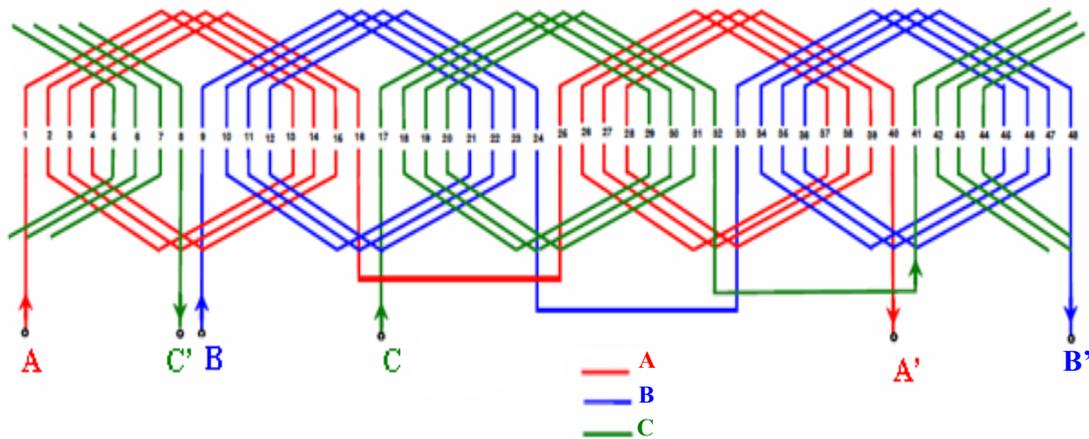


Fig.I.9 : *Enroulement imbriqué triphasé*

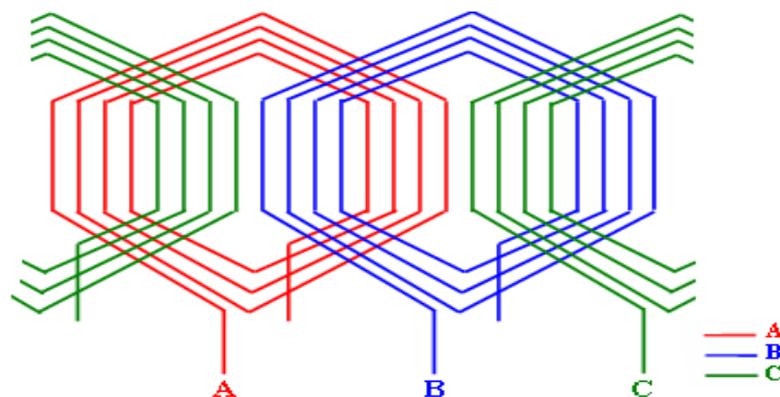


Fig.I.10 : *Enroulement concentrique triphasé*

I.3.2 Enroulements triphasés à deux couches

Ils sont appelés aussi enroulements à deux étages. Dans ces bobinages, chaque encoche comporte deux groupes de conducteurs identiques (de même section et en même nombre) qui sont disposés l'un au-dessus de l'autre. Le premier avantage de cet enroulement est que les têtes des sections forment un ensemble très régulier. Il est plus facile à brider (cas du stator de toutes les machines de forte ou très forte puissance où des efforts considérables peuvent s'exercer sur les têtes de bobines, en cas de court-circuit notamment). Le second avantage est la possibilité de former des sections à pas raccourci et de réduire ainsi certains harmoniques [Seguier 1977].

On utilise généralement un enroulement de type imbriqué double couche pour le stator des moteurs asynchrones de moyenne et de grande puissance. La figure (I.11) permet d'observer la disposition de ce type de bobinage.

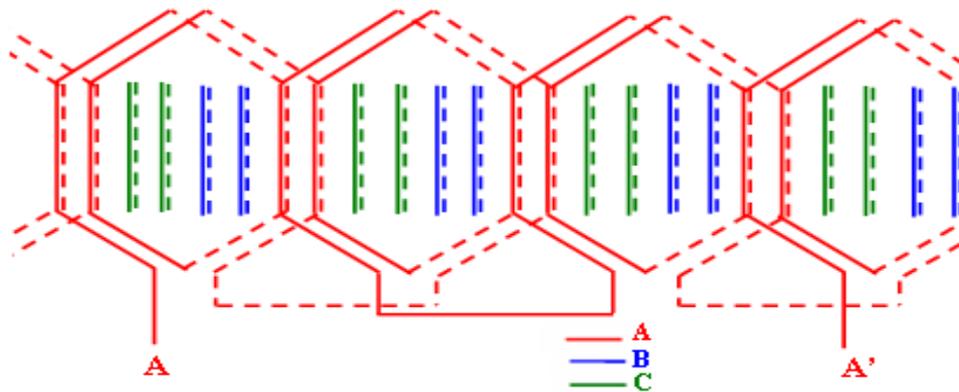


Fig.I.11 : *Enroulement imbriqué à deux couches*

Pour chaque phase on trouve les mêmes conducteurs dans les mêmes encoches parcourus par le courant dans le même sens. Les connexions ne sont représentées que pour la phase A, pour les autres elles sont les mêmes à 120° et 240° .

I.4 Les défaillances des machines électriques (causes, effets)

Au cours de leur durée de vie, les machines électriques tournantes sont bien souvent soumises à des sollicitations sévères qui peuvent conduire à une multitude de défaillances électriques, mécaniques ou magnétiques qui sont prévisibles ou inopportunes. D'autres défauts ont souvent lieu dans la chaîne d'entraînement, tels que les pannes au niveau de la charge, les défauts dans l'alimentation et dans les réducteurs mécaniques. Les causes de ces défauts sont multiples: la corrosion, l'hostilité du milieu dans lequel fonctionne la machine, erreurs de manipulation, problème à l'étape de fabrication.

La problématique du diagnostic est en effet liée à celle de la maintenance, or celle-ci fait intervenir des facteurs économiques (coût de la maintenance par rapport au gain espéré), humains (qualification, formation du personnel) et industriels (chasse gardée de compétences, compétition industrielle) difficiles à évaluer [Schaeffer 1999a].

I.4.1 Origines des défauts

La plupart des défauts d'un moteur électrique peuvent être d'origines diverses : mécaniques, électriques, thermiques et environnementales. Donc leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [Casimir 2003], [Devanneaux 2003], [Nakamura 2006]:

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

I.4.1.1 Effet de la température

Durant le fonctionnement de la machine, la température augmente à cause des différentes pertes. Cependant, une mauvaise évacuation des pertes augmente excessivement l'échauffement de la machine [Lateb 2006], [Kheldoun 2007]. La température est le facteur le plus fréquemment mis en jeu dans l'apparition des défaillances dans les machines électriques. D'après Arrhenius, une augmentation de 10°C de la température d'un matériau (l'isolant de l'enroulement statorique) réduit de moitié sa durée de vie selon la formule suivante :

$$L_x = 2.L_{100} \exp\left(\frac{T_c - T_x}{K}\right) \quad (\text{I.1})$$

Avec :

L_x : Durée de vie à la température T_x en °C.

L_{100} : Durée de vie à la température normale d'utilisation (pour les moteurs elle varie de 10 à 40 ans)

K : coefficient qui dépend des classes des isolants (14 pour la classe A, 11 pour la classe B et 9.3 pour la classe F).

L'augmentation anormale de la température résulte :

- D'un mauvais dimensionnement de la machine.

- D'une mauvaise utilisation de la machine :
 - Température ambiante trop élevée.
 - Sur couple fréquent.
 - Démarrages fréquents (surintensité)
 - Encrassement du système de refroidissement.

I.4.1.2 Effet de la poussière

La poussière limite les échanges thermiques entre la machine et son milieu ambiant. En ce déposant sur les isolants et en particulier les têtes des bobines, elle augmente leurs résistivités thermiques en provoquant une mauvaise évacuation de la chaleur entraînant ainsi une augmentation de la température.

I.4.1.3 Effet de l'humidité

L'humidité attaque les composantes mécaniques et électriques, elle provoque la corrosion des pièces métalliques (roulements, encoches,...) et accélère le vieillissement des isolants en pénétrant dans sa structure moléculaire. Cela a pour conséquent d'accélérer l'oxydation de l'isolant et de diminuer sa rigidité diélectrique, et donc accélérer son vieillissement.

I.4.1.4 Effet des vibrations

Les vibrations sont des effets indésirables qui induisent une fatigue prématurée des composants de la machine et des risques de dysfonctionnement, mais aussi une gêne auditive qu'il faut réduire. Pour cela il est nécessaire d'identifier les sources de vibrations ainsi que les moyens permettant de réduire ces phénomènes [Lateb 2006]. Dans les machines électriques les vibrations provoquent des frottements entre les isolants et le circuit magnétique. Ils résultent :

- D'un mésalignement du moteur et la charge.
- D'un déséquilibre statique ou dynamique du moteur et de sa charge.
- De l'usure des paliers.
- De l'accumulation de la corrosion, graisse ou autre débris sur les éléments mobiles.
- D'une mauvaise fixation des conducteurs dans les encoches.

I.4.2 Localisation et classifications des défauts

Les différents types de défauts apparaissant dans les machines électriques de forte puissance sont [Razik 2003], [Razik 2001] :

- Un défaut au niveau du rotor qui serait une rupture totale ou partielle de barre ou de portion d'anneau de court-circuit au niveau de la cage rotorique.
- Un défaut de contact bague-ballais dans le cas d'un rotor bobiné.
- Une dégradation par usure prématurée ou non des roulements à billes qui provoque un défaut d'alignement prononcé par une irrégularité de l'entrefer qui induirait des frottements, donc des préjudices sur le bobinage du stator.
- Un défaut d'isolation électrique au niveau de bobinage du stator suite à un vieillissement prématuré dû au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur.

Une étude conduite à établi une statistique des différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique [Tafinine 2006], [Phuong 2007]:

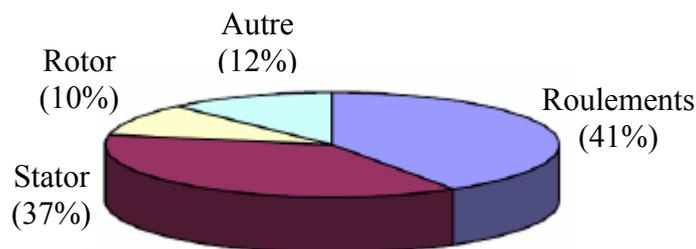


Fig.I.12: Répartition des défauts dans une machine électrique suivant leur localisation

Une autre étude statistique faite sur des machines haute tension donne les résultats suivants:

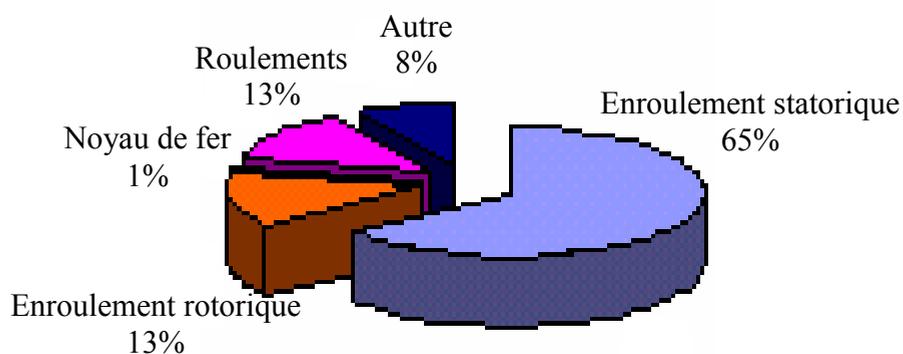


Fig.I.13 : Proportion des défauts

I.4.3 Présentation des différentes défaillances d'une machine électrique

I.4.3.1 Défaillances d'ordre mécanique

Les défaillances d'ordre mécanique peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur.

a. Défaillance des roulements

Dans le fonctionnement de tout type de machine électrique tournante les roulements à billes jouent un rôle très important car ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Le défaut des roulements est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Un mauvais choix du matériau à l'étape de fabrication peut causer des défauts au niveau des roulements à billes. Un roulement fissuré, écaillé ou abîmé crée des problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement engendrant ainsi des perturbations sur la machine. Dans certaines applications, la graisse de lubrification des roulements assurant la bonne rotation de l'arbre se rigidifie et cause une résistance à la rotation. Pour des vitesses importantes, la circulation des courants au niveau des roulements provoque une détérioration du moteur. On peut détecter ce type de défaillance par l'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statoriques [Didier 2004], [Ondel 2006], [Schoen 1995], [Trajin 2008].

b. Défaillance du flasque

Ce genre de défaut est souvent causé à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. L'analyse vibratoire ou harmonique des courants absorbés par la machine permet de détecter ce type de défaut.

c. Défaillance de l'arbre

Les milieux dans lesquels sont utilisées les machines électriques exercent une influence sur l'état des éléments constitutifs telle que la corrosion qui affaiblit la robustesse de l'arbre et l'humidité qui cause des micro-fissures pouvant détruire complètement la machine. On peut

détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine.

d. Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). L'excentricité peut être statique, dynamique ou mixte (Fig.I.14) [Faiz 2008].

- L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator.
- L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator.
- L'excentricité mixte est la somme des deux cas présentés précédemment.

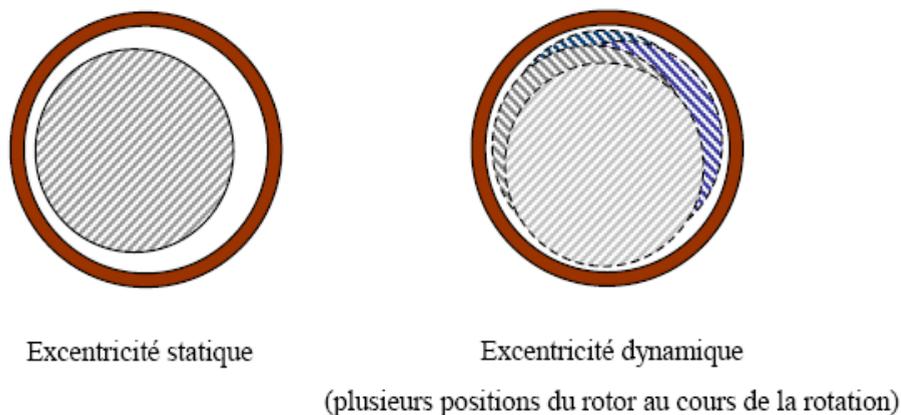


Fig.I.14: Schématisation de l'excentricité statique et dynamique

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent d'une part les courants statoriques et qui engendre une répartition des courants rotoriques non homogène. De plus, les efforts non équilibrés sur les barres génèrent un couple global non constant donnant naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements.

I.4.3.2 Défaillances d'ordre électrique

Les défaillances d'ordre électrique se séparent en deux catégories bien distinctes ; celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques.

I.4.3.2.1 Défaillances des circuits rotoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être des fissures ou ruptures des barres ou de portions d'anneaux de court circuit.

a. Rupture des barres

La cassure ou rupture de barre (Fig.I.15) est l'un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau de court-circuit. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, qui engendrent des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [Casimir 2003a].



Fig.I.15 : cassure d'une ou plusieurs barres

b. Rupture d'une portion d'anneaux de court circuit

La rupture de portion d'anneau (Fig.I.16) est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Les cassures de portion d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux, ce type de défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques, par conséquent il est difficile de le détecter. Ces portions d'anneaux du court circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leurs cassures. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barre [Boumegoura 2001].

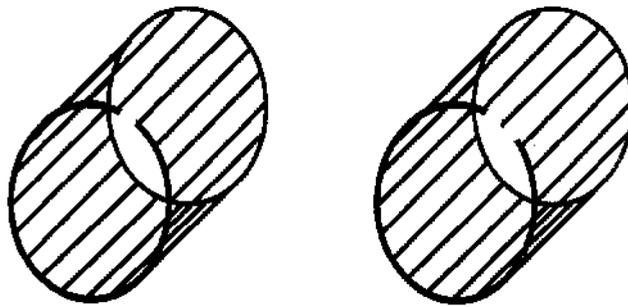


Fig.I.16 : *Inclusion de rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneaux*

I.4.3.2 Défaillances des circuits électriques statoriques

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

- Court-circuit entre spires d'une même phase.
- Court-circuit entre phases.
- Coupure d'une phase.
- Défaut d'isolation avec le circuit magnétique.
- Défaut de l'isolation de masse.

La figure (I.17) présente les différentes localisations des défauts qui peuvent se produire dans le stator.

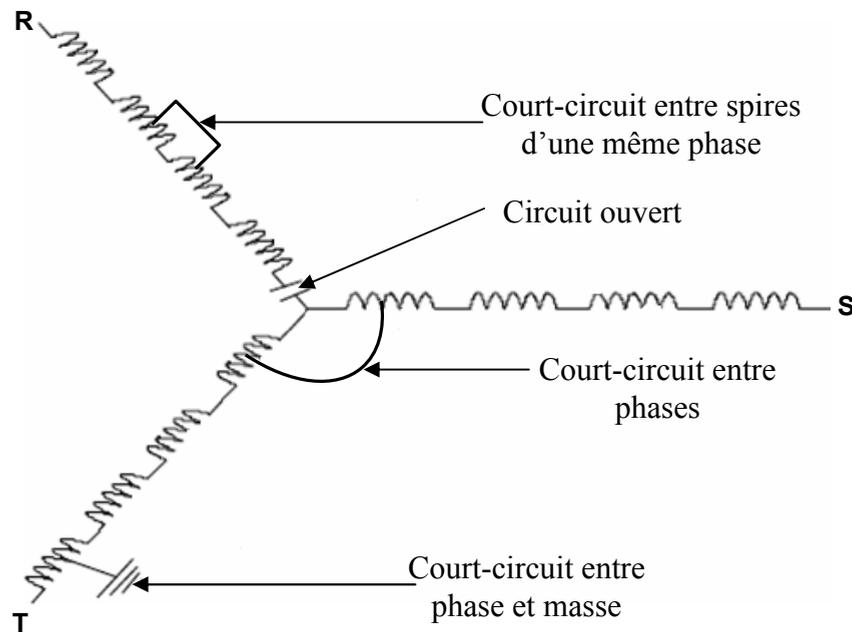
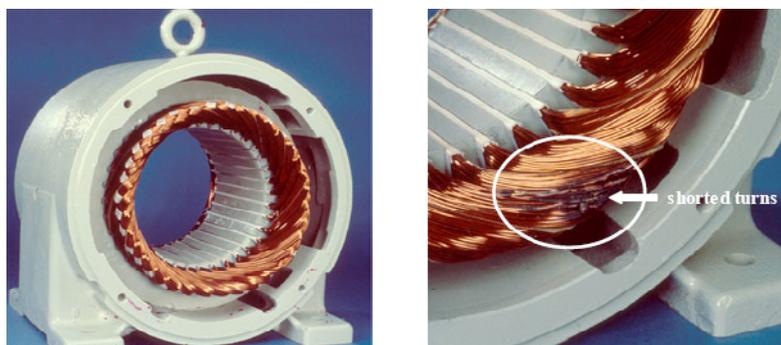


Fig.I.17: Localisation des défauts

a. Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) provoquent une augmentation de la température des différents constituants du moteur et en particulier des isolants. Or les matériaux d'isolation ont une limite de tenue à la température, à la tension et à des sollicitations mécaniques. De ce fait, l'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine [Schaeffer 1999b], [Bachir 2004].

La comparaison des enroulements statoriques avant et après l'apparition d'un défaut de court-circuit entre spire dans un moteur industriel est représentée par la figure (I.18) [Liu 2006].



a. Enroulement statorique sain b. Court-circuit entre spires d'un enroulement
Fig.I.18 : Défaut d'un court-circuit entre spires d'un enroulement statorique

Les différentes causes de ce type de défaut sont les blessures de l'enroulement lors de son insertion dans les encoches, une tension d'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation, des vibrations mécaniques, fonctionnement dans un environnement sévère, vieillissement naturel des isolants et élévation du courant dans l'enroulement dû à un court-circuit ou une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.

b. Court-circuit entre spires

C'est un défaut assez fréquent apparaissant sur les enroulements aussi bien à l'intérieur des encoches statoriques que sur les parties frontales. En général, il est causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. Lors d'une occurrence d'un court-circuit entre spires, la bobine concernée comporte un nombre réduit de spires et elle produit par conséquent une diminution de la force magnétomotrice. Il y aura également création d'une nouvelle boucle de n_{cc} spires en court-circuit qui sont magnétiquement couplée avec les $(n_s - n_{cc})$ spires restantes du circuit [Devanneaux 2003], [Ali Abdallah 2004].

Ce type de défaut entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence un échauffement excessif entraînant une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2^{ème} court-circuit et ainsi de suite). Il est donc important de détecter un tel défaut très rapidement avant la destruction complète de la machine [Boumegoura 2001].

c. Court-circuit entre phases

Ce genre de défaut se produit aux endroits où les conducteurs des phases se rencontrent, cependant les conséquences de ce défaut varient selon sa localisation. 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 des protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés proportionnellement au défaut qui apparaît. Lors de l'apparition de ce défaut, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux augmentent [Ondel 2006].

d. Court-circuit phase/bâti

Lorsqu'un court-circuit se produit entre l'enroulement et le bâti (souvent relié à la masse), ce dernier prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. La tension de la phase concernée ne change pas, cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. Ce type de défaut n'a pas d'importance de point de vue matériel mais il peut être très dangereux au niveau de la sécurité des personnes.

e. Défauts d'isolation du circuit magnétique

Ce type de défaut se manifeste par une augmentation des pertes par courant de Foucault qui induit une élévation importante du courant entraînant un échauffement anormal de la machine qui sera la cause de la chute du rendement...etc.

f. Les décharges partielles

Ce type de défaut est dû aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre les conducteurs et la masse qui s'amplifie avec le vieillissement des isolants (Fig.I.19), (Fig.I.20). Sa présence précède l'apparition de court circuit entre phases ou entre les phases et la masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants.



Fig.I.19 : *Défaut dû à l'activité de décharges partielles*

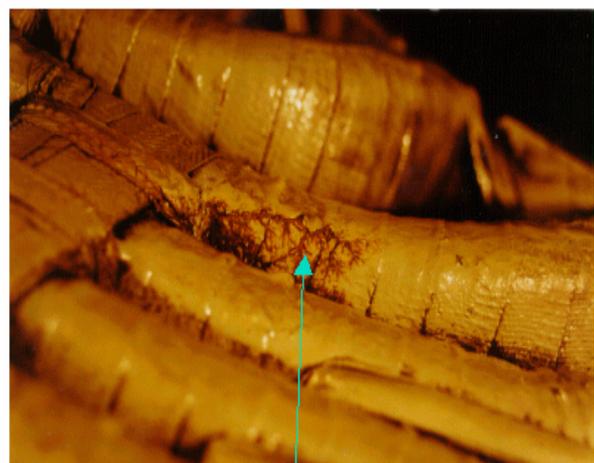


Fig.I.20: *Corrosion par décharge partielle*

I.5 Constitution des murs isolants

La fonction d'isolation électrique doit être étudiée à la conception en tenant compte de l'environnement dans lequel va évoluer la machine électrique. Cette conception doit répondre au cahier des charges fonctionnel et environnemental [Pinel D2302].

Le principe de conception de la fonction d'isolation est résumé selon le diagramme suivant :

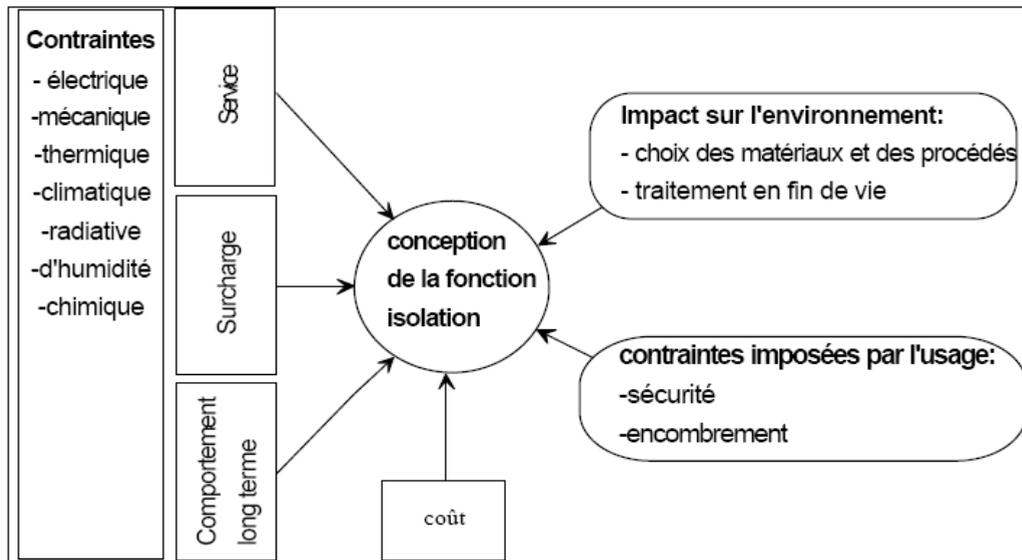


Fig.I.21: *Contrainte de conception d'un système d'isolation*

I.5.1 Historique des matériaux isolants utilisés dans l'industrie

A partir de 1920, l'isolation des machines tournantes est réalisée avec de larges feuilles de mica qui sont liées et pressées avec une résine naturelle. Ce procédé est répété jusqu'à l'obtention d'une épaisseur d'isolation déterminée. Dans les moteurs basses tensions (BT), ainsi que dans les rotors des machines moyennes tensions (MT), le mica n'est pratiquement plus utilisé. Par contre, dans les enroulements statoriques des machines à moyenne et haute tension, le papier de mica est un isolant actuellement irremplaçable pour sa résistance aux décharges partielles et leurs cheminements.

L'isolation entre les conducteurs, les bobines et le circuit magnétique peut s'effectuer à l'aide de plusieurs types de matériaux isolants tels le coton, la soie, le papier et autres matériaux similaires, imprégnés ou non d'huile. On utilise aussi des matières inorganiques comme le mica, l'amiante et des résines synthétiques. Parmi les principaux isolants, mentionnons le polyvinyle, le nylon, l'époxy et le polyester, qui ont des caractéristiques isolantes et thermiques spécifiques. Une des caractéristiques importantes des vernis utilisés pour couvrir les fils ronds réside dans le

fait qu'ils doivent rester flexibles après le séchage. Selon l'épaisseur de vernis utilisée pour recouvrir le fil, on considérera un fil comme isolé simple, double ou triple couche [Bouchard 1997].

I.5.2 Tenue aux contraintes supportées par les isolants

Dans les machines électriques on emploie différents matériaux isolants qui sont destinés à isoler les pièces sous tension des autres pièces de la machine. Pour cette raison ce que l'on exigera surtout des matériaux isolants, c'est une rigidité diélectrique élevée. Vu que les isolants des machines travaillent à températures élevées, sous contraintes mécaniques et sont soumis à l'action de l'humidité atmosphérique et dans certains cas à l'action de différents agents chimiques. Trois catégories principales de contraintes agissent sur l'isolation d'un matériel pendant le service [Coello 1993]:

- Contraintes diélectriques.
- Contraintes mécaniques.
- Contraintes thermiques.

I.5.2.1 Contraintes diélectriques

La contrainte diélectrique d'un matériau est la valeur maximale du champ électrique que l'on peut lui appliquer sans que se produise une dégradation irréversible de ses propriétés diélectriques. Dans le problème de la tenue aux contraintes diélectriques, il faut distinguer deux sortes de phénomènes qui influent de façons très différentes sur le comportement de l'isolation :

- la contrainte diélectrique normale en service.
- Les surtensions accidentelles de brève durée qui peuvent apparaître de temps en temps aux bornes de l'appareil. Ces surtensions sont le plus souvent d'origine atmosphériques, ou dues à des régimes transitoires consécutifs.

a. Tenue à la tension de service

L'application de la tension fait apparaître un certain nombre de phénomènes parasites qui provoque une détérioration des isolants. Le plus important et le plus nocif de ces phénomènes est celui de décharges partielles, détectable ou non, qui se manifestent à l'intérieur de petites bulles gazeuses emprisonnées dans la structure isolante. Dans les isolations entièrement solides telles

que, celle des grandes machines tournantes, il est pratiquement impossible de supprimer totalement les décharges partielles. Il faut alors s'assurer que les décharges qui existent à la tension de service n'ont pas une nocivité suffisante pour mettre en danger l'isolation.

b. Tenue aux surtensions

La première difficulté qui se pose au responsable de la conception d'un appareil est de connaître la répartition de la contrainte diélectrique dans l'isolation. Cette répartition dépend en effet considérablement de la forme de la tension appliquée. La tension de service à 50 Hz entre conducteurs et masse se répartit proportionnellement au nombre de spires tandis que la surtension se répartit tout autrement suivant une loi qui dépend des capacités des spires entre elles et par rapport à la masse.

I.5.2.2 Contraintes mécaniques

Dans tous les matériels, les isolants solides ont à transmettre les efforts qui s'exercent entre les conducteurs actifs ou entre ceux-ci et l'isolant. Les isolations devront pouvoir supporter, d'une part, les efforts mécaniques normaux et permanents résultant du fonctionnement et, d'autre part, des efforts exceptionnels et de brève durée dont les plus dangereux sont engendrés par les courts-circuits. Les courants de court-circuit auxquels sont exposés les matériels, engendrent des efforts proportionnels au carré de l'intensité du courant. Ces efforts dépendent des caractéristiques des matériels.

I.5.2.3 Contraintes thermiques

Les contraintes thermiques sont très importantes pour la conception et le vieillissement du matériel. La température de fusion des isolants doit être plus élevée que la température maximale de fonctionnement du matériel électrique. Les propriétés diélectriques (permittivité relative, résistivité, facteur de dissipation diélectrique) dépendent de la température ; dans certains cas, si la tangente de l'angle de perte ($tg\delta$) augmente rapidement, un claquage thermique peut survenir. Il faut noter que tous les matériaux isolants dans l'industrie sont classés d'après leur température de fonctionnement.

Le tableau (I.1) donne la description de chaque classe d'isolant avec la température maximale d'utilisation [Nabil 2004], [Fournié 1990] :

Classe	Description	Température de fonctionnement [°C]
Y (O en USA)	- Cotton, soie, papier et les matériels similaires quand elles ne sont ni imprégnées ni plongées dans des isolants liquides.	90
A	- Cotton, soie, papier et les matériels organiques similaires quand elles sont soit imprégnées soit plongées dans des isolants liquides. - Matériels moulés et laminés avec le cellulose, résine de phénol, ou bien avec autre résine ayant les mêmes propriétés. - Films et feuilles d'acétates de celluloses, ou bien autres dérivés de cellulose ayant les mêmes propriétés. - Vernis émaillé sur les conducteurs	105
B	- Mica, amiante, fibre de verre, terylene et autres matériels inorganiques ayant les mêmes propriétés. Les fils magnétiques de fibre de verre et terylene sont inclus dans cette classe, il y'a aussi des matériels organiques comme le polyvinyl d'acetylene et les films de polyamides.	130
F	- Mica, amiante, fibre de verre, terylene et autres matériels inorganiques ayant les mêmes propriétés où bien la même combinaison de ces matériels avec des matériels organiques (résine ou vernis) ou bien avec du résine synthétique de deux types : époxy mica ou polyester mica. Le cotton, la soie et le papier peuvent être utilisés dans cette classe pour des buts de construction seulement.	155
H	- Mica, amiante, fibre de verre et autres matériels inorganiques ayant les mêmes propriétés avec des matières agglomérantes composées du silicone. - Silicone sous forme de caoutchouc ou de résine.	180

Tab.I.1 : Température maximale d'utilisation pour chaque classe d'isolant

a. Échauffement en régime de fonctionnement normal

Dans une machine en fonctionnement, les sources de chaleur sont localisées dans les zones où se produisent les pertes d'énergie : les conducteurs (pertes par effet Joule), le circuit magnétique (pertes par hystérésis et par courant de Foucault) et l'isolant (pertes diélectriques).

La chaleur est évacuée vers les dispositifs de refroidissement extérieurs à travers l'isolation ; le régime des températures dépend autant de la conception de ces dispositifs que de la conductivité thermique des matériaux.

b. Chocs thermiques

Pendant une brève durée, les isolants peuvent être soumis à des températures très supérieures à leur température maximale admissible permanente, notamment lors de courts-circuits. Ce phénomène doit bien entendu être pris en considération dans le dimensionnement des matériels, pour lesquels sont toujours précisées la durée et l'intensité du courant du court-circuit admissible.

I.6 Le diagnostic des machines électriques

Le diagnostic est l'action d'identifier un défaut ou une anomalie à partir d'une analyse méthodique des symptômes caractérisés par des indicateurs qualitatifs ou quantitatifs et les relier à des causes. En général il est engagé lorsque des signes anormaux se manifestent [Boulenger 2003]. Le diagnostic permet de confirmer, de compléter et de modifier les hypothèses faites sur l'origine et la cause des défaillances et de préciser les opérations de maintenance corrective nécessaire. La détection d'une anomalie est classiquement basée sur l'analyse des résidus issus de la différence entre les signaux réels mesurés et ceux synthétisés par un modèle de comportement.

I.6.1 Différents types de maintenance

Les différents types de maintenance utilisés dans les applications industrielles dépendent principalement du niveau de criticité du système considéré. Plus la criticité est importante, plus les moyens et donc le coût associé seront élevés. On distingue trois types de maintenance [Phuong 2007].

- **Maintenance préventive** : elle consiste à changer les systèmes à date fixe prédéterminée. Le coût associé est important.
- **Maintenance corrective** : l'évaluation du système est réalisée fréquemment grâce à une instrumentation supplémentaire. Notons que plus cette évaluation est fréquente plus les

coûts de mobilisation du système seront réduits. C'est dans le cadre de la maintenance corrective que l'utilisation de méthodes de diagnostic devient fondamentale. En effet, plus le diagnostic sera précis, plus l'intervention sera courte.

- **Maintenance prédictive** : l'intervention est effectuée avant l'apparition des défauts.

Le diagramme ci-dessous (Fig.I.22) représente l'ensemble des tâches à réaliser pour assurer un fonctionnement satisfait d'un processus industriel [Zwingelstein 1995].

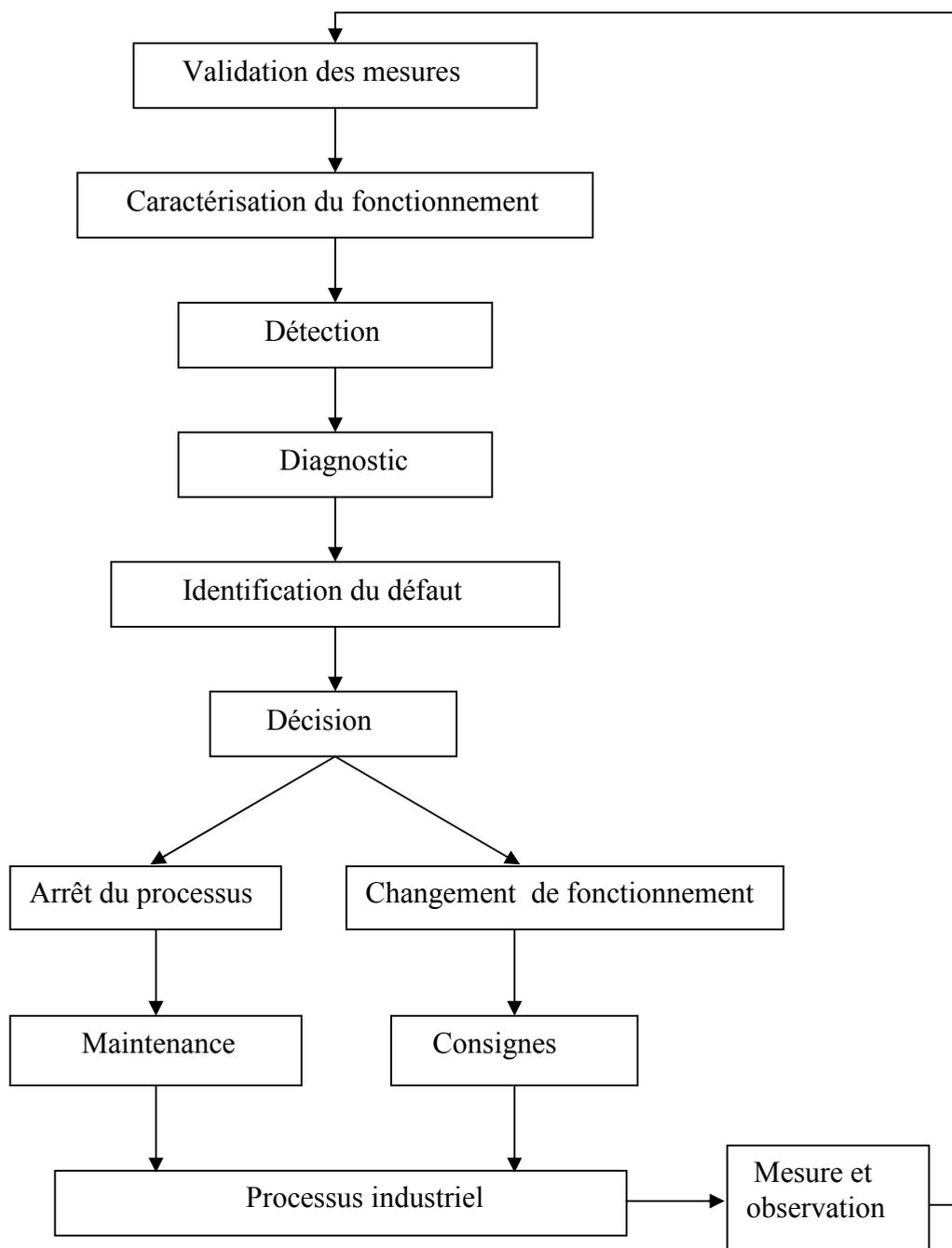


Fig.I.22: Les différentes phases du diagnostic

I.6.2 Méthodes de diagnostic

Durant plus d'une vingtaine d'années, des études et des recherches ont été menées sur la façon dont on pourrait détecter une panne, une défaillance et d'y comprendre la relation cause à effet. Ainsi, on pourrait améliorer la fiabilité d'une machine électrique, donc augmenter sa durée de vie [Didier 2004]. Nous présentons sommairement les méthodes les plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défauts électriques et/ou mécaniques en précisant leurs points faibles et leurs points forts [Razik 2001].

