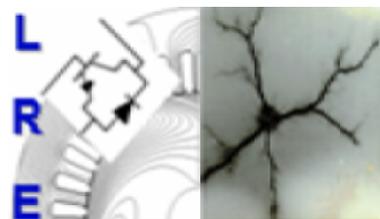


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Mémoire de Projet de Fin d'Études
Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

**Etude électrique et thermique sur un nouveau type de fil
émaillé destiné aux machines de traction électrique**

Abdelkader BENKHARRAT et Abdelfattah HOGGUI

Sous la direction de :
M.Abdelouahab MEKHALDI Professeur
M.Ahmed BOUBAKEUR Professeur

Présenté et soutenu publiquement le 06/07/2020

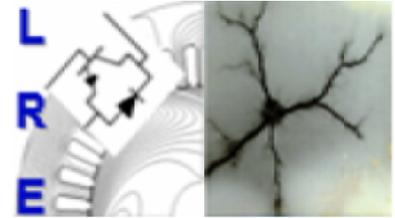
Composition du Jury :

Président	M.Omar TOUHAMI,	Professeur	ENP
Promoteurs	M.Abdelouahab MEKHALDI, M.Ahmed BOUBAKEUR,	Professeur	ENP
Examineur	M. Madjid TEGUAR,	Professeur	ENP

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Électrotechnique
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique

Mémoire de Projet de Fin d'Études
Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

**Etude électrique et thermique sur un nouveau type de fil
émaillé destiné aux machines de traction électrique**

Abdelkader BENKHARRAT et Abdelfattah HOGGUI

Sous la direction de :
M.Abdelouahab MEKHALDI Professeur
M.Ahmed BOUBAKEUR Professeur

Présenté et soutenu publiquement le 06/07/2020

Composition du Jury :

Président	M.Omar TOUHAMI,	Professeur	ENP
Promoteurs	M.Abdelouahab MEKHALDI, M.Ahmed BOUBAKEUR,	Professeur	ENP
Examineur	M. Madjid TEGUAR,	Professeur	ENP

يتناول عملنا دراسة كهربائية وحرارية لنوع جديد من الأسلاك المطلية بالمينا المخصصة لآلات الجر الكهربائي.

في الفصل الأول ، نقدم سلسلة الجر الكهربائية وعناصرها الرئيسية وكذلك القيود المختلفة التي يتعرض لها نظام العزل والتي يمكن أن تؤدي إلى الشروع في التفريغ الجزئي في اللفات. في الفصل الثاني ، بعد التطرق الى النظام الكلاسيكي لعزل الماكينة ، نقدم البلمرة عن طريق الأشعة فوق البنفسجية والعملية الجديدة لطلاء السلك الذي يتكون من طبقتين من بوليستر الأكريلات و بوليفينلان سلفيد.

في الفصل الثالث، نقدم نموذج RLC لملف الآلات الكهربائية لتحديد أقصى توتر بين اللفات. في الفصل الأخير درسنا ظاهرة التفريغ الجزئي في اللفات من الآلات الكهربائية مع الأخذ بعين الاعتبار تأثير درجة الحرارة.

كلمات مفتاحية: سلك مطلي بالمينا ، آلات جر كهربائية، بلمرة بالأشعة فوق البنفسجية، مينا يحتوي على بوليستر الأكريلات و بوليفينلان سلفيد ، توتر بين اللفات، تفريغات جزئية.

Abstract

Our work concerns an electrical and thermal study of a new type of enamelled wire for electric traction machines. In a first chapter, we present the electric traction chain and its main elements as well as the different stresses that the insulation system undergoes and that can lead to the initiation of partial discharges in the windings.

In the second chapter, after discussing the classic insulation system of the machine, we present the UV radiation polymerization and the new wire enamelling process, which consists of two layers made up of Polyester Acrylate PEA and Polyphenylene sulfide PPS.

In the third chapter, we present an RLC model of the electrical machines winding to determine the maximum inter-turn voltage.

In the last chapter, we have studied the phenomenon of partial discharges in the electrical machines windings taking into account the temperature effect.

Key words: Enamelled wire, electric traction machines, UV radiation polymerization, enamel made of Polyester Acrylate and Polyphenylene Sulfide, inter-turn voltage, partial discharges.

Résumé

Notre travail porte sur une étude électrique et thermique d'un nouveau type de fil émaillé destiné aux machines de traction électrique.

Dans un premier chapitre, nous présentons la chaîne de traction électrique et ses principaux éléments ainsi que les différentes contraintes que subit le système d'isolation et qui peuvent conduire à l'initiation de décharges partielles dans les enroulements.

Dans le second chapitre, après avoir abordé le système d'isolations classique de la machine, nous présentons la polymérisation par rayonnements UV et le nouveau procédé d'émaillage du fil qui est constitué de deux couches de Polyester acrylate PEA et de Polysulfure de phénylène PPS.

Dans le troisième chapitre, nous présentons un modèle RLC du bobinage des machines électriques pour déterminer la tension inter-spices maximale.

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié le phénomène des décharges partielles dans les enroulements des machines électriques en tenant compte de l'effet de la température.

Mots clés : fil émaillé, machines de traction électriques, polymérisation par rayonnement UV, émail en Polyester acrylate et Polysulfure de Phénylène, tension inter-spices , décharges partielles.

Remerciements

Nous remercions, avant tout, notre Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.

Nous tenons à remercier nos professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Mr A.MEKHALDI et Mr A.BOUBAKEUR d'avoir encadré et de nous avoir guidés tout au long de nos travaux. leur motivation, leur disponibilité, leurs compétences, leurs encouragements et leur aide ont été déterminants pour l'accomplissement de notre projet.

Nous adressons nos chaleureux remerciements aux membres du jury qui ont bien voulu juger notre travail et nous honorer avec leur participation à la soutenance.

Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assuré notre formation durant nos années d'études.

Nos remerciements vont aussi à tous les personnels techniques, administratifs et scientifiques de l'Ecole Nationale Polytechnique pour leur aide et contribution.

Table des matières

Liste des tableaux	
Liste des figures	
Liste des abréviations	
Liste des symboles	
Introduction générale	13
1 Synthèse bibliographique	15
1.1 Introduction	16
1.2 Chaîne de traction d'un véhicule électrique	16
1.3 Machine électrique	17
1.4 Différents types de bobinage	18
1.4.1 Bobinage filaire (aléatoire)	18
1.4.2 Bobinage enroulé	19
1.5 Convertisseur de puissance	20
1.6 Système d'isolation des machines électriques :	22
1.6.1 Isolation de fond d'encoche	23
1.6.2 Isolation entre phases	24
1.6.3 Isolation entre spires	24
1.7 Contraintes subies par le système d'isolation électrique	24
1.7.1 Contraintes thermiques	25
1.7.2 Contraintes mécaniques	25
1.7.3 Contraintes environnementales	25
1.7.4 Contraintes électriques	26
1.8 Impact des paramètres de l'alimentation sur l'isolation de la machine	27
1.8.1 Influence du câble de liaison	27
1.8.2 Influence du temps de montée de tension	28
1.8.3 Influence de la polarité de la tension	28
1.8.4 Influence de la fréquence	28
1.9 Distribution non-linéaire de la tension dans le bobinage	29
1.10 Solutions proposées pour réduire les contraintes électriques	29
1.11 Conclusion	30
2 État de l'art sur les fils émaillés	31
2.1 Introduction	32
2.2 Définition d'un isolant	32
2.3 Système d'isolation classique d'une machine électrique	33
2.3.1 Papier isolant	33
2.3.2 Email et Vernis d'imprégnation	33
2.3.3 Vernis d'émaillage	34
2.3.4 Vernis d'imprégnation	36
2.4 Propriétés des émaux isolants	37

2.5	Procédé classique d'émaillage	37
2.5.1	Machine à émailler	37
2.5.2	Différents types de machines à émailler	38
2.6	Développements actuels	39
2.6.1	Vernis à haut extrait sec	39
2.6.2	Hot melt	39
2.6.3	Polymérisation par rayonnement Ultra-violet (UV)	40
2.6.4	Poudrage électrostatique	40
2.6.5	Extrusion	40
2.6.6	Solvant vrai	40
2.6.7	Diluant	41
2.7	Nouveaux fils émaillés	41
2.8	Conclusion	43

3 Approche numérique de calcul des paramètres RLC de bobinage en hautes fréquences 44

3.1	Introduction	45
3.2	Modélisation du bobinage d'une machine électrique	45
3.2.1	Principales approches pour la modélisation du bobinage	45
3.2.1.1	Modèle élémentaire à constantes localisées	45
3.2.1.2	Modèle à constantes cascadées	45
3.2.1.3	Modèle à constantes réparties	47
3.2.2	Modélisation HF du bobinage des machines électriques	47
3.2.2.1	Modèles basés sur la théorie des lignes de transmission	47
3.2.2.2	Modèles RLC à éléments discrets	47
3.3	Détermination des paramètres du modèle (RLC)	49
3.3.1	Détermination des paramètres du modèle (RLC) par mesures	49
3.3.2	Détermination des paramètres du modèle (RLC) par la méthode analytique	50
3.3.3	Détermination des paramètres du modèle (RLC) par la méthode semi-analytique	50
3.3.4	Détermination des paramètres du modèle (RLC) par la méthode numérique	50
3.4	Simulations numériques effectuées avec le logiciel FEMM	51
3.4.1	Présentation du modèle	51
3.4.2	Réalisation de la géométrie	53
3.4.3	Calcul magnétoharmonique	53
3.4.3.1	Inductance propre de chaque spire	54
3.4.3.2	Inductance mutuelle entre les spires	57
3.4.3.3	Résistance propre de chaque spire	58
3.4.4	Calcul électrostatique	61
3.4.4.1	Capacités inter-spices et spires-masse	61
3.5	Résistance parallèle représentative des courants induits dans le noyau magnétique	64
3.6	Résistance représentative des pertes dans l'isolant	64
3.7	Estimation de la tension inter-spices	65
3.8	Conclusion	67

4	Décharges partielles dans le bobinage des machines électriques	68
4.1	Introduction	69
4.2	Décharges électriques dans les gaz	69
4.2.1	Plasmas	69
4.2.2	Caractéristiques des plasmas	69
4.2.3	Section efficace de collisions et libre parcours moyen	70
4.2.4	Différents régimes de décharges électriques	72
4.2.5	Loi de Paschen	74
4.3	Décharge à barrière diélectrique	76
4.4	Décharges partielles dans les bobinages des machines électriques	78
4.4.1	Conséquences des décharges partielles	79
4.4.2	Méthodes de détection et de mesure de décharges partielles	80
4.4.2.1	Détection acoustique	80
4.4.2.2	Détection optique	80
4.4.2.3	Détection chimique	80
4.4.2.4	Détection électrique	80
4.4.2.5	Détection électromagnétique	81
4.5	Méthodologie de modélisation	82
4.6	Résultat du simulation	83
4.7	Influence des paramètres du bobinage sur les TADP	85
4.7.1	Influence de la permittivité relative	85
4.7.2	Influence de l'épaisseur de l'isolant	86
4.7.3	Influence de la géométrie du fil	86
4.8	Influence de la température	88
4.9	Conclusion	90
	Conclusion générale	92

Liste des tableaux

3.1	Inductance des différentes spires de la bobine de 41 spires	56
3.2	Inductance mutuelle moyenne entre deux spires	58
3.3	Valeurs des résistances pour la bobine de 41 spires	61
3.4	Valeurs des capacités spire-spire et spire-noyau	64
4.1	Valeurs des constantes A et B pour divers gaz [98]	75

Liste des figures

1.1	Schéma synoptique d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique [1]	17
1.2	Ensemble intégré moteur/réducteur/ différentiel [24]	18
1.3	Bobinage filaire d'un stator [25]	19
1.4	Bobines enroulées et composition de son système isolant [27]	20
1.5	Schéma illustrant une machine électrique triphasée alimentée par un onduleur de tension [29]	21
1.6	Exemple d'un signal de tension entre phases d'une machine alimentée par un convertisseur de puissance à cinq niveaux et commandé en MLI [29]	21
1.7	Front montant d'une tension à l'entrée d'une machine alimentée par un convertisseur de puissance commandé en MLI [29]	22
1.8	Schéma illustrant les principaux types d'isolation d'une machine électrique, Bobinage aléatoire distribué (à gauche), Bobinage préformé (à droite) [29]	23
1.9	Photographie mettant en évidence l'isolation de fond d'encoche d'un stator [31] .	23
1.10	Photographie mettant en évidence l'isolation entre phases (têtes de bobines) d'un bobinage distribué triphasé [31]	24
1.11	Schématisation des différents phénomènes intervenant dans la dégradation des isolants en fonction du champ électrique appliqué et du temps d'exposition au champ électrique [44]	27
2.1	Théorie des bandes métal/semi-conducteur/isolant [66]	33
2.2	Classe thermique et thermo-plasticité des émaux utilisés dans l'isolation des machines électriques [69]	35
2.3	Schéma de principe d'une machine à émailler [8].	38
2.4	Schéma d'une machine à émailler industrielle de type SICME NEM 400 [64]. . .	39
2.5	Nouveau processus d'émaillage [67]	41
2.6	Structure chimique du PEA [76]	42
2.7	Structure chimique du PPS [75]	42
3.1	Modèle à constantes localisées [10]	46
3.2	Modèle à constantes cascades [10]	46
3.3	Réseau R, L en échelle [11]	46
3.4	Élément d'une ligne à constantes réparties [12]	47
3.5	Schéma descriptif de la partition d'une spire [13]	48
3.6	Précision de mesure pour l'analyseur d'impédances Agilent 4294A [14]	49
3.7	Schéma équivalent RLC de la bobine de 6 spires [85]	52
3.8	Géométrie et maillage d'une encoche avec les spires de la bobine	53
3.9	Variation de la perméabilité relative du noyau magnétique en fonction de la fréquence [86]	54

3.10	Variation de l'inductance propre de la bobine de 6 spires en fonction de la fréquence	55
3.11	Distribution des lignes du champ magnétique dans la bobine de 41 spires à $f=100\text{Hz}$	55
3.12	Séparation de la bobine en deux parties [13]	56
3.13	Variation de la valeur de l'inductance moyenne des 41 spires en fonction de la fréquence	57
3.14	Inductances d'une bobine élémentaire de trois spires	57
3.15	Conducteur de rayon r et d'épaisseur de peau δ [87]	59
3.16	Distribution de la densité de courant dans les conducteurs en fonction de la fréquence pour la bobine de 41 spires (effet pelliculaire et effet de proximité) . .	60
3.17	Variation de la valeur moyenne de la résistance des 41 spires en fonction de la fréquence	61
3.18	Système de trois conducteurs	62
3.19	l'intensité du champ électrique pour une spire située au milieu de la bobine. . . .	63
3.20	Intensité du champ électrique pour une spire située au voisinage de la paroi d'encoche	63
3.21	Schéma équivalent parallèle d'un condensateur réel [88]	65
3.22	Tensions relevées par rapport à la masse sur quelques spires de la bobine de 41 spires	65
3.23	Tension inter-spires maximal de la bobine de 41 spires	66
4.1	Volume d'interaction et Section efficace [17]	71
4.2	Circuit électrique simple d'alimentation de deux électrodes planes	72
4.3	Caractéristique courant-tension et différents régimes de décharges [18]	72
4.4	Processus d'avalanche électronique [17]	73
4.5	Courbe de Paschen expérimentale pour l'air à 20°C et à pression atmosphérique normale [99]	76
4.6	Deux conducteurs séparés par un intervalle d'air et par un diélectrique	77
4.7	Différents types de décharges subies par l'isolation du bobinage d'un stator de machine électrique	78
4.8	Phénomène d'apparition des DP développé en 3 étapes	79
4.9	Schéma de principe de la détection électrique directe des DP [106]	81
4.10	Deux spires isolées en parallèle	82
4.11	Distribution du champ électrique entre deux spires	83
4.12	Courbe $V(d)$ obtenue par simulation et courbe de Paschen expérimentale. . . .	84
4.13	Courbe $V(d)$ obtenue par simulation avec courbe de Paschen expérimentale. . .	84
4.14	Courbes $V(d)$ pour différentes valeurs de permittivité relatives ($U=1000\text{V}$) . . .	85
4.15	Courbes $V(d)$ pour différentes épaisseurs d'isolant ($U=1000\text{V}$)	86
4.16	Configuration en fil méplat	87
4.17	Courbe $V(d)$ obtenue avec fil méplat et celle obtenue avec un fil rond ($U=1000\text{V}$)	87
4.18	Courbe de Paschen pour différentes températures selon le facteur de correction de Peek	88
4.19	Courbe $V(d)$ obtenue par simulation et courbe de Paschen modifiée	89

Liste des abréviations

BF : Basse Fréquence
CEI : Commission Electrotechnique Internationale
COV : Composés Organiques Volatils
DP : Décharges Partielles
FEMM : Finite Element Method Magnetics
GTO : Gate Turn-Off Thyristor
HF : Haute Fréquence
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor
MCC : Machine à Courant Continu
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
MOSFET : Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor
MRV : Machine à Reluctance Variable
MSAP : Machines Synchrones à Aimants Permanents
NEMA : National Electrical Manufacturers Association
PEA : PolyEster Acrylate
PEEC : Partial Élément Équivalent Circuit
PPS : Polysulfure de phénylène
SIE : Système d'Isolation Electrique
TADP : Tensions d'apparition des Décharges Partielles
UV : Ultra-Violet
VE : Véhicule Electrique

Liste des symboles

C : Capacité
D : Induction électrique
d : Distance
E : Champ électrique
e : Épaisseur
f : Fréquence
I : Courant
L : Inductance
l : Longueur
M : Inductance Mutuelle
N : Nombre de particules neutres
n_e : Densité électronique
P : Pression
Q : Charge électrique
R : Résistance
r : rayon
S : Section
T : Température
 $\tan(\delta)$: Facteur de dissipation diélectrique
T_e : Température électronique
t_r : temps de montée
V : Potentiel
v : vitesse
V_D : Tension disruptive
w : Pulsation
 λ : Libre parcours moyen
 μ_r : Perméabilité relative
 γ : Second coefficient de Townsend
 ε_r : Permittivité relative
 ε'_r : La partie réelle de la permittivité relative complexe
 ε''_r : La partie imaginaire de la permittivité relative complexe
 ρ : Résistivité
 τ_i : Taux d'ionisation
 Φ : Flux
 δ : Épaisseur de peau
 α : Premier coefficient Townsend

Introduction générale

Ces dernières années, ce sont la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que l'économie de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique [1]. La réussite dans ce domaine proviendra d'un subtil mélange entre une vision scientifique de haut niveau et une maîtrise de la technologie [1]. Ainsi, l'électricité jouera un rôle fondamental et contribuera à atteindre les nouveaux objectifs de l'automobile en termes d'économie d'énergie et d'environnement.

La machine électrique est la partie la plus importante dans ce véhicule, vu son rôle dans la transformation de l'énergie d'une forme électrique à la forme mécanique et inversement. Un des paramètres les plus importants dans la machine de traction est l'isolement. En effet, les bobines sont isolées les unes par rapport aux autres et par rapport à la masse au moyen de rubans isolants entourant les conducteurs électriques. Si l'isolation ne joue plus son rôle, des courts-circuits entre les bobines et/ou entre les bobines et la masse sont à craindre. Avec des tensions importantes liées au mode d'alimentation du moteur, un court-circuit se traduit par un violent amorçage pouvant littéralement brûler l'intérieur du moteur nécessitant sa dépose et la réfection totale des bobinages endommagés [2],[3].

Dans le premier chapitre, nous présentons brièvement la chaîne de traction d'un véhicule électrique ainsi que ses éléments principaux qui sont la machine électrique et le convertisseur électronique. Le bobinage de la machine de type filaire et enroulé est aussi présenté. Nous avons ensuite abordé le système d'isolation de la machine ainsi que les différentes contraintes auxquelles il est confronté en fonctionnement. La problématique liée à l'alimentation par onduleur et la commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) est également présentée et discutée. Un bref inventaire des solutions proposées dans la littérature pour protéger le système d'isolation de la machine est donné à la fin du chapitre [4],[5].

Le chapitre 2 présente un état de l'art sur les fils émaillés anciens et nouveaux [6],[7],[8]. Nous avons commencé par une présentation du système d'isolation classique qui est constitué de la combinaison d'un papier isolant, l'émail autour des conducteurs (fils de cuivre ou aluminium) et la résine (le vernis)[8]. Ensuite, nous avons présenté les propriétés des émaux isolants. Nous avons décrit le procédé classique d'émaillage utilisant des différents types de machine à émailler qui sont classées en différentes familles selon l'implantation des fours et selon le type d'applicateur [8]. Nous avons présenté par la suite, les développements actuelles dans le domaine de l'isolation électrique. Dans notre travail nous considérons la polymérisation par rayonnements UV comme nouveau procédé d'émaillage [9]. Cette technique a induit la conception de nouvelles machines à émailler [9]. L'isolation du fil émaillé est constituée d'une première couche de Polyester acrylate (PEA) qui assure l'adhérence au cuivre et une deuxième couche plus épaisse de Polysulfure de phénylène (PPS). Ce nouveau fil présente plusieurs avantages par rapport au fil classique [7],[9].

Le chapitre 3 concerne la modélisation du bobinage des machines électriques. Le modèle consiste à représenter le bobinage par un circuit électrique équivalent [10]. En effet, la bibliographie sur les différentes approches de modélisation nous a permis de conclure que l'utilisation de modèles de circuit RLC est l'approche la plus pertinente pour établir un modèle de la distribution des fronts de tension dans le bobinage [10]. Ceci permet de faire le diagnostic de l'isolation en partant des paramètres physiques et géométriques des spires dont la permittivité et l'épaisseur de l'émail isolant ainsi que la distance variable dans l'air entre les spires. La modélisation est réalisée à l'échelle d'une spire et prend en considération les couplages

capacitifs et inductifs entre spires, et entre spires et noyau magnétique. Cependant, les modèles les plus simples négligent souvent les mutuelles entre les conducteurs et les effets magnétiques dans la machine. Nous avons présenté plusieurs modèles [11],[12],[13] et nous avons choisi pour notre étude le modèle RLC à éléments discrets pour bien expliquer les phénomènes de propagation des fronts d'onde dans le bobinage des machines électriques alimentées par onduleur. Plusieurs méthodes sont proposées pour la détermination des éléments du circuit [14],[15],[16]. Dans notre étude, nous les avons calculés par la méthode numérique des éléments finis utilisant le logiciel FEMM. Le but est de suivre l'évolution des surtensions dans le bobinage afin de calculer la tension maximale admissible de la machine.

Dans le chapitre 4, nous proposons une modélisation simple par éléments finis qui permet d'évaluer la tension d'apparition de décharges partielles (TADP) dans un bobinage pour le nouveau fil à deux couches (PEA+PPS). Après un bref rappel de la théorie des décharges électriques dans les gaz [17],[18], nous avons présenté d'une manière générale, le cas des décharges partielles (DP) dans un bobinage de machine électrique, les différents types de DP que l'on peut rencontrer dans le système d'isolation des machines ainsi qu'un inventaire des méthodes utilisées pour la détection et la mesure des DP [17],[19]. Le critère utilisé pour l'évaluation des TADP est basé sur le critère de Townsend de décharge électrique autonome et sur l'utilisation de la courbe expérimentale de Paschen dans l'air à pression atmosphérique normale tenant compte de la variation de la distance entre spires. Nous avons étudié l'influence de certains paramètres des bobinages tels que l'épaisseur et la permittivité diélectrique de l'isolant des fils ainsi que la forme géométrique des fils (ronds et méplats). L'influence de la température a été abordé à la fin du chapitre.

Chapitre 1

Synthèse bibliographique

1.1 Introduction

Selon la tendance rapide et progressive des technologies concernant les machines électriques, leurs alimentations et leurs contrôles électroniques, le secteur des batteries et leur charge, les matériaux et la production et la distribution d'énergie, et tenant compte de la pollution de l'environnement, il est fort probable que les Véhicules Electriques (VE) joueront un rôle très important dans les systèmes de transport dans les années à venir.

Un domaine important dans la machine électrique est l'isolation électrique. Elle est l'une des principales garanties du bon fonctionnement de la machine et de sa durée de vie.

Le système d'isolation électrique de la machine est soumis à de nombreuses contraintes : thermiques, mécaniques, environnementales et électriques.

Ce chapitre commence par une présentation brève de la chaîne de traction électrique ainsi que ses éléments principaux qui sont la machine électrique et le convertisseur statique. Il existe deux types de bobinage, le filaire et le préformé. Dans le domaine de la traction, le système d'isolation dépend beaucoup plus des contraintes électriques telles que celles liées à l'alimentation de la machine par un convertisseur électronique commandé par MLI qui conduit à l'initiation de décharges partielles (DP) dans le bobinage. Ces décharges contribuent fortement au vieillissement prématuré du système d'isolation de la machine et peuvent conduire à la rupture irréversible de l'isolation (claquage). Un bref inventaire des solutions proposées dans la littérature pour protéger le système d'isolation de la machine de ces nouvelles contraintes est donné à la fin du chapitre.

1.2 Chaîne de traction d'un véhicule électrique

La chaîne de traction d'un véhicule électrique est l'ensemble des éléments, depuis la source d'énergie jusqu'à la transmission mécanique, qui assurent la fourniture d'une puissance mécanique capable de mouvoir le véhicule. Cette chaîne se décompose en trois sous-systèmes [1] : la propulsion électrique, la source énergétique et les éléments auxiliaires. La propulsion électrique regroupe le contrôleur, les convertisseurs d'électronique de puissance, le moteur électrique, la transmission mécanique et les roues. La source énergétique est composée des batteries de traction et du chargeur. Les principaux éléments auxiliaires se composent de la direction assistée, du système de refroidissement, du système de climatisation.

Le fonctionnement de la chaîne de traction peut être résumé ainsi : la tension continue de la batterie est convertie en tension alternative par le convertisseur d'électronique de puissance. Cette dernière tension alimente alors la machine électrique tournante dont le rôle est de convertir l'énergie électrique délivrée par la batterie en énergie mécanique transmise aux roues du véhicule « fonctionnement moteur », ou inversement, de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique « fonctionnement générateur », c'est le cas durant le freinage de la voiture (freinage régénératif). Un réducteur mécanique placé à la sortie de la machine permet d'adapter le rapport entre la vitesse de rotation de la machine et celle transmise aux roues du véhicule.