I.6.2.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique

Le principe de cette méthode consiste à identifier un écart entre l'évolution des paramètres au cours de fonctionnement sain et celle suivie par le système en présence des défauts. Elle se base alors sur un algorithme d'optimisation de l'erreur entre les paramètres du modèle de connaissance (théorique) et ceux du système étudié [Ondel 2006]. Par ailleurs, les paramètres estimés, eux-mêmes, permettent une première analyse des conditions de fonctionnement de la machine. Par exemple, une augmentation anormale de la valeur des résistances statoriques peut signifier un échauffement excessif et donc une dégradation progressive de l'isolation des enroulements. Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance.

I.6.2.2 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des moteurs asynchrone triphasés. Une des plus connues et des plus appropriées repose sur le calcul des courants dits de Park. En fonction des courants de phase $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$, les courants de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$ peuvent être calculés grâce aux deux relations suivantes [Benbouzid 2000], [Nejjari 2000] :

$$\begin{aligned} i_d(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}}i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{sc}(t) \\ i_q(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}}i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}}i_{sc}(t) \end{aligned} \quad (I.2)$$

Le tracé du courant $i_d(t)$ en fonction du courant $i_q(t)$ pour un fonctionnement de la machine avec un rotor défaillant (exemple: barre cassée) présente un épaissement du contour du cercle qui n'apparaît pas lors de fonctionnement avec un rotor sain. Ce qui permet d'établir un diagnostic de défaut à travers la surveillance des déviations de ce cercle par rapport au modèle de base (sain).

I.6.2.3 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables

Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être : Le courant absorbé, le flux de dispersion, la tension d'alimentation, la tension de neutre (neutre alimentation - neutre machine), le couple électromagnétique, la vitesse rotorique et les vibrations [Didier 2004].

a. Analyse fréquentielle des courants statoriques et du flux de dispersion

La méthode de l'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone. Nous savons que le suivi de l'amplitude des composantes caractéristiques de fréquence $(1 \pm 2kg)fs$ dans le spectre du courant permet de se renseigner sur l'état de la cage rotorique, où k est un entier positif, g est le glissement et fs la fréquence d'alimentation [Bachir 2002].

Certains auteurs se sont penchés sur l'analyse du flux de dispersion de la machine asynchrone pour la détection des courts-circuits entre spires statoriques. Ils ont montré que l'apparition de ce type de défaut induisait des composantes additionnelles dans le spectre fréquentiel du flux de dispersion. Cette nouvelle approche permet de détecter tant un défaut statorique, qu'un défaut rotorique en utilisant un capteur de flux relativement peu coûteux.

b. Analyse fréquentielle de la tension de neutre

On peut utiliser la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone pour détecter des courts-circuits entre spires dans le bobinage statorique ou un défaut rotorique. A partir des essais expérimentaux [Didier 2004] à montré, que

l'augmentation de l'amplitude des composantes spectrales est plus significative que celle présente à la fréquence $(1-2g)fs$ dans le spectre fréquentiel du courant statorique lorsque le défaut rotorique apparaît. Cependant, il est préférable que le neutre de la source d'alimentation ne doit pas être trop éloigné de celui de la machine.

c. Analyse fréquentielle de la puissance instantanée

La quantité d'information donnée par la puissance instantanée d'une phase, qui n'est autre que le produit de la tension d'alimentation et du courant absorbé par le moteur, est plus importante que l'analyse du courant seul. En effet, en plus de la composante fondamentale et des deux composantes latérales, le spectre de la puissance instantanée contient une composante additionnelle située à la fréquence de défaut [Didier 2004].

d. Technique additionnelle

Cette technique est basée sur un test d'enlèvement d'une phase lorsque la machine asynchrone fonctionne à vide. Le principal inconvénient est l'impossibilité d'utiliser cette méthode sur des machines faisant partie intégrante d'un système de production. Cette technique peut cependant être intéressante pour le diagnostic des défauts rotoriques dans une entreprise de fabrication des machines électriques (diagnostic de la machine en sortie de chaîne de production par exemple) [Didier 2004].

I.6.2.4 Méthodes de diagnostic des défauts des isolants

Le diagnostic de l'isolation électrique des machines est aujourd'hui un enjeu industriel majeur, les contraintes très fortes en disponibilité de certaines machines (alternateurs de centrales électriques par exemple) nécessitent la mise en oeuvre de stratégies de maintenance préventives et/ou correctives. Elles consistent essentiellement à programmer l'arrêt des machines pour la vérification et la remise en état des isolants électriques (rebobinage). Cette programmation nécessite d'estimer l'état d'avancement, normal ou anormal, du vieillissement des isolants.

De telles méthodes sont indispensables pour apprécier l'état d'une isolation, soit qu'il s'agisse d'une isolation neuve à titre de contrôle de fabrication, soit que l'on cherche à connaître le degré et la nature des dégradations subies après endurance, sur un matériel en service, après quelques années d'utilisation [Fournié 1990], [Pinel D2302]. Dans le cadre du

contrôle (fabrication, réception, exploitation) effectué sur de nombreux matériels, les mesures électriques permettent d'établir le diagnostic d'une isolation ; depuis quelques années, des méthodes fondées sur la mise en œuvre des techniques physiques et chimiques se développent également. On s'efforce de déceler les défauts (particules métalliques, cavités, décharges partielles localisées, points chauds, produits de dégradation...etc.), de les identifier et finalement de les localiser...

a. Mesures de facteur de dissipation diélectrique

L'augmentation progressive avec le temps de ce facteur de dissipation est liée étroitement à la dégradation chimique qui accompagne le vieillissement thermique des isolations. Elle peut conduire à une instabilité thermique sur les matériels dont la dissipation diélectrique constitue la source principale des pertes [Pinel D2302], [Fournié 1990].

b. Mesures de la résistance d'isolement

Cette méthode a été développée pendant le début du 20^{ème} siècle, c'est la méthode la plus ancienne bien que largement utilisée pour évaluer la qualité de l'isolant entre les enroulements et la carcasse du moteur [Nabil 2004]. Elle est non-destructive dans des conditions normales de test, elle est réalisée en appliquant une tension continue d'amplitude inférieure à celle de l'essai diélectrique, elle vise à fournir un résultat en $k\Omega$, $M\Omega$ ou $G\Omega$. Cette résistance exprime la qualité de l'isolation entre deux éléments conducteurs et fournit une bonne information sur les risques de circulation de courants de fuite. Son caractère non-destructif la rend particulièrement intéressante pour le suivi du vieillissement des isolants durant la période d'exploitation d'un matériel ou d'une installation électrique. Elle peut ainsi servir de base à une maintenance préventive. Cette mesure est effectuée au moyen d'un contrôleur d'isolement, également appelé mégohmmètre.

L'étude de la résistance d'isolement en fonction du temps ou de la tension appliquée peut apporter des connaissances utiles sur l'état d'une isolation [Fournié 1990]. Cette méthode est capable de détecter ce qui est infecté par la pollution et l'humidité, elle est également bonne pour la détection des défauts majeurs (importants).

Le tableau I.2 résume les valeurs de la tension continue qu'on doit appliquer aux bornes du moteur en fonction de la tension nominale [Warren 1998]:

Tension nominale [V]	DC voltage test
< 1000	500
1000 à 2500	500 à 1000
2500 à 5000	1000 à 2500
5000 à 12000	2500 à 5000
> 12000	5000 à 10000
Tension entre phases pour les machines triphasées, tension simple pour les machines monophasé ou tension continu pour les MCC.	

Tab.I.2: Valeurs de la tension continue appliquer aux bornes du moteur en fonction de la tension nominale

Quelques valeurs de la résistance d'isolement IR, après des essais expérimentaux sont classées dans le tableau suivant :

Tension nominale [kV]	3 – 4.9	5 – 7.9	8 – 12.9	13 – 16
Valeur de IR [$M\Omega$]	11 – 17000	3.8 – 5000	17 – 18000	25 – 1500

Tab.I.3: Résistance d'isolement en fonction de la tension nominale

Cette méthode est très sensible à la température et l'humidité, donc le test doit être effectué lorsque le moteur est hors service pour avoir une plus grande précision possible. Cette méthode nous renseigne seulement sur l'état de l'isolant entre phases et carcasse, mais ne donne cependant aucune information sur l'état d'isolation entre spires [Grubic 2008].

c. Mesures de l'indice de polarisation

Dans l'industrie des machines tournantes, on utilise l'indice de polarisation IP pour caractériser l'état d'une isolation, on peut le définir à partir du rapport de la valeur de la résistance d'isolement relevée après 10 minutes d'application de la tension continue (1/3 de la tension nominale) sur la valeur relevée après une minute d'application [Taylor, 2006], [Fournié 1986], [Tallam 2007].

$$IP = \frac{R_{\text{isolement à 10 min utes}}}{R_{\text{isolement à 1 min ute}}} \quad (I.3)$$

Les valeurs de l'indice de polarisation minimal IP en fonction de la classe thermique des isolants sont données sur le tableau I.4 suivant [Nabil 2004]:

Classe thermique	IP minimal
Classe A	1.5
Classe B	2
Classe C	2
Classe H	2

Tab.I.4: *Indice de polarisation minimale IP en fonction de la classe thermique des isolants*

Le tableau I.5 nous donne une idée globale sur l'état de l'isolation en fonction de l'IP [Fournié 1986], [Nabil 2004]:

Etat de l'isolation	La valeur de l'IP
Dangereux	< 1
Pauvre, l'isolation est trop humide ou vieillie ou polluée superficiellement.	< 1.5
Douteux	1.5 – 2
Assez bien	2 – 3
Bien	3 – 4
Excellent, on admet que l'isolation est très sûre et très propre.	> 4
L'isolant est âgé sous l'effet thermique et il y a un risque de défaillance.	> 8

Tab.I.5: *Etat d'isolation en fonction de l'IP*

d. Mesures des décharges partielles

Les mesures de décharges partielles constituent l'une des voies les plus fécondes pour explorer, de façon non destructive, l'état des isolations [Freisleben 1998], [Martínez 2005]. Le but principal du test est d'identifier les machines qui nécessitent une maintenance d'enroulement statorique et les causes des détériorations. Pour se faire, il faut mesurer les pics des amplitudes des décharges partielles et leurs activités totales avec le temps, s'ils doublent chaque six mois

donc la détérioration de l'isolant est proche. Pour localiser leurs activités, les expériences ont montré que le rapport des impulsions positives sur les impulsions négatives est un bon indicateur (signature des décharges partielles sur l'oscilloscope).

Si les impulsions positives sont deux fois plus grandes que les impulsions négatives, la détérioration aura lieu à la surface de mur isolant entre une phase et la carcasse ou bien sur la tête des bobines. La première indique alors qu'il y'a des joints qui ont lâché et la seconde indique la présence de la pollution. Par contre, Si les impulsions négatives sont supérieures aux impulsions positives, cela veut dire que la détérioration aura lieu à la surface du conducteur de cuivre [Stone 1998].

Les activités des décharges partielles d'un enroulement détérioré sont 30 fois plus importantes que celle d'un enroulement à l'état neuf [Stone 1996]. Le test des activités des décharges partielles peut être effectué soit si la machine est hors service ou bien durant le fonctionnement normal, mais la plupart des utilisateurs préfèrent un test sous tension puisque la coupure du courant n'est pas nécessaire [Nabil 2004].

e. Test d'isolation sous haute tension (Hipot)

Afin de trouver les grandes défaillances dans l'isolation des enroulements, un test de haut potentiel (Hipot) est appliqué où la tension d'essai (AC ou DC) est supérieure à la tension nominale. Il faut que la carcasse soit mise à la terre, on applique alors une tension continue et on l'incrémente graduellement [Martínez 2005].

Pour les machines qui sont rebobinées, cette tension est incrémentée par un facteur de 1.2 et même de 1.7. A chaque étape de l'essai, on mesure le courant de fuite et on dessine son allure en fonction de la tension appliquée, le résultat doit être une ligne droite. Une indication d'un défaut d'isolation, si lors de l'essai une pente raide ascendante est trouvée, dans ce cas le test doit être abordé immédiatement pour éviter le risque de défaillance des enroulements. Cette méthode révèle les défauts d'isolation entre les phases et la carcasse mais elle ne donne aucune idée sur l'état d'isolation entre spires [Grubic 2008].

g. Test de surtension (Surge test)

Ce type de test a été développé depuis 40 ans, il est le test le plus classique pour évaluer l'état d'isolation des enroulements. Il peut détecter les défauts d'isolation entre phases, entre bobines et entre spires. Le test doit être effectué pour chaque phase.

Le principe de ce test est d'appliquer une courte impulsion de courant à travers l'enroulement et d'après la loi de Lenz une différence de potentiel est induite aux bornes des spires [Grubic 2008]. Si l'isolant est dégradé ou endommagé et si la ddp est assez élevée, il y'aura naissance d'un arc entre les spires. Cet arc se traduit par un changement de la forme d'onde du courant. Ce test est effectué avec un générateur d'impulsion et un oscilloscope pour observer la forme du signal envoyé et enregistrer son évolution. Si un défaut existe, une inspection doit être effectuée pour le localiser, d'où la nécessité du démontage de la machine [Nabil 2004].

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons apporté quelques rappels sur la constitution de la machine électrique, ensuite nous avons présenté les différents défauts apparaissant dans les machines électriques tournantes. Nous avons constaté que la plupart des défauts statoriques ont pour origine des défauts d'isolement soit entre spires, soit entre phases ou bien entre phase et carcasse. Le bon fonctionnement de la machine nécessite donc une bonne compréhension du système d'isolation afin de limiter les risques de défauts qui peuvent survenir lors de la mise en service du système. Par la suite, nous avons présenté les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées en se focalisant sur les différentes méthodes de diagnostic des isolants.

Le chapitre qui suit, sera consacré à la modélisation d'une machine électrique, en tenant compte de la présence des défauts.

Chapitre II

Modélisation des défauts d'une machine électrique

II.1 Introduction

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur le prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défauts et elles apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts [Khatir 2007].

L'objectif de ce chapitre est la présentation des modèles de défauts de la machine électrique. En effet, les méthodes de modélisation jouent actuellement un rôle important dans la capitalisation des connaissances de l'état de la machine, du procédé et de la caractérisation des défaillances tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques, les défauts de type rupture de barre rotorique et/ou de portion d'anneau de court-circuit. Il existe à ce jour plusieurs méthodes de modélisation adéquates parmi lesquelles, on peut citer :

- La méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.
- La méthode des réseaux de perméance.
- Les méthodes électromagnétiques.

Grâce à ces approches, il est possible de décrire le comportement de la machine en présence d'un défaut et de permettre ainsi de caractériser son influence. Ces méthodes ont chacune leur place sur la double échelle complexité/précision des approches de simulation.

II.2 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés

Dans l'approche de modélisation par les équations des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC), les inductances propres et mutuelles des différents bobinages ont une place prépondérante dans la mesure où elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine. En effet, les inductances peuvent être calculées soit en utilisant les fonctions de bobinage, sachant que cela impose une connaissance précise de la forme du bobinage de la machine soit en utilisant une décomposition en séries de Fourier de l'induction d'entrefer de la machine qui ne nécessite pas la connaissance précise du bobinage.

Cette approche offre un bon compromis en terme de précision, de temps de calcul et d'adaptation à la modélisation de la plupart des défauts d'origine électromagnétique tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques, les défauts de type rupture de barre rotorique

et/ou de portion d'anneau de court-circuit. On peut aussi intégrer à ce type de modèle les défauts d'excentricité statique et dynamique [Casimir 2003b]. Cette approche est basée sur un certain nombre d'hypothèse dont les principales sont les suivantes : la linéarité du circuit magnétique, les pertes par courant de Foucault et les courants inter-barres sont négligeables, De plus, les pertes fer de la machine, les effets capacitifs et les effets thermiques sont négligeables

II.2.1. Equations électriques et mécaniques du système sain

Les équations électriques décrivant la machine asynchrone avec m phases statoriques et q barres rotoriques peuvent être écrites en remplaçant les q barres de la cage d'écureuil par un circuit équivalent contenant q+1 circuits magnétiquement couplés. Les équations de tensions de la machine asynchrone sont données sous la forme condensée suivante :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Les équations mécaniques qui régissent le fonctionnement de machine peuvent se mettre sous la forme suivante :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II.2})$$

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$[V_s]$, $[V_r]$: Vecteur de tension statorique et rotorique.

$[I_s]$, $[I_r]$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$[R_s]$, $[R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$[L_s]$, $[L_r]$: Matrices des inductances statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

Ω : Vitesse de rotation de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_v : Frottement visqueux.

C_r : Couple de charge.

θ : Position du rotor par rapport au stator.

L'expression du couple électromagnétique est obtenue à partir de la dérivée de la co-énergie mécanique par rapport à l'angle θ

$$C_{em} = \frac{d[W_{co}]}{d\theta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^T \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

II.2.2 Modélisation du défaut statorique

Généralement, le court circuit inter-spires dans les phases statorique est due à une défaillance locale de l'isolation qui induit un défaut pour s'étendre en degrés causant l'arrêt de la machine. Ainsi, le point de contact entre les spires court-circuitées et la phase défectueuse peut être représenté par une résistance variable R_{cc} en parallèle avec les spires court-circuitées comme est indiqué sur la Fig.II.1 et sa valeur dépend de la sévérité du défaut.

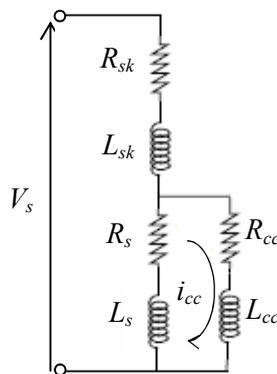


Fig.II.1: Schéma électrique d'une phase avec des spires court-circuitées

Pour prendre en compte l'existence de spires en court-circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire dite de court-circuit dont le nombre de spires n_{cc} est égale au nombre de spires en défaut dans la machine. Ainsi, en présence d'un

déséquilibre statorique, la machine comporte en plus des bobinages triphasés statoriques et rotoriques, un bobinage court-circuité parcouru par un courant de court-circuit i_{cc} .

Le défaut d'un circuit ouvert d'une phase est représenté par une résistance de grande valeur en parallèle avec la résistance de la phase défectueuse. Par conséquent, seul la résistance de la phase défectueuse sera changée dans les équations électriques.

II.2.3. Modèle de défauts rotoriques

La simulation des défaillances du type cassure de barres ou anneaux de court-circuit peut être faite en utilisant deux méthodes différentes, le but étant d'annuler le courant qui traverse l'élément incriminé. La première méthode de modélisation consiste à reconstituer totalement le circuit électrique rotorique. Dans ce type d'approche, la barre rotorique défaillante est enlevée de circuit électrique, ce qui oblige à calculer les matrices résistance $[R_r]$ et inductance $[L_r]$. Ces dernières sont de rang inférieur à celles d'une machine saine. La seconde approche consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre incriminée de telle sorte à ce que le courant qui la traverse soit le plus proche de zéro en régime permanent. Dans cette approche, la structure du circuit électrique rotorique n'est pas modifiée car dans ce type de modélisation, on considère qu'une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique [Didier 2004].

II.3 Méthode des réseaux de perméances

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition en tubes de flux élémentaire du circuit magnétique de la machine (Fig.II.2). Chaque tube ainsi obtenu est caractérisé par sa perméance selon qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. À partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméances. Ces réseaux peuvent être assimilés à un circuit électrique habituel à la différence près que ce sont les flux et les différences de potentiels magnétiques qui entrent en jeu à la place des courants et des différences de potentiels électriques.

Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative μ_r . Le mouvement de rotation de la

machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances d'entrefer variable selon la position du rotor de la machine [Barakat 2008], [Barakat 2009].

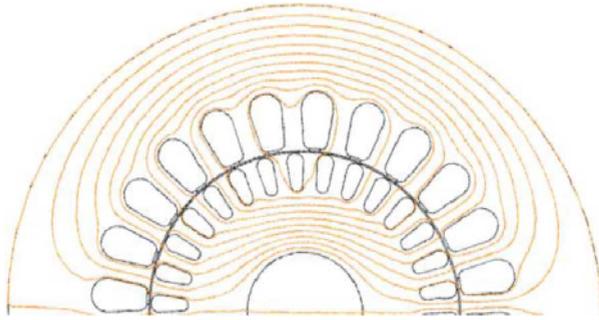


Fig.II.2 : Lignes de flux représentant $\frac{1}{2}$ de la machine

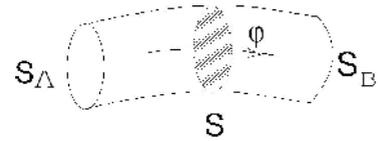


Fig.II.3 : Tube de flux

Pour obtenir le réseau de perméances, il faut donc repérer la direction générale des tubes de flux Fig.II.3, et respecter les conditions de définition d'une perméance P [Hecquet 1996], [Petrichenko 2007] :

- Le flux φ doit être constant dans le tube.
- Les surfaces S_A et S_B doivent être des équipotentielles magnétiques, dans ce cas la perméance est donnée par :

$$P = \frac{\varphi}{\xi_A - \xi_B} \quad (\text{II.5})$$

Où ξ_A et ξ_B sont respectivement les potentiels scalaires magnétiques des surfaces S_A et S_B

Le calcul des perméances peut aussi être déterminé de façon analytique :

$$P = \mu \frac{1}{\int_A^B \frac{dl}{S}} \quad (\text{II.6})$$

μ est la perméabilité magnétique, supposée uniforme dans le tube de flux. Il faut alors connaître la section S et la longueur du tube de flux l pour obtenir la valeur de la perméance, ce qui réserve ce calcul aux cas de structures simples, telles que les transformateurs et les moteurs linéaires.

En exploitant les tubes de flux, on peut déduire le circuit magnétique équivalent de la machine asynchrone comme cela est montré sur la Fig.II.4 où on peut distinguer la région du circuit magnétique statorique, la région d'entrefer ainsi que la région du circuit magnétique rotorique.

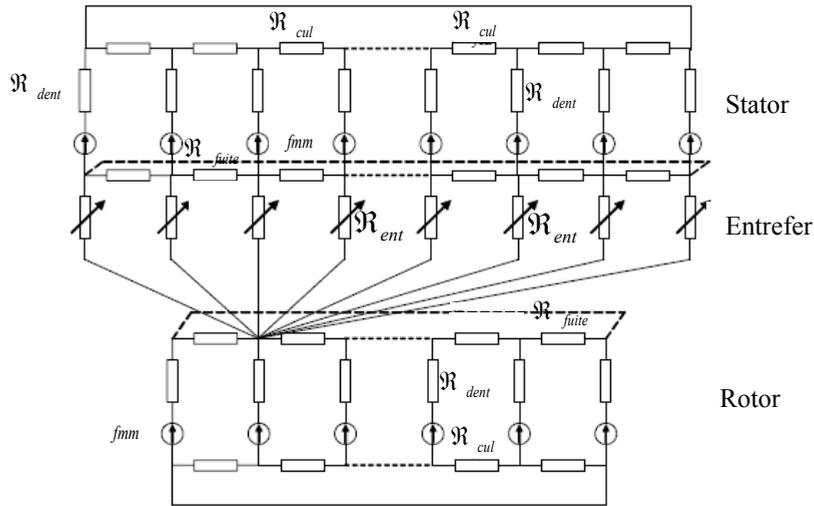


Fig.II.4: Réseau de perméances de la machine [Barakat 2009]

Les courants de l'encoche statorique sont modélisés par des sources de forces magnétomotrices (f.m.m) en série avec les perméances de dent. Pour établir la relation entre ces f.m.m et les courants de phase nous considérons un contour fermé autour d'une encoche comme elle est représentée sur la Fig.II.5 et en associant une force magnétomotrice (F_{tsi}) à l'encoche i .

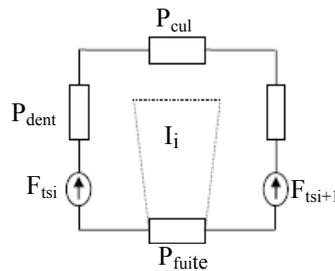


Fig.II.5 : Contour fermé autour d'une encoche

L'application du théorème d'Ampère à chaque contour fermé faisant le tour des encoches permet d'établir les relations entre courants d'encoches et sources de force magnétomotrices

$$\begin{cases} H \cdot dl = \sum n_k \cdot I_k = \sum_j \frac{\phi}{P_j} \\ \sum_j \frac{\phi}{P_j} - F_{sti} + F_{sti+1} = 0 \\ F_{sti} - F_{sti+1} = \sum n_k \cdot I_k \end{cases} \quad (II.7)$$

En généralisant les équations ci-dessus pour toutes les dents, on peut obtenir le système matriciel suivant :

$$[F_{ts}] = [M_{is}] [I_s] \quad (II.8)$$

Avec :

$[F_{ts}]$: Vecteur f.m.m d'une dent.

$[I_s]$: Vecteur des courants de phase

$[M_{is}]$: Matrice qui lie la f.m.m de dent aux courants de phase

n_k : Nombre de spires contenues dans l'encoche parcourues par un courant I_k .

De la même manière, les courants des barres rotoriques sont modélisés par des sources de f.m.m. en série avec les perméances de dent rotorique.

La région de l'entrefer est subdivisée en un ensemble d'éléments d'entrefer, chaque élément est modélisé par une perméance afin de relier les flux de dent du stator aux flux de dent du rotor. La valeur de cette perméance dépend de la position du rotor.

Le système d'équations magnétiques régissant la machine est obtenu en traitant le réseau de perméances de la figure.II.4 de la même manière que le circuit électrique. Ces équations sont données par la forme générale suivante:

$$\begin{bmatrix} [\mathfrak{R}] & [N^t] \\ [N] & [P] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Phi_t] \\ [U] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_i] \\ [0] \end{bmatrix} [I] \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$[\mathfrak{R}]$: matrice diagonale de la réluctance.

$[P]$: Matrice de la perméance.

$[\Phi_t]$: Vecteur flux de la dent statorique et rotorique

$[U]$: Vecteur des potentiels scalaires magnétiques de noeud du stator et du rotor.

$[M_i]$: Matrice qui lie la f.m.m de dent aux courants de phase et aux courants de la maille rotorique.

$[N]$: est une matrice, dont les éléments sont généralement égaux à 1 si le flux est sortant du noeud et -1 si le flux est entrant au noeud et zéro si non.

$[I]$: Vecteur courants de la phase statorique et de la barre rotorique.

II.4 Critique de la MCEMC et la méthode des réseaux de perméance

Dans l'approche des circuits électriques magnétiquement couplés, nous avons supposé la linéarité du circuit magnétique, l'effet de peau et de proximité et l'effet d'isolement entre spires qui est associé à l'effet capacitif étant négligés. De plus, les pertes fer de la machine et les effets thermiques ont été négligés dans la modélisation de la machine.

La méthode du réseau de perméance permet d'obtenir une bonne précision de calcul a condition de bien construire la topologie du réseau et de bien estimer les perméances. L'inconvénient de cette approche est de travailler avec une topologie fixe ce qui pose le problème de disposer des données géométriques initiales, de considérer que les perméances de circuit ont une induction homogène dans le tube, cela pose problème au niveau des têtes de dents et au niveau des coudes, les perméances de fuites évoluent en fonction de l'état de saturation. Il est alors nécessaire de définir différentes zones au niveau des encoches.

Donc, ces deux premières méthodes ne sont pas applicables à la modélisation du système isolant au niveau de l'encoche, ce qui nécessite l'utilisation des méthodes électromagnétiques qui permettent de réduire les simplifications faites et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine électrique réelle. La considération du comportement électromagnétique local du moteur permet d'avoir une modélisation plus fine et précise.

II.5 Méthodes électromagnétiques (analyse du champ magnétique)

A l'heure actuelle, la recherche de défaut dans les systèmes électrotechniques est généralement effectuée sur l'analyse des grandeurs que sont la tension et l'intensité aux bornes des dispositifs et sur la vitesse et la mesure de températures ou de vibrations. La demande croissante en terme de robustesse des outils de diagnostic nécessite de trouver de nouvelles solutions et de porter une analyse sur d'autres grandeurs afin de compléter les approches existantes. En effet, tout système électromécanique crée dans son environnement proche un champ magnétique. Il semble donc naturel de penser que tout défaut intervenant à l'intérieur du système, aura des répercussions en terme du champ rayonné. Le champ magnétique et la grandeur fondamentale de tout système électrotechnique, donc il est très intéressant de développer des outils de diagnostic de l'état d'une machine basé sur cette grandeur.

La méthodologie de diagnostic de défauts d'une machine électrique basée sur l'identification des flux magnétique permet de détecter, de discriminer, de localiser et de quantifier le défaut apparu dans la machine.

II.5.1. Régions de flux magnétiques à contrôler dans les machines électriques

Le flux magnétique étudié pour l'identification des composantes particulières de défaut est représenté en détail sur la figure ci-dessous (Fig.II.7) [Negrea 2006]:

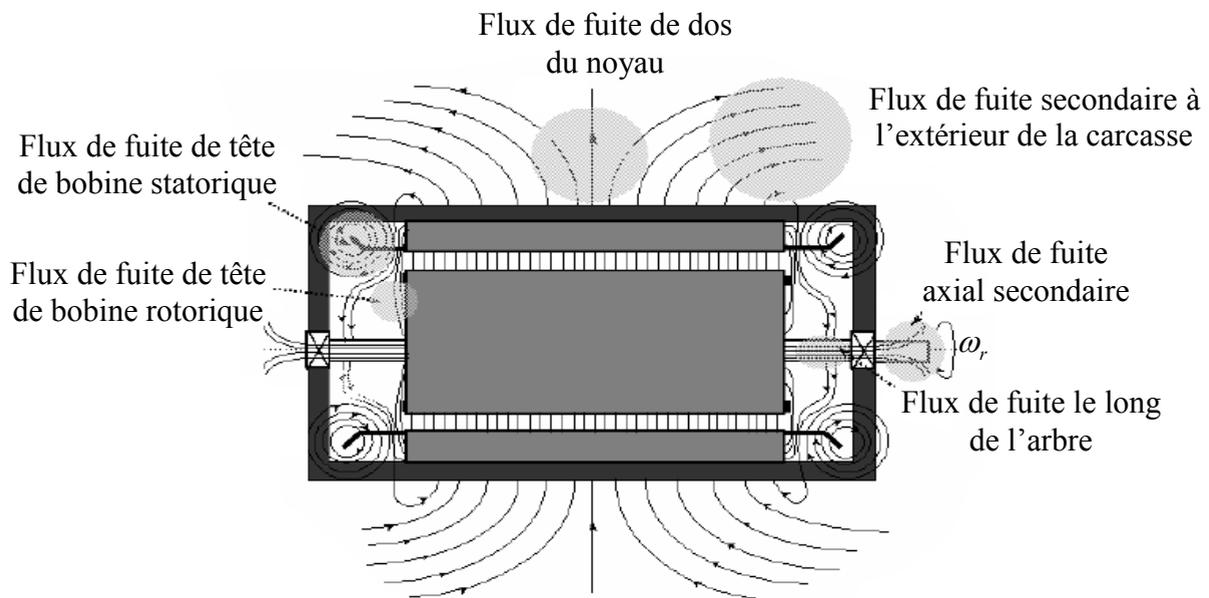


Fig.II.7 : Régions de flux utilisées pour la surveillance et la détection de défauts dans une machine électrique

Le flux axial apparaît dans toutes les machines électriques parce qu'aucune machine ne peut être construite parfaitement symétrique, il sera toujours présent en raison des petites asymétries du côté du stator et du rotor. Puisque les asymétries viennent des deux côtés, le flux axial de fuite contient deux composantes l'une est provoqué par les courants statoriques et l'autre par les courants rotoriques. La mesure du flux axial est une méthode potentielle pour la surveillance de l'état des enroulements statoriques et rotoriques des moteurs asynchrones lors du fonctionnement, elle est aussi capable d'identifier les asymétries du rotor, le désalignement de l'arbre et les défauts de roulement. La trajectoire du flux de fuite axiale n'est pas clairement définie dans les machines électriques, mais habituellement ceci est associé à celui de l'arbre.

Le flux de fuite des têtes de bobines est la cause principale du flux de fuite axial et il est déterminé en utilisant des mesures de ce dernier.

Le positionnement des différents capteurs sur un moteur asynchrone est représenté sur la figure.II.8 [Negrea 2006].

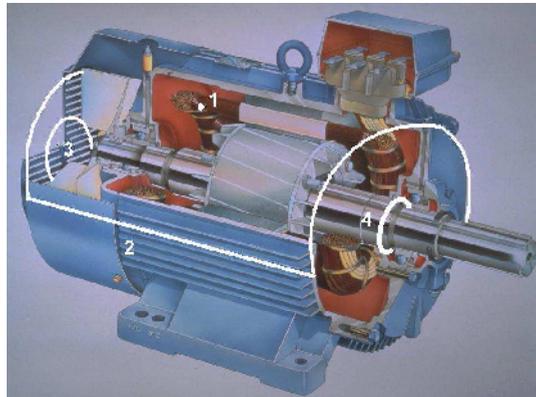


Fig.II.8 : Capteurs utilisés pour la surveillance électromagnétique

- '1' Capteur interne monté autour d'une dent statorique.
- '2' Capteur externe
- '3' Capteur monté à côté de ventilateur.
- '4' Capteur monté autour de l'arbre du moteur.

Le capteur '3' et '4' offrent des informations utiles sur un défaut d'enroulement (court-circuit entre spires statorique). Le capteur monté à coté du ventilateur est capable de détecter la défaillance de l'excentricité dynamique mais il ne peut pas détecter le défaut d'excentricité statique et des roulements. Le capteur monté autour de l'arbre est destiné à détecter le flux axial qui peut indiquer un défaut dans les roulements et qui peut nous donner aussi des informations sur l'excentricité dynamique. Dans une gamme de haute fréquence, le court-circuit entre spires de l'enroulement statorique est reflété seulement dans les indications fournies par ce type de capteur. L'étude de la tension induite dans les capteurs est la technique la plus utile et plus fiable pour le diagnostic des machines électriques, le capteur monté autour d'une dent statorique permet de détecter les défaillances rotoriques (cassure des barres rotoriques).

II.5.2. Analyse du flux dans l'entrefer

Pour les machines tournantes, la connaissance du flux dans l'entrefer apporte des informations précises sur l'état de la machine. Le champ magnétique dans l'entrefer est la grandeur fondamentale puisque c'est à cet endroit qu'est assurée la conversion de l'énergie, cause première de tous les phénomènes physiques intervenant dans le dispositif. Tout défaut a donc en

premier lieu, des effets sur le champ magnétique avant de se propager sur les grandeurs de sortie de la machine (courant, tension, vitesse, couple). Dans ces approches la détection et la localisation des défauts sont réalisées par des capteurs de champ magnétique. Il s'agit essentiellement de spires de flux et parfois, mais plus rarement de sonde à effet Hall [Phuong 2007]

Si un défaut apparaît dans une machine, celui-ci, en premier lieu, modifie la répartition du flux dans l'entrefer. Les capteurs de champ magnétique, localisé dans l'entrefer mesurent cette variation aussi bien dans le temps que dans l'espace. Il est possible d'effectuer une analyse fréquentielle des signaux mesurés et de la comparer à celles théoriquement obtenues pour la machine saine ou même à celles obtenues pour différents types de défauts recensés permettant ainsi d'effectuer un diagnostic.

Cependant, cette méthode présente des inconvénients, du fait que les capteurs sont situés à l'intérieur de la machine. Or, que les constructeurs de machines tournantes sont très réticents à l'idée d'intégrer des capteurs au cœur de leurs dispositifs, ceux-ci posent des problèmes de place et de coût d'instrumentations. De plus si un capteur présente une défaillance, celle-ci est difficile à déterminer et sa réparation nécessite le démontage de la machine, ce qui est problématique puisque le capteur lui-même est sensé faire partie d'un système de diagnostic [Phuong 2007].