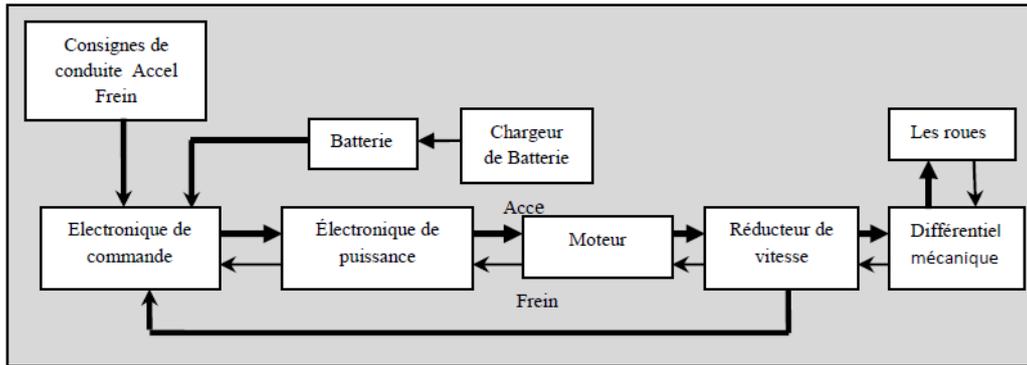


FIGURE 1.1 – Schéma synoptique d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique [1]

1.3 Machine électrique

La relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation de hautes performances des véhicules électriques (VE) en exploitation. Les activités de recherche et développement sur les machines constituent donc une voie de recherche importante. On distingue deux grandes familles de machines électriques pour les VE [20] :

- machine à courant continu (MCC), à excitation série ou séparée ;
- machine à courant alternatif : synchrone ou asynchrone.

La MCC est très adaptée pour des applications nécessitant une vitesse variable, telle que la traction automobile. Elle permet au moyen d'une commande simple de délivrer un fort couple au démarrage, et fournit une puissance constante dans une large gamme de vitesse [20]. Cependant, elle présente l'inconvénient d'être encombrante car elle possède une faible densité de puissance, ce qui constitue un frein pour le développement de cette machine à grande série dans le domaine de la traction électrique. Un autre frein réside dans le système de balais-collecteur qui permet d'amener le courant continu à l'induit. En effet, ces éléments sont des pièces d'usure, et nécessitent un entretien important. En ce qui concerne l'utilisation des machines à courant alternatif synchrone et asynchrone, dans les applications à vitesse variable est rendue possible grâce aux progrès des composants électroniques de puissance et de la micro-informatique.

On retrouve plusieurs types de machines commercialisées pour la traction automobile. On peut citer la machine asynchrone qu'on retrouve dans la TESLA (modèle S) et la Renault Twizy, ainsi que la machine synchrone à rotor bobiné utilisée par Renault (dans son modèle ZOÉ et KANGOO). Les plus répandues restent cependant les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). On les retrouve dans plusieurs modèles de véhicules électriques ou hybrides tels que l'i3 de BMW, Nissan Leaf ou Peugeot 3008 hybride. La MSAP présente plusieurs avantages : elle possède une forte densité de couple, de faibles pertes au rotor, et un bon rendement à bas régime. Cependant, le coût des aimants ne cesse d'augmenter depuis quelques années [21], ce qui constitue un des inconvénients majeurs à ce type de machine. C'est pourquoi, la tendance aujourd'hui est à la conception de machines avec peu ou pas d'aimants [22]. Pour cela plusieurs types de machines sont proposés. On peut en citer quelques-unes telles que la machine à reluctance variable (MRV), la machine synchroneréductante, ou encore la machine à double excitation [23]. Dans la chaîne de traction, les moteurs sont accouplés aux roues via une transmission à rapport fixe (variation continue). Le groupe motopropulseur est en général assez compact (figure 1.2).

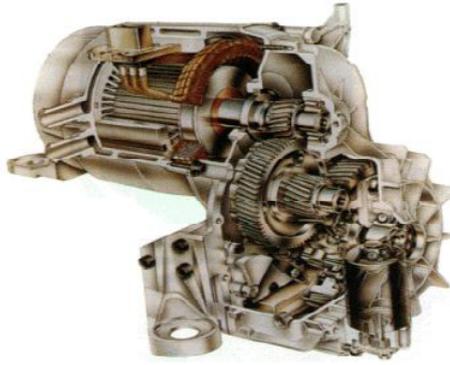


FIGURE 1.2 – Ensemble intégré moteur/réducteur/ différentiel [24]

1.4 Différents types de bobinage

1.4.1 Bobinage filaire (aléatoire)

Pour des machines de puissance relativement faible (quelques kW à quelques MW) et en moyenne tension, il s'est avéré économiquement plus intéressant d'utiliser un bobinage filaire en cuivre émaillé. Le fil émaillé est soit enroulé directement dans les encoches statoriques, soit sur un gabarit spécifique, puis monté sur le stator, comme le montre la figure 1.3. Pendant la phase d'enroulement, les spires s'empilent les unes sur les autres, mais il est impossible de garantir un positionnement précis des spires consécutives d'une même bobine. On parle alors d'un bobinage aléatoire (random winding) [25]. Ainsi, deux spires côte à côte ne correspondent pas forcément à deux spires consécutives. En conséquence, elles doivent supporter une différence de potentiel importante égale à $n\delta U$, où n est le nombre de spires en série entre les deux spires adjacentes et δU la chute de tension le long de chaque spire [25]. En revanche, cette valeur de chute de tension peut parfois être relativement élevée s'il s'agit de la première et de la dernière spires d'une même bobine qui sont adjacentes. Cela nécessite une isolation supplémentaire en plus de l'émail isolant ; ce qui tend à diminuer le taux de remplissage des encoches. Or celui-ci est déjà faible en raison de la difficulté de ranger correctement les fils dans la surface disponible. En effet, pour des machines bobinées de faible puissance, on atteint difficilement un pourcentage de cuivre égal à 50% net [26]. Aussi, après décompte des isolants de masse et de la cale de fermeture d'encoche, il a été constaté que pour ce type de bobinage, le court-circuit entre spires est très fréquent. Cela est dû à la dégradation accidentelle de l'isolation assurée par l'émail lors des opérations d'enroulement des spires ou d'insertion des bobines dans les encoches [26].

Des contraintes supplémentaires, au niveau des sorties d'encoches et des têtes de bobines, peuvent également initier des courts-circuits [26] :

- les bords du circuit magnétique au niveau des sorties de fils de bobinage présentent des phénomènes magnétiques de pointe à l'origine d'un stress électromagnétique plus important.
- les têtes de bobines sont, en plus des contraintes électriques et thermiques, exposées aux contraintes environnementales extérieures (pollution, humidité, particules véhiculées par l'air caloporteur).

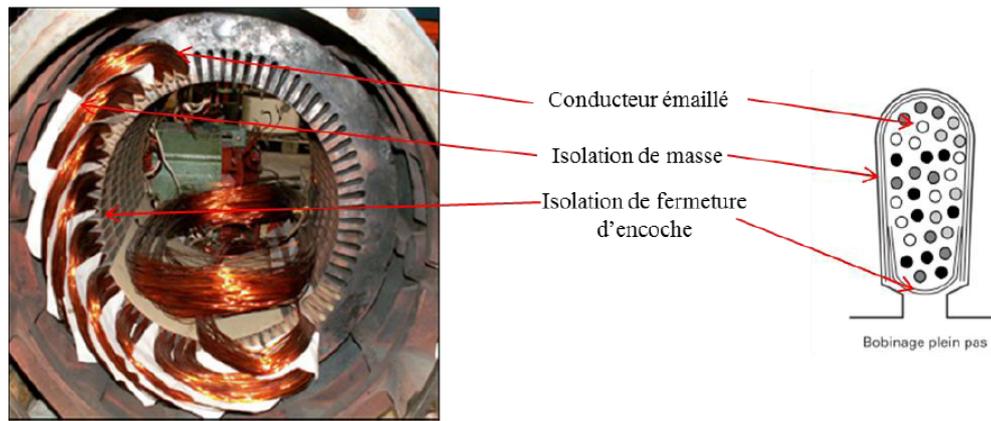


FIGURE 1.3 – Bobinage filaire d'un stator [25]

1.4.2 Bobinage enroulé

Le bobinage des machines de forte puissance est généralement réalisé par une mise en série ou en parallèle de faisceaux ou de barres rigides, dont la forme est obtenue par pliage et torsion à froid de conducteurs de cuivre. Cette configuration est appelée à bobines enroulées (formwound coils) selon la norme IEC 60034-18-42 ou bobines préformées.

Dans cette famille de bobinages, on distingue également deux variétés en fonction de la puissance. Pour les machines de puissances inférieures à 50 MW et de tension de service de l'ordre de 1000 V, les spires d'un faisceau sont préfabriquées à l'aide d'un long brin de cuivre de section rectangulaire isolé. Chaque bobine est constituée de deux à douze spires et les bobines sont ensuite connectées en série pour former une phase. Contrairement au bobinage filaire, une attention particulière est donnée au positionnement des spires, de sorte que chaque paire de spires adjacentes présente la plus faible différence de potentiel [27]. La minimisation de la différence de potentiel entre spires aide à minimiser l'épaisseur de l'isolation solide entre spires et par suite à augmenter le taux de remplissage des encoches. La géométrie des faisceaux ainsi formés garantit un flux coupé identique pour chacune des spires du faisceau et leur insertion aisée dans les encoches statoriques, avec très peu de manipulation, en minimisant le risque d'abîmer l'isolant (figure 1.4) [25].

Pour les machines de puissances supérieures à 50 MW, la section importante des spires utilisées ne permet plus le pliage des demi-boucles des têtes de bobine. On utilise alors des barres droites de section plus importante, dont les brins sont imbriqués de façon à ce que chacun embrasse plus ou moins le même flux. Les barres sont mises en série ou en parallèle par brasage à l'aide d'anneaux de cuivre isolés au lieu des têtes de bobine.

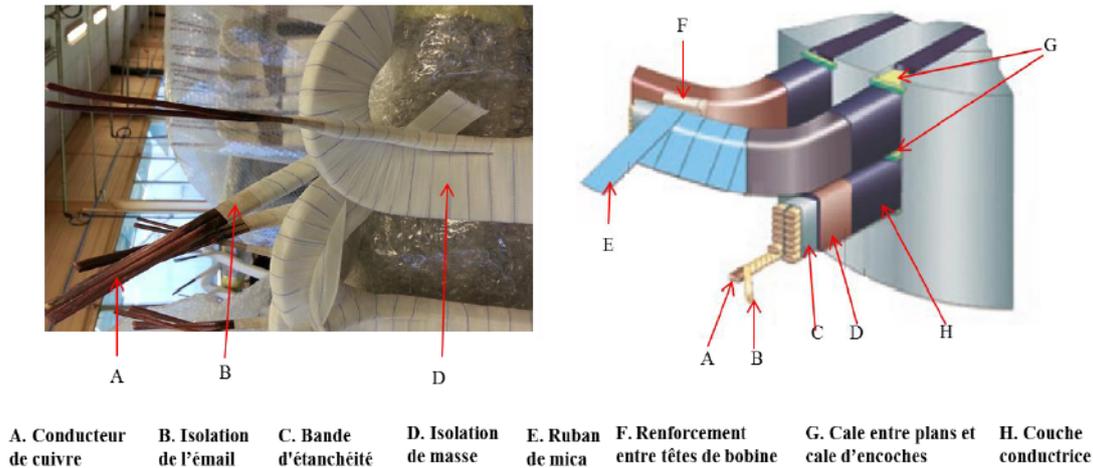


FIGURE 1.4 – Bobines enroulées et composition de son système isolant [27]

1.5 Convertisseur de puissance

Dans le cas de la traction automobile, la machine électrique est alimentée au moyen d'un onduleur de tension. L'onduleur permet de convertir la tension continue issue de la batterie en une tension alternative à fréquence variable de façon à régler le couple et la vitesse de la machine. Ce convertisseur est réalisé à l'aide de plusieurs types de composants qui sont utilisés dans tous les domaines de l'industrie. Ci-dessous sont listés les plus répandus dans le domaine du transport [28] :

- GTO (Gate Turn-Off Thyristor) : c'est un interrupteur qui accepte une commande en courant. Il est surtout utilisé pour des applications de forte puissance, notamment dans la traction ferroviaire, car il supporte bien la haute tension, mais il est limité en fréquence.
- Le thyristor : commandé également en courant, il s'agit d'un interrupteur qui trouve sa place dans des applications à faible puissance tels que les gradateurs ou les redresseurs branchés au réseau électrique, notamment grâce à la simplicité de sa commande .
- MOSFET (Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor) : commandé en tension, c'est le composant le plus rapide en termes de fréquence de commutation. On le retrouve dans les applications nécessitant des fréquences élevées. Cependant, il présente l'inconvénient de ne pas permettre de commuter des tensions élevées.
- IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) : c'est le meilleur compromis entre rapidité de commutation et tenue en tension. Également commandé en tension, c'est le composant le plus utilisé dans le domaine de la traction automobile.

La commande des interrupteurs du convertisseur est réalisée par plusieurs stratégies, mais la plus répandue dans le cas de l'entraînement à vitesse variable est la modulation de largeur d'impulsion (MLI). La modulation de largeur d'impulsion (MLI) d'une cellule de commutation est obtenue par comparaison d'un signal triangulaire (porteuse) qui détermine la fréquence de découpage avec le signal de modulation de forme sinusoïdale qui possède une fréquence, appelée fréquence fondamentale, supérieure à la fréquence de découpage.