II.5.3. Analyse du champ magnétique de fuite

II.5.3.1 Approche heuristique (Analyse fréquentielle du champ sur un capteur)

Tout système électromécanique crée dans son environnement proche, un champ magnétique. L'apparition de défaut à l'intérieur de la machine aura nécessairement des répercussions en terme de flux de fuite. L'idée principale de cette approche est de placer un ou plusieurs capteurs de champ magnétique à l'extérieur de la machine en son voisinage direct, pour surveiller la machine, ce qui ne nécessite pas le démontage de celle-ci. De plus, les capteurs de champ magnétique ne sont pas en contact direct avec la machine et ne sont pas donc sollicités mécaniquement, contrairement aux capteurs de vibrations. Le champ à l'extérieur de la machine est représentatif du champ dans l'entrefer et comporte les mêmes harmoniques. Il est alors possible d'effectuer un diagnostic par cette approche, normalement dans une gamme de haute fréquence. Les capteurs utilisés pour le diagnostic sont presque exclusivement des bobines. Ces

capteurs sont scalaires (ils ne mesurent qu'une seule composante), souvent peu précis et ne peuvent mesurer des raies que d'une fréquence suffisamment importante.

II.5.3.2 Approche par problème inverse, identification du flux dans la machine

Le fonctionnement des dispositifs électromécaniques est basé sur la génération des champs magnétiques qui sont créés par des courants circulant dans les bobinages et par l'aimantation des circuits magnétiques. Ils sont à l'origine du champ rayonné. A partir des mesures de ce champ, nous parvenons à retrouver les valeurs des aimantations et des courants du système et donc les flux associés, toute répartition non conforme de ces grandeurs sera la signature d'un défaut. Cette approche devrait permettre à la fois la détection, la localisation et la quantification de l'importance du défaut. Il convient à ce stade d'évoquer un dispositif de mesure du champ de fuite, les techniques actuellement utilisées sont basées essentiellement sur l'utilisation de spires. Il convient d'utiliser un réseaux de capteurs localisé autour de la machine afin d'assurer une mesure des champs très précise et certainement vectorielle.

II.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation des différents défauts pouvant se produire sur la machine électrique et de mettre en évidence leur influence. Pour ce faire, nous avons présenté les différentes méthodes de modélisation des défauts suivant un ordre de complexité et de précision croissant. Les défauts étudiés sont la rupture de barres et d'anneaux de court-circuit et le court-circuit inter-spires sur une phase statorique. Généralement, le court circuit inter-spires dans les phases statoriques est du à une défaillance locale de l'isolation. Pour une large gamme de machines et d'applications, le cœur du problème se situe en fait au niveau du diagnostic des isolants. Par leur construction, les isolants sont des produits complexes non homogène donc difficile à modéliser, ce qui nécessite l'utilisation d'une méthode électromagnétique pour la modélisation de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la modélisation électromagnétique basée sur la résolution des équations de Maxwell au niveau de l'encoche (l'ensemble multiconducteurs-isolant), en adoptant la méthode des éléments finis.

Chapitre III

Modélisation électromagnétique

III.1 Introduction

La modélisation d'un dispositif électrotechnique consiste à établir une structure mathématique apte à décrire l'ensemble des phénomènes physiques électrique, magnétique, mécanique et thermique s'y déroulant en associant les lois décrivant le comportement des matériaux. Les forces électriques et magnétiques produites sur des particules chargées sont liées à l'existence des grandeurs vectorielles appelées respectivement champ électrique \vec{E} et champ magnétique \vec{B} . Les variations dans le temps et l'espace de ces grandeurs et leurs associations aux relations du milieu sont liées entre elles par les équations de Maxwell [Gardiol 1996].

Le but d'une telle modélisation est d'accéder aux grandeurs locales (champs magnétiques, champs électriques, densité de courant,...) en vue d'une évaluation précise des grandeurs globales (résistance, inductance, capacités,...) nécessaires à l'analyse ou à la surveillance des dispositifs électromagnétiques.

Pour étudier le comportement du champ électrique et du champ magnétique dans les dispositifs électromagnétiques tel que les machines électriques et particulièrement dans les encoches, objet de notre étude, nous allons dans ce chapitre, présenter les équations de base de l'électromagnétisme qui constituent le modèle de départ. L'association des conditions aux limites ainsi que les conditions de continuité donne des modèles complets. Le choix d'une méthode de résolution des équations électromagnétiques est intimement lié à la géométrie et aux caractéristiques de la structure considérée. De nos jours, la modélisation numérique est devenue un enjeu scientifique et technologique et les méthodes numériques deviennent peu à peu indispensables pour étudier les dispositifs électrotechniques et spécialement les machines électriques.

Ces méthodes numériques transforment les équations aux dérivées partielles en des systèmes d'équations algébriques dont la solution fournit une approximation de l'inconnue en différents points situés aux nœuds du réseau géométrique correspondant à la discrétisation. Parmi ces méthodes, nous citons la méthode des différences finies, la méthode des éléments finis. La méthode numérique que nous utilisons pour la résolution du problème issu de la modélisation locale est celle des éléments finis. Cette méthode permet d'étudier des systèmes à géométrie complexe, contenant des milieux hétérogènes. Ce qui est le cas de l'isolation des machines électriques.

III.2 Equations électromagnétiques

Les variations temporelles et spatiales des grandeurs électromagnétiques sont régies par les équations de Maxwell. Celles-ci s'appliquent sur les grandeurs électriques et magnétiques que sont : le champ magnétique \mathbf{H} [A/m], le champ électrique \mathbf{E} [V/m], l'induction magnétique \mathbf{B} [T], l'induction électrique \mathbf{D} [C/m²], les densités de courant \mathbf{J} [A/m²] et les densités de charges électriques libres ρ [C/m³]

III.2.1 Diagramme de Tonti

Les équations de Maxwell se présentent en deux systèmes duaux : les lois de Faraday et de conservation de flux d'une part (système magnétique), les théorèmes d'Ampère-Maxwell et de Gauss d'autre part (système électrique). La dualité des deux systèmes peut être mise en évidence à travers le diagramme de Tonti [Tonti 2002], [Rachek 2007].

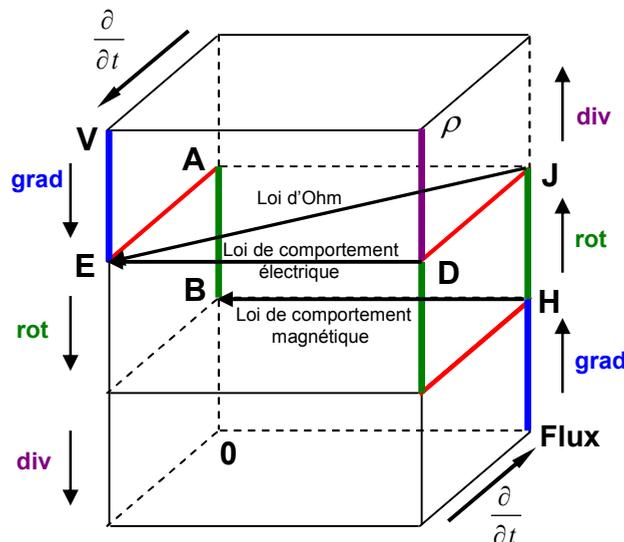


Fig.III.2 : Diagramme de Tonti

Il s'agit d'un diagramme de quatre niveaux à deux colonnes. A chaque niveau s'associe une p-forme et à chaque colonne s'associe un système d'équations. Les deux niveaux successifs d'une colonne sont liés par les opérateurs de dérivation ($\nabla(\cdot)$ et $\nabla \times (\cdot)$ ou $\nabla \cdot (\cdot)$). Les deux formes du même niveau sont liées par la loi de comportement. Afin de tenir compte de la dérivation temporelle, le diagramme est constitué de deux plans et est représenté en 3 dimensions. Les deux plans sont liés par l'opérateur de la dérivation dans le temps.

III.2.2 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell décrivant et régissant l'ensemble des phénomènes électromagnétiques sont réunies dans le système d'équation suivant [Bastos 2003], [Bossavit 1991] [Hulin 1999], [Lefèvre 2006]:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{Théorème de Gauss} \quad (\text{III.1})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{Loi de conservation de flux} \quad (\text{III.2})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Loi de Faraday} \quad (\text{III.3})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{Théorème d'Ampère-Maxwell} \quad (\text{III.4})$$

Les deux premières équations sont respectivement des équations de conservation de la charge électrique et du flux magnétique, tandis que les deux dernières équations expriment le couplage et l'évolution des grandeurs électriques et magnétiques.

III.2.3 Relations Constitutives des Matériaux

Pour permettre un calcul du champ associé, dans un milieu donné, à une situation électromagnétique donnée, il convient d'ajouter aux équations (III.1-4) des relations constitutives qui préciseront les propriétés spécifiques du milieu étudié [Bossavit 1991], [Henneron 2004]:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{III.5})$$

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

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

Où :

μ : Perméabilité magnétique [H / m].

ε : Permittivité électrique $[F/m]$.

σ : Conductivité électrique $[\Omega^{-1}.m^{-1}]$.

III.2.4 Equation de continuité

A partir des équations (III.1) et (III.4), nous obtenons la loi de conservation de la charge électrique :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.8})$$

III.2.5 Relations de passage

Lors du passage d'un milieu repéré 1 vers un milieu repéré 2 (Fig.III.1), les grandeurs électromagnétiques peuvent subir des discontinuités et ne sont donc plus mathématiquement différentiables [Chauveau 2001]:

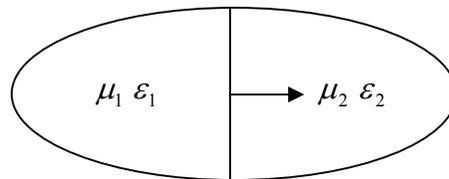


Fig.III.1 : Interface entre deux milieux

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

$$(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot n = \rho_s \quad (\text{III.9})$$

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \cdot n = 0 \quad (\text{III.10})$$

$$(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \wedge n = 0 \quad (\text{III.11})$$

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge n = K \quad (\text{III.12})$$

Avec :

ρ_s : Densité surfacique de charge

K : densité surfacique de courant

Les équations (III-10) et (III-11) expriment successivement la continuité de la composante normale de l'induction magnétique et de la composante tangentielle du champ électrique. Les

équations (III-9) et (III-12) indiquent, quand à elles, la discontinuité de la composante normale de l'induction électrique et de la composante tangentielle du champ magnétique.

III.2.6 Passage des champs aux potentiels

A chacune des grandeurs (\vec{H}, \vec{E}) correspond une équation aux dérivées partielles dite aussi équation de diffusion de la grandeur. Toutefois, les formulations en champs présentent un inconvénient majeur, c'est celui de la discontinuité aux interfaces et particulièrement aux coins. De plus, les vecteurs ont généralement trois composantes, augmentant par-là le nombre d'inconnues entraînant un temps de résolution et un espace mémoire plus importants. Pour palier à ces inconvénients, on fait appel à une entité mathématique annexe connue sous le nom de potentiels.

Les potentiels électromagnétiques sont introduits lorsque le rotationnel ou la divergence d'un champ électromagnétique est nul. Il existe plusieurs types de potentiel, parmi les quels, on peut citer le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et le potentiel scalaire électrique V [Rachek 2007].

D'après l'équation (III.2), \vec{B} dérive d'un potentiel vecteur \vec{A} tel que :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \Rightarrow \exists \vec{A} / \vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (\text{III.13})$$

La combinaison de l'équation (III.3) et (III.13), nous permet de déduire qu'il existe un potentiel scalaire V tel que :

$$\vec{E} = -\vec{\nabla}V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{III.14})$$

III.3 Formulations en potentiels des équations électromagnétiques

Les équations de Maxwell décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques, mais, suivant le dispositif que l'on étudie, on peut avoir plusieurs modèles.

III.3.1 Modèle électrostatique

Ce modèle décrit tous les dispositifs dans lesquels le champ électrique est produit par des charges dont la répartition et la valeur ne varie pas en fonction du temps [Sabonnadière D3020].

Dans ce cas, les phénomènes électriques sont traduits par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \\ \vec{\nabla} \times \vec{E} = 0 \\ \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \\ (\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot \vec{n} = \rho_s \\ (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \wedge \vec{n} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.15})$$

De ces équations, on aboutit à l'équation électrostatique en terme de potentiel scalaire électrique:

$$-\vec{\nabla} \cdot (\varepsilon \vec{\nabla} V) = \rho \quad (\text{III.16})$$

III.3.1.1 Modèle électrostatique cartésien

Dans le cas d'un problème électrostatique 2D cartésien l'équation (III.16), s'écrira :

$$-\frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon \frac{\partial V}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\varepsilon \frac{\partial V}{\partial y} \right) = \rho \quad (\text{III.17})$$

III.3.1.2 Modèle électrostatique cylindrique

Dans le cas d'un problème électrostatique 2D cylindrique (r,z) l'équation (III.16), s'écrira :

$$-\frac{\partial}{\partial z} \left(\varepsilon \frac{\partial V}{\partial z} \right) - \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\varepsilon \frac{\partial (rV)}{\partial r} \right) = \rho \quad (\text{III.18})$$

III.3.2 Modèle magnétodynamique

Ce modèle s'applique aux dispositifs électrotechniques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient en fonction du temps.

Les équations de Maxwell relative au problème magnétodynamique transitoire sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ (\vec{\nabla} \times \vec{H}) = \vec{J} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \\ \vec{J} = \sigma \vec{E} \\ (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \wedge n = 0 \\ (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \cdot n = K \end{array} \right. \quad (\text{III.19})$$

De ces équations, on aboutit à l'équation magnétodynamique transitoire en terme de potentiel vecteur magnétique :

$$\left(\vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu} (\vec{\nabla} \times \vec{A}) \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{III.20})$$

III.3.2.1 Modèle magnétodynamique cartésien

Dans le cas d'un problème magnétodynamique 2D cartésien, le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J}_s n'ayant qu'une seule composante suivant la direction de z, ces derniers sont de la forme suivante :

$$A = (0, 0, A_z) \quad , \quad J_s = (0, 0, J_{sz})$$

L'utilisation d'une jauge est implicite dans le cas bidimensionnel et permet d'assurer l'unicité de la solution. Les principales jauges sont:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0 \quad \text{Jauge de Coulomb} \quad (\text{III.21})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = -\sigma \mu V \quad \text{Jauge de Lorentz} \quad (\text{III.22})$$

On sait que :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = \vec{\nabla} (\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - \Delta \vec{A} \quad (\text{III.23})$$

En adoptant la relation de Jauge de Coulomb décrite par (III.21), on obtient :

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

Dans le cas d'un problème magnétodynamique 2D cartésien, l'équation (III.20) s'écrit alors :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = -J_{sz} \quad (\text{III.25})$$

III.3.2.2 Modèle magnétodynamique cylindrique

Dans le cas d'un problème magnétodynamique 2D cylindrique (r,z), le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J}_s n'ayant qu'une seule composante suivant la direction de φ .

$$A = (0, A_\varphi, 0), \quad J_s = (0, J_{s\varphi}, 0)$$

L'équation (III.20) devient :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial z} \right) - \sigma \frac{\partial A_\varphi}{\partial t} = -J_{s\varphi} \quad (\text{III.26})$$

C'est à partir de l'équation magnétodynamique que nous pouvons décrire l'évolution des phénomènes électromagnétiques.

III.3.3 Couplage des modèles magnétique et électrique

L'analyse des dispositifs électrotechniques, en particulier les machines électrique, est souvent conditionnée par les sources d'alimentation. Comme il est exprimé par les formulations en potentiel vecteur, le problème électromagnétique est déterminé par le courant qui circule dans les bobinages, lui même fonction de la tension appliquée sur le circuit électrique. En plus de l'inconnu potentiel vecteur magnétique, il existe une autre inconnue à déterminer qui est le courant. Le couplage entre ces deux grandeurs est direct, d'où une résolution simultanée des équations du champ magnétique et du circuit électrique [Chauveau 2001].

Le circuit électrique est constitué d'une résistance, celle des conducteurs du circuit, en série avec l'enroulement inducteur à l'origine du champ magnétique comme sur la Fig.III.3. Le comportement de l'inducteur est décrit par les équations électromagnétiques qui relient la densité de courant au potentiel vecteur magnétique.

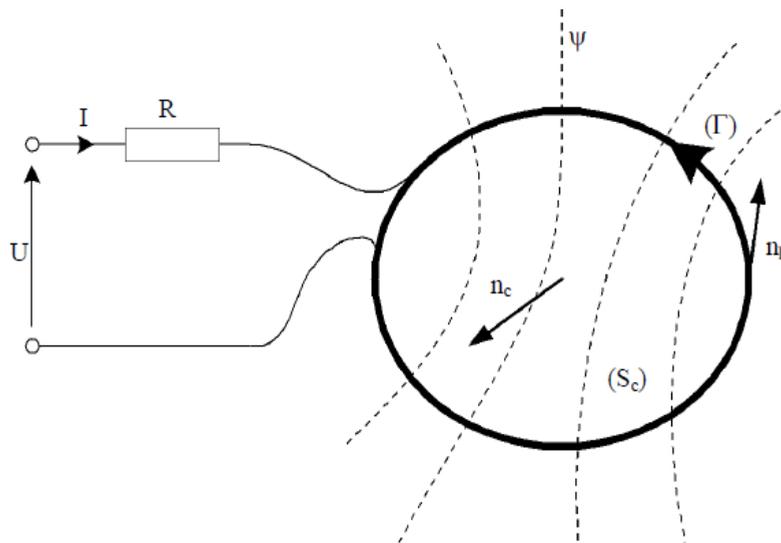


Fig.III.3 : Configuration type d'un circuit électrique

Le comportement du circuit électrique est donné par :

$$U = RI + \frac{\partial \psi}{\partial t} \quad (\text{III.27})$$

Où :

U : Tension d'alimentation appliquée au circuit.

R : Résistance des conducteurs du circuit.

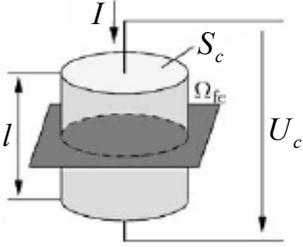
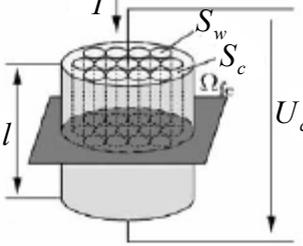
I : Courant qui le traverse.

ψ : Flux magnétique engendré par l'inducteur.

Il existe une relation directe entre le courant I et la densité de courant J appliquée au problème électromagnétique :

$$I = \iint_{\Omega_c} J_t \cdot d\Omega_c \tag{III.28}$$

Dans les machines électriques, il existe deux types de conducteurs : conducteurs fins et conducteurs massifs [De Gersem 2004].

Conducteur massif	Conducteur fin
 $\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = \sigma \frac{U_c}{l}$ $J = \sigma \vec{\nabla} V - \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t}$ $\vec{\nabla} V = \frac{U_c}{l}$	 $\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + J = 0$ $J = J_s - \sigma \frac{\partial A}{\partial t}$

Le modèle couplé magnétique-densité de courant A-J permet de prendre en considération l'effet de peau et l'effet de proximité [Rachek 2008]. Le développement et la mise en œuvre d'une telle structure mathématique traduit le concept de modélisation dont le but est d'accéder aux grandeurs locales (champ magnétique, densité de courant) à partir desquelles on peut déduire les grandeurs globales (résistances, inductances, capacités).

III.3.5 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J en régime transitoire

Le système d'équations du modèle bidimensionnel couplé magnétique-densité de courant A-J en régime transitoire est donné par :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = -J_{sz} \\ \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} + J_{sz} = J_{ti} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

III.3.6 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J en régime harmonique

Ce modèle s'applique aux dispositifs électromagnétiques dans lesquels les grandeurs électromagnétiques ont des variations dans le temps purement sinusoïdales. Dans ce cas, la dérivation d'une grandeur par rapport au temps revient à une multiplication par $j\omega$.

Le système d'équations en potentiel vecteur magnétique A et en densité de courant J à résoudre est le suivant :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma \frac{J_{sz}}{j\omega\sigma} = 0 \\ j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma \frac{J_{sz}}{j\omega\sigma} = J_{ti} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

La formulation symétrique du système d'équation (III.30) est obtenue après avoir employé la substitution de la variable $J_s = (j\omega\sigma).G$, ou G est le champ électrique modifié.

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma.G = 0 \\ j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma.G = J_{ti} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Sachant que :

$$I_i = \iint_{\Omega_c} (J_{ti}) . d\Omega_c, \quad i = 1, 2, \dots, N$$

Et

$$I = \sum_{i=1}^N I_i = \sum_{i=1}^N \iint_{\Omega_c} (J_{ti}) . d\Omega_c \quad (\text{III.32})$$

Où :

N : Nombre de conducteurs.

Ω_c : Domaine conducteur.

III.4 Conditions aux limites

Dans la résolution numérique, l'unicité de la solution exige la connaissance des valeurs des potentiels ou de leurs dérivées sur certaines parties du domaine.

Les conditions aux limites associées sont de trois types :

- Condition de Dirichlet : $A|_{\Gamma} = A_0$ (III.33)

- Condition de Neumann : $\frac{\partial A}{\partial n}|_{\Gamma} = A_0$ (III.34)

- Condition de périodicité : $A|_{\Gamma} = k.A|_{\Gamma+d\Gamma}$ (III.35)

Avec :

Γ : Contour du dispositif étudié.

$d\Gamma$: Période spatiale suivant le contour Γ .

k : Constante pouvant prendre deux valeurs :

$k=1$ condition périodique, $k=-1$ condition anti-périodique.

III.5 Formulation éléments finis

III.5.1 Présentation de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes les plus adaptées à la résolution numérique des équations aux dérivées partielles. C'est une méthode très générale qui s'applique à la majorité des problèmes rencontrés dans la pratique : problèmes stationnaires ou non stationnaires, linéaires ou non linéaires, définis dans un domaine géométrique quelconque à une, deux ou trois dimensions [Dhatt 2005], [Bergoug 2006].

Le principe de la méthode est basé sur la formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites. Elle consiste à subdiviser le domaine d'étude en régions élémentaires (éléments finis) et de représenter l'inconnue par une approximation polynomiale dans chacune de ces régions, ensuite, l'erreur due à l'approximation doit être minimisée. La précision du calcul est liée à la finesse du maillage et au degré de ces polynômes. Le développement de la méthode permet actuellement de traiter différents type de problèmes couplés : magnétothermique, électrique-magnétique, électromagnétique-mécanique et magnétohydrodynamique [Lefèvre 2006], [El Amraoui 2002].

Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode des résidus pondérés et la méthode variationnelle. On s'intéressera essentiellement à la méthode des résidus pondérés en s'appuyant sur la méthode de Galerkin. L'approximation des inconnues du problème sur chaque élément de la discrétisation géométrique du domaine d'étude est donnée en considérant des éléments finis triangulaires du premier ordre.

III.5.2 Formulation éléments finis du modèle électrostatique

III.5.2.1 Modèle électrostatique cartésien

Après application de la méthode des résidus pondérés, la formulation intégrale de l'équation électrostatique (III.17) s'écrit :

$$\iint_{\Omega} N_m \left[-\frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon \frac{\partial V}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\varepsilon \frac{\partial V}{\partial y} \right) \right] d\Omega = \iint_{\Omega} \rho N_m d\Omega \quad ; \quad d\Omega = dx dy \quad (\text{III.36})$$

Où :

Ω : Domaine de résolution.

N_m : Fonction de projection.

En appliquant le théorème de Green, l'équation (III.36) devient :

$$\iint_{\Omega} \varepsilon \left(\frac{\partial N_m}{\partial x} \frac{\partial V}{\partial x} + \frac{\partial N_m}{\partial y} \frac{\partial V}{\partial y} \right) d\Omega - \int_{\Gamma} \varepsilon N_m \frac{\partial V}{\partial n} d\Gamma = \iint_{\Omega} \rho N_m d\Omega \quad (\text{III.37})$$

Γ : Contour du domaine d'étude

La considération des conditions aux limites de type Dirichlet permet d'annuler le terme sur la frontière, c'est-à-dire :

$$\int_{\Gamma} \varepsilon \cdot N_m \frac{\partial V}{\partial n} d\Gamma = 0 \quad (\text{III.38})$$

La fonction inconnue V dans le cas d'une approximation nodale est donnée par :

$$V = \sum_{j=1}^n N_j V_j \quad (\text{III.39})$$

Où :

n : Nombre de nœuds.

N_j : Fonction d'interpolation au nœud j .

V_j : Valeur de l'inconnue au nœud j .

En appliquant la fonction d'approximation du potentiel scalaire électrique V , la formulation intégrale discrète s'écrit :

$$\sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega^e} \varepsilon \left(\frac{\partial N_m}{\partial x} \frac{\partial (N_j V_j)}{\partial x} + \frac{\partial N_m}{\partial y} \frac{\partial (N_j V_j)}{\partial y} \right) d\Omega^e = \iint_{\Omega^e} \rho N_m d\Omega^e \quad (\text{III.40})$$

e : Numéro de l'élément

me : Nombre total des éléments du domaine d'éléments.

L'équation (III.40), nous permet d'aboutir au système matriciel suivant:

$$[M] \cdot [V] = [K] \quad (\text{III.41})$$

Avec :

$$M_{ij} = \iint_{\Omega^e} \varepsilon \left(\frac{\partial N_m}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_m}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) d\Omega^e, \text{ éléments de la matrice } [M]$$

$$K_i = \iint_{\Omega^e} \rho N_m d\Omega^e, \text{ éléments de la matrice } [K]$$

III.5.2.1 Modèle électrostatique cylindrique

Après application de la méthode des résidus pondérés, la formulation intégrale de l'équation électrostatique (III.18) s'écrit :

$$\iint_{\Omega} N_m \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial z} \left(\varepsilon \frac{\partial(rV)}{\partial z} \right) - \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\varepsilon \frac{\partial(rV)}{\partial r} \right) \right] d\Omega = \iint_{\Omega} N_m \rho d\Omega \quad ; \quad d\Omega = dr dz \quad (\text{III.42})$$

En appliquant le théorème de Green, l'équation (III.42) devient :

$$\iint_{\Omega} \frac{\varepsilon}{r} \left(\frac{\partial N_m}{\partial r} \frac{\partial(rV)}{\partial r} + \frac{\partial N_m}{\partial z} \frac{\partial(rV)}{\partial z} \right) d\Omega - \int_{\Gamma} \frac{\varepsilon}{r} N_m \frac{\partial V}{\partial n} d\Gamma = \iint_{\Omega} N_m \rho d\Omega \quad (\text{III.43})$$

La considération des conditions aux limites de type Dirichlet permet d'annuler le terme sur la frontière, c'est-à-dire :

$$\int_{\Gamma} \frac{\varepsilon}{r} N_m \frac{\partial V}{\partial n} d\Gamma = 0 \quad (\text{III.44})$$

On pose : $V' = rV$

La fonction inconnue V dans le cas d'une approximation nodale est donnée par :

$$V' = \sum_{j=1}^n N_j V'_j \quad (\text{III.45})$$

En appliquant la fonction d'approximation du potentiel scalaire électrique V, la formulation intégrale discrète s'écrit :

$$\sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega} \frac{\varepsilon}{r} \left(\frac{\partial N_m}{\partial r} \frac{\partial(N_j V'_j)}{\partial r} + \frac{\partial N_m}{\partial z} \frac{\partial(N_j V'_j)}{\partial z} \right) d\Omega = \iint_{\Omega} N_m \rho d\Omega \quad (\text{III.46})$$

De même, l'équation (III.46) nous permet d'aboutir au même système matriciel que (III.41).

III.5.3 Formulation éléments finis du modèle couplé magnétique-densité de courant A-J en régime harmonique

III.5.3.1 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J cartésien

Après application de la méthode de Galerkin, la formulation intégrale du système d'équations (III.31) s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \iint_{\Omega} N_m \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + j\omega\sigma G + j\omega\sigma A_z \right] d\Omega = 0 \\ \sum_{i=1}^N \iint_{\Omega_c} [j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma G] d\Omega_c = I \end{array} \right. \quad (\text{III.47})$$

En appliquant le théorème de Green, le système d'équations (III.47) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial N_m}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial N_m}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) d\Omega - \int_{\Gamma} \frac{1}{\mu} N_m \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma + \iint_{\Omega} j\omega\sigma N_m G d\Omega + \iint_{\Omega} j\omega N_m A_z d\Omega = 0 \\ \sum_{i=1}^N \iint_{\Omega_c} [j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma G] d\Omega_c = I \end{array} \right. \quad (\text{III.48})$$

La considération des conditions aux limites de type Dirichlet homogène permet d'annuler le terme sur la frontière, c'est-à-dire :

$$\int_{\Gamma} \frac{1}{\mu} N_m \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma = 0 \quad (\text{III.49})$$

La fonction inconnue A_z dans le cas d'une approximation nodale est donnée par :

$$A_z = \sum_{j=1}^n N_j A_{zj} \quad (\text{III.50})$$

Où :

n : Nombre de nœuds.

N_j : Fonction d'interpolation au nœud j .

A_{zj} : Valeur de l'inconnue au nœud j .

En appliquant la fonction d'approximation du potentiel vecteur magnétique A, la formulation intégrale discrète s'écrit :

$$\left\{ \begin{aligned} & \sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega^e} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial N_m}{\partial x} \frac{\partial (N_j A_{zj})}{\partial x} + \frac{\partial N_m}{\partial y} \frac{\partial (N_j A_{zj})}{\partial y} \right) d\Omega^e + \sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega^e} j\omega\sigma N_m G d\Omega^e + \sum_{e=1}^m j\omega\sigma N_m (N_j A_{zj}) d\Omega^e = 0 \\ & \sum_{i=1}^N \left\{ \sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega_c^e} [j\omega\sigma(N_j A_{zj}) + j\omega\sigma G] d\Omega_c^e \right\} = I \end{aligned} \right. \quad (III.51)$$

Pour n_p nœuds du maillage, le système matriciel à résoudre est donné par:

$$\begin{bmatrix} K - j\omega\sigma T & -j\omega\sigma Q \\ -j\omega\sigma Q^tr & j\omega\sigma W \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \quad (III.52)$$

Avec :

$$K_{ij} = \iint_{\Omega^e} \nu \left(\frac{\partial N_m}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_m}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) d\Omega^e, \text{ éléments de la matrice carrée } [K].$$

$$T_{ij} = \iint_{\Omega^e} (N_m N_j) d\Omega^e, \text{ éléments de la matrice carrée } [T]$$

Les matrices de densité de courant pour un nombre N de conducteurs sont :

$Q(n_p, N)$ et $W(N, N)$

$$Q = \left[\begin{array}{cccc} \sum_{j=1}^{n_1} \iint_{S_{1m}} (N_m \cdot dS_m)_1 & \sum_{j=1}^{n_2} \iint_{S_{2m}} (N_m \cdot dS_m)_2 & \dots\dots\dots & \sum_{j=1}^{n_N} \iint_{S_{im}} (N_m \cdot dS_m)_N \end{array} \right] \quad (III.53)$$

$$G = [G_1 \quad G_2 \quad \dots\dots\dots \quad G_N]^tr \quad (III.54)$$

$$W = \left[\begin{array}{cccc} \sum_{j=1}^{n_1} \iint_{S_{1m}} (dS_m)_1 & 0 & \dots\dots & 0 \\ 0 & \sum_{j=1}^{n_2} \iint_{S_{2m}} (dS_m)_2 & \dots\dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots\dots & \sum_{j=1}^{n_N} \iint_{S_{im}} (dS_m)_N \end{array} \right] \quad (III.55)$$

III.5.3.2 Modèle couplé magnétique-densité de courant A-J cylindrique

Après application de la méthode de Galerkin, la formulation intégrale s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \iint_{\Omega} N_m \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial(r A_\phi)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial(r A_\phi)}{\partial z} \right) + j\omega\sigma A_\phi + J_{s\phi} \right] d\Omega = 0 \\ \sum_{i=1}^N \iint_{\Omega_c} [j\omega\sigma A_\phi + J_{s\phi}] d\Omega_c = I \end{array} \right. \quad (\text{III.56})$$

On pose : $A = r A_\phi$

En appliquant le théorème de Green, le système d'équations (III.56) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial N_m}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial N_m}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} \right] \frac{d\Omega}{r} - \int_{\Gamma} \frac{1}{\mu} N_m \frac{\partial N_m}{\partial n} \frac{d\Gamma}{r} + \iint_{\Omega} j\omega\sigma N_m A \frac{d\Omega}{r} + \iint_{\Omega} N_m J_{s\phi} d\Omega = 0 \\ \sum_{i=1}^N \iint_{\Omega_c} \left[j\omega \frac{\sigma}{r} A + J_{s\phi} \right] d\Omega_c = I \end{array} \right. \quad (\text{III.57})$$

La fonction inconnue A_z dans le cas d'une approximation nodale est donnée par :

$$A = \sum_{j=1}^n N_j A_j \quad (\text{III.58})$$

En appliquant la fonction d'approximation du potentiel vecteur magnétique A, la formulation intégrale discrète s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega^e} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial N_m}{\partial r} \frac{\partial(N_j A_j)}{\partial r} + \frac{\partial N_m}{\partial z} \frac{\partial(N_j A_j)}{\partial z} \right] \frac{d\Omega^e}{r} + \sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega^e} j\omega\sigma N_m A \frac{d\Omega^e}{r} + \sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega} N_m J_s d\Omega^e = 0 \\ \sum_{i=1}^N \left\{ \sum_{e=1}^{me} \iint_{\Omega_c^e} \left[j\omega \frac{\sigma}{r} (N_j A_j) + J_s \right] d\Omega_c^e \right\} = I \end{array} \right. \quad (\text{III.59})$$

Pour n_p nœuds du maillage, le système matriciel à résoudre est le même que (III.52)

III.6. Puissance électromagnétique

En considérant le flux du vecteur de Poynting [Gardiol 1996]:

$$\vec{S}_p = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{III.60})$$

La puissance électromagnétique P_{em} est de cette forme :

$$P_{em} = \iiint_v -\vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) dv \quad (\text{III.61})$$

Avec :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) = [(\vec{\nabla} \times \vec{E}) \cdot \vec{H} - (\vec{\nabla} \times \vec{H}) \cdot \vec{E}] \quad (\text{III.62})$$

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \vec{H} - \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot \vec{E} \quad (\text{III.63})$$

On intègre cette équation sur un volume v délimité par une surface fermée S :

$$-\iint_S (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{s} = \iiint_v \sigma |E|^2 \cdot dv + \frac{\partial}{\partial t} \iiint_v \left(\int_0^{D_F} \vec{E} \cdot d\vec{D} + \int_0^{B_F} \vec{H} \cdot d\vec{B} \right) dv \quad (\text{III.64})$$

Cette équation représente le bilan de puissance avec le vecteur de Poynting sur le volume v .

La signification de chaque terme est la suivante :

$\iiint_v \sigma |E|^2 \cdot dv$: représente les pertes Joule (pertes par courant de Foucault)

$\frac{\partial}{\partial t} \iiint_v \left(\int_0^B H \cdot dB \right) dv$: représente l'énergie magnétique emmagasinée.

$\frac{\partial}{\partial t} \iiint_v \left(\int_0^D E \cdot DD \right) dv$: représente l'énergie diélectrique emmagasinée.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, à travers une présentation générale des équations régissant les phénomènes électromagnétiques nous avons rappelé toutes les variables champs et potentiels employés en électromagnétisme avec les équations qui les régissent, auxquelles sont associées des conditions aux limites et des conditions de continuité. Par la suite, nous nous sommes intéressés de façon particulière au modèle électrostatique et au modèle couplé magnétique-densité de courant A-J. La résolution numérique de ces modèles par la méthode des éléments finis, permet d'obtenir les grandeurs locales (champs, densités de courant...) à partir desquelles, on peut déduire les grandeurs globale (pertes, résistance, inductances, capacités...).

Dans le chapitre qui suit, Nous intéresserons à la modélisation et aux calculs des différents paramètres de l'ensemble multiconducteurs-isolant-encoche.

Chapitre IV

**Modélisation et calcul des paramètres de
l'ensemble multiconducteur-isolant-
encoche**

IV.1. Introduction

La fiabilité des machines électriques tournantes de haute tension dépend considérablement des performances de l'isolation électrique des enroulements statoriques. Selon la forme du bobinage de la machine, la contamination d'enroulement et le vieillissement de l'isolation exigent différentes procédures d'entretien avec des coûts induits différents. Cependant, un défaut de court-circuit entre spires du stator est causé par la dégradation de l'isolation due aux différentes contraintes électriques, thermiques, mécaniques et environnementales (poussière, humidité). Donc, le cœur du problème se situe en fait au niveau du diagnostic des isolants. Notre attention est focalisée sur la détermination des paramètres caractéristiques de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche telles que les capacités, les résistances, les inductances propres et les mutuelles qui portent des informations sur l'état de l'isolation.

Ces différents paramètres sont caractérisés par des approches analytiques, qui dépendent seulement des caractéristiques du matériau et de la géométrie. Pour tenir compte de l'effet de peau et de proximité, on fait appel à des méthodes numériques basées sur la modélisation électromagnétique en considérant des relations énergétiques ou bien des relations entre la différence de potentiel et l'intensité du courant qui leur correspondent.

IV.2 Système d'isolation dans une encoche

L'encoche statorique est composée d'un ensemble de brins conducteurs en cuivre isolés entre eux par du vernis et entourés par une feuille d'isolant. Une petite cale supplémentaire aide au blocage des conducteurs dans leur encoche. Les cales sont souvent fabriquées à partir d'un matériau rigide, isolant et amagnétique (Fig.IV.1).

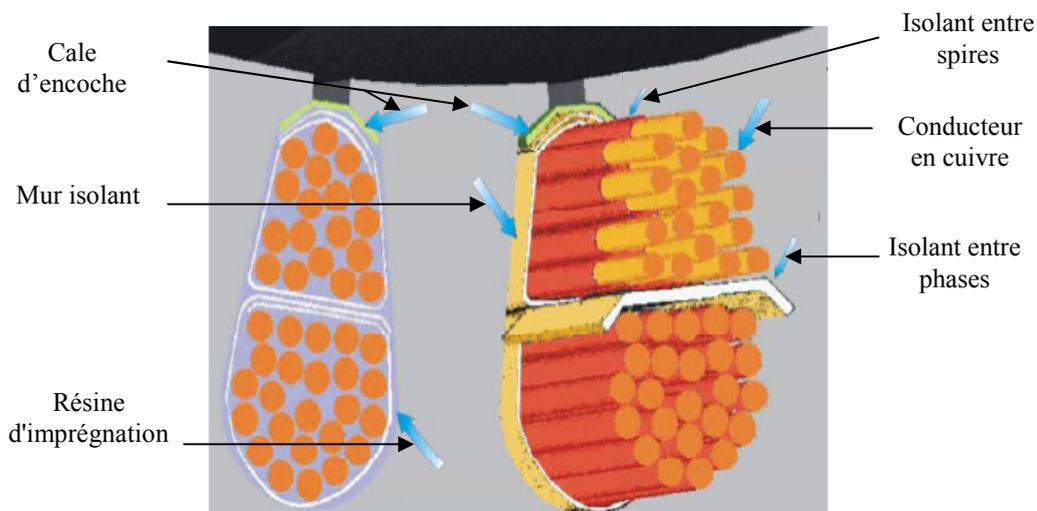


Fig.IV.1: Structure d'un système d'isolation dans le stator d'une machine électrique

IV.3. Différents types d'encoches

Il existe trois types d'encoches, les encoches fermées, les encoches semi-fermées et les encoches ouvertes et selon le type de bobinage on trouve le bobinage à simple couche et le bobinage à double couche (Fig.IV.2), (Fig.IV.3) [Taylor 2006].

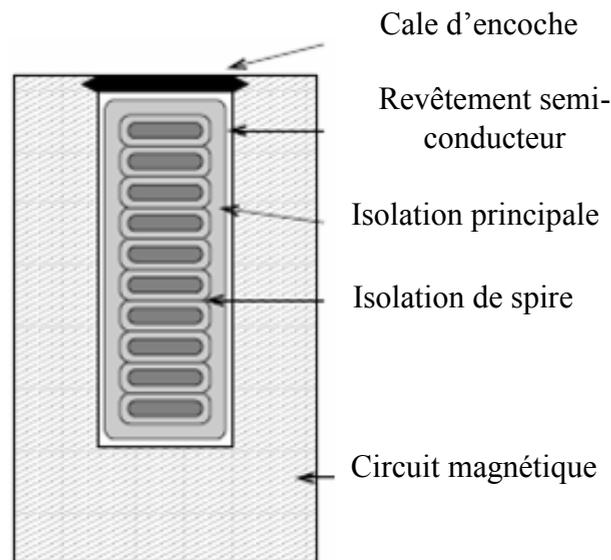


Fig.IV.2: Encoche à une couche

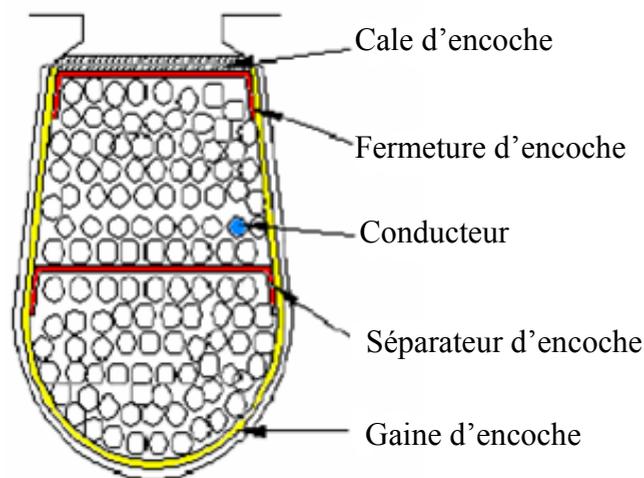


Fig.IV.3: Encoche à deux couches [Hwang 2005]

IV.4. Localisation des défauts dans une encoche

En générale, le court circuit inter-spices dans les encoches statoriques est dû à une défaillance locale de l'isolation (Fig.IV.4) qui induit un défaut pour s'étendre en degrés causant l'arrêt de la machine. Parmi ces défaillances, on peut citer la dégradation de l'isolation principale

de l'enroulement, de mur isolant, de couches, imperfection du matériau, présence de décharges partielles et présence des bulles d'air [Gross 2008].

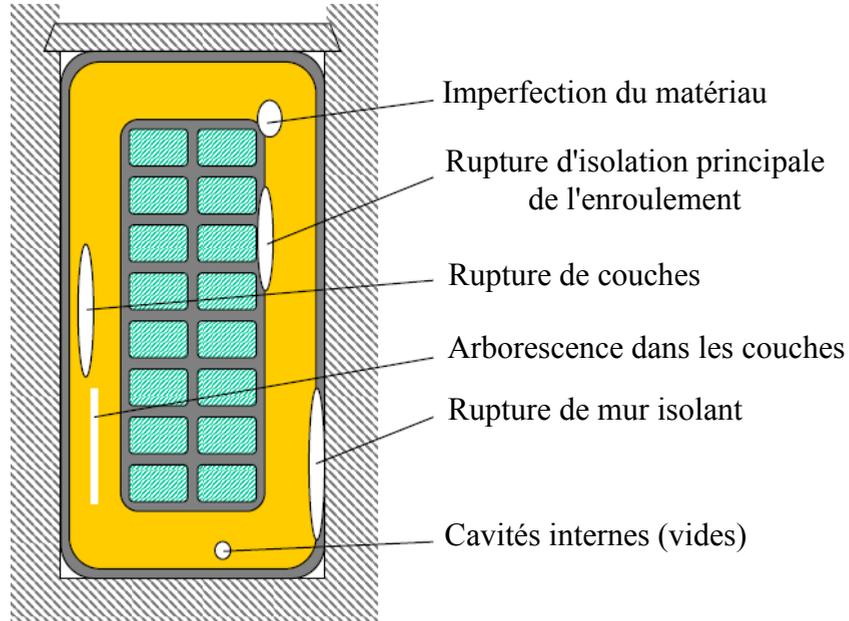


Fig.IV.4 : Localisation des défauts dans une encoche

IV.5. Modèle électrique d'une encoche

Pour la modélisation de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche, on peut adopter deux types de modèles, modèle à paramètres répartis et modèle à paramètres localisés.

IV.5.1. Modèle à paramètres répartis

On se ramène à l'étude d'une ligne de transmission [Yin 1989], [Oykoge 2000]. La théorie est décrite pour une partie élémentaire se composant de trois conducteurs en parallèle comme la montre la figure (IV.5).

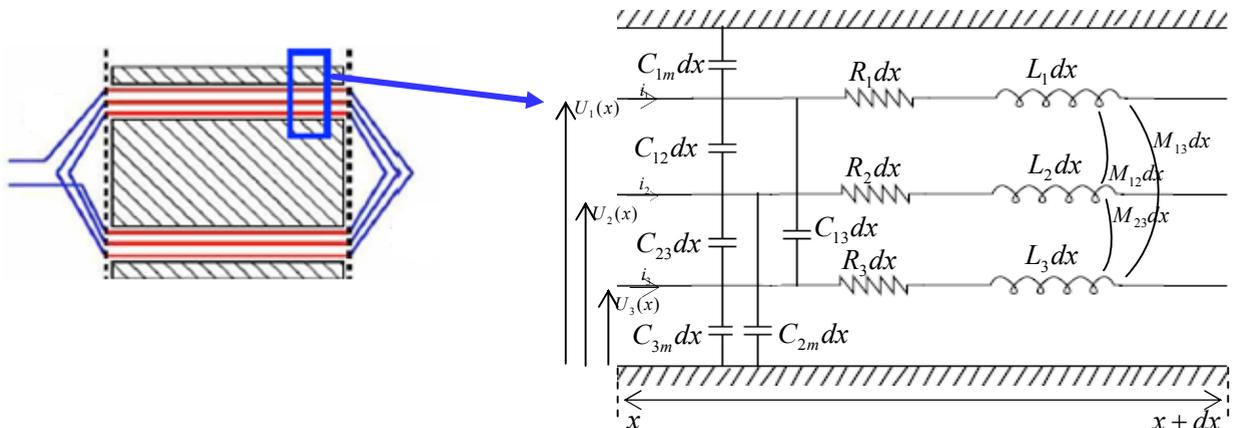


Fig.IV.5 : Modèle d'une partie élémentaire de l'enroulement (03 conducteurs en parallèle)

Avec :

R_1, R_2, R_3 : Résistance de la spire 1, 2 et 3.

L_1, L_2, L_3 : Inductance propre de la spire 1, 2 et 3.

M_{12}, M_{23}, M_{13} : Inductances mutuelles entre spires.

C_{m1}, C_{m2}, C_{m3} : Capacités entre les différentes spires et la masse.

C_{12}, C_{23}, C_{13} : Capacités entre spires.

Les deux équations ci-dessous représentent les pertes dans les conducteurs et dans les isolants :

$$\begin{aligned} -\frac{\partial|V|}{\partial x} &= |Z(\omega)||I| = (|R(\omega)| + j\omega|L(\omega)|)|I| \\ -\frac{\partial|I|}{\partial x} &= |Y(\omega)||V| \approx j\omega|C||V| \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

IV.5.2. Modèle à paramètres localisés

Le bobinage qu'on utilisera dans notre étude est constitué de N conducteurs de cuivre en parallèles isolés entre eux, logés dans des encoches. Les N conducteurs sont isolés de la masse par un mur isolant comme le montre la figure (IV.6) suivante :

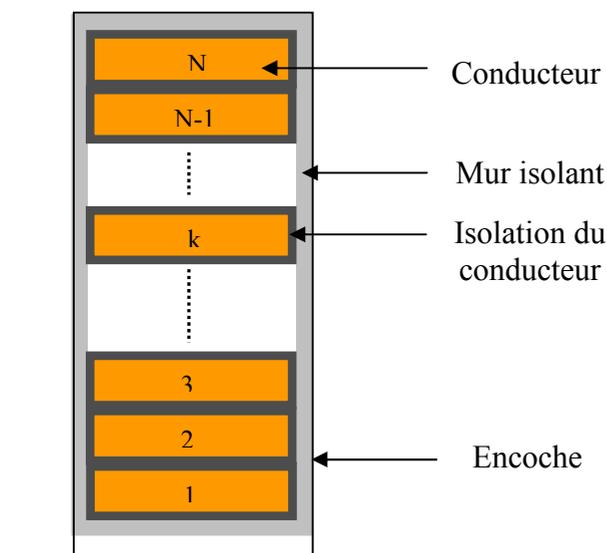


Fig.IV.6 : Ensemble multiconducteur-isolant-encoche

La modélisation de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche, permet de nous donner une idée principale sur le comportement électrique de celui-ci et d'obtenir l'ordre des grandeurs

de résistances, d'inductances propres et mutuelles et de différentes capacités entre spires et entre spire et masse mises en jeu. Pour notre étude, nous adopterons le modèle à paramètres localisés.

IV.6. Calcul analytique des différents paramètres

IV.6.1. Calcul des résistances

La résistance d'un conducteur de longueur l et de section S s'exprime par la relation suivante :

$$R = \frac{\rho l}{S} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

ρ : Résistivité [$\Omega.m$]

l : Longueur du conducteur

S : Section du conducteur

Lorsque la fréquence des courants traversant les conducteurs devient élevée, la densité de courant dans une section droite d'un conducteur isolé n'est plus uniforme, le courant se concentre alors à la périphérie du conducteur. Le calcul de la résistance doit être corrigée en tenant compte de l'effet de peau et de proximité qui sont les conséquences de champs induits dans une spire par elle-même ou par les spires voisines [Lefèvre 2006].

L'effet de peau peut être calculé pour n'importe quelle fréquence en traitant la profondeur de pénétration δ qui est donnée par [De Gersem 2002]:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (\text{IV.3})$$

Dans ce cas la résistance est donnée par [Oykoge 2000] :

$$R_{sk} = 2 \cdot \frac{l}{\alpha \delta \sigma} \quad (\text{IV.4})$$

Où :

l : Longueur d'une spire.

ω : Pulsation [rd.s^{-1}]

f : Fréquence [Hz].

μ : Perméabilité magnétique.

σ : Conductivité diélectrique.

α : Périmètre du conducteur

Dans l'équation (IV.4), la résistance calculée prend en compte seulement l'effet de peau. Cependant, l'effet des autres conducteurs ou l'effet de proximité dans la même encoche devrait être pris en considération. En tenant compte de l'effet de proximité la résistance devient [Oykoge 2000] :

$$R_{sm} = R_{sk} \cdot K_{proximity} \quad (\text{IV.5})$$

En raison de l'imperfection du couplage entre spires, un facteur de correction devient nécessaire. Le facteur de correction dépend de la hauteur d'une spire et de l'épaisseur d'isolation entre spires :

$$K_{proximity} = K_{cf} \left(1 + \frac{2}{3} (N^2 + 1) \right) \quad (\text{IV.6})$$

Où :

$K_{proximity}$: Coefficient de proximité.

K_{cf} : Facteur de correction de l'effet de proximité.

N : Nombre de conducteur

IV.6.2. Calcul des inductances propres et mutuelles

On calcule l'inductance propre et mutuelle en considérant la géométrie de la figure (IV.7). Deux conducteurs identiques d'une section rectangulaire, parcourus par un courant I , de longueur l , de largeur ℓ et d'épaisseur e sont placés en parallèles. Les deux conducteurs sont séparés entre eux par une distance d du centre des deux conducteurs [Mohan 1999].

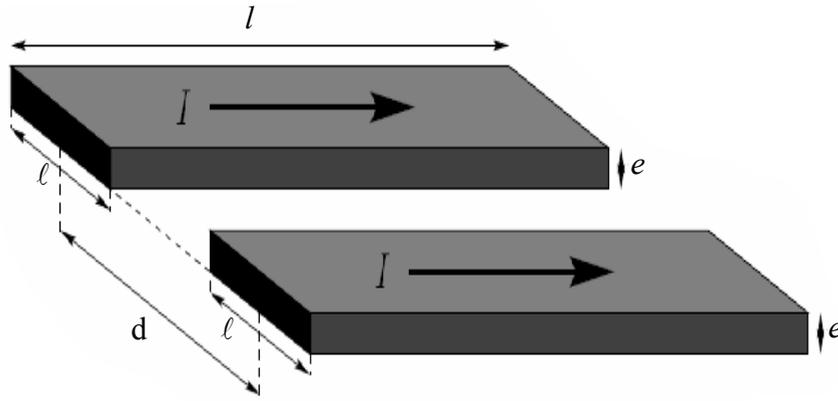


Fig.IV.7: Deux conducteurs rectangulaires en parallèle

En considérant un seul conducteur, l'inductance propre est donnée par la formule suivante :

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2l}{\ell + e}\right) + 0.5 + \left(\frac{\sqrt{\ell^2 + e^2 + 0.46 \cdot \ell \cdot e}}{3l}\right) - \left(\frac{\ell^2 + e^2}{24l^2}\right) \right] \quad (\text{IV.7})$$

L'expression de l'inductance mutuelle entre deux conducteurs rectangulaires en parallèles est donnée par la relation suivante:

$$M_{2c} \approx \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{\sqrt{l^2 + d^2} + l}{d}\right) - \left(\frac{\sqrt{l^2 + d^2}}{l}\right) + \frac{d}{l} + \left(\frac{\ell^2 l}{12d^2 \sqrt{l^2 + d^2}}\right) - \left(\frac{e^2 l}{12d^2 (d + \sqrt{l^2 + d^2})}\right) \right] \quad (\text{IV.8})$$

IV.6.3. Calcul des capacités

La capacité entre spires (ou bien entre spire-masse) peut être exprimée en fonction de la géométrie et des propriétés des matériaux, par la formule suivante:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S_{is}}{d_{is}} \quad (\text{IV.9})$$

Avec :

S_{is} : Surface de l'isolation.

d_{is} : Épaisseur de l'isolant entre deux spires adjacentes ou bien entre spire et la masse.

IV.7. Calcul numérique des différents paramètres

Afin de tenir compte de l'effet de peau et de l'effet des autres conducteurs (effet de proximité) et de toutes variations locales des pertes, on fait appel à des méthodes numériques pour le calcul des différents paramètres de l'ensemble multiconducteurs-isolant-encoche (RLC). La résolution numérique de l'équation électrostatique et du système d'équations du modèle couplé magnétique-densité de courant A-J par la méthode des éléments finis, permet d'obtenir la distribution des champs (champ électrique, champ magnétique) et des densités de courant. Par suite, la connaissance de ces champs et des densités de courant conduit à une évaluation précise des grandeurs globales (résistances, inductances, capacités, ...) et à une appréhension du comportement intime du système [Mohammed 2006].

IV.7.1 Méthode basée sur le calcul des énergies électromagnétiques

Les différents paramètres de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche R, L, C sont respectivement liés à la puissance dissipée, à l'énergie stockée sous forme magnétique et à l'énergie stockée sous forme électrique.

IV.7.1.1 calcul des différentes résistances

On calcule les résistances, en considérant les pertes Joule (pertes par courant de Foucault).

$$R = \frac{P_J}{I^2} \quad \text{Avec} \quad P_J = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\iiint_{\Omega} \sigma \cdot E^2 d\Omega \right] dt \quad (\text{IV.10})$$

IV.7.1.2. Calcul des inductances propre et mutuelles

Les inductances propres et les mutuelles se calculent à travers l'énergie magnétique emmagasinée.

$$W_m = \frac{1}{2} \int_0^T \left[\iiint_{\Omega} B \cdot H d\Omega \right] dt \quad (\text{IV.11})$$

On calcule l'inductance propre, en appliquant un courant sur le conducteur considéré i :

$$L_{ii} = \frac{W_m}{I_i^2} \quad (\text{IV.12})$$

Et on calcule l'inductance mutuelle, en appliquant un courant sur les deux conducteurs i et j :

$$M_{ij} = \frac{W_m - \frac{1}{2}L_{ii}I_i^2 - \frac{1}{2}L_{jj}I_j^2}{I_i I_j} \quad (\text{IV.13})$$

IV.7.2. Calcul de l'impédance

En résolvant le système d'équation du modèle couplé magnétique-densité de courant (A-J) (III.31), on obtient la tension V_i et le courant I_j . La résistance et l'inductance peuvent être calculer à partir de la formule de l'impédance qui est donnée par:

$$\bar{Z}_{ij} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{I}_j} = R_{ij} + jL_{ij}\omega \quad (i, j = 1, 2, \dots, N) \quad (\text{IV.14})$$

Avec :

$$V_i = \frac{J_{sz_i}}{\sigma_i}$$

R_{ij} : Résistance

L_{ij} : Inductance propre si $i = j$, et inductance mutuelle si $i \neq j$

IV.7.3. Calcul numérique des différentes capacités

IV.7.3.1. Méthode des charges

En se basant sur le théorème d'unicité, la solution de l'équation de Laplace montre que la distribution de charges électriques sur les surfaces des conducteurs est entièrement indiquée si on connaît le potentiel de chaque conducteur ou bien la charge totale sur chaque conducteur. En électrostatiques l'équation de Laplace est linéaire [Liu 1996].

Soit un système de N conducteurs placés dans un diélectrique.

Plaçons une charge positive $Q_1 = 1C$ sur le premier conducteur et tous les autres conducteurs ont une charge nulle. Les potentiels correspondants sur chaque conducteur sont respectivement:

$$p_{11}Q_1, p_{12}Q_1, \dots, p_{1(N-1)}Q_1, p_{1N}Q_1 \quad (\text{IV.15})$$

De la même, si on place une charge positive $Q_2 = 1C$ sur le deuxième conducteur et tous les autres conducteurs ont une charge nulle. Les potentiels correspondants sur chaque conducteur sont respectivement :

$$p_{12}Q_2, p_{22}Q_2, \dots, p_{2(N-1)}Q_2, p_{2N}Q_2 \quad (\text{IV.16})$$

L'effet des charges $Q_1, Q_2, \dots, Q_{(N-1)}$ et Q_N sur les conducteurs est décrit par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1 = p_{11}Q_1 + p_{12}Q_2 + \dots + p_{1(N-1)}Q_{(N-1)} + p_{1N}Q_N \\ V_2 = p_{21}Q_1 + p_{22}Q_2 + \dots + p_{2(N-1)}Q_{(N-1)} + p_{2N}Q_N \\ \vdots \\ \vdots \\ V_{N-1} = p_{(N-1)1}Q_1 + p_{(N-1)2}Q_2 + \dots + p_{(N-1)(N-1)}Q_{(N-1)} + p_{(N-1)N}Q_N \\ V_N = p_{N1}Q_1 + p_{N2}Q_2 + \dots + p_{N(N-1)}Q_{(N-1)} + p_{NN}Q_N \end{array} \right. \quad (\text{IV.17})$$

Les charges en termes de potentiels sont exprimées par :

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_1 = c_{11}V_1 + c_{12}V_2 + \dots + c_{1(N-1)}V_{(N-1)} + c_{1N}V_N \\ Q_2 = c_{21}V_1 + c_{22}V_2 + \dots + c_{2(N-1)}V_{(N-1)} + c_{2N}V_N \\ \vdots \\ \vdots \\ Q_{(N-1)} = c_{(N-1)1}V_1 + c_{(N-1)2}V_2 + \dots + c_{(N-1)(N-1)}V_{(N-1)} + c_{(N-1)N}V_N \\ Q_N = c_{N1}V_1 + c_{N2}V_2 + \dots + c_{N(N-1)}V_{(N-1)} + c_{NN}V_N \end{array} \right. \quad (\text{IV.18})$$

c_{ii} : Coefficient de la capacité.

c_{ij} : Coefficient de l'induction électrostatique.

Les facteurs p_{ij}, c_{ij} sont respectivement des coefficients de potentiels et d'inductions, ils sont des quantités purement géométriques qui dépendent de la forme et de la position des divers conducteurs.

À partir du système d'équations (IV.17) et (IV.18), on aura :

$$[c] = [p]^{-1} \quad (\text{IV.19})$$

Avec :

$[c]$: Matrice d'induction.

$[p]$: Matrice de potentiel.

En posant $C_{ii} = \sum_{j=1}^N c_{ij}$ et $C_{ij} = -c_{ij}$, le système d'équations (IV.18) devient :

$$\begin{cases} Q_1 = C_{11}V_1 + C_{12}(V_1 - V_2) + \dots + C_{1(N-1)}(V_1 - V_{(N-1)}) + C_{1N}(V_1 - V_N) \\ Q_2 = C_{21}(V_2 - V_1) + C_{22}V_2 + \dots + C_{2(N-1)}(V_2 - V_{(N-1)}) + C_{2N}(V_2 - V_N) \\ \vdots \\ Q_{(N-1)} = C_{(N-1)1}(V_{(N-1)} - V_1) + \dots + C_{(N-1)(N-1)}V_{(N-1)} + C_{(N-1)N}(V_{(N-1)} - V_N) \\ Q_N = C_{N1}(V_N - V_1) + C_{N2}(V_N - V_2) + \dots + C_{N(N-1)}(V_N - V_{(N-1)}) + C_{NN}V_N \end{cases} \quad (IV.20)$$

Le système d'équations (IV.20), peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_{(N-1)} \\ Q_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & \dots & \dots & -C_{1(N-1)} & -C_{1N} \\ -C_{21} & C_{22} & & & -C_{2(N-1)} & -C_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots & \vdots \\ -C_{(N-1)1} & -C_{(N-1)2} & & & C_{(N-1)(N-1)} & -C_{(N-1)N} \\ -C_{N1} & -C_{N2} & \dots & \dots & -C_{N(N-1)} & C_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{(N-1)} \\ V_N \end{bmatrix} \quad (IV.21)$$

Une forme condensée est obtenue sous l'écriture suivante :

$$[Q] = [C][V] \quad (IV.22)$$

À partir du (IV.22), on obtient la matrice capacité :

$$[C] = [V]^{-1}[Q] \quad (IV.23)$$

A partir du système (IV.23), on peut déterminer directement les valeurs des différentes capacités (capacités totales, capacités entre spires et capacité entre spire-masse). Ces capacités sont des quantités purement géométriques et peuvent être déterminées en utilisant la méthode des éléments finis.

IV.7.3.2. Méthode des potentiels

On calcule les différentes capacités en résolvant l'équation de Laplace 2D en électrostatique avec la méthode des éléments fini [Ahmad 1992].

$$\varepsilon \left(\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} \right) = 0 \quad (\text{IV.24})$$

On fait la résolution de cette équation avec des conditions aux limites appropriées, qui permettent de calculer le potentiel dans tout le domaine d'étude.

Afin de déterminer les valeurs de capacités entre spires et entre spire-masse, on calcule l'énergie électrostatique stockée dans le domaine en fonction du vecteur tension des conducteurs, dans n'importe quelles conditions imposées. L'expression de l'énergie diélectrique est donnée par :

$$W = \frac{1}{2} \varepsilon E^2 = \frac{1}{2} C V^2 \quad (\text{IV.25})$$

Soit un système de N conducteurs en parallèles placés dans une encoche. Ces conducteurs sont isolés entre eux et ils sont isolés de la masse par un mur isolant (Fig.IV.6).

On met les conditions aux limites du conducteur 1 à un potentiel égal à 1V et tous les autres conducteurs à 0V, cela nous donnera l'énergie diélectrique W_1 .

L'énergie diélectrique correspondante en terme de capacités est donnée par :

$$W_1 = \frac{1}{2} (C_{10} + C_{12} + C_{13} + \dots + C_{1i} + \dots + C_{1(N-1)} + C_{1N}) V^2 \quad (\text{IV.26})$$

Si on met les conditions aux limites du conducteur 1 et 2 à un potentiel égal à 1V et tous les autres conducteurs à 0V, cela nous donnera l'énergie diélectrique W_{12} .

L'énergie diélectrique correspondante en terme de capacités est donnée par :

$$W_{12} = \frac{1}{2} (C_{10} + C_{20} + C_{13} + C_{23} + \dots + C_{1(N-1)} + C_{2(N-1)} + C_{1N} + C_{2N}) V^2 \quad (\text{IV.27})$$

Si on met les conditions aux limites des conducteurs 1,2 et 3 à un potentiel égal à 1V et tous les autres conducteurs à 0V, cela nous donnera l'énergie diélectrique W_{123} .

L'énergie diélectrique correspondante en terme de capacités est donnée par :

$$W_{123} = \frac{1}{2} (C_{10} + C_{20} + C_{30} + \dots + C_{1(N-1)} + C_{2(N-1)} + C_{3(N-1)} + C_{1N} + C_{2N} + C_{3N}) V^2 \quad (IV.28)$$

De la même, si on met les conditions aux limites du conducteur N à un potentiel égal à 1V et tous les autres conducteurs à 0V, cela nous donnera l'énergie diélectrique W_N .

L'énergie diélectrique correspondante en terme de capacités est donnée par :

$$W_N = \frac{1}{2} (C_{N0} + C_{N1} + C_{N2} + C_{N3} + \dots + C_{N(N-1)}) V^2 \quad (IV.29)$$

Le système d'équation suivant résume les différentes énergies diélectriques en terme de capacités:

$$\left\{ \begin{array}{l} W_1 = \frac{1}{2} (C_{10} + C_{12} + C_{13} + \dots + C_{1(N-1)} + C_{1N}) V^2 \\ W_{12} = \frac{1}{2} (C_{10} + C_{20} + C_{13} + C_{23} + \dots + C_{1(N-1)} + C_{2(N-1)} + C_{1N} + C_{2N}) V^2 \\ W_{123} = \frac{1}{2} (C_{10} + C_{20} + C_{30} + \dots + C_{1(N-1)} + C_{2(N-1)} + C_{3(N-1)} + C_{1N} + C_{2N} + C_{3N}) V^2 \\ W_2 = \frac{1}{2} (C_{20} + C_{12} + C_{23} + \dots + C_{3(N-1)} + C_{3N}) V^2 \\ \vdots \\ \vdots \\ W_{(N-1)} = \frac{1}{2} (C_{(N-1)0} + C_{1(N-1)} + C_{2(N-1)} + C_{3(N-1)} + \dots + C_{(N-1)N}) V^2 \\ W_N = \frac{1}{2} (C_{N0} + C_{1N} + C_{2N} + C_{3N} + \dots + C_{(N-1)N}) V^2 \end{array} \right. \quad (IV.30)$$

Sachant que :

$$C_{ij} - C_{ji} = 0 \text{ Avec } i \neq j$$

Pour avoir une matrice symétrique, on rajoute au système d'équations (IV.30) les équations suivantes :

$$\begin{cases} C_{12} - C_{21} = 0 \\ C_{13} - C_{31} = 0 \\ C_{23} - C_{32} = 0 \\ \vdots \\ C_{(N-1)1} - C_{1(N-1)} = 0 \\ C_{N(N-1)} - C_{(N-1)N} = 0 \end{cases} \quad (IV.31)$$

Les deux systèmes d'équations (IV.30) et (IV.31) peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} W_1 \\ W_{12} \\ W_{123} \\ W_2 \\ \vdots \\ W_{(N-1)} \\ W_N \\ W_{13} \\ W_{23} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & 1 & & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 1 & 0 & & 0 & 1 & 0 & 1 & & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 \\ \vdots & & & & & & & & & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 & & 1 & 0 & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & & 1 & 0 & 0 & 0 & & 1 & 0 & 0 & 0 & & 0 \\ \vdots & & & & & & & & & & & & & & \vdots \\ 1 & 0 & 1 & & 0 & 1 & 0 & 1 & & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 1 & 1 & & 0 & 1 & 1 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & & 0 & 1 & 0 & 0 & & 0 & -1 & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 1 & 0 & & 0 & 0 & -1 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 1 & & 0 & 0 & 0 & -1 & & 0 \\ \vdots & & & & & & & & & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{10} \\ C_{20} \\ C_{30} \\ \vdots \\ C_{N0} \\ C_{12} \\ C_{13} \\ C_{23} \\ \vdots \\ C_{(N-1)N} \\ C_{21} \\ C_{31} \\ C_{32} \\ \vdots \\ C_{N(N-1)} \end{bmatrix} V^2 \quad (IV.32)$$

Une forme condensée est obtenue sous l'écriture suivante :

$$[W] = \frac{1}{2} [P][C'] V^2 \quad (IV.33)$$

A partir du système (IV.33), on peut déduire les valeurs des différentes capacités (capacités entre spires et capacité entre spire-masse).

$$[C'] = \frac{2}{V^2} [P]^{-1} [W] \quad (IV.34)$$

Avec :

$[C']$: Vecteur capacité.

$[W]$: Vecteur de l'énergie diélectrique.

Et finalement, on obtient la matrice capacité :

$$C = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} + \dots + C_{1N} & -C_{12} & -C_{13} & \dots & -C_{1N} \\ -C_{21} & C_{20} + C_{21} + \dots + C_{2N} & -C_{23} & & -C_{2N} \\ -C_{31} & -C_{32} & C_{30} + C_{31} + \dots + C_{3N} & & -C_{3N} \\ & & & \ddots & \\ -C_{N1} & -C_{N2} & -C_{N3} & & C_{N1} + C_{N2} + \dots + C_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.35})$$

IV.7.3.3. Méthode indirecte d'intégrale de frontière

Le calcul des différentes capacités entre le conducteur i et les autres conducteurs se fait en résolvant, l'équation de Laplace en 2D (III.17) ou (III.18) [Oykoge 2000].

La résolution de l'équation de Laplace doit satisfaire les conditions suivantes :

- La capacité entre les conducteurs existe seulement entre les conducteurs adjacents de la même encoche.
- Dans la même encoche, on met le conducteur i à un potentiel V_i et tous les autres conducteurs à un potentiel nul.
- dans le circuit magnétique le potentiel est nul.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation et au calcul des différents paramètres de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche. Dans le premier temps, nous avons présenté les méthodes de calcul analytique qui dépendent seulement des caractéristiques du matériau et de la géométrie, par la suite nous avons exposé les méthodes de calcul numérique qui se prêtent mieux à la résolution des problèmes vu les avantages qu'elles présentent. Le calcul des différentes capacités est basé sur la résolution numérique de l'équation électrostatique 2D en utilisant la méthode des potentiels ou bien la méthode des charges. La résolution du modèle

couplé magnétique-densité de courant (A-J) permet d'avoir les valeurs de résistances, inductances propres et mutuelles.

Le chapitre suivant sera l'objet de validation des modèles à travers plusieurs applications pour la détermination des différents paramètres de l'ensemble multiconducteurs-isolant-encoche telles que les résistances, les capacités, les inductances propres et les mutuelles afin de juger l'état de santé de l'isolation et d'établir ainsi un diagnostic des machines haute tension.

Chapitre V

Applications et Validations

V.1. Introduction

Dans cette partie d'applications, nous présenterons les différents résultats des simulations qui nous permettent d'obtenir les différents paramètres de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche de la machine en vue de son diagnostic. Notre approche repose sur la surveillance des paramètres de modèles comportementaux de la machine, sensibles aux défauts à savoir les résistances, les inductances propres et mutuelles ainsi que les capacités.

Le calcul des paramètres capacitifs est conduit en résolvant l'équation électrostatique 2D en s'appuyant aussi bien sur l'approche des charges électriques, que sur l'approche des potentiels fixés. La résolution du modèle magnétique-densité de courant (A-J) nous conduira au calcul des résistances et d'inductances (propres et mutuelles) à travers l'exploitation soit du couple potentiel-courant total ou des densités de pertes électriques et magnétiques. La résolution des modèles numériques est faite par la mise en œuvre de code de calcul Eléments Finis sous environnement Matlab-Pdetool. Pour se faire, deux cas se présenteront :

- Application à une isolation saine.
- Application à une isolation dégradée.

Par la suite, on passe à la mise en œuvre du circuit électrique équivalent de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche sous environnement P-SPICE, qui nous permettra d'analyser l'état de santé de l'isolation vis-à-vis d'une onde de tension.

V.2. Présentation de la machine étudiée

La machine sur laquelle porteront nos simulations est une génératrice de type asynchrone à double alimentation, sujet des travaux développés en référence [Islam 2010].

V.2.1. Caractéristiques nominales de la génératrice

Les caractéristiques nominales de la machine sont présentées dans le tableau suivant :

Caractéristique	Valeur	Unité
Puissance utile	1.7	MW

Nombre de phases	3	-
Fréquence d'alimentation	50	Hz
Tension d'alimentation	690	V
Connexion d'enroulement statorique	Triangle (Δ)	-
Connexion d'enroulement rotorique	Etoile (Y)	-
Nombre de paires de pôles	4	-
Nombre de brins en parallèle dans une bobine statorique	1	-
Nombre de brins en parallèle dans une bobine rotorique	1	-
Nombre d'encoches statorique	48	-
Nombre d'encoches rotorique	60	-
Nombre de dents statorique dans un pas de bobinage	10	-
Nombre de dents rotorique dans un pas de bobinage	15	-
Taux de glissement	-10	%

Tab V.1: *Caractéristiques nominales de la génératrice étudiée*

V.2.2. Dimensions géométriques de la machine

Les dimensions géométriques de la machine sont données dans le tableau (V.2) :

Composante	Valeur	Unité
Diamètre intérieur de la culasse statorique	515	mm
Diamètre extérieur de la culasse rotorique	509	mm
Longueur utile de la machine	780	mm

Tab.V.2: *Principales dimensions de la machine*

L'encoche statorique contient 10 conducteurs et l'encoche rotorique contient 4 conducteurs. L'enroulement statorique utilisé est celui à deux couches, chaque couche comporte 5 conducteurs. Les dimensions de l'encoche statorique et rotorique sont données sur la (Fig.V.1.a) et (Fig.V.1.b).