Le schéma de la figure 1.5 représente un moteur triphasé alimenté par un onduleur.

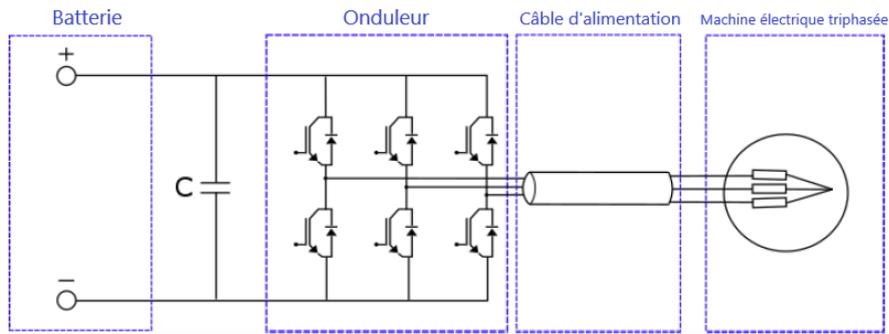


FIGURE 1.5 – Schéma illustrant une machine électrique triphasée alimentée par un onduleur de tension [29]

À la sortie de l'onduleur une forme d'onde de forme impulsionnelle est obtenue. La variation des largeurs des impulsions permet de varier l'amplitude de la composante fondamentale de la tension aux bornes de la machine, ceci est réalisé par la variation du rapport cyclique.

La figure 1.6 représente une période de la tension entre phases d'une machine alimentée par un onduleur commandé en MLI [29]. Il s'agit d'un convertisseur à cinq niveaux. On peut voir que le signal comporte des surtensions transitoires au niveau des fronts. En zoomant sur ce signal, on peut voir la forme d'onde du front de montée de la tension, représentée à la figure 1.7. On observe qu'à la tension en régime établi U_a se superpose une surtension U_b amortie au niveau du front. L'amplitude et la fréquence de la surtension dépendent de plusieurs paramètres, notamment du temps de montée de la tension t_r , de l'impédance de la machine et de la longueur du câble d'alimentation reliant l'onduleur à la machine. Ces surtensions ne sont pas sans conséquences sur le système d'isolation électrique de la machine.

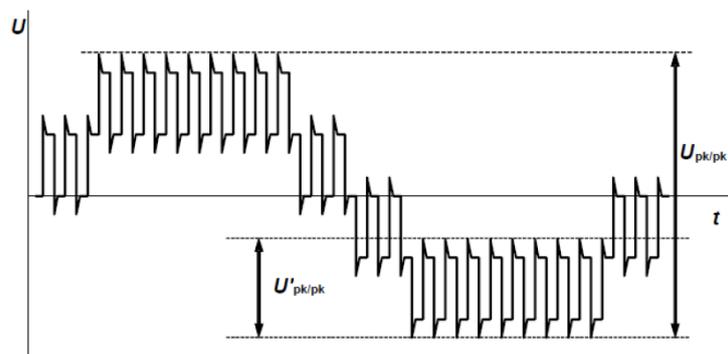


FIGURE 1.6 – Exemple d'un signal de tension entre phases d'une machine alimentée par un convertisseur de puissance à cinq niveaux et commandé en MLI [29]

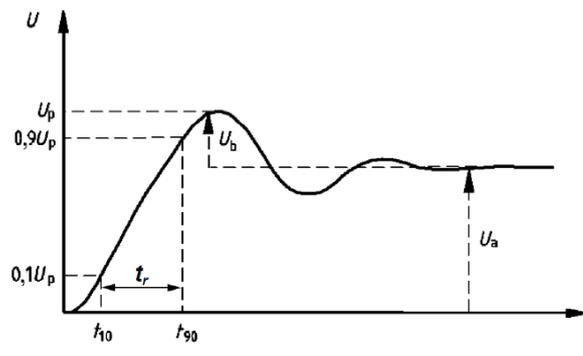


FIGURE 1.7 – Front montant d'une tension à l'entrée d'une machine alimentée par un convertisseur de puissance commandé en MLI [29]

1.6 Système d'isolation des machines électriques :

Le rôle principal d'un système d'isolation dans une machine électrique est de séparer les conducteurs de courant portés à des potentiels différents, par exemple des spires d'une même bobine ou appartenant à différents circuits électriques (conducteurs de deux phases différentes par exemple). L'isolation participe également à dissiper la chaleur, et à protéger les conducteurs contre des éléments extérieurs tels que l'humidité, la poussière ou l'huile.

Le facteur déterminant pour le choix de la structure de l'isolation est la tension nominale de fonctionnement de la machine. En fonction de celle-ci, les machines sont divisées en deux catégories : les machines à haute tension dont la tension nominale est supérieure à 1 kV et les machines à basse tension qui fonctionnent à moins de 1 kV [30]. Dans les deux cas, le choix des isolants doit tenir compte des contraintes auxquelles la machine électrique est soumise pendant son fonctionnement.

Dans le cas des machines à haute tension, les contraintes électriques, et plus particulièrement l'activité de décharges partielles, sont importantes. Cela peut engendrer un vieillissement prématuré des isolants. Pour cette raison, une protection supplémentaire dite « anti-corona » est généralement ajoutée entre le bobinage et la carcasse du stator dans les machines de plus de 6 kV [30]. Cette protection permet d'augmenter la rigidité diélectrique du système d'isolation face à l'activité de décharges partielles.

Pour les machines à basse tension, la tenue diélectrique des isolants n'est souvent pas du premier ordre lors du choix des matériaux, car le bobinage n'est pas censé résister à des contraintes électriques importantes [29]. Cependant ils doivent supporter convenablement les contraintes thermiques.

On distingue trois types d'isolations principales présentés dans le stator d'une machine tournante :

- L'isolation par rapport à la carcasse métallique de la machine (isolation de fond d'encoche) ;
- L'isolation entre phases ;
- L'isolation entre spires.

Ces isolations sont schématiquement représentées à la figure 1.8 [29]. A la figure de gauche, il s'agit d'un bobinage distribué typique d'une machine à basse tension. Tandis que le bobinage préformé de droite est surtout caractéristique des machines à haute tension :

il comporte, en plus de l'isolation des machines à basse tension, des protections anti-corona.

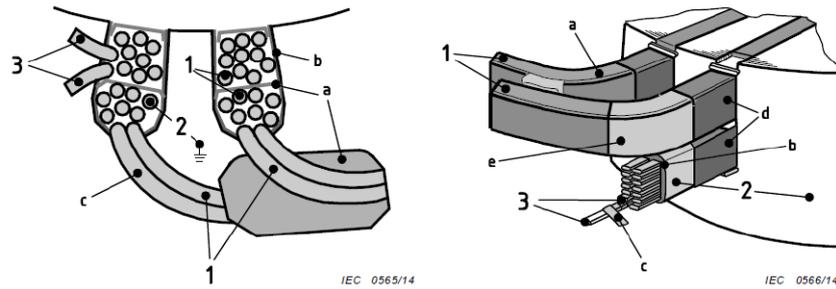


FIGURE 1.8 – Schéma illustrant les principaux types d'isolation d'une machine électrique, Bobinage aléatoire distribué (à gauche), Bobinage préformé (à droite) [29]

- 1 : entre phases
- 2 : phase-terre (parfois phase-masse)
- 3 : entre spires
- a : isolation de phase / isolation en têtes de bobines
- b : isolation de la paroi principale
- c : isolation de spire
- d : protection anti-corona dans l'encoche
- e : protection anti-corona dans les têtes de bobines

1.6.1 Isolation de fond d'encoche

L'isolation de fond d'encoche sert principalement à prévenir les courts-circuits entre les spires et la carcasse métallique du stator. D'autant plus qu'elle doit supporter des tensions plus élevées en comparaison à l'isolation entre spires. Elle permet également de faciliter et de protéger les conducteurs lors du procédé d'insertion des bobines dans les encoches.

Les isolants sont insérés dans chaque encoche avant l'insertion du bobinage. Ils peuvent être prolongés au-delà de l'encoche afin d'assurer une séparation mécanique entre les conducteurs et l'extrémité de la carcasse du stator.

Les cales d'encoches constituent une protection supplémentaire des enroulements et assurent la tenue mécanique de ces derniers. Quand l'enroulement est construit d'une façon à ce que plus d'une bobine loge dans une encoche, comme c'est le cas dans l'exemple donné à la figure 1.9, un isolant supplémentaire est inséré entre les bobines.

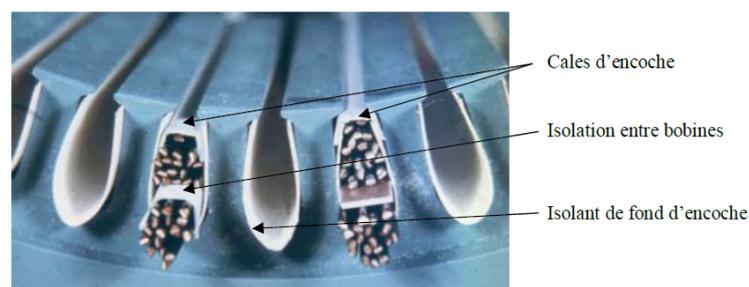


FIGURE 1.9 – Photographie mettant en évidence l'isolation de fond d'encoche d'un stator [31]

1.6.2 Isolation entre phases

L'isolation entre phases permet de séparer les enroulements de bobines issues de phases différentes, que ce soit dans l'encoche ou dans les têtes de bobines. Cette isolation doit présenter une bonne tenue diélectrique car les différences de potentiel entre des conducteurs de phases différentes sont plus importantes par rapport à celles entre les conducteurs d'une même phase et la carcasse.

L'isolant entre phases doit également avoir une bonne tenue mécanique pour résister aux différentes manipulations pendant le processus d'assemblage [32]. On peut voir à la figure 1.10 un exemple illustrant cette isolation dans un bobinage distribué d'une machine triphasée.



FIGURE 1.10 – Photographie mettant en évidence l'isolation entre phases (têtes de bobines) d'un bobinage distribué triphasé [31]

1.6.3 Isolation entre spires

L'isolation des conducteurs est certainement la partie la plus importante dans la construction du système d'isolation d'une machine électrique, car c'est la plus fragile. Deux raisons principales à cela, d'abord l'isolant est situé au plus près du fil de cuivre chaud (échauffement par effet Joule). D'autre part, c'est l'élément le plus mince de l'isolation de la machine. Pour assurer ce type d'isolation, le bobinage statorique est réalisé avec du fil de cuivre émaillé et l'émail est considéré comme l'isolant électrique élémentaire car il se trouve toujours en contact direct avec le conducteur (cuivre). Les fils émaillés sont classifiés en premier lieu par leurs indices thermiques, c'est-à-dire qu'ils doivent résister à une température donnée pendant 20000 heures sans perdre plus de 50% de leurs propriétés diélectriques (méthode de validation décrite dans la norme CEI 60172)[33]. De plus, ils doivent répondre à des exigences mécaniques, électriques et chimiques sévères qui répondent à des normes internationales référencées par la Commission Electrotechnique Internationale (CEI).

1.7 Contraintes subies par le système d'isolation électrique

Différentes contraintes sont subies par le système d'isolation électrique d'une machine lors de son fonctionnement mais également à l'arrêt. Ces contraintes sont thermiques, mécaniques, environnementales et électriques [34],[35],[36].

1.7.1 Contraintes thermiques

La température de service des machines est leur principale cause de vieillissement [30]. Cette température est généralement due aux différents types de pertes dans la machine (pertes fer, pertes par hystérésis et courants de Foucault et pertes diélectriques) et principalement à l'effet Joule qui varie en fonction de la charge de la machine.

L'ensemble de ces pertes, associé à des pertes diélectriques, notamment dans les isolants de fond d'encoche même si généralement elles sont faibles, conduisent à l'augmentation de la température de l'isolation de la machine, et plus particulièrement de l'isolation des spires du fait de leur contact direct avec les conducteurs. Ces échauffements fragilisent l'isolation et la rendent plus vulnérable aux autres contraintes. De plus, lorsque les contraintes thermiques sont associées à des contraintes environnementales telles que l'humidité, la température critique des matériaux diminue [30].

Le vieillissement thermique de l'isolation est un processus complexe faisant intervenir des réactions au niveau moléculaire des matériaux. Certains travaux [37],[38] ont permis d'établir une corrélation entre les changements physiques durant le processus de vieillissement thermique de l'isolation et les réactions chimiques dans le matériau. Ils ont montré aussi l'effet de la température sur la durée de vie de l'isolation.

1.7.2 Contraintes mécaniques

Les contraintes mécaniques sont généralement le résultat des forces électromagnétiques diverses dans la machine. Ces forces ont tendance à faire vibrer les bobinages. Les forces mécaniques dans l'enroulement statorique sont causées par les courants circulants dans le circuit magnétique du stator de la machine et par l'expansion thermique due aux courants de charge. Aussi, l'interaction des pôles rotoriques avec les encoches statoriques génère des forces magnétiques qui tendent à bouger les bobines. Ce phénomène électromagnétique se produit à une fréquence égale à deux fois la fréquence de l'alimentation [39]. Si les enroulements peuvent bouger dans l'encoche statorique, la force magnétique fait vibrer la barre ou la bobine, et par voie de conséquence la surface de l'isolation se frotte contre la surface du noyau magnétique causant une usure du mur semi-conducteur puis par la suite de l'isolation. Une force magnétique semblable se produit dans l'extrémité de l'enroulement. Si les bobines ou les barres vibrent les unes par rapport aux autres ou contre des anneaux de support, l'isolation peut s'écorcher. Les transitoires causent une seconde contrainte mécanique importante qui survient à chaque mise en marche des machines. Les deux opérations donnent une augmentation au fort courant transitoire de l'alimentation qui peut être cinq fois ou plus, plus intense que le courant nominal de fonctionnement dans le stator [39].