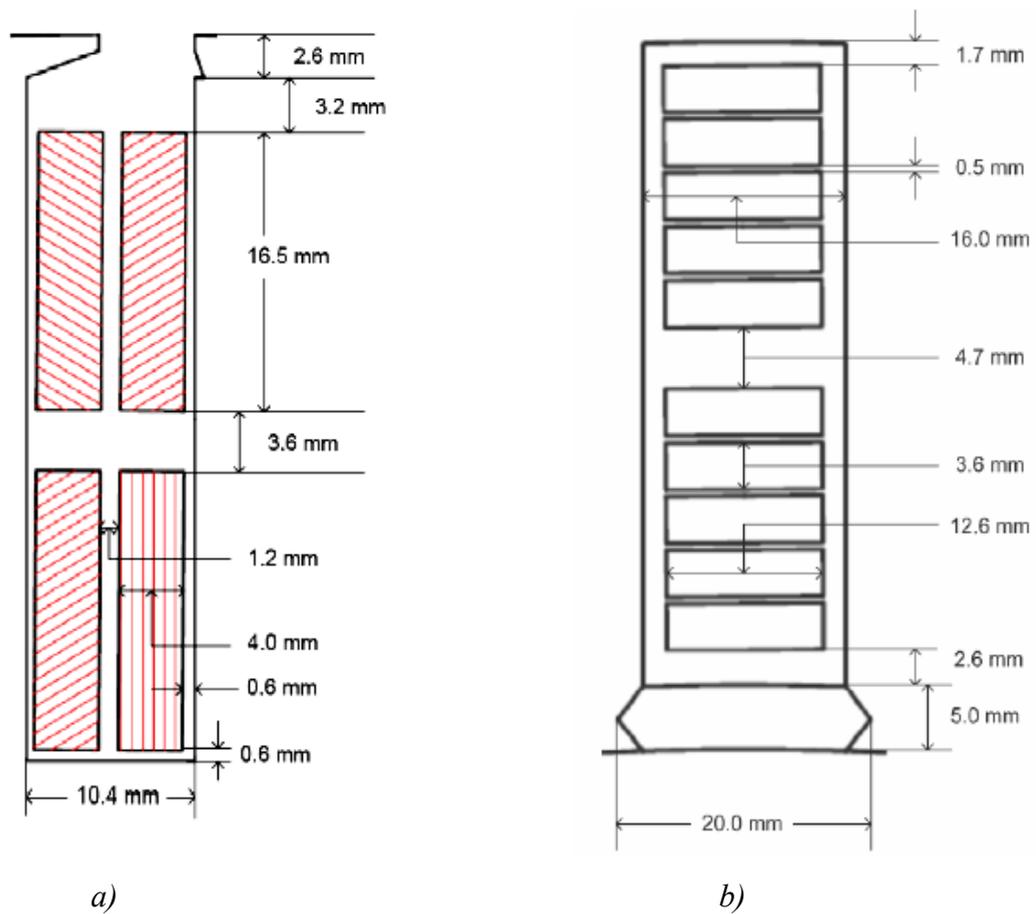


Fig.V.1 : Dimensions des encoches : a) rotorique, b) statorique.

V.2.3. Les caractéristiques physiques

Les propriétés physiques (magnétiques et électriques) relatives au modèle électromagnétique adopté sont définies dans le tableau qui suit :

	Conducteur	Mur isolant	isolation des conducteurs
Conductivité électrique [$\Omega.m$] ⁻¹	$5.88.10^{+7}$	0	0
Perméabilité magnétique relative	1	1	1
Permittivité électrique relative	1	7	4.4

Courant injecté : 10[A]

Fréquence : 50[Hz]

V.3 Les équations électromagnétiques régissant les différentes régions du système

Chacune des régions du domaine à étudier est régie par une équation aux dérivées partielles. L'équation aux dérivées partielles régissant le modèle électrostatique en terme de potentiel scalaire électrique V est donnée par :

$$-\frac{\partial}{\partial x}\left(\varepsilon \frac{\partial V}{\partial x}\right) - \frac{\partial}{\partial y}\left(\varepsilon \frac{\partial V}{\partial y}\right) = \rho$$

Le système d'équations en terme de potentiel vecteur magnétique-densité de courant $(A-J)$ est donné par :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y}\right) - j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma.G = 0 \\ j\omega\sigma A_z + j\omega\sigma.G = J_t \end{cases}$$

V.4. Les conditions aux limites

On pose une condition aux limites de type Dirichlet nulle sur toutes les frontières de l'encoche.

V.5. Calcul de la matrice capacité C

Dans cette partie d'applications, nous présenterons les résultats obtenus de la simulation de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche pour deux cas :

- Isolant sain.
- Isolant dégradé.

On calcule les différentes capacités en résolvant l'équation de Laplace 2D en électrostatique par éléments finis en utilisant la méthode des charges.

V.5.1. Organigramme de calcul

L'organigramme suivant résume les différentes étapes effectuées par le programme de calcul:

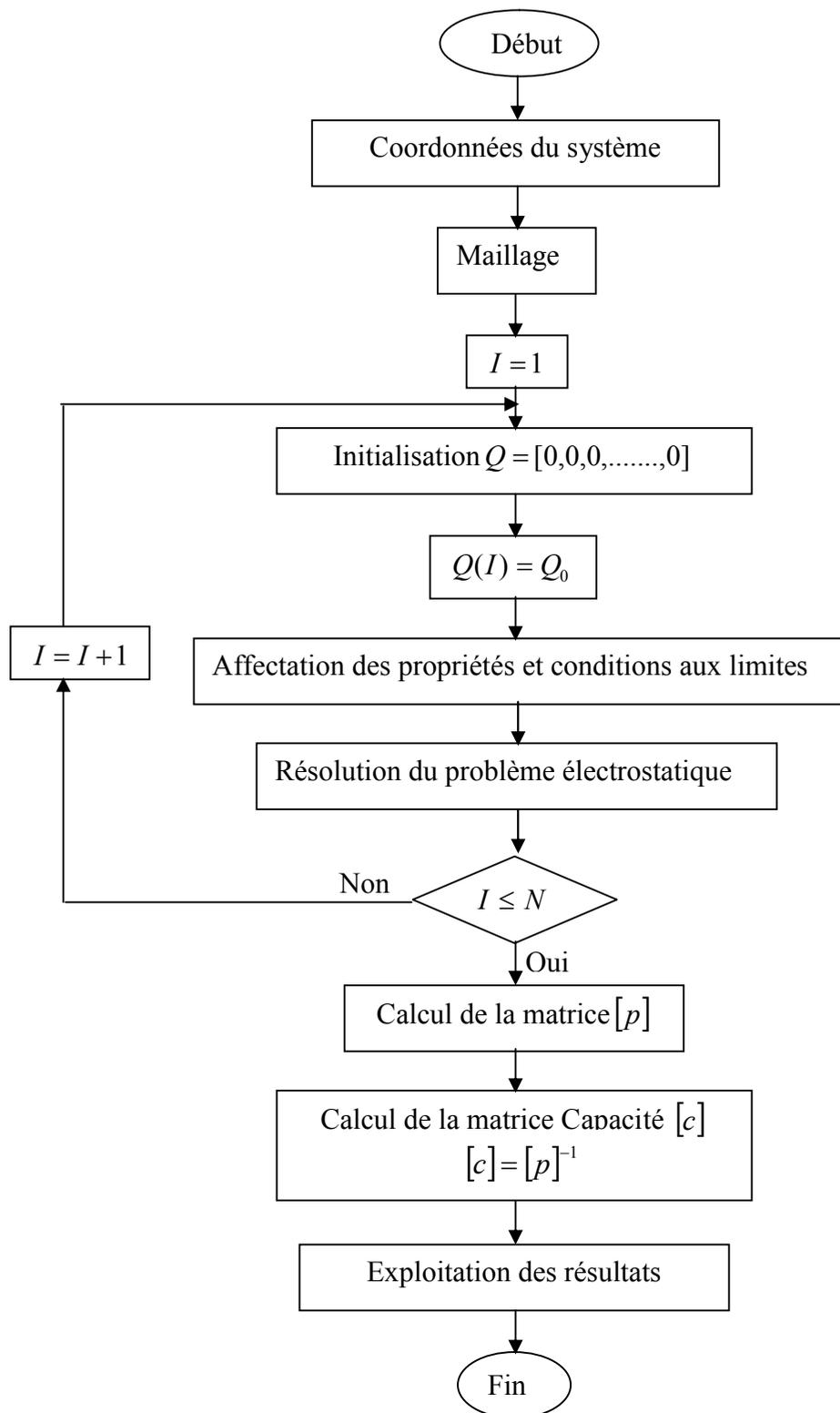


Fig.V.2 : Organigramme de calcul

V.5.2. Encoche statorique

La géométrie de la structure bidimensionnelle de l'encoche statorique étudiée est représentée sur la figure (V.3).

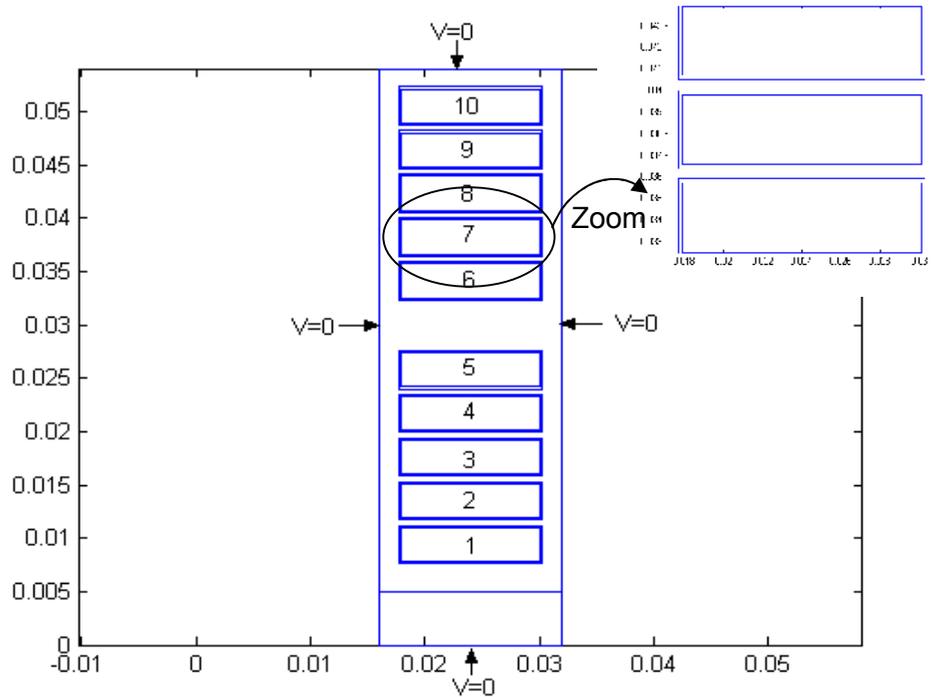


Fig.V.3 : Géométrie de l'encoche statorique et les conditions aux limites associées

La figure (V.4) représente le maillage éléments finis du domaine d'étude utilisé :

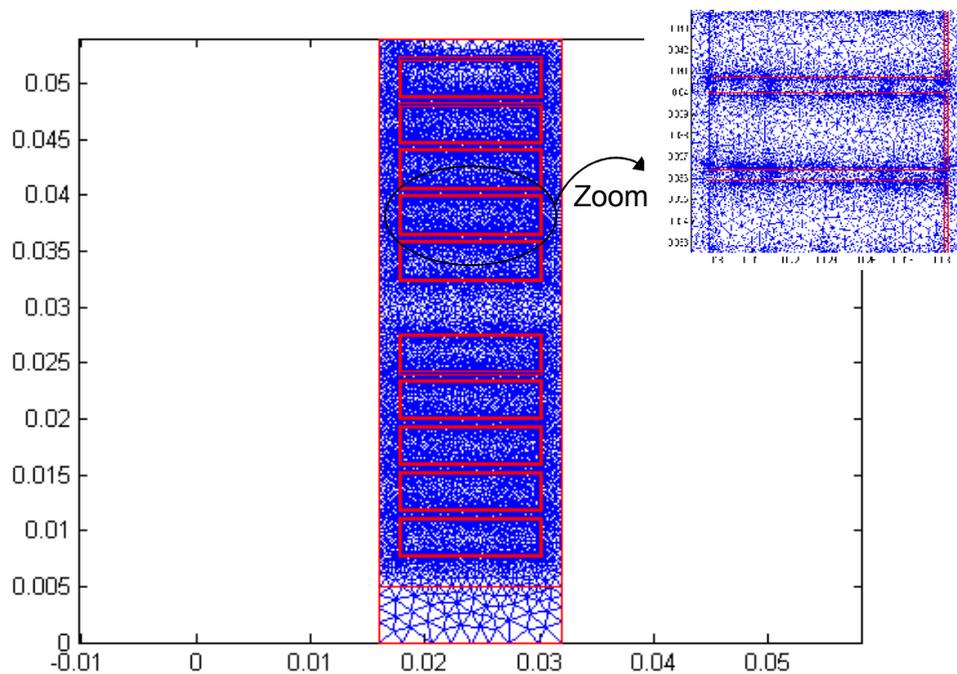


Fig.V.4 : Maillage éléments finis du domaine d'étude

V.5.2.1. Isolant sain

La figure (V.5) présente l'allure du potentiel scalaire électrique :

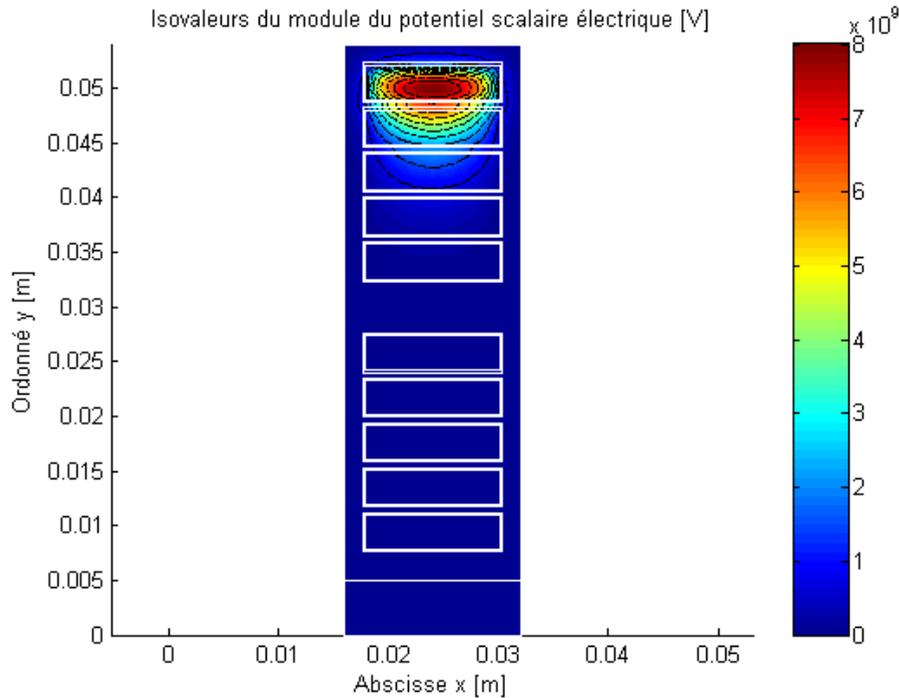


Fig.V.5 : Allures du potentiel scalaire électrique

La matrice suivante résume les valeurs des différentes capacités entre spires et entre spire et masse en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 5.1684 & -8.3894 & -7.0841 & -5.5190 & -3.6848 & -3.4228 & -5.2353 & -4.0896 & -2.9186 & -1.7913 \\ -8.3894 & 130016 & -108173 & -8.4283 & -5.6272 & -5.2271 & -7.9950 & -6.2453 & -4.4571 & -2.7355 \\ -7.0841 & -108173 & 8.4272 & -6.4207 & -4.2875 & -3.9826 & -6.0915 & -4.7584 & -3.3959 & -2.0842 \\ -5.5190 & -8.4283 & -6.4207 & 4.3862 & -2.8082 & -2.6102 & -3.9923 & -3.1186 & -2.2257 & -1.3660 \\ -3.6848 & -5.6272 & -4.2875 & -2.8082 & 1.3603 & -0.9963 & -1.5238 & -1.1904 & -0.8495 & -0.5214 \\ -3.4228 & -5.2271 & -3.9826 & -2.6102 & -0.9963 & 3.0295 & -4.8406 & -3.7804 & -2.6980 & -1.6559 \\ -5.2353 & -7.9950 & -6.0915 & -3.9923 & -1.5238 & -4.8406 & 8.2933 & -6.6436 & -4.7293 & -2.9026 \\ -4.0896 & -6.2453 & -4.7584 & -3.1186 & -1.1904 & -3.7804 & -6.6277 & 5.8257 & -4.2902 & -2.6325 \\ -2.9186 & -4.4571 & -3.3959 & -2.2257 & -0.8495 & -2.6980 & -4.7293 & -4.2902 & 3.6170 & -2.3358 \\ -1.7913 & -2.7355 & -2.0842 & -1.3660 & -0.5214 & -1.6559 & -2.9026 & -2.6325 & -2.3358 & 1.9394 \end{bmatrix}$$

Les résultats obtenus par la simulation montrent que :

- l'effet capacitif par rapport aux spires proches de l'entrefer est important, en le comparant à celui des spires qui se situent au fond de l'encoche.
- En s'approchant du milieu de chaque couche l'effet capacitif augmente.

V.5.2.2. Isolant dégradé

La présence de défaut dans le système isolant de l'ensemble multi-conducteur-isolant-encoche se traduit par la diminution de la permittivité électrique.

a. Dégradation de l'isolation de tous les conducteurs

La figure (V.6) présente l'allure du potentiel scalaire électrique ($\epsilon_r = 1$ au niveau de tous les conducteurs).

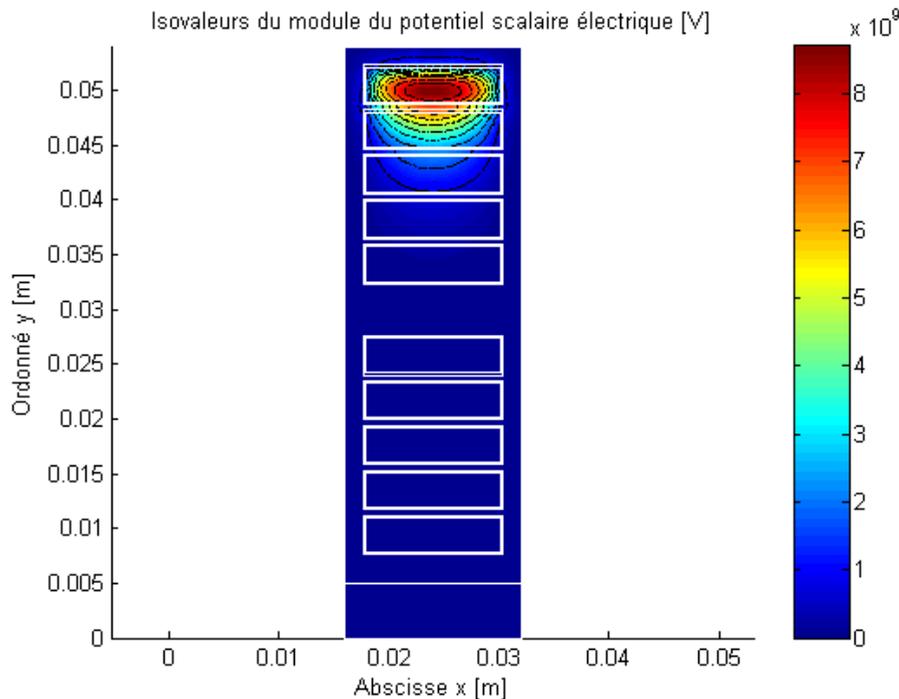


Fig.V.6 : Allures du potentiel scalaire électrique

La matrice suivante résume les valeurs des différentes capacités entre spires et entre spire et masse en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 1.0368 & -1.2718 & -0.7861 & -0.4732 & -0.2453 & -0.0478 & -0.0512 & -0.0306 & -0.0178 & -0.0094 \\ -1.2718 & 1.9739 & -1.3353 & -0.8030 & -0.4163 & -0.0811 & -0.0866 & -0.0519 & -0.0301 & -0.0160 \\ -0.7861 & -1.3353 & 1.3061 & -0.8950 & -0.4634 & -0.0903 & -0.0964 & -0.0578 & -0.0336 & -0.0178 \\ -0.4732 & -0.8030 & -0.8950 & 0.9843 & -0.6011 & -0.1167 & -0.1246 & -0.0748 & -0.0434 & -0.0230 \\ -0.2453 & -0.4163 & -0.4634 & -0.6011 & 0.6706 & -0.1854 & -0.1979 & -0.1188 & -0.0689 & -0.0365 \\ -0.0478 & -0.0811 & -0.0903 & -0.1167 & -0.1854 & 0.7912 & -0.9854 & -0.5905 & -0.3427 & -0.1815 \\ -0.0512 & -0.0866 & -0.0964 & -0.1246 & -0.1979 & -0.9854 & 1.6283 & -1.0886 & -0.6311 & -0.3343 \\ -0.0306 & -0.0519 & -0.0578 & -0.0748 & -0.1188 & -0.5905 & -1.0886 & 1.1196 & -0.7548 & -0.3992 \\ -0.0178 & -0.0301 & -0.0336 & -0.0434 & -0.0689 & -0.3427 & -0.6311 & -0.7548 & 0.8659 & -0.5560 \\ -0.0094 & -0.0160 & -0.0178 & -0.0230 & -0.0365 & -0.1815 & -0.3343 & -0.3992 & -0.5560 & 0.7187 \end{bmatrix}$$

À partir des résultats obtenus par simulation, on constate une diminution considérable de l'effet capacitif du système isolant par rapport à toutes les spires de l'ensemble multi-conducteur-isolant-encoche en le comparant à celui de l'isolation saine. L'amplitude du potentiel scalaire électrique augmente en présence de la dégradation de l'isolation au niveau de tous les conducteurs d'encoche.

b. Dégradation du mur isolant

La figure (V.7) présente l'allure du potentiel scalaire électrique ($\varepsilon_r = 1$ au niveau du mur isolant):

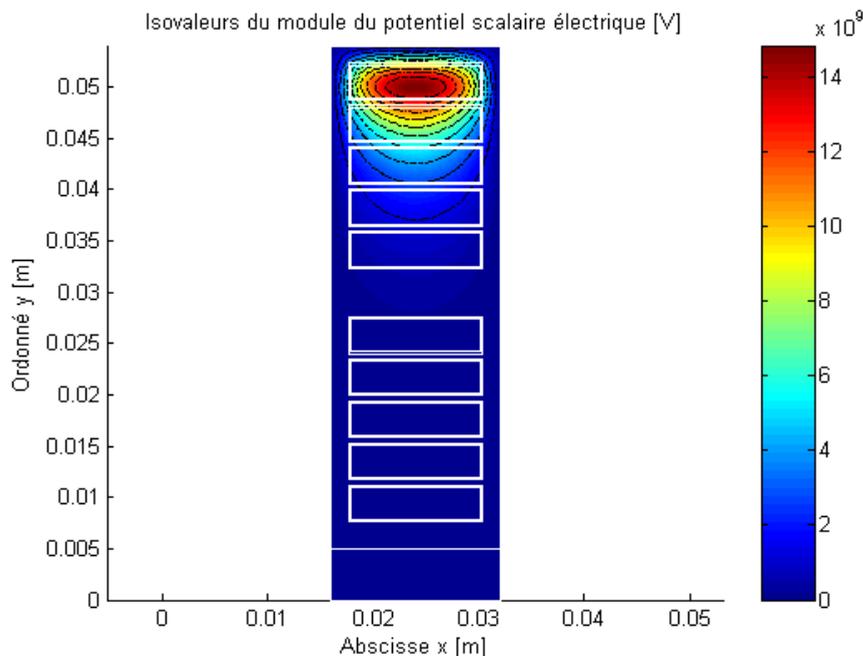


Fig.V.7 : Allures du potentiel scalaire électrique

La matrice suivante résume les valeurs des différentes capacités entre spires et entre spire-masse en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 2.0221 & -3.9290 & -3.2770 & -2.4769 & -1.1865 & -0.5430 & -1.1560 & -0.8556 & -0.5642 & -0.2751 \\ -3.9290 & 7.2548 & -5.8999 & -4.4599 & -2.1364 & -0.9777 & -2.0815 & -1.5407 & -1.0160 & -0.4954 \\ -3.2770 & -5.8999 & 4.3933 & -3.1880 & -1.5275 & -0.6989 & -1.4881 & -1.1015 & -0.7263 & -0.3542 \\ -2.4769 & -4.4599 & -3.1880 & 1.9731 & -0.8634 & -0.3959 & -0.8430 & -0.6239 & -0.4115 & -0.2006 \\ -1.1865 & -2.1364 & -1.5275 & -0.8634 & 0.2400 & -0.0158 & -0.0337 & -0.0249 & -0.0164 & -0.0080 \\ -0.5430 & -0.9777 & -0.6989 & -0.3959 & -0.0158 & 1.9540 & -3.8875 & -2.8781 & -1.8979 & -0.9255 \\ -1.1560 & -2.0815 & -1.4881 & -0.8430 & -0.0337 & -3.8875 & 7.3906 & -5.3361 & -3.5193 & -1.7161 \\ -0.8556 & -1.5407 & -1.1015 & -0.6339 & -0.0249 & -2.8781 & -5.3361 & 3.4931 & -2.1876 & -1.0671 \\ -0.5642 & -1.0160 & -0.7263 & -0.4115 & -0.0164 & -1.8979 & -3.5193 & -2.1876 & -1.0717 & -0.4353 \\ -0.2751 & -0.4954 & -0.3542 & -0.2006 & -0.0080 & -0.9255 & -1.7161 & -1.0671 & -0.4353 & 0.0370 \end{bmatrix}$$

Dans ce cas, on constate une diminution considérable de l'effet capacitif du système isolant par rapport à toutes les spires de l'ensemble multi-conducteur-isolant-encoche en le comparant à celui de l'isolation saine et on constate une augmentation par rapport à celui où l'isolation au niveau de tous les conducteurs est dégradée. L'amplitude du potentiel scalaire électrique augmente en présence de la dégradation du mur isolant.

c. Dégradation de l'isolation des conducteurs et du mur isolant

La matrice suivante résume les valeurs des différentes capacités entre spires et entre spire-masse en présence de la dégradation de l'isolation des conducteurs et du mur isolant en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 1.4002 & -2.3609 & -1.6791 & -1.1584 & -0.5795 & -0.2525 & -0.4150 & -0.2658 & -0.1571 & -0.0714 \\ -2.3609 & 4.2810 & -3.1697 & -2.1860 & -1.0936 & -0.4765 & -0.7831 & -0.5016 & -0.2965 & -0.1347 \\ -1.6791 & -3.1697 & 2.6801 & -1.9659 & -0.9830 & -0.4284 & -0.7040 & -0.4509 & -0.2666 & -0.1211 \\ -1.1584 & -2.1860 & -1.9659 & 1.7403 & -0.9530 & -0.4142 & -0.6808 & -0.4361 & -0.2578 & -0.1171 \\ -0.5795 & -1.0936 & -0.9830 & -0.9530 & 0.6810 & -0.4128 & -0.6783 & -0.4345 & -0.2569 & -0.1167 \\ -0.2525 & -0.4765 & -0.4284 & -0.4142 & -0.4128 & 1.7496 & -3.0798 & -1.9719 & -1.1658 & -0.5297 \\ -0.4150 & -0.7831 & -0.7040 & -0.6808 & -0.6783 & -3.0789 & 5.7045 & -3.7661 & -2.2259 & -1.0114 \\ -0.2658 & -0.5016 & -0.4509 & -0.4361 & -0.4345 & -1.9719 & -3.7661 & 2.7853 & -1.7470 & -0.7933 \\ -0.1571 & -0.2965 & -0.2666 & -0.2578 & -0.2569 & -1.1658 & -2.2259 & -1.7470 & 1.3490 & -0.6915 \\ -0.0714 & -0.1347 & -0.1211 & -0.1171 & -0.1167 & -0.5297 & -1.0114 & -0.7933 & -0.6915 & 0.5407 \end{bmatrix}$$

À partir des résultats obtenus par simulation, on constate une diminution considérable de l'effet capacitif du système isolant par rapport à toutes les spires de l'ensemble multi-conducteur-isolant-encoche en le comparant à celui de l'isolation saine. L'amplitude du potentiel scalaire électrique augmente en présence de cette dégradation.

d. Dégradation de l'isolation d'un seul conducteur

La matrice suivante représente les valeurs des capacités entre spires et entre spire et masse en présence de la dégradation de l'isolation du conducteur 1 en $[nF]$.

$$C = \begin{bmatrix} 5.0839 & -7.9653 & -6.6938 & -5.2120 & -3.4795 & -3.2320 & -4.9435 & -3.8617 & -2.7559 & -1.6914 \\ -7.9653 & 130596 & -111355 & -8.6695 & -5.7877 & -5.3761 & -8.2230 & -6.4234 & -4.5842 & -2.8135 \\ -6.6938 & -111355 & 100617 & -7.9788 & -5.3260 & -4.9473 & -7.5670 & -5.9110 & -4.2185 & -2.5891 \\ -5.2120 & -8.6695 & -7.9788 & 68282 & -4.6787 & -4.3444 & -6.6448 & -5.1906 & -3.7044 & -2.2735 \\ -3.4795 & -5.7877 & -5.3260 & -4.6787 & 36381 & -3.6467 & -5.5777 & -4.3570 & -3.1095 & -1.9084 \\ -3.2320 & -5.3761 & -4.9473 & -4.3444 & -3.6467 & 73422 & -1.14371 & -8.9333 & -6.3754 & -3.9129 \\ -4.9435 & -8.2230 & -7.5670 & -6.6448 & -5.5777 & -1.14371 & 183827 & -1.45092 & -1.03539 & -6.3547 \\ -3.8617 & -6.4234 & -5.9110 & -5.1906 & -4.3570 & -8.9333 & -1.45092 & 119823 & -8.6840 & -5.3291 \\ -2.7559 & -4.5842 & -4.2185 & -3.7044 & -3.1095 & -6.3754 & -1.03539 & -8.6840 & 67526 & -4.2603 \\ -1.6914 & -2.8135 & -2.5891 & -2.2735 & -1.9084 & -3.9129 & -6.3547 & -5.3291 & -4.2603 & 3.1206 \end{bmatrix}$$

Les résultats obtenus par simulation montrent une légère diminution de l'effet capacitif par rapport à la spire défaillante (spire1) et une augmentation importante du comportement de l'effet capacitif en s'éloignant de celle-ci.

L'effet capacitif entre les spires non adjacentes est faible en le comparant à celui des spires adjacentes.

V.5.3. Encoche rotorique

Nous nous basons sur la géométrie définie par La figure (V.8) et le maillage utilisé tel qu'il est représenté dans la figure (V.9), pour déterminer les valeurs des différentes capacités entre spires et entre spire-masse.

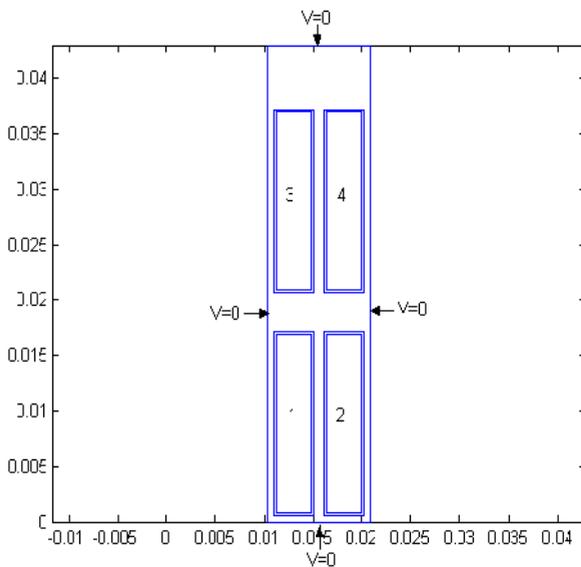


Fig.V.8 : Géométrie du système

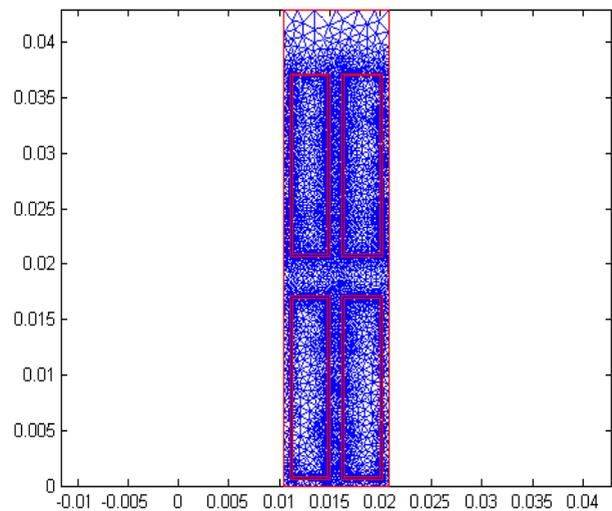


Fig.V.9 : Maillage du domaine

V.5.3.1 Isolant sain

La figure (V.10) présente les allures du potentiel scalaire électrique :

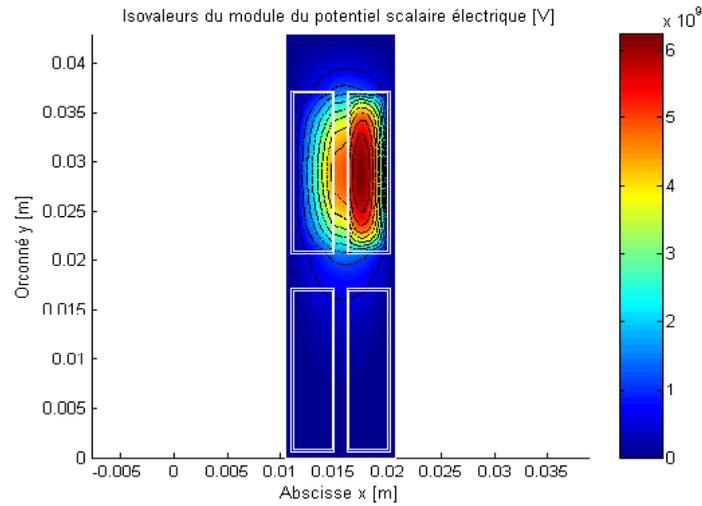


Fig.V.10 : Allures du potentiel scalaire électrique

La matrice ci-dessous résume les valeurs des différentes capacités en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 1.9818 & -2.5246 & -0.0583 & -0.0563 \\ -2.5246 & 3.8125 & -0.0983 & -0.1358 \\ -0.0583 & -0.0983 & 1.2708 & -1.4882 \\ -0.0563 & -0.1358 & -1.4882 & 2.3152 \end{bmatrix}$$

V.5.3.2. Isolant dégradé

a. Dégradation de l'isolation de tous les conducteurs

La figure (V.11) présente l'allure du potentiel scalaire électrique :

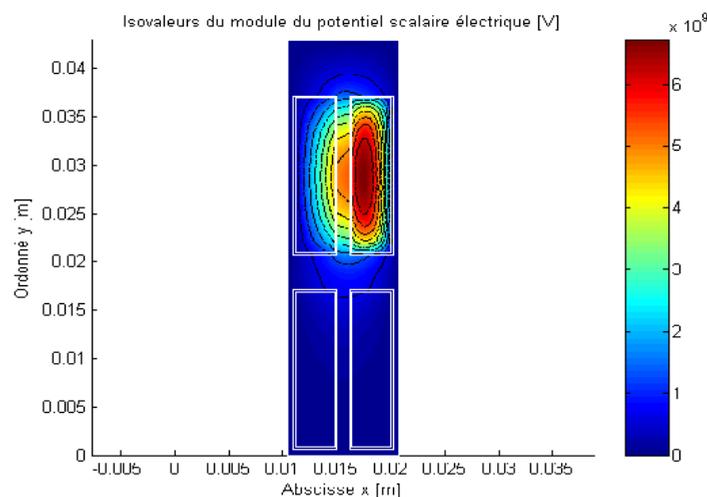


Fig.V.11 : Allures du potentiel scalaire électrique

La matrice suivante résume les valeurs des différentes capacités entre spires et entre spire-masse en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 0.9849 & -1.1154 & -0.0174 & -0.0081 \\ -1.1154 & 1.7704 & -0.0266 & -0.0441 \\ -0.0174 & -0.0266 & 0.7704 & -0.7899 \\ -0.0081 & -0.0441 & -0.7899 & 1.2989 \end{bmatrix}$$

À partir des résultats obtenus par simulation, on constate une diminution considérable de l'effet capacitif du système isolant par rapport à toutes les spires de l'ensemble multi-conducteur-isolant de l'encoche rotorique en le comparant à celui de l'isolation saine. Dans le cas où l'isolation est dégradée, l'amplitude du potentiel scalaire électrique augmente.

b. Dégradation du mur isolant

La figure (V.12) présente l'allure du potentiel scalaire électrique

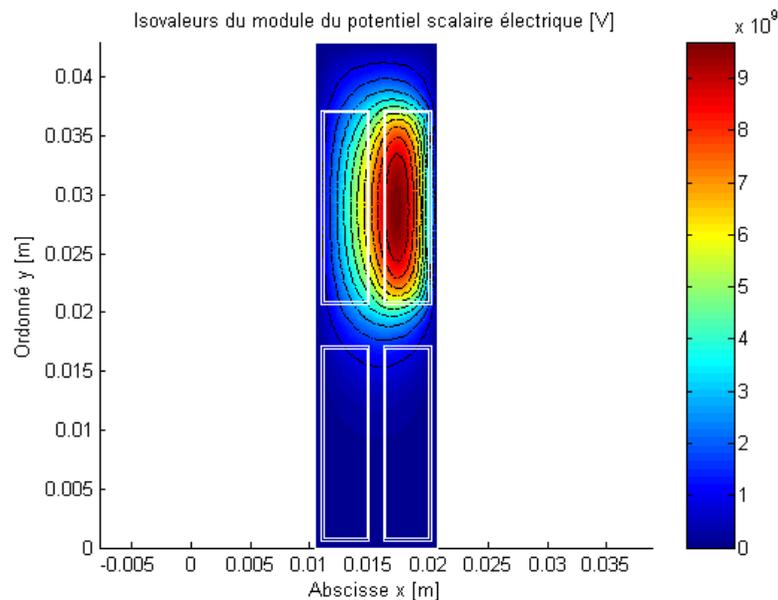


Fig.V.12 : Allures du potentiel scalaire électrique

La matrice suivante résume les valeurs des différentes capacités entre spires et entre spire-masse en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 0.3333 & -0.2991 & -0.0084 & -0.0035 \\ -0.2991 & 0.5221 & -0.0089 & -0.0176 \\ -0.0084 & -0.0089 & 0.3008 & -0.2545 \\ -0.0035 & -0.0176 & -0.2545 & 0.4533 \end{bmatrix}$$

On constate une diminution considérable de l'effet capacitif du système isolant par rapport à toutes les spires de l'ensemble multi-conducteur-isolant en le comparant à celui d'une isolation saine et à celui où l'isolation de tous les conducteurs est dégradée. Dans le cas où le mur isolant est dégradé, l'amplitude du potentiel scalaire électrique augmente.

c. Dégradation de l'isolation des conducteurs et du mur isolant

La matrice ci-dessous représente les valeurs des différentes capacités en $[nF]$:

$$C = \begin{bmatrix} 0.3015 & -0.2648 & -0.0074 & -0.0030 \\ -0.2648 & 0.4688 & -0.0074 & -0.0158 \\ -0.0074 & -0.0074 & 0.2709 & -0.2228 \\ -0.0030 & -0.0158 & -0.2228 & 0.4036 \end{bmatrix}$$

d. Dégradation de l'isolation d'un seul conducteur

La matrice ci-dessous représente les valeurs des capacités en présence de la dégradation de l'isolation du conducteur 1 :

$$C = \begin{bmatrix} 1.2241 & -1.5004 & -0.0352 & -0.0346 \\ -1.5004 & 2.4034 & -0.0666 & -0.1058 \\ -0.0352 & -0.0666 & 1.2715 & -1.4897 \\ -0.0346 & -0.1058 & -1.4897 & 2.3179 \end{bmatrix}$$

e. Dégradation de l'isolation de deux conducteurs

La matrice ci-dessous représente les valeurs des capacités en présence de la dégradation de l'isolation du conducteur 1 et 2 :

$$C = \begin{bmatrix} 0.9836 & -1.1135 & -0.0245 & -0.0171 \\ -1.1135 & 1.7685 & -0.0489 & -0.0765 \\ -0.0245 & -0.0489 & 1.2730 & -1.4918 \\ -0.0171 & -0.0765 & -1.4918 & 2.3106 \end{bmatrix}$$

V.6. Calcul de résistances et de la matrice inductance RL

Dans cette partie d'applications, nous présenterons les résultats obtenus de la simulation de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche pour deux cas :

- Isolant sain.
- Isolant dégradé.