1.7.3 Contraintes environnementales

L'environnement physico-chimique des machines a un impact majeur sur leur durée de vie. La présence de diverses substances polluantes dans l'environnement des machines électriques, en présence de l'oxygène, de l'air et de l'humidité, est souvent à l'origine de réactions chimiques qui peuvent détériorer la qualité de l'isolation et conduire à un défaut d'enroulement [40],[41]. Une de ces réactions est la combinaison de l'ozone et de l'oxyde d'azote avec l'humidité pour former de l'acide nitrique qui attaquent l'isolation [42].

Les polluants les plus fréquemment cités sont [40],[43],[36] :

- l’humidité, surtout lorsqu’elle est chargée en sel (installations offshore ou en bord de mer).
- l’huile ou la graisse issue des roulements ou des systèmes de refroidissement.
- les composés chimiques agressifs déjà présents dans l’environnement de la machine ou issus de la dégradation de l’isolation.
- les particules abrasives telles que la poussière métallique, les particules issues des systèmes de freinage et des balais en charbon.

Chacun de ces agents peut affecter l’isolation de la machine de manière différente. Dans certains cas, ces facteurs d’influence ne posent pas par eux même un problème. Par contre, combinés avec d’autres contraintes, ils peuvent conduire à une dégradation d’isolation. Par exemple, l’humidité et/ou l’huile combinées à des sels partiellement conducteurs ou des particules de poussière métallique peuvent créer un film partiellement conducteur à la surface de l’isolant sur lequel la contrainte électrique engendre plus tard des courants surfaciques qui peuvent influencer sur la durée de vie de la machine.

1.7.4 Contraintes électriques

Les contraintes électriques subies par le système d’isolation électrique de la machine sont d’origines diverses présentées à la figure 1.11. Cette figure montre qu’en fonction de l’intensité du champ électrique appliqué à la machine, plusieurs types de dégradations peuvent intervenir. Ce sont des phénomènes plus ou moins lents en fonction de leur nature. Ils peuvent avoir plusieurs origines et conduire à la rupture irréversible du matériau. On peut distinguer trois types de ruptures du diélectrique sous l’effet d’un champ électrique élevé [38] :

- **Rupture électromécanique** : sous l’effet d’un champ électrique élevé, une pression électrostatique est exercée par les conducteurs sur les isolants. Cela conduit à une diminution de l’épaisseur de l’isolant ou à la création de fissures sur ce dernier. Ce phénomène peut alors conduire à une rupture irréversible du matériau.
- **Rupture par effet thermique** : cette rupture intervient lorsque la conductivité électrique du matériau augmente, du fait d’une densité de courant importante. Cela engendre des pertes supplémentaires et par conséquent un échauffement par effet Joule du matériau. Un emballement thermique peut alors engendrer une rupture du diélectrique.
- **Rupture par décharges électriques** : un champ électrique suffisamment élevé provoque un phénomène d’avalanche électronique conduisant à la rupture diélectrique du matériau.

On peut voir à la figure 1.11 que ces phénomènes de rupture irréversible de l’isolation sont souvent précédés par un vieillissement électrique du matériau qui conduit à son tour à une dégradation de ce dernier.

La dégradation du matériau peut être causée par un phénomène d’arborescence électrique, d’arborescence humide et surtout par un phénomène de décharges partielles (DP). En fait, dans les machines basse tension, alimentées en alternatif basse fréquence, il n’y a pas de DP, car habituellement la tension d’alimentation est inférieure à la tension seuil d’apparition de décharges partielles.

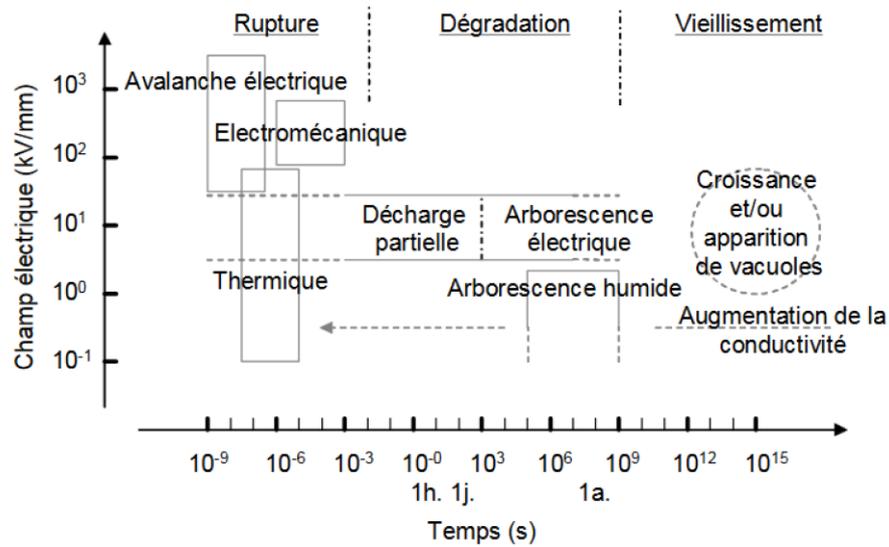


FIGURE 1.11 – Schématisation des différents phénomènes intervenant dans la dégradation des isolants en fonction du champ électrique appliqué et du temps d'exposition au champ électrique [44]

Avec le développement des convertisseurs de puissance, la durée de vie des systèmes d'isolation des machines électriques dépend des contraintes électriques imposées par les nouveaux convertisseurs compacts qui utilisent des composants de puissances rapides [45],[46]. Il y a deux raisons à cela [47] :

- Les composants imposent des fronts de tension très raides et chaque front raide de tension est suivi d'un régime transitoire imposant des surtensions transitoires à l'entrée de la machine. Ces surtensions sont provoquées par une désadaptation d'impédance entre l'onduleur, le câble d'alimentation et la machine.
- l'autre raison est la distribution non linéaire de ces surtensions transitoires dans les enroulements .

1.8 Impact des paramètres de l'alimentation sur l'isolation de la machine

1.8.1 Influence du câble de liaison

De nombreuses publications montrent que le câble de liaison reliant la machine au convertisseur joue un rôle fondamental sur la valeur crête de la tension reçue par le bobinage [48],[49]. Ces articles décrivent les phénomènes de propagation et de réflexion des ondes dans le câble d'alimentation. Ils mettent en évidence le fait que l'impédance interne du convertisseur d'alimentation et celle de la machine sont différentes de l'impédance caractéristique du câble : pour les phénomènes rapides, le câble se comporte comme un résonateur plus ou moins amorti. Les fronts de tension se réfléchissent plusieurs fois à chaque extrémité du câble (oscillations) et se superposent pour former des surtensions brèves.

L'amplitude de ces ondes réfléchies est fonction des coefficients de réflexion en chaque point de jonction du câble, qui sont déterminés à partir de l'impédance caractéristique du câble, l'impédance haute fréquence de l'enroulement statorique du moteur et celle de la source (convertisseur). La longueur du câble et le temps de montée du front de tension influent également sur ces phénomènes. Plus le câble est long, plus le pic de la première oscillation est grand, dans la limite de deux fois la tension du bus continu qui fixe la tension d'entrée de l'onduleur, tandis qu'elle diminue quand le temps de montée augmente [50].

1.8.2 Influence du temps de montée de tension

Le temps de montée de la tension est défini dans la norme NEMA MG-1 comme étant l'intervalle de temps durant lequel l'amplitude de la tension passe de 10% à 90% de son niveau en régime établi [51], comme illustré à la figure 1.7.

Le temps de montée contribue fortement à l'amplification des surtensions transitoires à l'entrée de la machine [52]. En plus de cet effet, plusieurs mécanismes ont été rapportés dans la littérature, quand à l'effet du temps de montée sur le vieillissement des isolants ainsi que sur la distribution non-linéaire des fronts de tension au niveau des spires des différentes bobines [53],[54]. Ainsi, la tension est plus importante au niveau des premières spires de la première bobine d'une phase statorique, tandis qu'elle est atténuée sur celles des bobines suivantes. Cette non-linéarité est d'autant plus importante que le temps de montée est court.

1.8.3 Influence de la polarité de la tension

La polarité de la tension influe sur l'isolation des machines. Dans les travaux de Kaufhold et al. [55], les auteurs ont étudié l'impact de la polarité de la tension sur l'activité des décharges partielles (DP). Les résultats montrent d'une part que la probabilité de déclencher une activité de DP est plus élevée avec un signal bipolaire. En effet, on peut voir que pour un niveau de tension crête donné, la probabilité de créer des DP est plus importante lorsque les pulsions de tension sont alternatives (bipolaires), et d'autre part, ils montrent que pour un même niveau de tension, lorsque la tension est bipolaire, un nombre de DP plus faible suffit pour conduire à la rupture du diélectrique, par rapport à un signal unipolaire. Lorsqu'un événement de DP survient suite à l'ionisation de l'espace gazeux séparant les conducteurs, des charges sont déposées sur la surface des isolants. Ces charges, créent un champ électrique qui s'oppose au champ unipolaire appliqué. Le champ électrique total dans l'espace gazeux se retrouve alors réduit. En revanche, au moment où la tension change de signe (dans le cas bipolaire), le champ électrique créé par ces charges (en admettant que le temps de leur évacuation soit supérieur au temps de commutation de la tension), s'ajoute alors au champ appliqué. Davantage d'explications peuvent être trouvées dans la référence [56].

1.8.4 Influence de la fréquence

Dans une alimentation par onduleur de tension contrôlé en MLI, deux fréquences doivent être distinguées : la fréquence de découpage de l'onduleur et la fréquence du fondamental de tension. Cette dernière, variable avec la vitesse de rotation de la machine, n'a pas d'impact direct sur l'isolation de la machine. En revanche, elle peut avoir un impact indirect en accentuant l'effet de la polarité de la tension.

Concernant la fréquence de découpage, son effet sur les isolants est principalement lié aux taux de répétition des contraintes électriques, et particulièrement des décharges partielles [57]. En effet, quand une activité de décharges partielles est amorcée, la fréquence de découpage étant de l'ordre de 10kHz dans le domaine de la traction automobile, le vieillissement de l'isolation est alors considérablement accéléré [58].

1.9 Distribution non-linéaire de la tension dans le bobinage

Dans le cas d'une alimentation alternatif de fréquence 50Hz (quasi statique), la distribution de tension dans le bobinage du stator est pratiquement linéaire. Cependant, lorsque le bobinage est soumis à des fronts de tension de raideur dV/dt importants sous une alimentation en MLI, la distribution de la tension devient non-uniforme dans les différentes bobines [59].

La référence [59] attribue cette non-uniformité aux capacités entre les spires et la carcasse magnétique. Tandis que Bidan et al [60] associent ce phénomène principalement aux pertes en fréquence dans le noyau magnétique, et plus précisément par les pertes par courants de Foucault. Ces pertes contribuent à réduire la pente du front de tension à mesure que l'on avance dans le bobinage [4].

La distribution non linéaire de la tension peut entraîner des contraintes insoupçonnées au niveau du système d'isolation des machines alimentées en MLI, et plus particulièrement de l'isolation des spires. En effet, les différences de potentiel importantes pouvant apparaître entre les spires d'une même phase ou de deux phases différentes, créent des zones de fort champ électrique [47],[4],[61]. Les isolants sont ainsi soumis à des contraintes électriques, se traduisant majoritairement par une activité de décharges partielles relativement forte pouvant accélérer leur vieillissement électrique et réduire leur durée de vie.

1.10 Solutions proposées pour réduire les contraintes électriques

Plusieurs solutions ont été envisagées et rapportées dans la littérature, pour réduire les contraintes électriques que peut subir l'isolation des machines alimentées en MLI . Elles peuvent être internes à la machine (au niveau du bobinage), ou externes à cette dernière, c'est-à-dire l'alimentation. La première solution consiste à renforcer l'isolation. Cela peut être réalisé de deux manières :

- L'augmentation de l'épaisseur des isolants, en utilisant des fils d'un grade supérieur, ou par l'ajout de feuilles de papiers dans les têtes de bobines pour isoler les phases, ou encore par l'utilisation des nouveaux fils émaillés qui résistent mieux aux décharges partielles dits fils « anti corona » ou « corona résistant » [5], [62].
- Une deuxième solution consiste en la réduction de l'amplitude des fronts de tension. Cela peut être possible en ajoutant un filtre soit en sortie de l'onduleur [4] ou au bout du câble d'alimentation [63]. Le but est d'adapter l'impédance de la machine à celle du câble d'alimentation. Cette solution permet de réduire la pente du front de tension (dV/dt) et ainsi de permettre une distribution quasi-linéaire de ce dernier le long du bobinage [4]. Elle permettrait alors de réduire notablement les contraintes au niveau de la machine.

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les éléments importants de la chaîne de traction d'un véhicule électrique qui sont la machine et le convertisseur statique . Plusieurs types des machines peuvent faire partie de cette chaîne selon les performances exigées par le véhicule.

Nous avons présenté la composition d'un système d'isolation électrique (SIE), qui comprend les isolations de fond d'encoche, entre phases et entre spires.

Le SIE peut subir différents contraintes qui peuvent être de différentes natures, principalement : électriques, thermiques, mécaniques, chimiques et environnementales, ainsi que les contraintes dues à l'alimentation par onduleur commandé en MLI.

Les contraintes électriques se traduisent souvent par l'apparition ou l'accélération d'une activité de décharges partielles dans le bobinage. Ces phénomènes, que l'on détaillera dans le chapitre 4, provoquent une accélération très importante du vieillissement électrique des isolants. Ils concernent particulièrement l'isolation inter-spires, car elle constitue le point le plus critique du système d'isolation électrique.

Nous avons remarqué que le mode d'alimentation des machines est à l'origine de ces contraintes électriques. L'alimentation par onduleur commandé en MLI comprend des fronts de tension (dV/dt) importants. Du fait d'une désadaptation d'impédance entre le convertisseur, le câble d'alimentation et la machine, des surtensions oscillatoires sont produites à l'entrée de cette dernière. Ces surtensions dépendent de la longueur du câble et du temps de montée de la tension.

Enfin, nous avons vu que, contrairement à l'alimentation sinusoïdale de fréquence industrielle 50Hz, les fronts de tension parvenant du convertisseur ne se répartissent pas linéairement dans les enroulements du stator. Des différences de potentiel importantes peuvent alors apparaître entre les spires. Ces zones de fort champ électrique peuvent être à l'origine de contraintes électriques importantes conduisant à des phénomènes d'ionisation suivis de décharges électriques .

Chapitre 2

État de l'art sur les fils émaillés

2.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre un état de l'art actuel et les évolutions majeures concernant la fabrication des fils émaillés. Ces évolutions importantes n'ont pu voir le jour que grâce aux nouveaux processus d'émaillage meilleurs que les anciens et grâce aux nouveaux matériaux d'isolation qui présentent d'excellentes caractéristiques et propriétés diélectriques, mécaniques, thermiques et chimiques.

Nous commençons par la présentation du système d'isolation classique qui est constitué de la combinaison d'un papier isolant, l'émail autour des conducteurs (fils de cuivre ou aluminium) et la résine (le vernis)[8]. Ensuite, nous présentons les propriétés des émaux isolants et du procédé classique d'émaillage utilisant les différents types de machine à émailler [64].

L'émail est la première couche d'isolation électrique, et subit de fait le maximum de la contrainte électrique. Il doit aussi pouvoir supporter à la fois les contraintes thermiques de l'échauffement interne, du à l'effet joule et à l'environnement dans lequel fonctionne la machine[6].

Nous présentons par la suite, les nouveaux systèmes d'isolation qui utilisent des polymères secs polymérisé par rayonnements UV. Cette technique a induit le développement de nouvelles machines à émailler avec de nouveaux processus d'émaillage. Les performances des nouveaux systèmes d'isolation répondent bien aux différentes exigences écologiques et économiques [7],[9].

2.2 Définition d'un isolant

Dans une machine électrique, la fonction première d'un isolant électrique est de s'opposer au passage du courant entre conducteurs. Les propriétés diélectriques des matériaux utilisés sont donc de toute première importance. Ils doivent résister aux contraintes électriques, mécaniques et thermiques, afin de ne pas perturber le fonctionnement de la machine.

Un isolant est caractérisé par une grande résistivité supérieure à $10^{10} \Omega.m$ tandis que celle des conducteurs est inférieure $10^{-6} \Omega.m$ [65][41]. Dans un isolant tous les électrons sont fortement liés aux atomes du matériau. L'énergie qu'il faut pour les libérer, et donc avoir de la conduction est très élevée notamment devant l'énergie thermique ou électrostatique. La mobilité des électrons y est quasi nulle.

Cette énergie est décrite à l'aide de la théorie des bandes (issue elle-même de la théorie des orbitales moléculaires). Cette théorie stipule que dans un solide, les niveaux d'énergie permis pour les électrons sont confinés dans une bande dont la largeur, de l'ordre de l'électron volt ($1eV=1,602 \times 10^{-19} J$), dépend du matériau et du recouvrement des orbitales atomiques. Les solides ont une structure de bandes d'énergies permises et de bandes d'énergie interdites. Les premières se remplissent selon la loi statistique de Fermi [65]. Les électrons occupent tous les niveaux d'énergie inférieurs au niveau de Fermi. La bande de valence et la bande de conduction sont alors mises en évidence.

Comme il est montré à la figure 2.1, pour un métal, les bandes de valence et de conduction se chevauchent impliquant qu'un faible apport d'énergie suffit à un électron pour se déplacer. Pour un isolant, la bande interdite (ou gap) est beaucoup plus importante. Il faut donc un apport très important d'énergie pour permettre aux électrons d'accéder à la bande de conduction où ils pourront se déplacer. Il est considéré que lorsqu'un matériau a un gap supérieur ou égal à 4-5 eV, il s'agit alors d'un isolant [66].

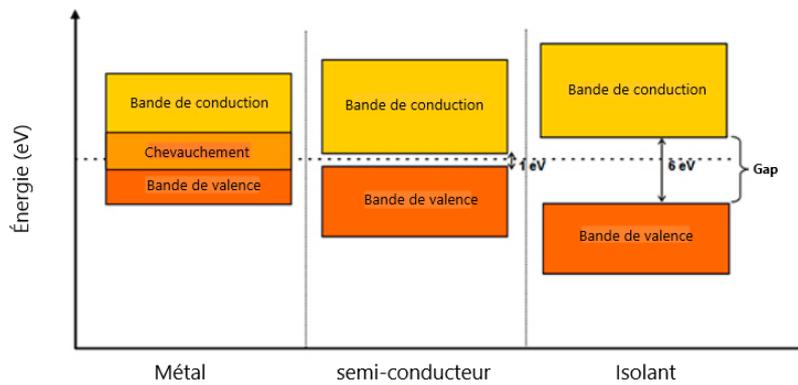


FIGURE 2.1 – Théorie des bandes métal/semi-conducteur/isolant [66]

2.3 Système d'isolation classique d'une machine électrique

Le système d'isolation classique d'une machine se compose de trois éléments principaux : le papier isolant, l'émail autour des fils de cuivre et la résine (le vernis) d'imprégnation [8]. Ces éléments assurent les différents types d'isolation.

Premièrement, l'isolation entre spires est assurée par l'émail et par la résine d'imprégnation. Ensuite, il y a l'isolation entre phases qui est assurée à la fois par l'émail, la résine d'imprégnation et le papier isolant. Enfin, l'isolation entre la phase et la masse (Isolation de fond d'encoche) est assurée à la fois par l'émail et le papier isolant.

2.3.1 Papier isolant

Le papier isolant sert pour l'isolation entre phase et masse (Isolation de fond d'encoche) mais aussi entre phases. Les matériaux utilisés pour les papiers sont divers. Ces isolants peuvent être souples et tissés, non tissés, laminés ou bien encore cellulosiques. Ces isolants peuvent également être utilisés sous forme de laminés (ensemble de plusieurs papiers collés). Parmi ces papiers, certains portent une marque déposée et sont utilisés depuis de nombreuses années. Ci-dessous nous citons ceux qui sont les plus communément utilisés [8] :

- Le Nomex : fibre en polyamide aromatique (polyaramide) ;
- Le Kapton : film en polyimide ;
- Le Mylar : film en polyester téréphtalate (PET) ;
- Film en polypropylène ;
- Film en polyester.

2.3.2 Email et Vernis d'imprégnation

Pour assurer l'isolation entre spires, le bobinage statorique est réalisé avec du fil de cuivre émaillé, l'émail est considéré comme l'isolant électrique élémentaire car il se trouve toujours en contact direct avec le conducteur (cuivre). Les fils émaillés sont classifiés en premier lieu par leurs indices thermiques, c'est-à-dire qu'ils doivent résister à une température donnée pendant 20000 heures sans perdre plus de 50% de leurs propriétés diélectriques (méthode de validation décrite dans la norme CEI 60172) [33]. De plus, ils doivent répondre à des exigences mécaniques, électriques et chimiques sévères qui répondent à des normes internationales référencées par la commission électrotechnique internationale (CEI).

Les bobinages des machines électriques réalisés avec le fil émaillé sont aussi, le plus souvent, imprégnés par des vernis. Le rôle principal de ce vernis d'imprégnation est d'augmenter la conductivité thermique des enroulements, de renforcer la tenue mécanique du bobinage (notamment contre les vibrations) et de les protéger contre l'humidité.

Le choix des vernis d'émaillage et d'imprégnation dépend de plusieurs facteurs [6] :

- la tension électrique à supporter ;
- la température de fonctionnement de l'appareil ;
- les caractéristiques d'application des vernis (composition de la formulation, type et cinétique de réticulation).

Dans notre projet de fin d'études, nous nous intéressons à l'isolation entre spires, donc il est nécessaire d'analyser la technologie actuelle utilisée pour fabriquer les fils émaillés, Cela permettra de mieux comprendre les inconvénients de cette technologie et d'être capable de proposer de nouvelles technologies de fabrication meilleures.

2.3.3 Vernis d'émaillage

Les conducteurs en cuivre sont isolés grâce à un procédé d'émaillage qui consiste à appliquer successivement de très fines couches de vernis d'émaillage sur le fil de cuivre. Ce vernis d'émaillage possède une formulation complexe comportant un mélange de solvants classés en produits nocifs ou cancérigènes (crésols, de solvants aromatiques tels que le xylène, de N méthyle pyrolidone), d'un pré-polymère (collodion) ainsi que de divers additifs qui dépendent des caractéristiques finales voulues. Selon la nature chimique de l'email, du type de machine à émailler utilisé et du diamètre des fils, le vernis d'émaillage contient entre 15 et 40% d'extrait sec (partie utile), le reste étant constitué par les solvants, c'est à dire qu'environ 60% du produit utilisé s'évaporent et doivent être traités. Ceci n'empêche pas qu'une infime partie de solvants soit rejetée directement dans l'atmosphère [67]. De plus, la réaction exothermique de ces solvants génère naturellement beaucoup de CO_2 dont on connaît l'incidence écologique. La consommation annuelle des vernis d'émaillage en Europe est de 40.000 tonnes, soit 26.000 tonnes de solvants à éliminer [68].

La nature chimique des émaux diffère selon la classe thermique et les conditions d'utilisation de la machine. Les différents types sont rassemblés ci-dessous (par ordre croissant de classe thermique) [6] :

- Acéto formale de polyvinyle : de classe thermique 120°C, ils possèdent d'excellentes propriétés mécaniques.
- Polyuréthane (PUR) : sa classe thermique varie en général de 130 à 155°C. La caractéristique principale des émaux polyuréthane est leur soudabilité. Ils sont surtout utilisés sur des fils fins de 0,02 à 1 mm avec une application par feutres ou filières. On peut toutefois rencontrer ce type d'email pour des diamètres jusqu'à 2 mm.
- Polyesterimide (PEI) : ils sont en général de classe 180°C. Ils possèdent en général une très bonne souplesse et une bonne adhérence au cuivre mais une thermo-plasticité assez faible (270°C) (la thermo-plasticité étant la capacité d'un film polymère à fluer sous une certaine charge avec la température). On les retrouve sur des diamètres de 0,03 à 0,8mm.
- Polyester au THEIC (Tri Hydroxy Ethyl IsoCyanurate) (PES au THEIC) : ces émaux ont une bonne souplesse et une très bonne adhérence au cuivre. Ils sont essentiellement utilisés en sous couche des polyamide-imides. Les fils ainsi obtenus réalisent un bon

compromis entre les propriétés mécaniques (souplesse adhérence) et la tenue thermique (classe 200°C, thermo- plasticité >340°C) avec en plus l'inertie chimique des polyamide imides. Ils sont en général disponibles dans des diamètres de 0,5 à 5 mm.

- Polyesterimide au THEIC (PEI au THEIC) : de classe thermique 200°C, mais surtout la thermo-plasticité du polyesterimide se trouvent augmentées (>320°C). Ces vernis sont utilisés sur des diamètres de 0,1 à 5 mm. Comme pour les polyesters au THEIC, ils sont très souvent employés en sous couche de polyamide-imides pour obtenir des fils de classe 200°C .
- Polyamide-imide (PAI) : utilisés en pleine couche, ont une classe thermique de 220°C avec une thermo-plasticité de 400°C . Les PAI sont des polymères hautement performants, amorphes et de haute stabilité thermique. Ils ont d'excellentes propriétés à température élevée, une bonne résistance aux radiations et à l'usure, une faible inflammabilité et une faible émission de fumées, mais restent très onéreux et sont attaqués par les alcalins. Ils sont disponibles pour des diamètres de 0,1 à 1,3 mm. Ils sont généralement plus utilisés en surcouche sur des polyesters ou polyesterimides au THEIC pour obtenir des fils de classe 200°C avec une thermo-plasticité de 340°C pour des diamètres de 0,1 à 5 mm. Les polyamideimides se distinguent par leur tenue à de nombreux agents chimiques et leurs bonnes propriétés de glissement.
- Polyimides (PI) : il s'agit d'un thermoplastique haute température. Ce sont des émaux de classe thermique de 240°C et de thermo-plasticité de 500°C, disponibles pour des diamètres de 0,05 à 6 mm. Ils sont d'un prix très élevé du fait du coût des matières premières et des conditions spécifiques d'émaillage. Cependant, les propriétés thermiques et électriques de ce matériau sont fortement influencées par la teneur en humidité du film.