En résolvant le modèle couplé magnétique-densité de courant A-J, on obtient les impédances à partir desquelles on peut déduire les résistances et les inductances propres et mutuelles.

V.6.1. Organigramme de calcul

L'organigramme suivant résume les différentes étapes effectuées par le programme pour le calcul de l'inductance et de résistance :

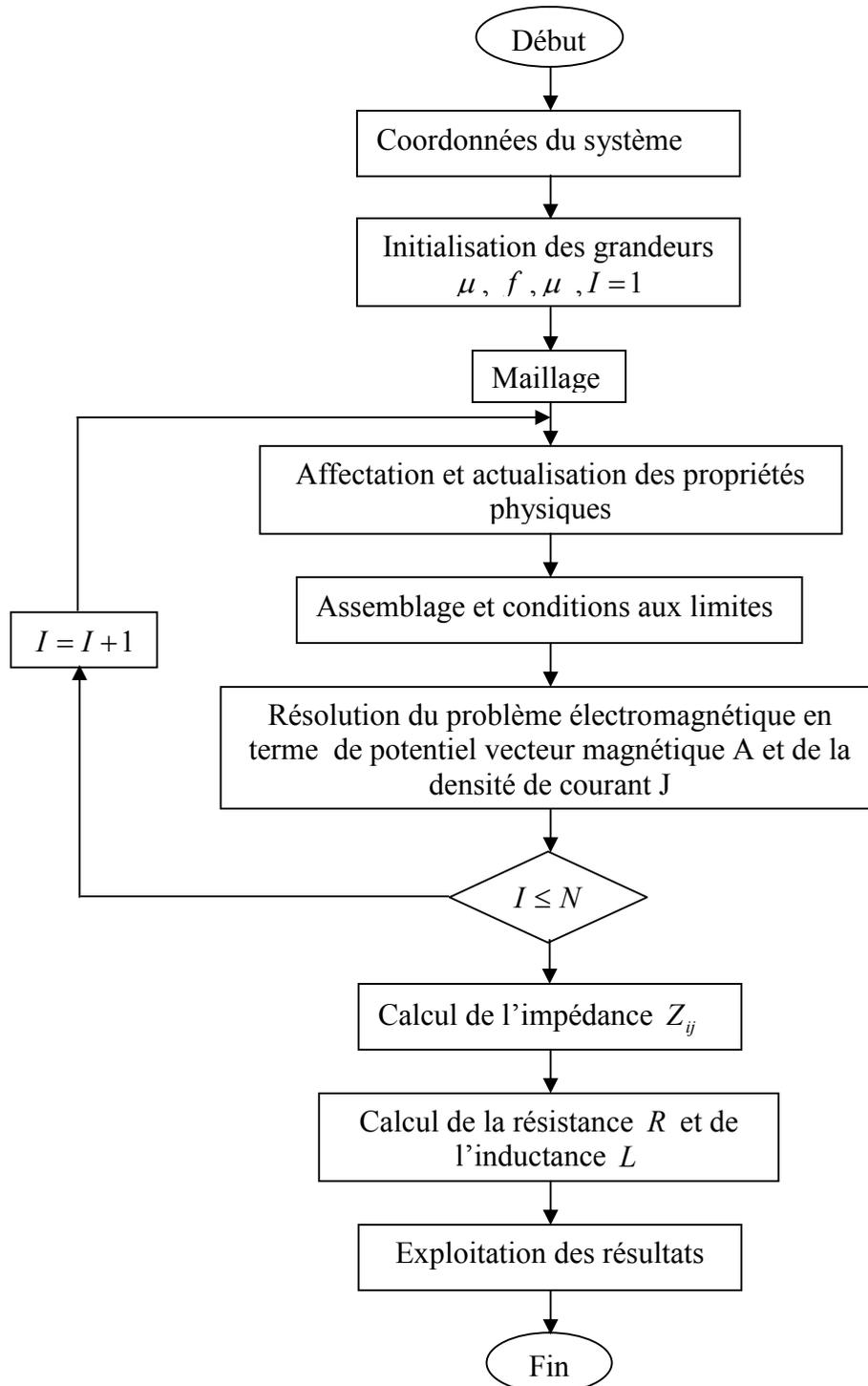


Fig. V.13 : organigramme de calcul

V.6.2. Encoche statorique

Nous nous basons sur la géométrie définie par La figure (V.3) et le maillage utilisé tel qu'il est représenté dans la figure (V.4), pour déterminer les résistances, les inductances propres et les mutuelles.

V.6.2.1 Isolant sain

L'allure de potentiel vecteur magnétique pour une fréquence de 50Hz est représentée par la figure suivante :

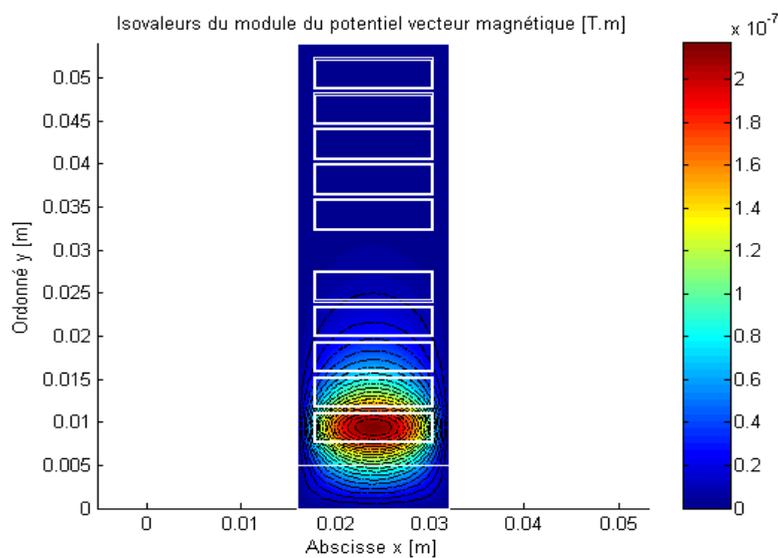


Fig.V.14 : Répartition du module du potentiel vecteur

Si on alimente le conducteur 4, l'allure du potentiel vecteur magnétique pour une fréquence de 50Hz est représentée par la figure (V.15):

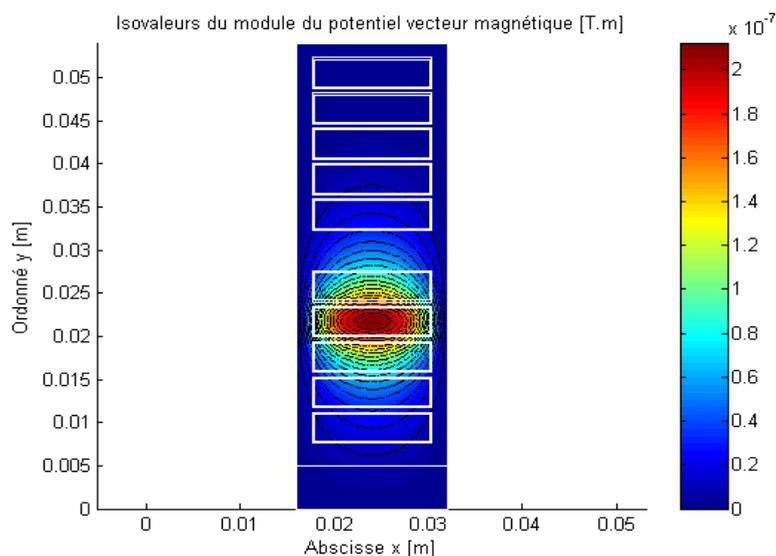


Fig.V.15 : Répartition du module du potentiel vecteur magnétique

La matrice ci-dessous résume les valeurs des inductances propres et des inductances mutuelles en $[H]$:

$$L = \begin{bmatrix} 1,72 \cdot 10^{-7} & 8,08 \cdot 10^{-8} & 2,29 \cdot 10^{-8} & 3,93 \cdot 10^{-9} & 6,60 \cdot 10^{-10} & 6,61 \cdot 10^{-10} & 4,30 \cdot 10^{-10} & 2,20 \cdot 10^{-10} & 9,67 \cdot 10^{-11} & 3,28 \cdot 10^{-11} \\ 8,25 \cdot 10^{-8} & 1,65 \cdot 10^{-7} & 7,68 \cdot 10^{-8} & 2,09 \cdot 10^{-8} & 3,77 \cdot 10^{-9} & 6,87 \cdot 10^{-10} & 7,27 \cdot 10^{-10} & 4,47 \cdot 10^{-10} & 2,19 \cdot 10^{-10} & 8,00 \cdot 10^{-11} \\ 2,33 \cdot 10^{-8} & 7,69 \cdot 10^{-8} & 1,63 \cdot 10^{-7} & 7,67 \cdot 10^{-8} & 2,29 \cdot 10^{-8} & 1,04 \cdot 10^{-9} & 6,98 \cdot 10^{-10} & 7,22 \cdot 10^{-10} & 4,29 \cdot 10^{-10} & 1,73 \cdot 10^{-10} \\ 4,01 \cdot 10^{-9} & 2,09 \cdot 10^{-8} & 7,67 \cdot 10^{-8} & 1,65 \cdot 10^{-7} & 8,22 \cdot 10^{-8} & 8,70 \cdot 10^{-9} & 1,04 \cdot 10^{-9} & 6,80 \cdot 10^{-10} & 6,75 \cdot 10^{-10} & 3,21 \cdot 10^{-10} \\ 6,66 \cdot 10^{-10} & 3,73 \cdot 10^{-9} & 2,26 \cdot 10^{-8} & 8,11 \cdot 10^{-8} & 1,74 \cdot 10^{-7} & 3,27 \cdot 10^{-8} & 8,61 \cdot 10^{-9} & 1,08 \cdot 10^{-9} & 5,61 \cdot 10^{-10} & 4,43 \cdot 10^{-10} \\ 6,67 \cdot 10^{-10} & 6,79 \cdot 10^{-10} & 1,03 \cdot 10^{-9} & 8,59 \cdot 10^{-9} & 3,27 \cdot 10^{-8} & 1,74 \cdot 10^{-7} & 8,13 \cdot 10^{-8} & 2,29 \cdot 10^{-8} & 4,22 \cdot 10^{-9} & 2,35 \cdot 10^{-11} \\ 4,39 \cdot 10^{-10} & 7,28 \cdot 10^{-10} & 6,98 \cdot 10^{-10} & 1,04 \cdot 10^{-9} & 8,72 \cdot 10^{-9} & 8,23 \cdot 10^{-8} & 1,65 \cdot 10^{-7} & 7,72 \cdot 10^{-8} & 2,17 \cdot 10^{-8} & 4,45 \cdot 10^{-9} \\ 2,25 \cdot 10^{-10} & 4,47 \cdot 10^{-10} & 7,20 \cdot 10^{-10} & 6,78 \cdot 10^{-10} & 1,09 \cdot 10^{-9} & 2,31 \cdot 10^{-8} & 7,70 \cdot 10^{-8} & 1,63 \cdot 10^{-7} & 7,72 \cdot 10^{-8} & 2,10 \cdot 10^{-8} \\ 9,73 \cdot 10^{-11} & 2,16 \cdot 10^{-10} & 4,23 \cdot 10^{-10} & 6,65 \cdot 10^{-10} & 5,61 \cdot 10^{-10} & 4,21 \cdot 10^{-9} & 2,13 \cdot 10^{-8} & 7,62 \cdot 10^{-8} & 1,61 \cdot 10^{-7} & 6,88 \cdot 10^{-8} \\ 3,14 \cdot 10^{-11} & 7,49 \cdot 10^{-11} & 1,62 \cdot 10^{-10} & 3,00 \cdot 10^{-10} & 4,19 \cdot 10^{-10} & 2,22 \cdot 10^{-11} & 4,16 \cdot 10^{-9} & 1,97 \cdot 10^{-8} & 6,53 \cdot 10^{-8} & 1,23 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix}$$

Les valeurs de résistances en $[\Omega]$ des différents conducteurs pour une fréquence de 50Hz sont données ci-dessous:

$$R_1 = 4.23 \cdot 10^{-4}, \quad R_2 = 4.28 \cdot 10^{-4}, \quad R_3 = 4.00 \cdot 10^{-4}, \quad R_4 = 4.28 \cdot 10^{-4}, \quad R_5 = 4.25 \cdot 10^{-4}$$

$$R_6 = 3.98 \cdot 10^{-4}, \quad R_7 = 4.28 \cdot 10^{-4}, \quad R_8 = 4.28 \cdot 10^{-4}, \quad R_9 = 4.25 \cdot 10^{-4}, \quad R_{10} = 4.13 \cdot 10^{-4}$$

V.6.2.2. Isolant dégradé

a. Dégradation de l'isolation au niveau de tous les conducteurs

La présence de défaut dans l'ensemble multi-conducteur-isolant-encoche se traduit par la diminution de la conductivité électrique ($\sigma = 5.88 \cdot 10^{+5}$).

L'allure du potentiel vecteur magnétique est représentée par la figure (V.16) :

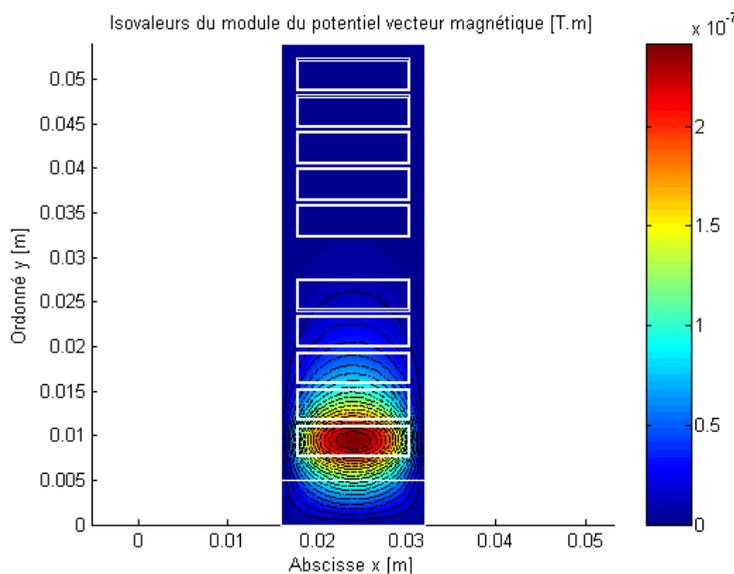


Fig.V.16 : Répartition du module du potentiel vecteur magnétique

La matrice ci-dessous résume les valeurs des inductances propres et des inductances mutuelles en $[H]$ en présence de défaut pour une fréquence de 50Hz :

$$L = \begin{bmatrix} 1.86 \cdot 10^{-7} & 1.07 \cdot 10^{-7} & 4.78 \cdot 10^{-8} & 2.13 \cdot 10^{-8} & 9.55 \cdot 10^{-9} & 1.87 \cdot 10^{-9} & 8.35 \cdot 10^{-10} & 3.70 \cdot 10^{-10} & 1.58 \cdot 10^{-10} & 5.59 \cdot 10^{-11} \\ 1.07 \cdot 10^{-7} & 1.91 \cdot 10^{-7} & 1.09 \cdot 10^{-7} & 4.88 \cdot 10^{-8} & 2.18 \cdot 10^{-8} & 4.28 \cdot 10^{-9} & 1.90 \cdot 10^{-9} & 8.46 \cdot 10^{-10} & 3.62 \cdot 10^{-10} & 1.27 \cdot 10^{-10} \\ 4.78 \cdot 10^{-8} & 1.09 \cdot 10^{-7} & 1.92 \cdot 10^{-7} & 1.10 \cdot 10^{-7} & 4.91 \cdot 10^{-8} & 9.62 \cdot 10^{-9} & 4.29 \cdot 10^{-9} & 1.90 \cdot 10^{-9} & 8.14 \cdot 10^{-10} & 2.87 \cdot 10^{-10} \\ 2.13 \cdot 10^{-8} & 4.88 \cdot 10^{-8} & 1.10 \cdot 10^{-7} & 1.92 \cdot 10^{-7} & 1.10 \cdot 10^{-7} & 2.15 \cdot 10^{-8} & 9.60 \cdot 10^{-9} & 4.25 \cdot 10^{-9} & 1.82 \cdot 10^{-9} & 6.42 \cdot 10^{-10} \\ 9.56 \cdot 10^{-9} & 2.18 \cdot 10^{-8} & 4.90 \cdot 10^{-8} & 1.10 \cdot 10^{-7} & 1.92 \cdot 10^{-7} & 4.82 \cdot 10^{-8} & 2.14 \cdot 10^{-8} & 9.52 \cdot 10^{-9} & 4.08 \cdot 10^{-9} & 1.43 \cdot 10^{-9} \\ 1.87 \cdot 10^{-9} & 4.27 \cdot 10^{-9} & 9.60 \cdot 10^{-9} & 2.15 \cdot 10^{-8} & 4.81 \cdot 10^{-8} & 1.92 \cdot 10^{-7} & 1.09 \cdot 10^{-7} & 4.85 \cdot 10^{-8} & 2.08 \cdot 10^{-8} & 7.33 \cdot 10^{-8} \\ 8.36 \cdot 10^{-10} & 1.90 \cdot 10^{-9} & 4.28 \cdot 10^{-9} & 9.60 \cdot 10^{-9} & 2.15 \cdot 10^{-8} & 1.09 \cdot 10^{-7} & 1.92 \cdot 10^{-7} & 1.09 \cdot 10^{-7} & 4.66 \cdot 10^{-8} & 1.64 \cdot 10^{-8} \\ 3.70 \cdot 10^{-10} & 8.46 \cdot 10^{-10} & 1.90 \cdot 10^{-9} & 4.25 \cdot 10^{-9} & 9.53 \cdot 10^{-9} & 4.86 \cdot 10^{-8} & 1.09 \cdot 10^{-7} & 1.90 \cdot 10^{-7} & 1.04 \cdot 10^{-7} & 3.67 \cdot 10^{-8} \\ 1.59 \cdot 10^{-10} & 3.63 \cdot 10^{-10} & 8.15 \cdot 10^{-10} & 1.82 \cdot 10^{-9} & 4.08 \cdot 10^{-9} & 2.08 \cdot 10^{-8} & 4.66 \cdot 10^{-8} & 1.04 \cdot 10^{-7} & 1.80 \cdot 10^{-7} & 8.23 \cdot 10^{-8} \\ 5.59 \cdot 10^{-11} & 1.27 \cdot 10^{-10} & 2.86 \cdot 10^{-10} & 6.42 \cdot 10^{-10} & 1.43 \cdot 10^{-9} & 7.33 \cdot 10^{-9} & 1.63 \cdot 10^{-8} & 3.66 \cdot 10^{-8} & 8.22 \cdot 10^{-8} & 1.30 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix}$$

Les résistances des différents conducteurs en utilisant la formule d'impédance (50Hz):

$$\begin{aligned} R_1 &= 4.02 \cdot 10^{-2} & R_2 &= 3.75 \cdot 10^{-2} & R_3 &= 3.75 \cdot 10^{-2} & R_4 &= 4.03 \cdot 10^{-2} & R_5 &= 4.02 \cdot 10^{-2} \\ R_6 &= 4.02 \cdot 10^{-2} & R_7 &= 4.03 \cdot 10^{-2} & R_8 &= 4.03 \cdot 10^{-2} & R_9 &= 4.03 \cdot 10^{-2} & R_{10} &= 4.02 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

À partir des résultats obtenus, on constate une augmentation légère au niveau des inductances propres et mutuelles. Les valeurs de résistances augmentent en présence de cette dégradation.

b. Dégradation de l'isolation au niveau du conducteur1

La matrice ci-dessous résume les valeurs des inductances propres et des inductances mutuelles en $[H]$ en présence de défaut au niveau de l'isolation du conducteur1 :

$$L = \begin{bmatrix} 1.83 \cdot 10^{-7} & 1.01 \cdot 10^{-7} & 4.17 \cdot 10^{-8} & 1.35 \cdot 10^{-8} & 6.41 \cdot 10^{-9} & 9.22 \cdot 10^{-10} & 2.79 \cdot 10^{-10} & 6.47 \cdot 10^{-11} & 4.83 \cdot 10^{-12} & 4.04 \cdot 10^{-12} \\ 9.97 \cdot 10^{-8} & 1.88 \cdot 10^{-5} & 9.29 \cdot 10^{-8} & 3.57 \cdot 10^{-8} & 1.34 \cdot 10^{-8} & 1.81 \cdot 10^{-9} & 4.87 \cdot 10^{-10} & 7.64 \cdot 10^{-11} & 2.07 \cdot 10^{-11} & 2.05 \cdot 10^{-11} \\ 4.00 \cdot 10^{-8} & 9.37 \cdot 10^{-8} & 1.87 \cdot 10^{-5} & 9.14 \cdot 10^{-8} & 3.59 \cdot 10^{-8} & 5.31 \cdot 10^{-9} & 1.68 \cdot 10^{-9} & 4.35 \cdot 10^{-10} & 6.52 \cdot 10^{-11} & 4.68 \cdot 10^{-11} \\ 1.52 \cdot 10^{-8} & 3.61 \cdot 10^{-8} & 9.14 \cdot 10^{-8} & 1.87 \cdot 10^{-5} & 9.34 \cdot 10^{-8} & 1.49 \cdot 10^{-8} & 5.25 \cdot 10^{-9} & 1.66 \cdot 10^{-9} & 4.48 \cdot 10^{-10} & 8.93 \cdot 10^{-11} \\ 5.62 \cdot 10^{-9} & 1.34 \cdot 10^{-8} & 3.56 \cdot 10^{-8} & 9.27 \cdot 10^{-8} & 1.88 \cdot 10^{-5} & 3.92 \cdot 10^{-8} & 1.47 \cdot 10^{-8} & 5.22 \cdot 10^{-9} & 1.67 \cdot 10^{-9} & 4.42 \cdot 10^{-10} \\ 7.31 \cdot 10^{-10} & 1.81 \cdot 10^{-9} & 5.26 \cdot 10^{-9} & 1.48 \cdot 10^{-8} & 3.92 \cdot 10^{-8} & 1.88 \cdot 10^{-5} & 9.26 \cdot 10^{-8} & 3.53 \cdot 10^{-8} & 1.26 \cdot 10^{-8} & 3.75 \cdot 10^{-9} \\ 1.87 \cdot 10^{-10} & 4.95 \cdot 10^{-10} & 1.68 \cdot 10^{-9} & 5.25 \cdot 10^{-9} & 1.49 \cdot 10^{-8} & 9.33 \cdot 10^{-8} & 1.86 \cdot 10^{-5} & 9.05 \cdot 10^{-8} & 3.38 \cdot 10^{-8} & 1.05 \cdot 10^{-8} \\ 2.17 \cdot 10^{-11} & 7.99 \cdot 10^{-11} & 4.38 \cdot 10^{-10} & 1.67 \cdot 10^{-9} & 5.28 \cdot 10^{-9} & 3.56 \cdot 10^{-8} & 9.06 \cdot 10^{-8} & 1.84 \cdot 10^{-5} & 8.83 \cdot 10^{-8} & 2.85 \cdot 10^{-8} \\ 1.33 \cdot 10^{-11} & 1.77 \cdot 10^{-11} & 7.03 \cdot 10^{-11} & 4.58 \cdot 10^{-10} & 1.71 \cdot 10^{-9} & 1.27 \cdot 10^{-8} & 3.39 \cdot 10^{-8} & 8.83 \cdot 10^{-8} & 1.76 \cdot 10^{-5} & 7.34 \cdot 10^{-8} \\ 8.74 \cdot 10^{-12} & 1.55 \cdot 10^{-11} & 2.87 \cdot 10^{-11} & 1.10 \cdot 10^{-10} & 4.90 \cdot 10^{-10} & 3.95 \cdot 10^{-9} & 1.08 \cdot 10^{-8} & 2.88 \cdot 10^{-8} & 7.37 \cdot 10^{-8} & 1.28 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix}$$

Les résistances des différents conducteurs en utilisant la formule d'impédance (50Hz):

$$\begin{aligned} R_1 &= 4.02 \cdot 10^{-2} & R_2 &= 4.07 \cdot 10^{-2} & R_3 &= 4.10 \cdot 10^{-2} & R_4 &= 4.10 \cdot 10^{-2} & R_5 &= 4.08 \cdot 10^{-2} \\ R_6 &= 4.07 \cdot 10^{-2} & R_7 &= 4.10 \cdot 10^{-2} & R_8 &= 4.10 \cdot 10^{-2} & R_9 &= 4.09 \cdot 10^{-2} & R_{10} &= 4.05 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

On constate une augmentation importante de l'inductance propre au niveau des conducteurs non défailants et une légère augmentation au niveau du conducteur défailant. Les inductances mutuelles augmentent en se rapprochant de la spire défailante et elles diminuent en s'éloignant celle-ci.

V.6.2.3 Calcul de résistances et de la matrice Inductance RL pour une fréquence de 500kHz

L'allure du potentiel vecteur magnétique pour une fréquence de 500kHz est représentée par la figure suivante :

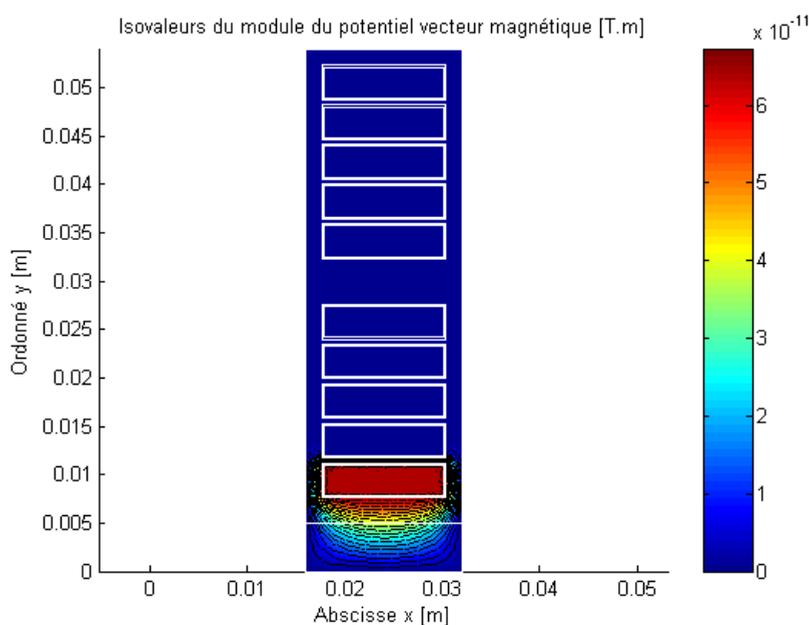


Fig.V.17 : Répartition du module du potentiel vecteur magnétique

La matrice ci-dessous résume les valeurs des inductances propres et des inductances mutuelles en $[H]$ pour une fréquence de 500kHz:

$$L = \begin{bmatrix} 4,12 \cdot 10^{-10} & 3,03 \cdot 10^{-10} & 1,29 \cdot 10^{-13} & 3,22 \cdot 10^{-16} & 3,00 \cdot 10^{-19} & 3,52 \cdot 10^{-23} & 4,71 \cdot 10^{-26} & 2,41 \cdot 10^{-29} & 6,91 \cdot 10^{-32} & 3,05 \cdot 10^{-37} \\ 1,57 \cdot 10^{-10} & 7,72 \cdot 10^{-10} & 1,57 \cdot 10^{-10} & 6,65 \cdot 10^{-14} & 1,67 \cdot 10^{-16} & 1,32 \cdot 10^{-20} & 1,84 \cdot 10^{-23} & 2,83 \cdot 10^{-26} & 1,24 \cdot 10^{-29} & 3,57 \cdot 10^{-32} \\ 6,60 \cdot 10^{-14} & 1,56 \cdot 10^{-10} & 8,70 \cdot 10^{-10} & 1,56 \cdot 10^{-10} & 6,61 \cdot 10^{-14} & 1,91 \cdot 10^{-17} & 1,30 \cdot 10^{-20} & 1,83 \cdot 10^{-23} & 2,41 \cdot 10^{-26} & 1,24 \cdot 10^{-29} \\ 1,67 \cdot 10^{-16} & 6,62 \cdot 10^{-14} & 1,56 \cdot 10^{-10} & 8,13 \cdot 10^{-10} & 1,57 \cdot 10^{-10} & 3,99 \cdot 10^{-15} & 1,93 \cdot 10^{-17} & 1,30 \cdot 10^{-20} & 1,84 \cdot 10^{-23} & 2,43 \cdot 10^{-26} \\ 2,96 \cdot 10^{-19} & 3,17 \cdot 10^{-16} & 1,27 \cdot 10^{-13} & 2,99 \cdot 10^{-10} & 7,11 \cdot 10^{-10} & 3,18 \cdot 10^{-11} & 7,65 \cdot 10^{-15} & 3,64 \cdot 10^{-17} & 2,53 \cdot 10^{-20} & 3,46 \cdot 10^{-23} \\ 3,49 \cdot 10^{-23} & 2,54 \cdot 10^{-20} & 3,65 \cdot 10^{-17} & 7,76 \cdot 10^{-15} & 3,19 \cdot 10^{-11} & 5,05 \cdot 10^{-10} & 3,00 \cdot 10^{-10} & 1,27 \cdot 10^{-13} & 3,20 \cdot 10^{-16} & 2,98 \cdot 10^{-19} \\ 2,43 \cdot 10^{-26} & 1,84 \cdot 10^{-23} & 1,31 \cdot 10^{-20} & 1,94 \cdot 10^{-17} & 3,99 \cdot 10^{-15} & 1,57 \cdot 10^{-10} & 7,93 \cdot 10^{-10} & 1,57 \cdot 10^{-10} & 6,65 \cdot 10^{-14} & 1,67 \cdot 10^{-16} \\ 1,25 \cdot 10^{-29} & 2,41 \cdot 10^{-26} & 1,83 \cdot 10^{-23} & 1,30 \cdot 10^{-20} & 1,91 \cdot 10^{-17} & 6,60 \cdot 10^{-14} & 1,56 \cdot 10^{-10} & 8,65 \cdot 10^{-10} & 1,56 \cdot 10^{-10} & 6,65 \cdot 10^{-14} \\ 3,55 \cdot 10^{-32} & 1,24 \cdot 10^{-29} & 2,40 \cdot 10^{-26} & 1,84 \cdot 10^{-23} & 1,31 \cdot 10^{-20} & 1,66 \cdot 10^{-16} & 6,56 \cdot 10^{-14} & 1,56 \cdot 10^{-10} & 1,14 \cdot 10^{-10} & 1,56 \cdot 10^{-10} \\ 3,36 \cdot 10^{-37} & 6,46 \cdot 10^{-32} & 2,24 \cdot 10^{-29} & 4,41 \cdot 10^{-26} & 3,28 \cdot 10^{-23} & 2,81 \cdot 10^{-19} & 3,01 \cdot 10^{-16} & 1,21 \cdot 10^{-13} & 2,83 \cdot 10^{-10} & 6,22 \cdot 10^{-10} \end{bmatrix}$$

Les valeurs de résistances en $[\Omega]$ des différents conducteurs pour une fréquence de 500kHz sont données ci-dessous:

$$R_1 = 0.86, \quad R_2 = 0.44, \quad R_3 = 0.44, \quad R_4 = 0.44, \quad R_5 = 0.84$$

$$R_6 = 0.85, \quad R_7 = 0.44, \quad R_8 = 0.44, \quad R_9 = 0.44, \quad R_{10} = 0.80$$

On remarque que les résistances des différentes spires augmentent avec l'augmentation de la fréquence et les inductances propres et mutuelles diminuent.