La figure 2.2 reprend la classification des émaux classiquement utilisés en fonction de leur classe thermique et de leur thermo-plasticité.

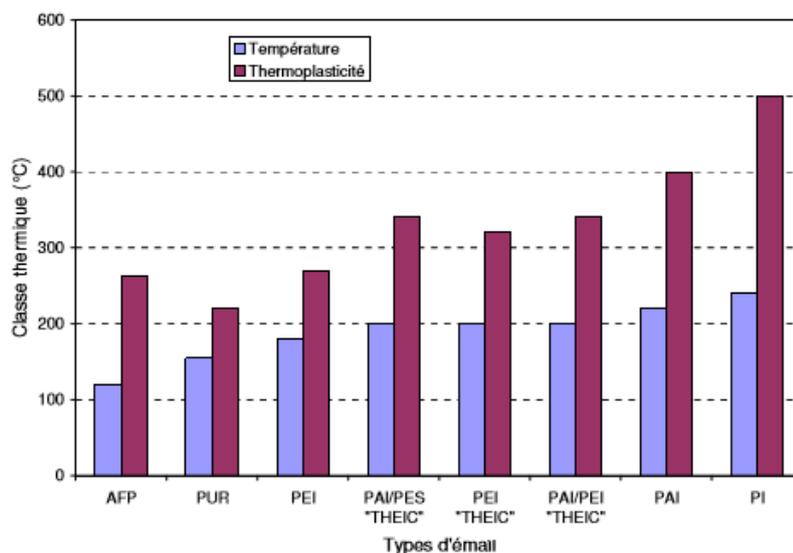


FIGURE 2.2 – Classe thermique et thermo-plasticité des émaux utilisés dans l'isolation des machines électriques [69]

2.3.4 Vernis d'imprégnation

Les vernis d'imprégnation sont déposés sur les bobinages déjà formés. Leur rôle est d'augmenter la tenue mécanique du bobinage, la dissipation calorifique, la protection par rapport à l'environnement et la tenue diélectrique pour les moyennes et hautes tensions [6]. Ces polymères sont de natures différentes, selon principalement la gamme de température d'utilisation. Les plus utilisés sont généralement des vernis époxydes, polyester ou polyesterimide. Nous pouvons toutefois les classer en différentes catégories [6] :

- **Les vernis à solvant** : un pré-polymère de viscosité élevée est dilué dans une formulation solvant. Les solvants utilisés peuvent être en totalité organiques ou posséder une partie aqueuse ; dans certains cas le solvant est de l'eau.

Les solvants organiques ont une teneur importante en composés organiques volatils (COV) qui va nécessiter un traitement des émissions.

Pour les vernis intégrant une part d'eau ou qui sont totalement hydrosolubles, il faut distinguer les trois cas :

- Les vernis hydrodiluables : en général ils comportent une quantité importante de co-solvant organique souvent toxique (glycol) dans lequel le polymère est soluble.
 - Les vernis hydrosolubles : Une modification chimique du polymère par introduction dans la structure moléculaire de groupements hydrophiles permet de compatibiliser un polymère naturellement hydrophobe avec l'eau. Ces modifications dégradent en général les propriétés (en particulier thermique) du polymère et demandent un contrôle strict du pH pour assurer une stabilité de la solution.
 - Les émulsions aqueuses : le polymère est réduit mécaniquement en fines particules qui sont dispersées dans l'eau. La stabilité de l'émulsion est assurée à l'aide de tensioactifs. Les propriétés du polymère sont alors conservées. Les vernis à l'eau nécessitent en général des installations en inox pour éviter les problèmes de corrosion. Les propriétés thermodynamiques de l'eau conduisent à une consommation d'énergie très importante.
- **Les vernis à monomère réactif** : un pré-polymère est dissous dans un composé réactif qui se combine avec lui pendant la polymérisation. Il s'agit en général de polyester en solution dans un monomère (styrène vinyle toluène VT, diallyl phtalate DAP). Pendant la polymérisation, le monomère réactif vient se combiner au polymère en solution.
 - **Les vernis sans solvant** : ils sont constitués de formulation utilisant des pré-polymères à bas poids moléculaire associés parfois à des diluants réactifs pour respecter les contraintes de viscosité du procédé d'imprégnation.
 - **Les vernis thixotropes** : l'effet thixotropique correspond au comportement rhéologique particulier d'un liquide : un changement physique de la viscosité. Un liquide thixotropique possède une viscosité qui diminue lorsqu'il est agité (augmentation du taux de cisaillement).

Dans plusieurs cas : lors de l'application du vernis lors de sa polymérisation ou bien encore durant sa période de fonctionnement, des réactions chimiques entre ce vernis d'imprégnation et le vernis de l'émail peuvent se produire. Dans ce cas une altération des caractéristiques électriques de l'isolation peut se produire et conduire à un vieillissement prématuré de l'isolant.

Une solution alternative de conception de fils émaillés, beaucoup moins polluante, a été mise au point ces dernières années ; elle est basée sur un processus de polymérisation par UV qui n'utilise aucun solvant. Cette nouvelle technologie permet également de supprimer

l'imprégnation ultérieure des bobinages réalisée avec des vernis à solvants.

2.4 Propriétés des émaux isolants

Les qualités d'un émail sont déterminées avant tout selon les conditions de son emploi, c'est-à-dire, sur le fil émaillé dans notre cas. Ces qualités doivent tenir compte essentiellement :

- des exigences concernant la mise en œuvre ;
- des contraintes de service.

Ainsi, les dimensions du conducteur, les conditions de mise en œuvre, le mode de bobinage (lent, rapide, sur machine automatique), le traitement d'imprégnation, les températures maximales d'utilisation, le milieu ambiant sont des éléments à faire intervenir dans le choix de l'émail. Deux cas importants d'utilisation des émaux peuvent être cités [64] :

- d'une part, celui des fabrications électrotechniques (fréquences industrielles et courant continu) ;
- d'autre part, celui de l'électronique.

Dans le premier cas, les principales qualités à exiger sont la stabilité thermique, la résistance mécanique, la résistance aux agents chimiques d'agression (éventuellement aux vernis d'imprégnation).

Dans le deuxième cas, on recherche particulièrement des pertes diélectriques réduites, une faible hygroscopicité, des facilités de soudage, de collage.

Dans tous les cas, une résistance particulière aux contraintes thermiques peut être imposée. Les progrès réalisés dans la chimie des polymères thermostables ont permis d'avoir une amélioration sensible des propriétés thermiques et mécaniques et de la stabilité chimique des fils émaillés. Il y a lieu toutefois de tenir compte des limites imposées par les conditions, techniques et économiques, de fabrication industrielle des fils émaillés. Des réglementations toxicologiques et environnementales ont introduit de nouvelles contraintes qui vont faire évoluer les formulations des vernis d'émaillage et les conditions de fabrication des fils émaillés.

Un important système normatif au niveau international (CEI) harmonisé au niveau européen (CENELEC) et français (AFNOR/UTE) définit les conditions d'essais et les caractéristiques minimales normalisées pour la plupart des fils émaillés. Aux États-Unis, la NEMA (National Electrical Manufacturers Association) a normalisé la majorité des compositions de fils émaillés existants [70].

2.5 Procédé classique d'émaillage

2.5.1 Machine à émailler

Une machine à émailler correspond au schéma de principe suivant (Figure 2.3).

Une machine à émailler comprend [8] :

- un four de recuit qui permet le recuit du cuivre et élimine toutes les contraintes liées au tréfilage. Le four de recuit fonctionne en atmosphère réductrice (souvent vapeur d'eau) afin d'éliminer toutes les impuretés et les huiles de tréfilage ;
- un applicateur comportant un bac à vernis alimenté en général en continu avec une filtration en ligne et un système de calibrage de l'épaisseur déposée. Le vernis peut être chauffé ;

- un four avec plusieurs zones de chauffage régulées en température indépendamment les unes des autres. Les fours sont munis de catalyseur permettant de brûler les vapeurs de solvant ; l'énergie récupérée servant au chauffage du four ;
- un four de refroidissement ;
- un système de dérouleur et de ré-enrouleur.

Une machine industrielle (Figure 2.4) comprend plusieurs lignes indépendantes passant dans le même four et pouvant produire des diamètres de cuivre différents. Le vernis est déposé en plusieurs couches et le fil passe dans le four après chaque couche déposée. De plus en plus de machines sont dotées de contrôles en continu permettant de décompter le nombre de défauts. Ces contrôles peuvent utiliser plusieurs principes de détection (tenue sous une certaine tension, systèmes capacitifs).

Il est possible de déposer plusieurs couches de vernis différents sur un même fil, à partir du moment où les conditions de cuisson (vitesse – température) sont identiques pour chaque vernis. La performance d'une machine à émailler est définie par le produit de la vitesse de cuisson V par le diamètre D du fil (VD). La facilité d'application d'un vernis d'émaillage se caractérise par la gamme de vitesses d'émaillage conduisant à un fil conforme à la norme et la gamme de diamètres de fil pour laquelle il est utilisable sur une machine donnée [64].

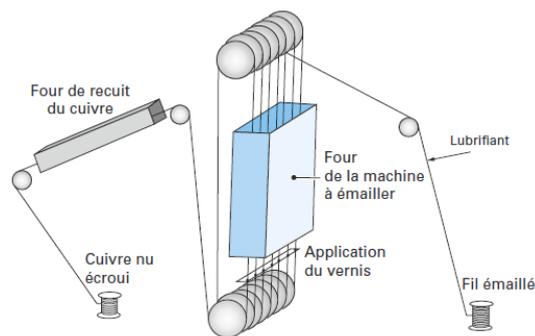


FIGURE 2.3 – Schéma de principe d'une machine à émailler [8].

2.5.2 Différents types de machines à émailler

Les machines à émailler se classent en différentes familles [64] : selon l'implantation des fours :

- les machines à four vertical ;
- les machines à four horizontal.

et selon le type d'applicateur :

- les machines à filières ; le film de vernis est calibré par passage dans une filière de diamètre déterminé qui fixe la surépaisseur de dépôt par rapport au diamètre du fil. L'application se faisant en plusieurs couches, on dispose, pour un diamètre de fil donné et une surépaisseur d'émail définie (grade) d'une série de filières dont la progression en diamètre dépend de la nature du vernis à appliquer ;
- les machines à feutres ; le fil de cuivre passe plusieurs fois entre deux feutres chargés de vernis. Un film de vernis est entraîné par le fil. L'épaisseur de dépôt est contrôlée par l'extrait sec et la viscosité du vernis. Ce procédé est utilisé surtout pour les fils de faible diamètre ($< 0,3$ mm).

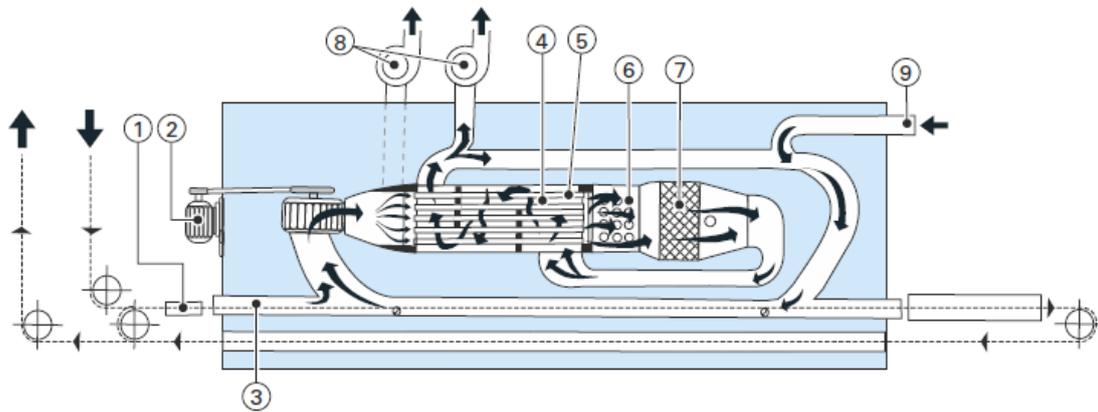


FIGURE 2.4 – Schéma d'une machine à émailler industrielle de type SICME NEM 400 [64].

- 1- applicateur de vernis
- 2-moteur de circulation d'air
- 3-four de cuisson
- 4-tubes échangeur de chaleur
- 5-échangeur de chaleur
- 6-chauffage pour la catalyse
- 7-catalyse pour l'oxydation du solvant
- 8-sortie de ventilation
- 9-entrée d'air frais

2.6 Développements actuels

Les objectifs des développements actuels dans le domaine de l'émaillage sont d'ordre écologique et économique. Ils concernent la diminution voire la suppression des solvants polluants et toxiques et l'augmentation de la productivité des machines (vitesse d'émaillage).