V.6.3. Encoche rotorique

V.6.3.1 Isolant sain

Nous nous basons sur la géométrie définie par La figure (V.8) et le maillage utilisé tel qu'il est représenté dans la figure (V.9), pour déterminer les résistances, les inductances propres et les mutuelles. L'allure du potentiel vecteur magnétique pour une fréquence de 50Hz est représentée par la figure suivante:

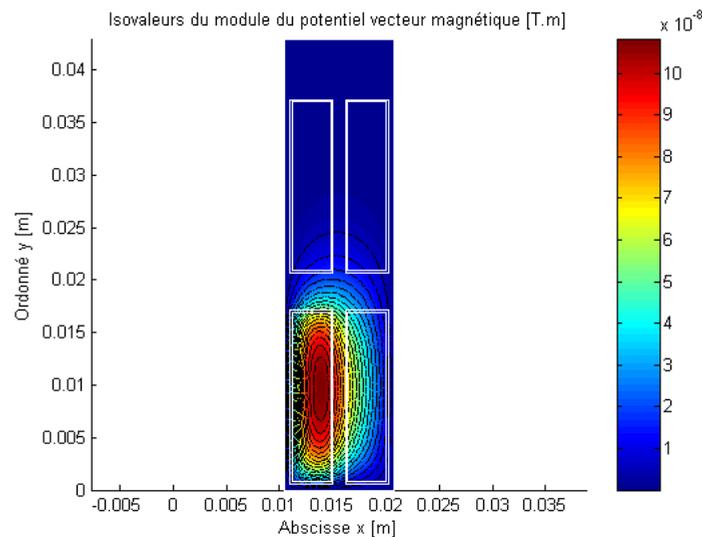


Fig.V.18 : Répartition du module du potentiel vecteur magnétique

Les valeurs des différentes inductances propres et mutuelles sont données par la matrice ci-dessous en $[H]$:

$$L = \begin{bmatrix} 7.65 \cdot 10^{-8} & 3.10 \cdot 10^{-8} & 2.05 \cdot 10^{-9} & 1.78 \cdot 10^{-9} \\ 3.10 \cdot 10^{-8} & 7.65 \cdot 10^{-8} & 1.78 \cdot 10^{-9} & 2.04 \cdot 10^{-9} \\ 2.06 \cdot 10^{-9} & 1.79 \cdot 10^{-9} & 8.15 \cdot 10^{-8} & 3.45 \cdot 10^{-8} \\ 1.79 \cdot 10^{-9} & 2.05 \cdot 10^{-9} & 3.45 \cdot 10^{-8} & 8.15 \cdot 10^{-8} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des différentes résistances en $[\Omega]$:

$$R_1 = 2.79.10^{-4} ; R_2 = 2.79.10^{-4} ; R_3 = 2.80.10^{-4} ; R_4 = 2.80.10^{-4}$$

V.6.3.2 Isolant dégradé

a. Dégradation de l'isolation au niveau d'un conducteur

Les valeurs des différentes inductances propres et mutuelles en présence de la dégradation de l'isolation au niveau du conducteur 1 sont données par la matrice ci-dessous en $[H]$:

$$L = \begin{bmatrix} 7.76.10^{-8} & 3.31.10^{-8} & 2.36.10^{-9} & 2.10.10^{-9} \\ 3.29.10^{-8} & 7.78.10^{-6} & 2.03.10^{-9} & 2.28.10^{-9} \\ 2.33.10^{-9} & 2.03.10^{-9} & 8.28.10^{-6} & 3.56.10^{-8} \\ 2.07.10^{-9} & 2.28.10^{-9} & 3.56.10^{-8} & 8.28.10^{-6} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des différentes résistances en $[\Omega]$:

$$R_1 = 2.74.10^{-2} ; R_2 = 2.74.10^{-2} ; R_3 = 2.75.10^{-2} ; R_4 = 2.75.10^{-2}$$

b. Dégradation de l'isolation au niveau de deux conducteurs

Les valeurs des différentes inductances propres et mutuelles en présence de la dégradation de l'isolation au niveau du conducteur 1 et 2 ($\sigma = 5.88.10^{+5}$) sont données par la matrice ci-dessous en $[H]$:

$$L = \begin{bmatrix} 7.78.10^{-8} & 3.35.10^{-8} & 2.39.10^{-9} & 2.12.10^{-9} \\ 3.35.10^{-8} & 7.78.10^{-8} & 2.12.10^{-9} & 2.38.10^{-9} \\ 2.36.10^{-9} & 2.09.10^{-9} & 8.28.10^{-6} & 3.56.10^{-8} \\ 2.07.10^{-9} & 2.29.10^{-9} & 3.53.10^{-8} & 7.82.10^{-6} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des différentes résistances en $[\Omega]$:

$$R_1 = 2.74.10^{-2} ; R_2 = 2.74.10^{-2} ; R_3 = 2.75.10^{-2} ; R_4 = 2.75.10^{-2}$$

On constate une augmentation importante des valeurs des inductances propres au niveau des spires saines et une légère augmentation au niveau de la spire défailante, toutes les inductances

mutuelles sont légèrement augmentées. Les différentes résistances sont augmentées en présence de défaut au niveau du conducteur 1 et 2.

c. Dégradation de l'isolation au niveau de tous les conducteurs

Dans ce cas, la matrice inductance est donnée par :

$$L = \begin{bmatrix} 7.78.10^{-8} & 3.35.10^{-8} & 2.43.10^{-9} & 2.17.10^{-9} \\ 3.35.10^{-8} & 7.78.10^{-8} & 2.17.10^{-9} & 2.43.10^{-9} \\ 2.43.10^{-9} & 2.17.10^{-9} & 8.31.10^{-8} & 3.74.10^{-8} \\ 2.17.10^{-9} & 2.43.10^{-9} & 3.75.10^{-8} & 8.31.10^{-8} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des différentes résistances en $[\Omega]$:

$$R_1 = 2.74.10^{-2} ; R_2 = 2.74.10^{-2} ; R_3 = 2.74.10^{-2} ; R_4 = 2.74.10^{-2}$$

Lors d'apparition de défaut, on constate une augmentation sensible de valeurs de résistances et d'inductances propres et mutuelles.

V.6.3.3 Isolant sain à 500kHz

Les valeurs des différentes inductances propres et mutuelles sont données par la matrice ci-dessous en $[H]$:

$$L = \begin{bmatrix} 4.58.10^{-10} & 1.24.10^{-10} & 7.00.10^{-12} & 1.95.10^{-12} \\ 1.26.10^{-10} & 7.55.10^{-10} & 1.96.10^{-12} & 7.07.10^{-12} \\ 8.22.10^{-12} & 2.28.10^{-12} & 9.21.10^{-10} & 1.53.10^{-10} \\ 2.30.10^{-12} & 8.24.10^{-12} & 1.53.10^{-10} & 7.63.10^{-10} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des différentes résistances en $[\Omega]$:

$$R_1 = 0.86 ; R_2 = 0.87 ; R_3 = 1.01 ; R_4 = 2.73$$

On remarque que les résistances augmentent avec l'augmentation des fréquences et les inductances propres et mutuelles diminuent.

V.7. Schéma équivalent de l'encoche rotorique

Le schéma équivalent de l'encoche rotorique permettant l'analyse de la réponse du système multiconducteur à un échelon de tension aussi bien en régime sain qu'en régime de dégradation des isolants en utilisant le logiciel P-SPICE, est donné par la figure (V.19) :

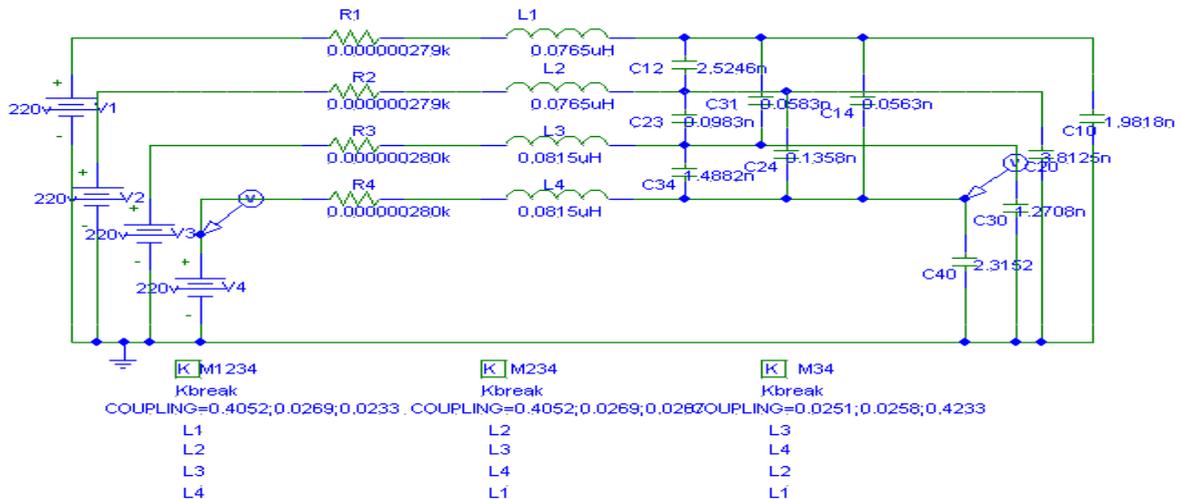


Fig.V.19 : Schéma équivalent de l'encoche rotorique

V.7.1 Résultats de simulation

Les résultats obtenus de la simulation permettent de visualiser la tension à l'entrée et à la sortie de chaque conducteur de l'encoche rotorique. A partir desquels on peut tirer directement des renseignements pratiques sur l'état de santé de l'isolation.

V.7.1.1 Isolant sain

Les résultats de simulation obtenus sous environnement P-SPICE, en utilisant les paramètres RLC obtenus par éléments finis de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche dans le cas où l'isolation est saine, sont représentés par les figures (V.20), (V.21), (V.22) et (V.23):

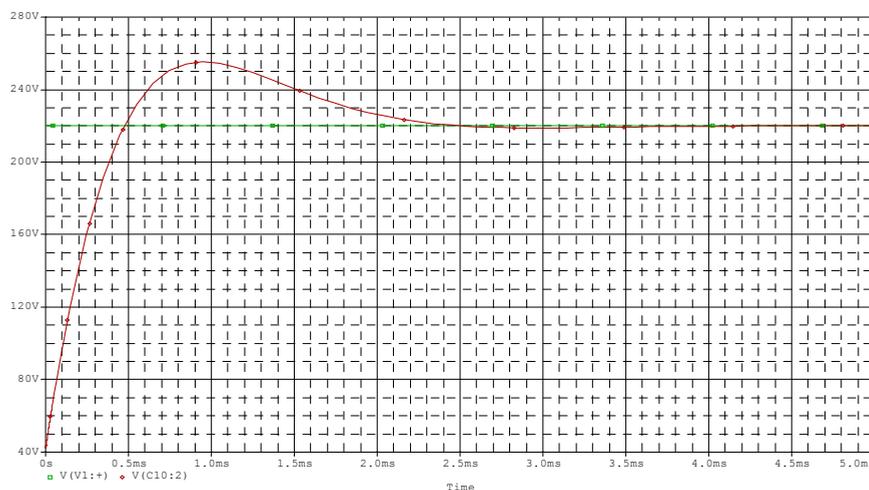


Fig.V.20 : Tension à la sortie du conducteur 1 lorsque l'isolant est sain

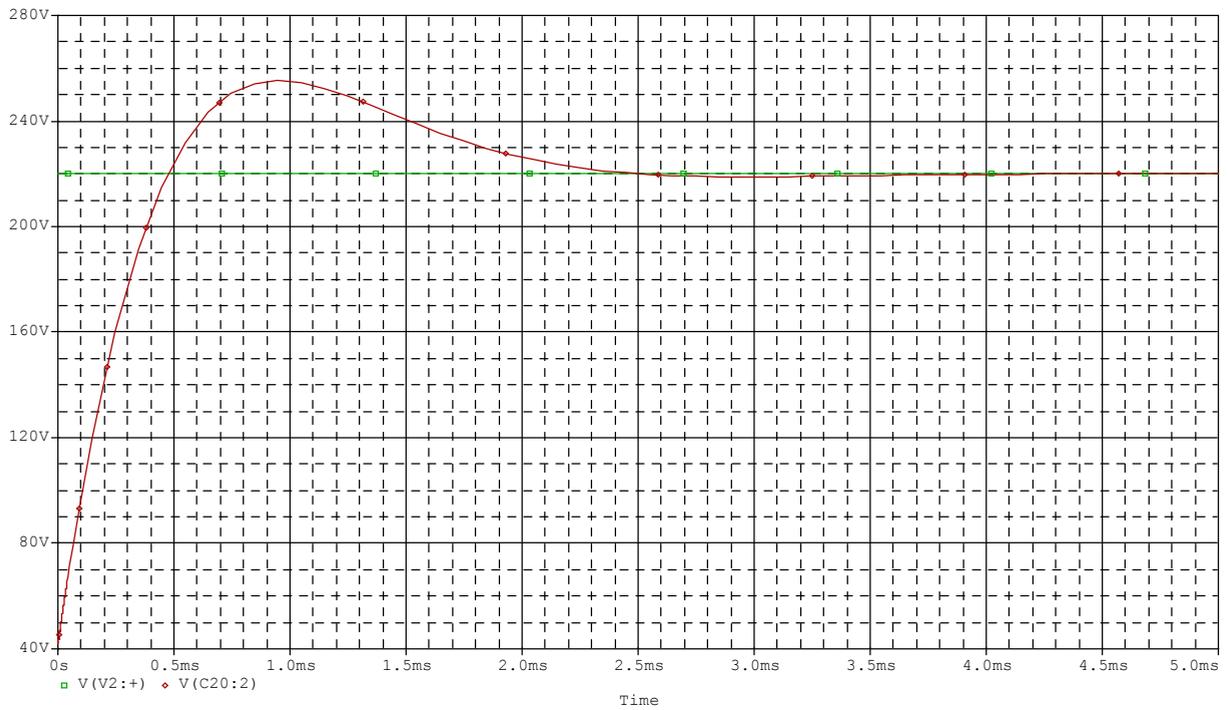


Fig.V.21 : Tension à la sortie du conducteur 2 lorsque l'isolant est sain

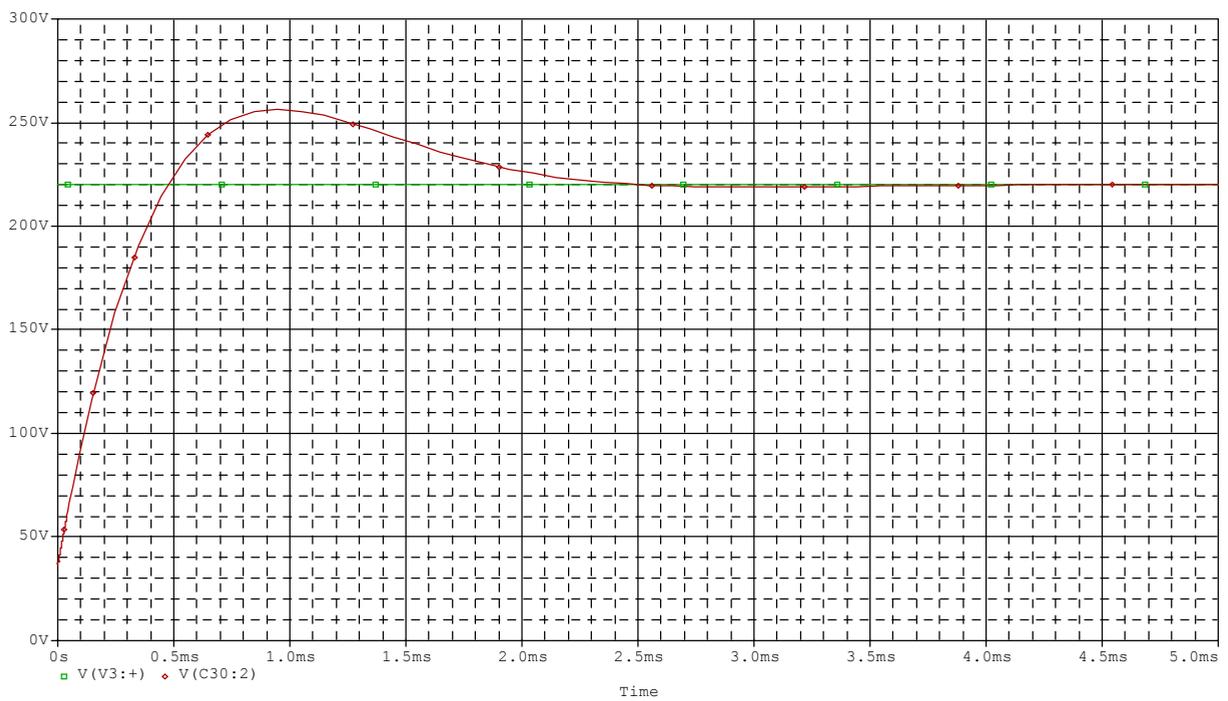


Fig.V.22 : Tension à la sortie du conducteur 3 lorsque l'isolant est sain

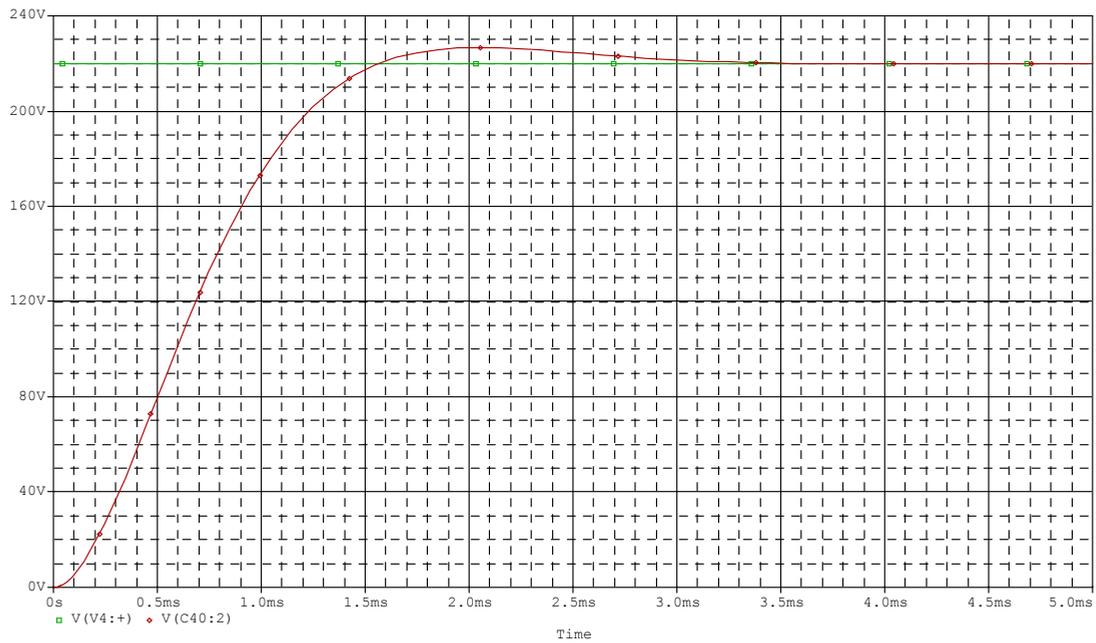


Fig.V.23: Tension à la sortie du conducteur 4 lorsque l'isolant est sain

V.7.1.2. Dégradation de l'isolation des conducteurs et du mur isolant

les résultats de simulation obtenus sous environnement P-SPICE, en utilisant les paramètres RLC obtenus par éléments finis de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche dans le cas où l'isolation des conducteurs et du mur isolant est dégradée, sont représentés par les figures(V.24), (V.25), (V.26) et (V.27):

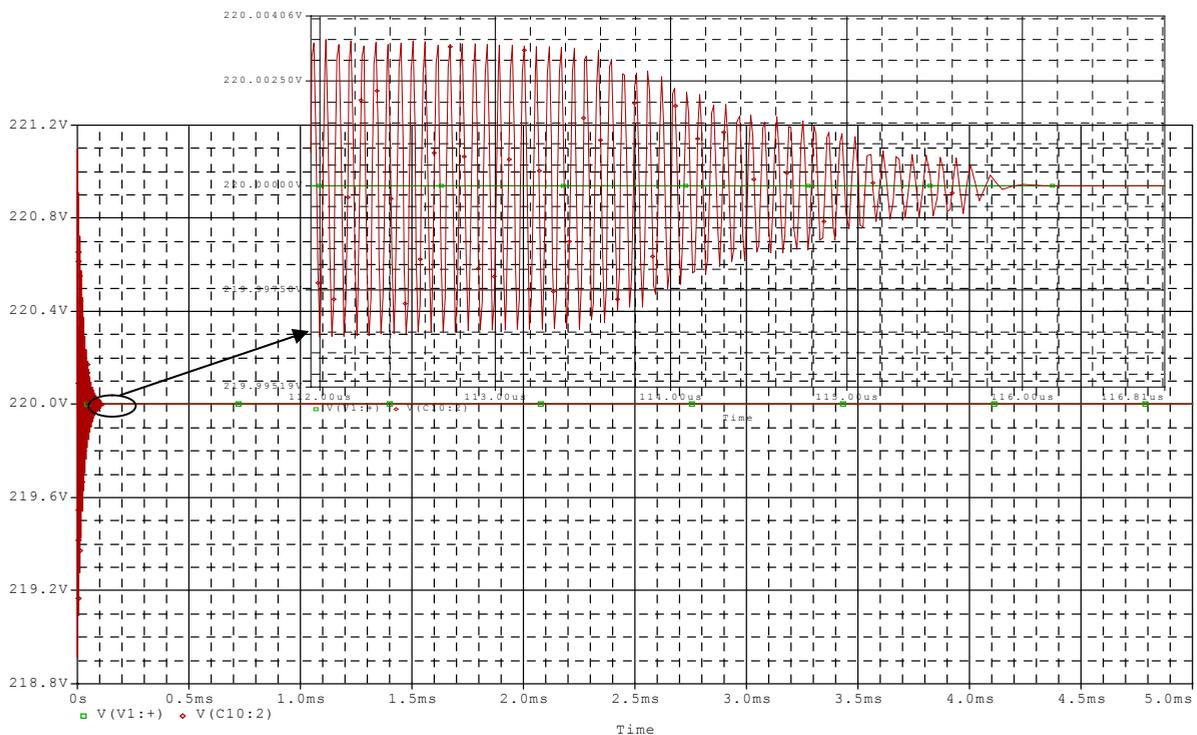


Fig.V.24 : Tension à la sortie du conducteur 1 lorsque l'isolant est dégradé

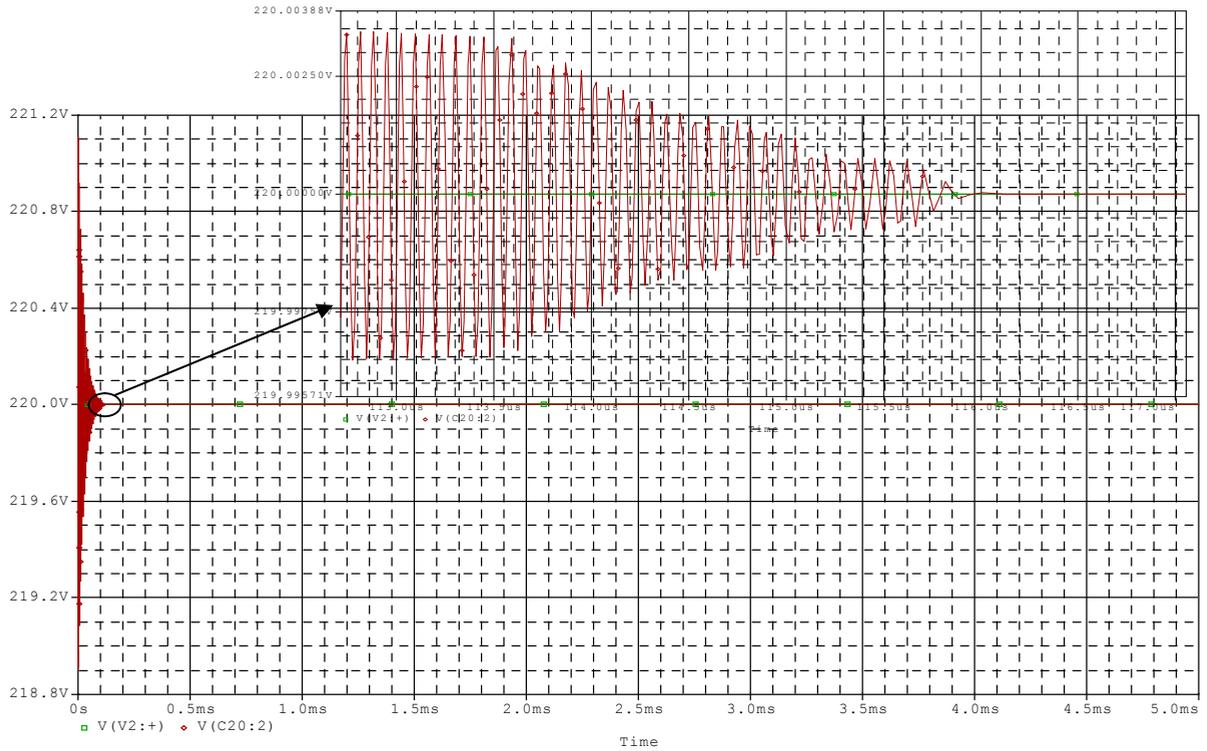


Fig.V.25 : Tension à la sortie du conducteur 2 lorsque l'isolant est dégradé

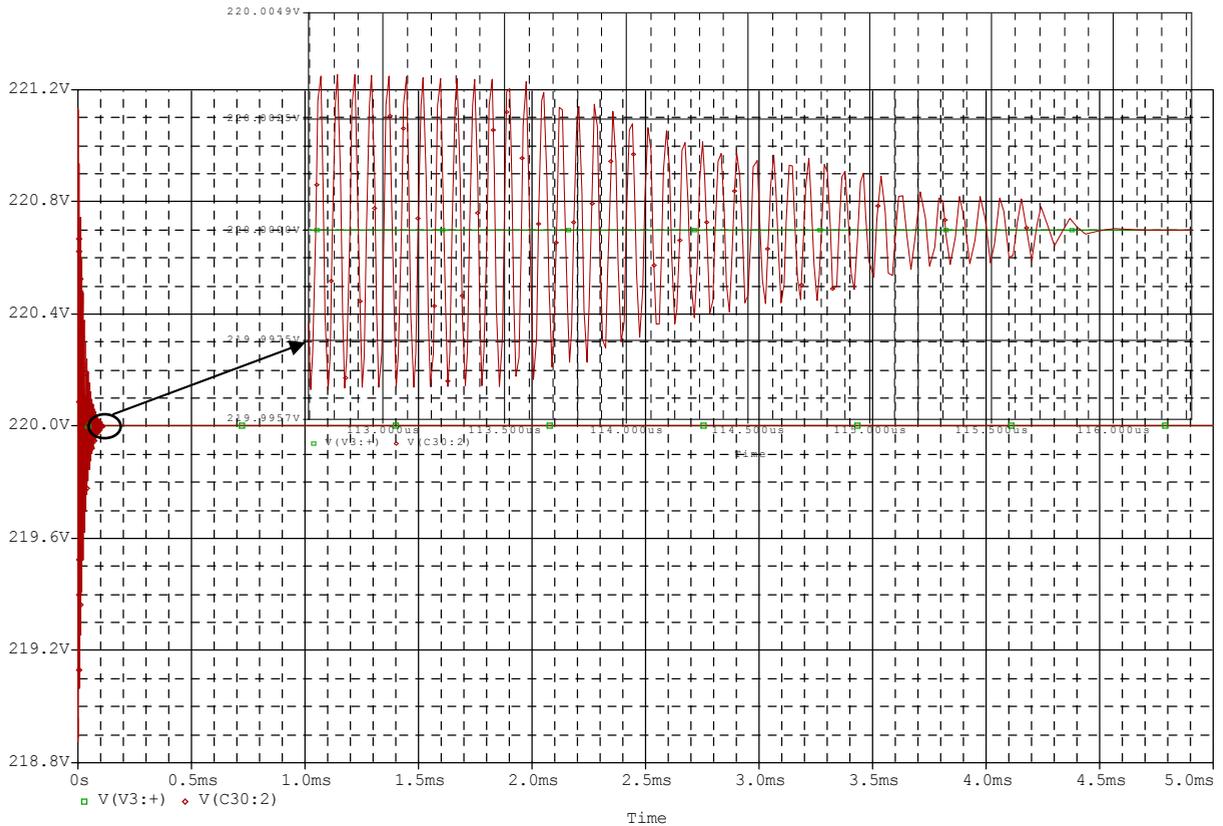


Fig.V.26 : Tension à la sortie du conducteur 3 lorsque l'isolant est dégradé

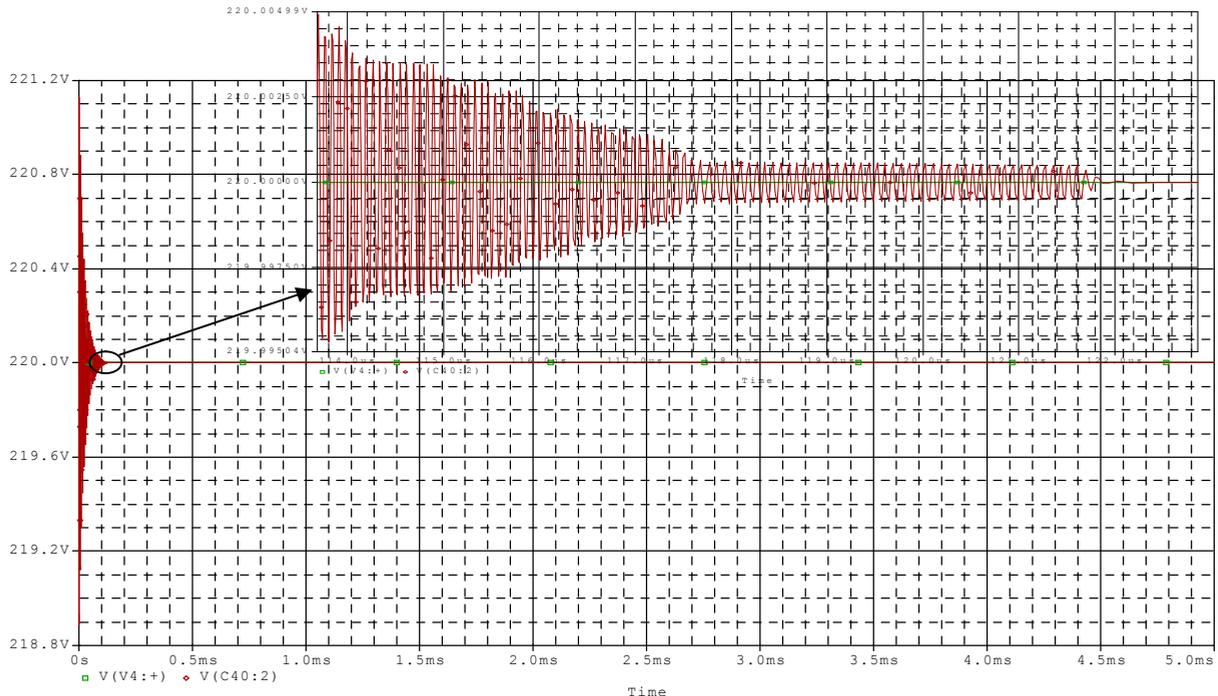


Fig.V.27 : Tension à la sortie du conducteur 4 lorsque l'isolant est dégradé

V.7.1.3. Dégradation de l'isolation au niveau d'un seul conducteur (conducteur1)

les résultats obtenus par simulation sous environnement P-SPICE, en utilisant les paramètres RLC obtenus par éléments finis de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche dans le cas où l'isolation du 1^{er} conducteur est dégradée, sont représentés par les figures(V.28), (V.29), (V.30) et (V.31):

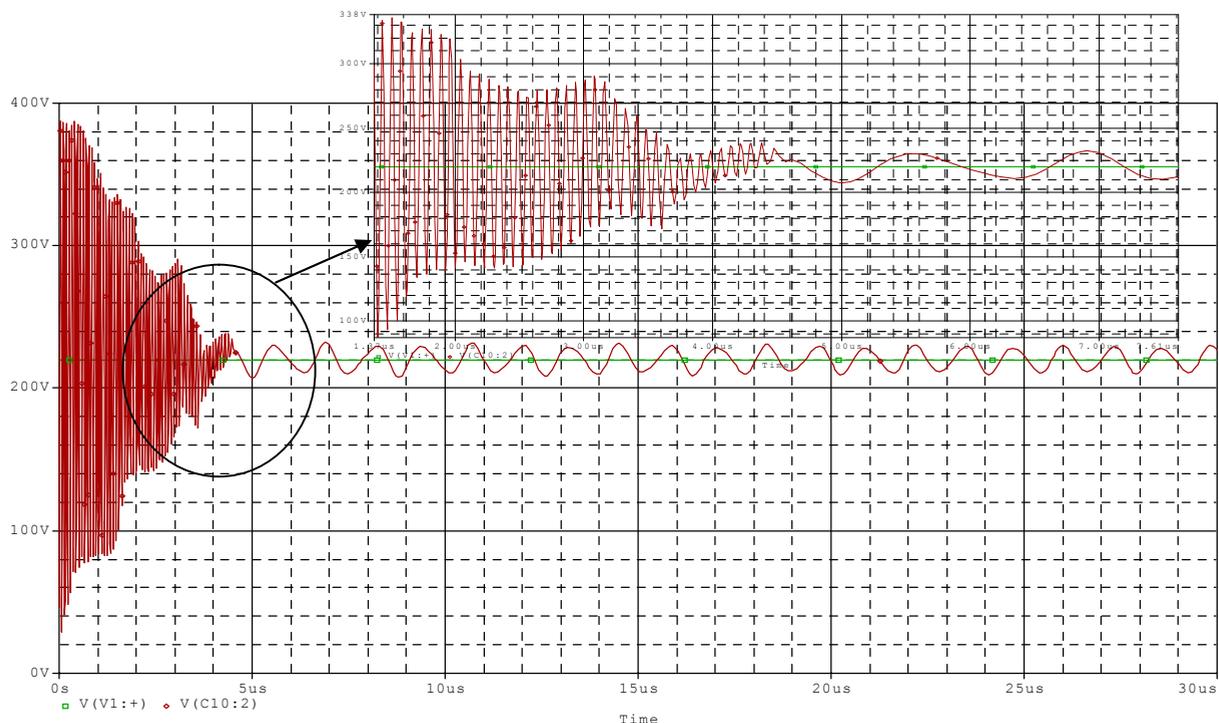


Fig.V.28 : Tension à la sortie du conducteur 1 lorsque l'isolant du conducteur 1 est dégradé

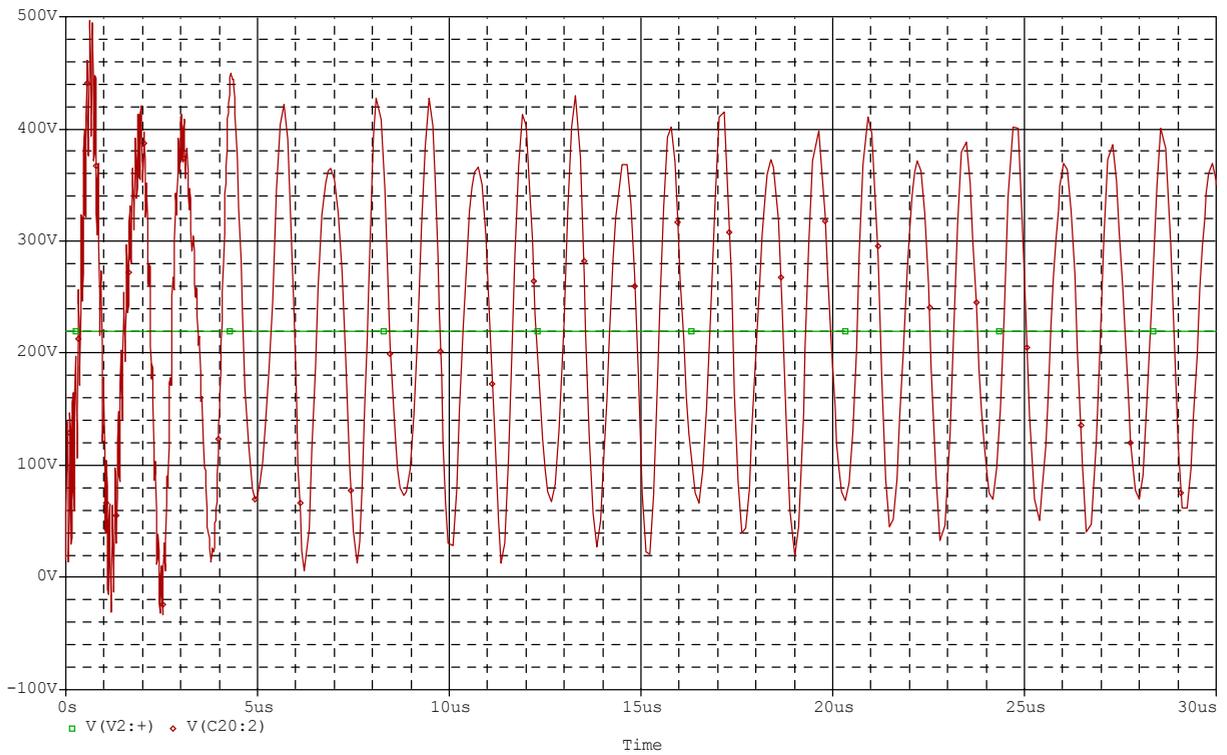


Fig.V.29 : Tension à la sortie du conducteur 2 lorsque l'isolant du conducteur 1 est dégradé

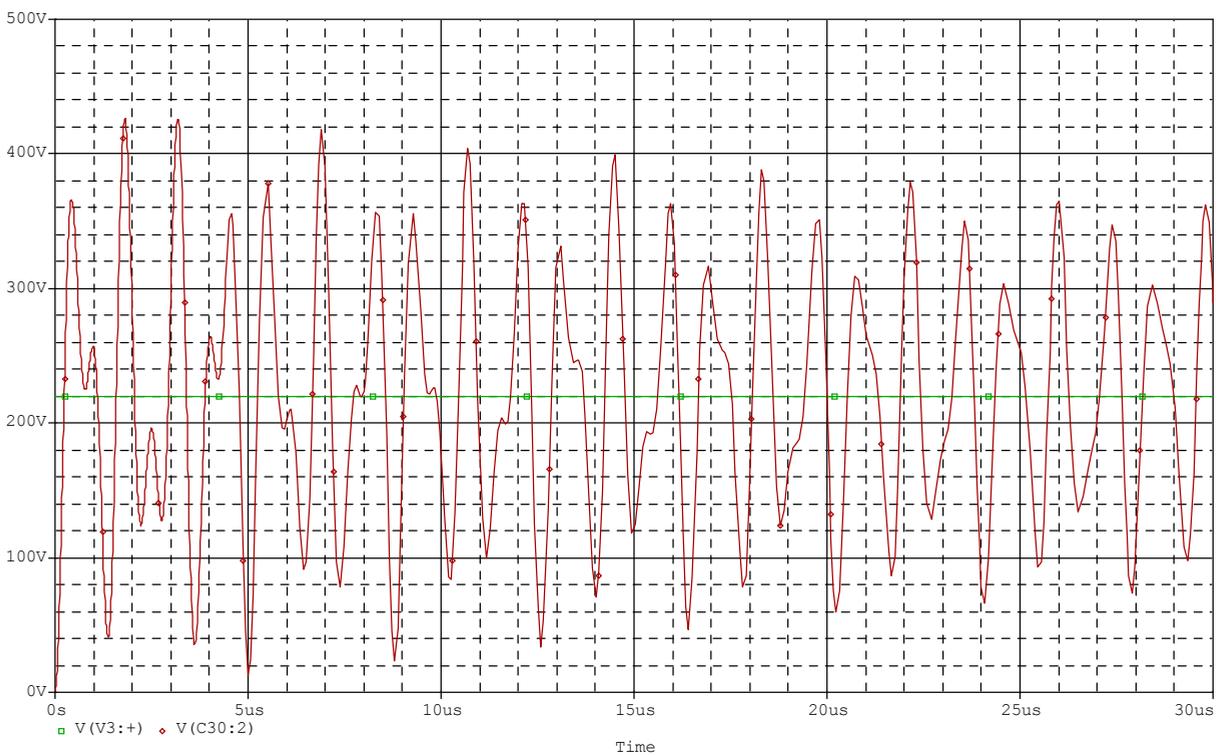


Fig.V.30 : Tension à la sortie du conducteur 3 lorsque l'isolant du conducteur 1 est dégradé

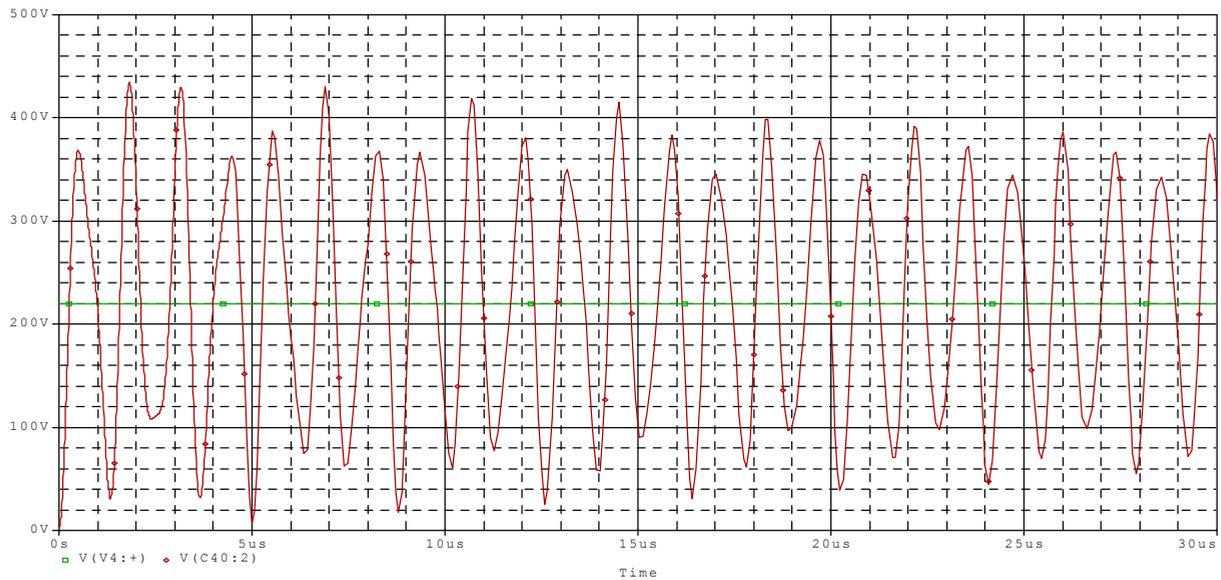


Fig.V.31: Tension à la sortie du conducteur 4 lorsque l'isolant du conducteur 1 est dégradé

V.7.1.4. Dégradation de l'isolation au niveau de deux conducteurs (conducteur 1 et 2)

les résultats obtenus par simulation sous environnement P-SPICE, en utilisant les paramètres RLC obtenus par éléments finis de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche dans le cas où l'isolation du 1^{er} et du 2^{ème} conducteur est dégradée, sont représentés par les figures(V.32), (V.33), (V.34) et (V.35):

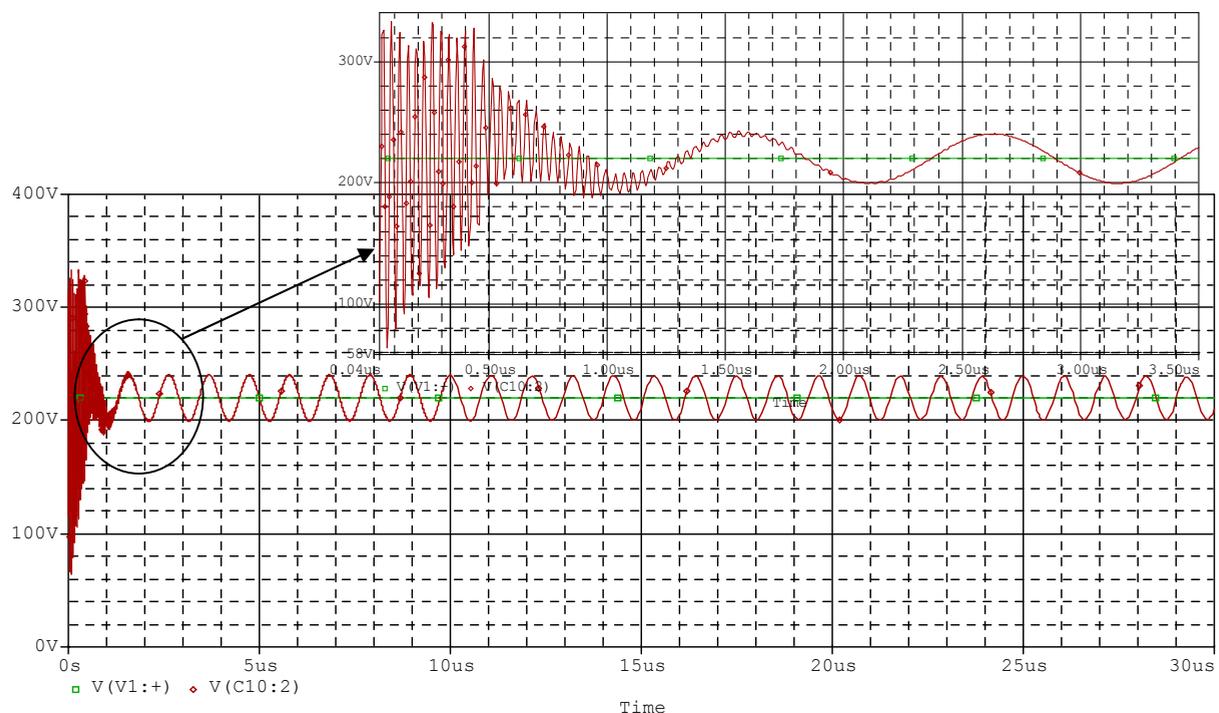


Fig.V.32 : Tension à la sortie du conducteur 1 lorsque l'isolant de 2 conducteurs (1et2) est dégradé

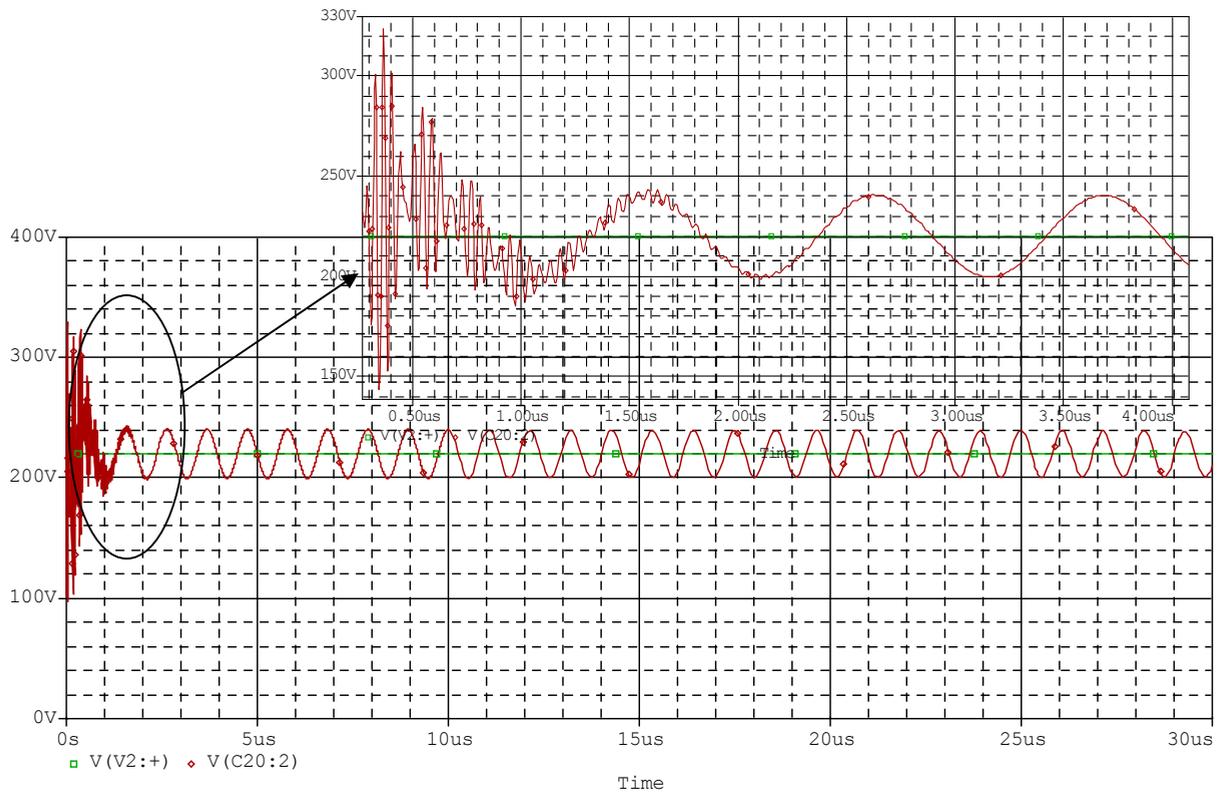


Fig.V.33 : Tension à la sortie du conducteur 2 lorsque l'isolant de 2conducteurs (1et2) est dégradé

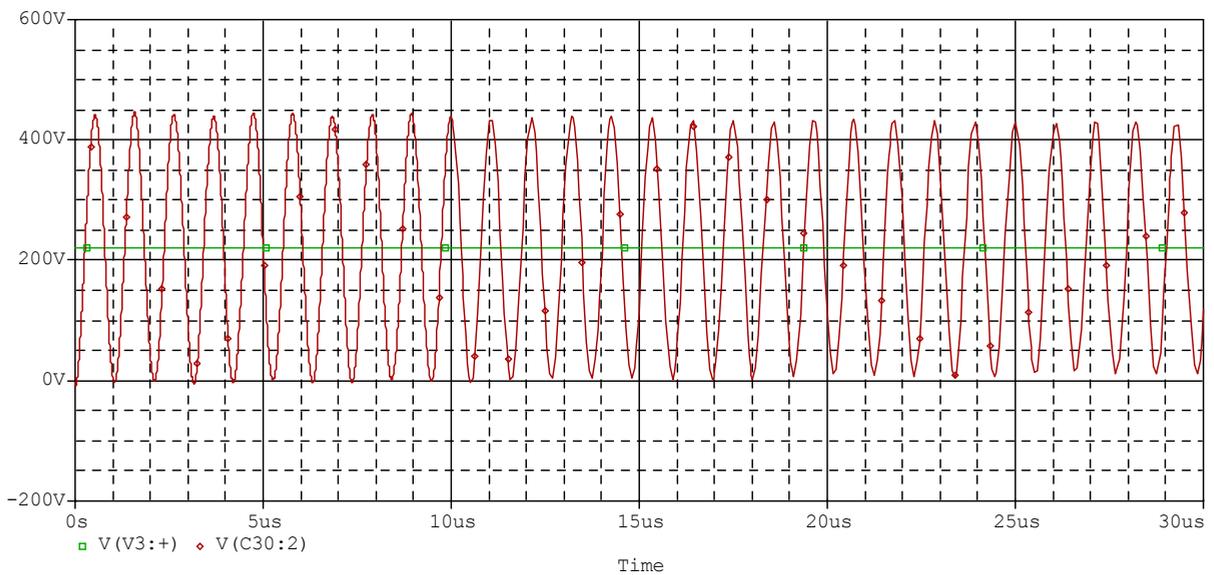


Fig.V.34 : Tension à la sortie du conducteur 3 lorsque l'isolant de 2conducteurs (1et2) est dégradé

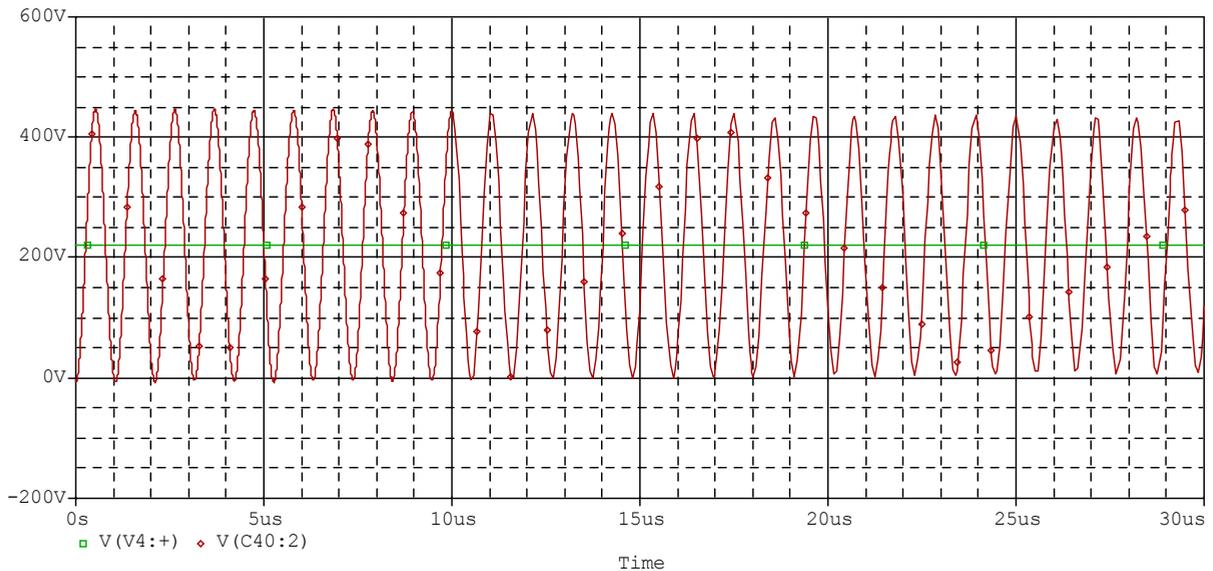


Fig.V.35 : Tension à la sortie du conducteur 4 lorsque l'isolant de 2conducteurs (1et2) est dégradé

V.7.2 Interprétation des résultats

De la figure (V.20), (V.21), (V.22), (V.23), on déduit que la réponse indicielle du système à un échelon de 220V est de second ordre (système RLC), qui apporte de bonnes performances en terme de poursuite et de dépassement.

En présence de la dégradation de l'isolation (figure (V.24), (V.25), (V.26), (V.27)), on constate que la réponse du système présente beaucoup d'oscillations amorties, qui s'expliquent par la diminution du coefficient d'amortissement causée par la variation des paramètres de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche (RLC). Par conséquent, le régime transitoire présente des pics importants de tension, qui sont néfastes pour l'isolation des conducteurs à cause des risques d'échauffement. D'après les résultats obtenus, on est amené à distinguer que le temps de réponse devient plus court en présence de la dégradation de l'isolation comparé à celui de l'isolation saine. En régime transitoire, nous avons affaire à la propagation d'ondes électromagnétiques qui se réfléchissent et après des allers-retours elles s'amortissent pour ne laisser subsister que le régime permanent.

La dégradation de l'isolation au niveau d'un ou plusieurs conducteurs a pour effet d'augmenter la tension au niveau des conducteurs sains et on remarque des oscillations importantes de la tension à tout instant dans ces conducteurs. Au niveau des conducteurs où l'isolation est dégradée, on constate que le système présente des oscillations (pics de tensions importants) en régime transitoire, ces oscillations sont entretenues en régime permanent.

V.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents résultats obtenus par l'application de la méthode des éléments finis au problème électromagnétique A-J et au problème électrostatique V en 2D. Pour identifier la présence d'un défaut et de donner une idée globale sur l'état du système d'isolation de la machine, il est nécessaire de suivre l'évolution des différents paramètres de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche RLC. Le modèle utilisé permet de simuler pratiquement tous les défauts envisageables dans l'isolation de l'encoche.

L'amplitude du potentiel scalaire électrique est supérieure en présence de la dégradation de l'isolation du système.

La dégradation de l'isolation se manifeste par l'augmentation des résistances, d'inductances (propres et mutuelles) et par la diminution des différentes capacités entre spires et entre spire et masse de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche.

On remarque que les résistances augmentent avec l'augmentation de la fréquence et les inductances propres et mutuelles diminuent. Les capacités ne dépendent pas de la fréquence.

Il existe beaucoup de signatures révélatrices de défauts (dégradation de l'isolation), la détermination de ces signatures, nous permet de prendre les précautions nécessaire pour la protection de la machine est d'augmenter sa durée de vie.

On ne peut pas faire la comparaison des résultats donnés par ce modèle avec ceux issus des méthodes analytiques car les méthodes analytiques ne tiennent pas compte de l'effet de peau et de proximité.

Conclusion générale

La surveillance et le diagnostic des machines électriques sont des éléments clé pour la maintenance préventive des systèmes électrotechniques de production et d'utilisation de l'énergie. Les machines électriques nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances, à cause de leurs utilisations fréquentes dans diverses applications. Le diagnostic de celles-ci nécessite un travail préalable de modélisation et de simulation des défauts. L'objectif visé à travers notre travail est le diagnostic des machines électriques par l'analyse et la surveillance des isolants dans une encoche. Un modèle électromagnétique qui utilise la résolution par éléments finis 2D des équations du champ, en adoptant la représentation complexe, a été développé.

Pour aborder l'étude, nous avons rappelé les éléments de constitution de la machine afin de préciser les différents défauts pouvant survenir sur ceux-ci en se focalisant sur les isolants qui représentent en effet le point faible des machines moyenne et haute tension. Ensuite, nous avons cité quelques méthodes de détection existantes et nous avons constaté que la majorité de ces méthodes ne permettent pas de détecter un défaut naissant. Nous nous sommes intéressés par la suite à la mise au point de modèles de défauts statoriques et rotoriques de la machine, en discutant les méthodes de modélisation actuellement utilisées afin d'établir la présence d'un défaut en précisant leurs avantages et leurs inconvénients. Le choix d'une méthode de résolution est intimement lié à la géométrie et aux caractéristiques de la structure considérée. Nous avons retenu le modèle électromagnétique interne basé sur la mise en place des équations de Maxwell. Le modèle est basé sur une formulation électrostatique et magnétodynamique en terme de potentiel vecteur magnétique et densité de courant $A-J$ complexe. Le traitement de ce modèle, en vue de sa résolution numérique par la méthode des éléments finis a été étayé. L'exploitation du code de calcul a permis la détermination des différents paramètres telles que les résistances, les inductances (propres et mutuelles) et les différentes capacités entre spires et entre spire et masse.

Le calcul des paramètres capacitifs a été conduit en résolvant l'équation électrostatique 2D, en s'appuyant sur l'approche des charges électriques et la résolution du problème magnétique-densité de courant ($A-J$), nous a conduit au calcul de résistances et d'inductances propres et mutuelles à travers l'exploitation du couple potentiel-courant total. La surveillance des paramètres de modèle comportementaux de la machine permet de nous donner une idée globale sur l'état de l'isolation.

La dégradation de l'isolation se manifeste par la diminution des différentes capacités entre spires et entre spire et masse et par l'augmentation des résistances, d'inductances propres et mutuelles de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche. La résistance augmente avec l'augmentation de la fréquence et l'inductance (propre et mutuelle) diminue. Les différentes capacités ne dépendent pas de la fréquence.

La mise en œuvre sous P-SPICE d'un schéma équivalent de l'ensemble multiconducteur-isolant-encoche permet d'analyser la réponse du système à un échelon de tension aussi bien en régime sain qu'en régime de dégradation de l'isolation.

Parmi les perspectives et développements réalisables, nous envisagerons :

- Une étude expérimentale.
- Disposer des signatures relatives à chaque type de dégradations.
- Etudier de la durée de vie de l'isolation dans les machines électriques.

Bibliographie

- [Ahmad 1992]: A. Ahmad 1992, «Contribution à la Modélisation des Transformateurs de Puissance et de leur Comportement en Haute Fréquence», thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 1992.
- [Ali Abdallah 2004]: A. Ali Abdallah, V. Devanneaux, J. Faucher, B. Dagues, A. Randria ; «Modelling of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines with Stator Faults», the 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp 3031- 3036, November 2 - 6, 2004.
- [Anton D2360] A. Anton, J-L. Steinle; « Micas et Produits micacés », Technique de l'ingénieur, D2360, 2002.
- [Bachir 2002] : S. Bachir; « Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique », thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2002
- [Barakat 2008]: A. Mahyob, P. Reghem, G. Barakat, « Non Linear Modeling of Stator Faults in Induction Machines using Permeance Network Method », ICEM 2008.
- [Barakat 2009]: A. Mahyob, P. Reghem, and G. Barakat, « Permeance Network Modelling of the Stator Winding Faults in Electrical Machines », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 3, pp 1820-1823, March 2009
- [Bastos 2003]: J. P. A .Bastos, N. Sadowski, « Electromagnetic modeling by finite element methods». Library of congress cataloguing - in - Publication data. Marcel Dekker, USA, 2003.
- [Benbouzid, 2000]: M. Benbouzid; « A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection », IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 47, No. 5, pp 984-993, October 2000
- [Bergoug 2006]: N. Bergoug; « Etude de l'Influence des Matériaux Ferromagnétiques sur les Performances d'une Machine MHD Par la Modélisation Numérique 2D », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006
- [Bossavit 1991]: A. Bossavit, C. Emson, I.D. Mayergoyz ; « Méthodes numériques en électromagnétisme », Edition Eyrolles, 1991.
- [Bouchard 1997]: R. Bouchard, G. Olivier; «Conception de Moteurs Asynchrones Triphasés », édition corrigée, 1997.
- [Boulenger 2003]: A. Boulenger, C. Pauchaud, « Analyse vibratoire en maintenance préventive », Edition Dunod, Paris 2003.
- [Boumegoura 2001] : T. Boumegoura; « Recherche de Signature Electromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et Synthèse d'Observateurs en Vue du Diagnostic », thèse de Doctorat, Ecole Doctorale de Lyon, 2001.
- [Casimir 2003a] : R. Casimir ; « Diagnostic des Défauts des Machines Asynchrones par Reconnaissance des Formes », thèse de Doctorat, Ecole Doctorale de Lyon 2003.
- [Casimir 2003b] : R.Casimir, E.Bouteleux, H.Yahoui, G.Clerc (CEGELY),H.Henao, C.Delmotte, G-A.Capolino(CREA), G.Rostaing, J-P.Rognon (LEG),E.Foulon, L.Loron (GE44), G.Didier, H.Razik (GREEN), G.Houdouin, G.Barakat, B. Dakyo (GREAH), S.Bachir, S.Tnani, G.Champenois,J-C. Trigeassou (LAI), V.Devanneaux, B.Dagues, J.Faucher (LEEI) « Comparaison de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone en présence de défauts. » EF'2003 Electrotechnique du futur 9et 10 Décembre 2003, Supélec, France.

- [Chauveau 2001] Eric Chauveau ; « Contribution au Calcul Electromagnétique et thermique des Machines Electriques, Application à l'étude de l'influence des harmoniques sur l'échauffement des moteurs asynchrones » thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2001.
- [Coello 1993] R. Coello, B. Aladenize ; « Les diélectriques, propriétés diélectrique des matériaux », Edition Hermès, 1993.
- [De Gersem 2002]: H. D. Gersem, K. Hameyer; «A Multiconductor Model for Finite-Element Eddy-Current Simulation», IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 2, pp 533-536, March 2002.
- [De Gersem 2004]: H. De. Gersem, K. Hameyer, T. Weiland; «Field-circuit coupled models in electromagnetic simulation », Journal of Computational and Applied Mathematics 168, pp. 125-133, 2004.
- [Devanneaux 2003]: V. Devanneaux, B. Dagues, J. Faucher, G. Barakat, « An accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults », Elsevier Mathematics and Computers in Simulation N°.63, pp. 377-391, 2003.
- [Didier 2004] G. Didier ; « Modélisation et Diagnostic de la machines asynchrone en présence de défaillance », thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, 2004.
- [Dhatt 2005]: G. Dhatt, G. Touzot, E. Lefrançois; « Méthodes des Eléments Finis », Lavoisier, 2005.
- [El Amraoui 2002] : L. El Amraoui ; « Conception Electromécanique d'une gamme d'actionneurs Linéaires Tubulaires à Réductance Variable », thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [Faiz 2008]: J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, H. A. Toliyat; « Finite-Element Transient Analysis of Induction Motors Under Mixed Eccentricity Fault », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 1, pp 66-74, January 2008.
- [Fournet 2002] : G. Fournet; « Électromagnétisme », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D1020, 2002.
- [Fournié 1986] : Robert Fournié ; « Les isolants en Electrotechnique, (Concepts et théories) », Edition Eyrolles, 1986.
- [Fournié 1990] Robert Fournié, « Les isolants en Electrotechnique (Essai, Mécanisme de dégradation, applications industrielles) », Edition Eyrolles, 1990.
- [Freisleben 1998] B. Freisleben, M. Hoof and R. Patsch; «Using Counterpropagation Neural Networks for Partial Discharge Diagnosis», Neural Computing & Applications (1998)7; pp. 318-333, Springer 1998
- [Gardiol 1996]: F. Gardiol; «Traité d'électricité», Electromagnétisme, volume III, Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, Suisse, 1996.
- [Gross 2008]: D.W. Gross, J.J. Walker; « Partial Discharge Monitoring on Rotating Machines using a Modular Instrument Approach »,LH Marthinusen Rotating Machines Conference, 2008
- [Grubic 2008]: S. Grubic, J. M. Aller, B. Lu, and T. G. Habetler; «A Survey on Testing and Monitoring Methods for Stator Insulation Systems of Low-Voltage Induction Machines Focusing

- on Turn Insulation Problems », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 12, pp 4127-4136, December 2008.
- [Hecquet 1995]: M. Hecquet, P. Brochet; « Modelling of a Claw-Pole Alternator using Permeance Network Coupled with Electric Circuits », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 3, pp. 2121-2134, May 1995.
- [Hecquet 1996] : M. Hecquet, P. Brochet ; « Modélisation d'un alternateur automobile par un réseau de perméances couplé à des circuits électriques », J. Phys.III France 6 (1996) pp.1099-1116, 1996.
- [Henneron 2004]: T. Henneron ; « Contribution à la prise en compte des Grandeurs Globales dans les Problèmes d'Electromagnétisme résolu avec la Méthode des Eléments Finis », thèse de Doctorat, Université de Lille I, Décembre 2004
- [Hill 1999]: R. J. Hill, S. Brillante, P. J. Leonard; « Electromagnetic field modelling for transmission line distributed parameters of railways track », IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 1, pp. 53-59, January 1999.
- [Houdouin 2004]: G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, H. Henao, and G. A. Capolino; «Coupled Magnetic Circuit Modeling of the Stator Windings Faults of Induction Machines Including Saturation Effect», IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT),pp. 148-153, 2004.
- [Hulin 1998] :M. Hulin, N. Hulin, D. Perrin; « Equations de Maxwell, Ondes Électromagnétiques », 3^{ème} édition, Dunod, Paris, 1998.
- [Hulin 1999] : M.Hulin, J.P.Maury; « Les bases de l'électromagnétisme, cours et problèmes ». Edition Dunod, Paris, 1991, Nouvelle présentation, 1999.
- [Hwang 2005]: D. Hwang, K. Lee, J. Jeon, Y. Kim, I. Lee and D. Kim; «Analysis of Voltage Stress in Stator Windings of IGBT PWM Inverter-Fed Induction Motor Systems », KIEE International Transactions on Electrical Machinery and Energy Conversion Systems, Vol. 5-B No. 1, pp. 43-49, 2005.
- [Islam 2010]: M. J. Islam; «Finite-Element Analysis of Eddy Currents in the Form-Wound Multi-Conductor Windings of Electrical Machines», thèse de Doctorat, Université de Technologie d'Helsinki, Finlande, 04 Janvier 2010.
- [Kadotani 1983]: K. Kadotani, T. Hakamada, S. Yamatake; « A proposal for insulation diagnosis of 3kV motor stator windings », IEEE Transactions on Electrical Insulation Vol. EI-18, No. 1, pp 59-64, February 1983
- [Khatir 2007] A. F. Khatir, K. E. Hemsas; «Diagnostic des Machines Asynchrones : Utilisation du Modèle Multi Enroulements » 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, 03-04 November 2007
- [Kheldoun 2007] A. Kheldoun; « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », thèse de Doctorat, Université de Boumerdès, 2007
- [Lateb 2006] : R. Lateb; « Modélisation des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques d'Espace et de Temps: Application à la propulsion marine par POD », thèse de Doctorat, INP de Lorraine, 2006.

- [Lefèvre 2006] : A. Lefèvre ; « Contribution à la modélisation électrique, Electromagnétique et Thermiques des Transformateurs, Application à l'étude de l'échauffement sur charge non linéaire », thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2006
- [Liu 2006] L. Liu; «Robust Fault Detection and Diagnosis for Permanent magnet Synchronous Motors», Doctorat thesis, Florida State University, 2006.
- [Liu 1996]: Y. Liu; « Finite Element Modeling of the Frequency Characteristics of Transformers», Master of Applied Science Thesis, University of Toronto, 1996
- [Makni 2006] : Z. Makni ; « Contribution au Développement d'un Outil d'Analyse Multiphysique pour la Conception et l'Optimisation d'Actionneurs Électromagnétiques », thèse de Doctorat, Université de Paris–Sud XI, Décembre 2006.
- [Martinez 2005]: J. M. Martínez Tarifa; « Transient Voltage Distribution along LV Motor Windings Fed With PWM Converter. Insulation Ageing Analysis », thèse de Doctorat, Université Carlos III de Madrid, 2005.
- [Mohammed 2006]: O. A. Mohammed, S. Ganu, N. Abed, S. Liu, and Z. Liu; « High Frequency PM Synchronous Motor Model Determined by FE Analysis», IEEE Trans on Magnetics, Vol. 42, No. 4, APRIL 2006
- [Mohan 1999]: S.S. Mohan; « The Design, Modeling and Optimization of On-Chip Inductor and Transformer Circuits », thèse de Doctorat, Université de Stanford, Decembre 1999.
- [Nabil 2004] : Nabil Abdel Karim « Diagnostic des Machines Electriques : Analyse et Surveillance des isolants statoriques », Mémoire de DEA, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2004.
- [Nakamura 2006]: H. Nakamura, Y. Yamamoto and Y. Mizuno; « Diagnosis of electrical and mechanical faults of induction motor », 2006 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.
- [Negrea 2006]: M. D. Negrea; «Electromagnetic Flux Monitoring for Detecting Faults in Electrical Machines», thèse de Doctorat, Université de Technologie d'Helsinki,Finlande,29 Novembre 2006.
- [Nejjari 2000]: H. Nejjari, M. Benbouzid; «Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 730- 735, May/June 2000.
- [Ondel 2006]: Olivier Ondel; « Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à un ensemble Convertisseur-Machine Asynchrone », thèse de Doctorat, Ecole Doctorale E.E.A de Lyon 2006.
- [Oykoge 2000]: B.S. Oykoge; «Transient Voltage Distribution in Stator Winding of Electrical Machine Fed from a Frequency Converter», Thèse de Doctorat, Université de Technologie d'Helsinki, Finlande, 27 Mai 2000.
- [Phuong 2007]: B. V. Phuong ; « Diagnostic des Machines Electriques Par l'Analyse du champ Magnétique de Fuite, Application à l'Identification de Défauts Rotoriques d'un Alternateur à Vide », thèse de Doctorat, INP de Grenoble 2007
- [Petrichenko 2007] : D. Petrichenko ; « Contribution à la modélisation et à la conception optimale des turbo-alternateurs de faible puissance », thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2007.
- [Pinel D2302]: B. Pinel, F. Duchateau; «Fonction isolation dans les matériels électriques », technique de l'ingénieur, D2302, 2002

- [Rachek 2007] : M. Rachek ; « Modélisation par Eléments Finis de Systèmes Électromagnétiques en Mouvement de structures Tridimensionnelles, Application au couplage Magnétique-Mécanique et au Contrôle Non-Déstructif par Courant de Foucault », thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Février 2007.
- [Rachek 2008]: M. Rachek, S. Nait Larbi; « Magnetic Eddy-Current and Thermal Coupled Models for the Finite Element Behavior Analysis of Underground Power Cables », IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 44, No 12, pp 4739-4746, December 2008.
- [Razik 2001] G. Didier, H. Razik; « Sur la Détection d'un Défaut au Rotor des Moteurs Asynchrones », Revue 3EI, N° 27, Décembre 2001.
- [Razik 2003] : H. Razik, G. Didier, « Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone », Université Henri Poincaré - Nancy 1, 2003.
- [Sabonnadière D3020] :J. L. Sabonnadière, J. L. Coulomb, «Calcul des Champs Électromagnétiques », Technique de l'ingénieur, traité Génie électrique, D3020.
- [Schaeffer 1999a] E. Schaeffer ; « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts », thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1999.
- [Schaeffer 1999b]:E. Schaeffer, E.L Carpentier, E. Zaim, L. Loron, « Diagnostic des entraînements électriques : détection de courts-circuits statoriques dans la machine asynchrone par identification paramétrique.», Dix-septième GRETSI, Dannes, 13-17 septembre 1999.
- [Schoen 1995]: R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, R. G. Bartheld; «Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No 6, pp 1274-1279, Nov/Dec 1995
- [Seguier 1977] : G. Seguier, F. Notelet; «Electrotechnique Industrielle», Technique et Documentation (Lavoisier), 1977.
- [Stone 1998]: G. Stone, J. Kapler, «Stator Winding Monitoring», IEEE Industry Applications Magazine, pp 15-20, Sept/Oct 1998
- [Stone 1996]: G. C. Stone, H. G. Sedding, M. J. Costello, « Application of Partial Discharge Testing to Motor and Generator Stator Winding Maintenance », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, pp. 459-464, March/April 1996.
- [Tafinine 2006] F. Tafinine, K. Mokrani, J. Antoni ; « Influence de la charge sur le diagnostic des machines asynchrones » Second International Conference on Electrical Systems ICES'06, Oum El Bouaghi Algérie, May 08-10 2006.
- [Tallam 2007]: R. M. Tallam, S. B. Lee, G. C. Stone, G. B. Kliman, J. Yoo, T. G. Habetler, and R. G. Harley; «A Survey of Methods for Detection of Stator-Related Faults in Induction Machines», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, No. 4, pp. 920-933, July/August 2007.
- [Taylor 2006]: N. Taylor; «Diagnostics of stator insulation by dielectric response and variable frequency partial discharge measurements », Licentiate Thesis, Stockholm, Sweden 2006.
- [Tonti 2002]: E. Tonti; « Finite Formulation of Electromagnetic Field », IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 38, No. 2, pp. 333-336, March 2002.

- [Trajin 2008] : B. Trajin ; « Détection automatique et diagnostic des défauts de roulements dans une machine asynchrone par analyse spectrale des courants statoriques », JCGE'08 Lyon, 16 et 17 Décembre 2008.
- [Warren 1998]: V. Warren, G. Stone; « Recent Development in Diagnostic Testing of Stator Windings», IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 14, No. 5, pp. 16-24, Sep/Oct 1998.
- [Yin 1989]: Y. Yin, H. W. Dommel; « Calculation of Frequency-Dependent Impedances of Underground Power Cables with Finite Element Method », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 25, No 4, pp. 3025-3027, July 1989.
- [Yoshida 1986]: H. Yoshida and K. Umemoto; «Insulation Diagnosis for Rotating Machine Insulation», IEEE Transactions on Electrical Insulation Vol. EI-21 No.6, pp.1021-1025, Dec 1986.
- [Zwinglestein 1995]: G. Zwinglestein, « Diagnostic des défaillances – théorie et pratique pour les systèmes industriels. », Edition Hermès, Paris 1995.