2.6.1 Vernis à haut extrait sec

Ces vernis utilisent la chimie des vernis actuels. Par des modifications de la structure moléculaire et des mélanges solvants adaptés, il est possible d'augmenter la solubilité des prépolymères. On obtient ainsi des vernis à viscosité équivalente ou légèrement supérieure qui peuvent être mis en œuvre sur les machines à émailler traditionnelles. Les fils obtenus sont de bonne qualité pour une productivité acceptable et une diminution sensible de l'impact sur l'environnement. Cette solution est appliquée à grande échelle au niveau industriel [6].

2.6.2 Hot melt

Partant des mêmes familles chimiques que les vernis traditionnels, des résines sans solvant peuvent être élaborées. Ces produits solides sont appliqués, à l'état fondu, sur les fils à travers des filières chauffantes. La cuisson se fait dans un four, comme pour les machines traditionnelles. Ce procédé entraîne une consommation énergétique plus importante. La productivité est excellente et il n'y a plus de pollution atmosphérique. Les propriétés des fils obtenus sont acceptables avec toutefois une tenue thermique plus faible. Cette technologie qui nécessite d'investir dans de nouvelles machines ne s'est pas développée industriellement [71].

2.6.3 Polymérisation par rayonnement Ultra-violet (UV)

Les vitesses de polymérisation sous UV sans solvant étant grandes par rapport à celles des cuissons traditionnelles, elle est développée afin d'avoir des résines non agressives pour l'environnement et améliorer la qualité des produits, tout en éliminant les émissions de COV. Le processus de polymérisation utilisant le rayonnement UV est développé depuis les années 1970 [7]. Il est utilisé pour convertir un fluide en un film solide sous l'effet des radiations en utilisant des lampes UV. Ce type de la polymérisation est avantageux pour les raisons suivantes [7],[9] :

- pas de solvant dans les vernis utilisés ;
- pas de pollution atmosphérique ;
- ne nécessite qu'un seul passage dans chaque filière (rapidité) ;
- offre un matériau de bonne qualité et une résistance élevée sans la de COV.

2.6.4 Poudrage électrostatique

Une poudre de granulométrie bien définie, chargée électriquement par un champ électrique se dépose sur le fil mis à la masse. Le film isolant est formé par fusion de cette couche de poudre par passage dans un four chauffé par rayonnement. La surépaisseur d'émail est obtenue en un seul passage. Les poudres disponibles pour cette application sont, à ce jour, exclusivement des résines époxyde, ce qui limite les températures d'utilisation. Cette technologie, excellente pour l'environnement, est utilisée pour l'isolation de gros fils ronds et de méplats, destinés au bobinage de transformateurs immergés pour lesquels les classes thermiques sont limitées à 120°C, et pour des applications très spécifiques [72].

2.6.5 Extrusion

Le fil est revêtu par passage au milieu d'une filière d'extrudeuse. Cette technologie n'est applicable qu'à des thermoplastiques, éventuellement thermoréticulables. Les polymères aujourd'hui disponibles sont à des prix prohibitifs et conduisent à des fils aux propriétés insuffisantes. Par contre, la productivité est excellente, et l'impact sur l'environnement négligeable. Cependant, les fils obtenus avec les polymères thermoplastiques haute température (polyéther sulfone, polyphénylsulfone, polyéther éther cétone.) ont une stabilité hydrolytique remarquable [73].

2.6.6 Solvant vrai

Pour la plupart des vernis d'émaillage, le solvant vrai est constitué d'un mélange de phénol et d'acide crésylique adapté au polymère à dissoudre.

Pour les polyamides imides et les polyimides, le solvant est la Nméthyl pyrrolidone. La partie solvant vrai représente de 60 à 80 % en masse de la formule solvante et constitue une part non négligeable du prix du vernis d'émaillage. Son prix est sujet à des fluctuations importantes liées à leur disponibilité au niveau mondial. Ils interviennent comme matière première dans de nombreux secteurs de l'industrie chimique [64].

2.6.7 Diluant

Le diluant est constitué d'un mélange de solvants aromatiques et aliphatiques (naphta, xylène, toluène, oxyde de propylène). Leur composition, associée au solvant vrai, permet de régler la viscosité du vernis pour un extrait sec donné, et d'ajuster la courbe de distillation en fonction de la température. Le prix des diluants est lié aux fluctuations des prix du pétrole. Ils sont moins chers que les solvants vrais. On cherche en général à utiliser le maximum de diluant compatible avec les contraintes d'application [6].

2.7 Nouveaux fils émaillés

Face aux inconvénients de l'ancien processus d'émaillage, La demande sur les nouveaux fils émaillés est devenue large. Parmi les nouveaux fils proposés par des chercheurs et entreprises, on peut citer :

Le fil magnétique (fil émaillé) nouvellement développé (N-AI / HPE) par R. Obika et al [74], a une meilleure adhérence entre le conducteur et le filme d'isolation par rapport au fil magnétique conventionnel (AI / HPE). Ils ont introduit des fils magnétiques en polyamideimide (ci-après dénommés "(AI /) HPE") en utilisant THEIC (Tris hydroxyéthyl isocyanurate) polyester de classe 180 °C (H) [74].

Notre travail consiste à étudier un autre nouveau fil émaillé en utilisant une nouvelle méthode de polymérisation développée par les sociétés GII et ACEBSA [9]. Cette méthode est très différente de celles utilisées. Le fil émaillé est constitué d'une première couche de Polyester acrylate (PEA) qui assure l'adhérence au cuivre. Au départ, le monomère est contenu dans une solution ; il est déposé ensuite sur le cuivre ; puis la polymérisation est obtenue par le rayonnement des lampes UV (Figure2.5) qui ne dégagent ni COV ni CO₂. Le fil passe ensuite dans une extrudeuse qui dépose une couche plus épaisse de Polysulfure de phénylène (PPS). Cette seconde opération se fait sans aucune réaction chimique. Le polymère arrive dans l'extrudeuse sous forme de granulés et l'isolation peut être modifiée simplement par l'ajout de microparticules ou composants organiques dans la résine initiale pour avoir de nouvelles exigences électriques.

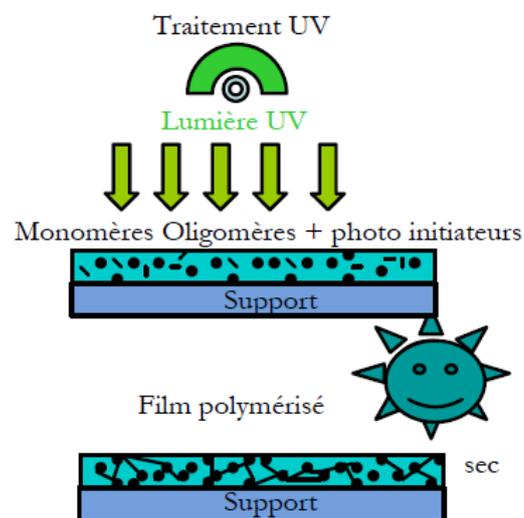


FIGURE 2.5 – Nouveau processus d'émaillage [67]

Le polyester acrylate (PEA)[7] est un polymère thermodurcissable amorphe obtenu par durcissement de l'acrylate à base de polyester et dont les monomères se caractérisent par une réactivité chimique élevée et une faible volatilité. Cette couche de vernis utilisée est sans solvant et polymérisée par une réaction radicale sous UV. Avec de très bonnes propriétés filmogènes, le PEA peut être utilisé sur un large éventail de fils émaillés, de 0,1 mm à des fils plats, tout en maintenant ses propriétés de flexibilité, d'adhérence et de résistance chimique.



FIGURE 2.6 – Structure chimique du PEA [76]

Le polysulfure de phénylène (PPS)[7],[75] est un produit semi-cristallin thermoplastique à haute performance. Il a une bonne stabilité thermomécanique et une bonne résistance chimique par rapport à divers fluides. Il a aussi une bonne résistivité électrique. Sa polymérisation est réalisée par une réaction hétérogène d'un ou de plusieurs polyharmoniques avec du sulfure (S) et du carbonate de sodium (Na_2CO_3), ce qui conduit à une structure partiellement ramifiée. La polymérisation peut également être effectuée par polycondensation de métal alcalin pour avoir une structure linéaire. Ce type de polymère est spécifié par une résistance à la chaleur élevée, une isolation thermique élevée et un faible facteur de perte électrique (0,0013 à température ambiante pour une fréquence de 1 MHz). Il peut également maintenir une cristallinité élevée même dans des conditions chaudes et humides.

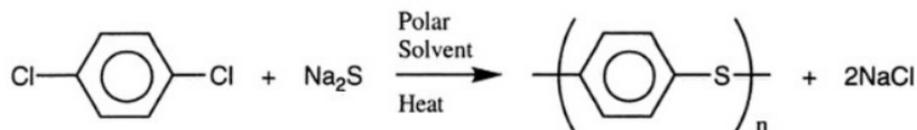


FIGURE 2.7 – Structure chimique du PPS [75]

Cette nouvelle technologie présente des similitudes avec le processus traditionnel à savoir que la réaction se fait sur le fil et permet ainsi d'atteindre les caractéristique qui répondent aux exigences de la norme CEI 60 317-1 [77] (Tableau 2-1).

TABLE 2.1-Caractéristiques du nouveau fil polymérisé par UV, données fournies par GII et ACEBSA [9]

Diamètre de fil	0,95 mm Grade 2B	
Augmentation du diamètre	85 μm	
Tension de claquage	8,3 kV	
Rigidité diélectrique dans un bain à billes	6,3 kV	
Rigidité diélectrique dans un bain à billes avec 10 % de pré-étirage	4,3 kV	
Thermo-plasticité	>350°C	
Tension de claquage après revêtement par le vernis d'imprégnation	143947	8,6 kV
	FT 2015	10,2 kV
	E 524	9 kV
	578E330	8,6 kV
	B819	10,4 kV
donnée thermique	5000 heures à 240°C	

Les analyses électriques et thermiques de ce nouveau fil seront développés dans les prochains chapitres.

2.8 Conclusion

La présente étude a porté sur un nouveau fil émaillé avec une isolation sans composé organique volatil. Ce fil est composé de deux couches de polymères : une couche de Polyester acrylate (PEA) polymérisée par UV et recouvert d'une deuxième couche de Polysulfure de phénylène (PPS).

Les avantages de cette procédure sont divers tels que :

- pas de solvant dans les vernis utilisés ;
- pas de pollution atmosphérique ;
- une bonne rentabilité car la vitesse de la ligne peut être multipliée par 2 ou 3 en fonction du diamètre du fil .

Dans les prochains chapitres et à travers les logiciels FEMM et OrCad PSpice, nous allons faire la simulation avec les données fournies par les deux sociétés ACEBSA et GII.

Chapitre 3

Approche numérique de calcul des
paramètres RLC de bobinage en hautes
fréquences

3.1 Introduction

La qualité de l'isolation des enroulements statoriques des machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques modernes est un facteur important de leur fiabilité. Ces enroulements de ces machines sont soumis à des contraintes particulières, la répartition de la tension dans les enroulements se fait d'une manière non uniforme car les convertisseurs statiques imposent des fronts de tension très raides qui correspondent à des dV/dt très élevés. Ces fronts de tension sont à l'origine de régimes transitoires rapides et donc de champs électriques inter-spices et entre spire et masse intenses qui peuvent initier un processus de dégradation du système d'isolation électrique (SIE) [78],[79]. A ce stade des travaux, nous nous sommes intéressés à la présentation d'un modèle RLC (résistance, inductance, capacité) à éléments discrets pour modéliser les conducteurs et prédire la distribution de la tension inter-spices d'une bobine en fonction des données géométriques et physiques qui la caractérisent. Les paramètres de ce modèle sont déterminés en utilisant des simulations avec des logiciels qui appliquent la méthode des éléments finis.

3.2 Modélisation du bobinage d'une machine électrique

La modélisation du bobinage nécessite de l'utilisateur une bonne compréhension des phénomènes physiques qui interviennent au sein du bobinage et de son voisinage. La modélisation est une tâche relativement complexe qui nécessite des connaissances dans tous les domaines des sciences de l'ingénieur liées aux phénomènes électriques, chimiques ou électromagnétiques. L'utilisateur doit ensuite décider s'il est nécessaire de prendre en considération toutes les interactions des phénomènes avec l'isolation du bobinage ou bien d'en négliger certaines. Il doit également décider du degré de finesse et de la granularité avec lesquels les différents phénomènes sont pris en considération dans le modèle qu'il propose. En revanche, ses choix sont contraints par le temps de calcul et la précision recherchés. En fonction de l'objectif de la modélisation ou de l'étude, une variété de modèles a été proposée par les chercheurs. Chaque modèle dépend principalement de ses objectifs, c'est-à-dire des attentes de son utilisateur. Ainsi, un modèle sera très différent selon que l'objectif est l'étude quantitative du comportement ou bien la conception de la machine.

3.2.1 Principales approches pour la modélisation du bobinage

L'approche la plus pertinente pour la modélisation du bobinage des machines électriques est l'utilisation de modèles de circuit électrique équivalent RLC à partir des paramètres physiques et géométriques [10]. Cependant, les modèles les plus simples négligent souvent les mutuelles entre les conducteurs ainsi que les effets magnétiques dans la machine [10]. Nous présentons ci-après les principales approches proposées pour la modélisation des enroulements [10],[11],[12].

3.2.1.1 Modèle élémentaire à constantes localisées

Ce modèle est constitué d'éléments constants R, L et C (figure 3.1), ne permet pas de tenir en compte de l'effet de peau et de proximité. Il ne laisse apparaître qu'une seule fréquence de résonance alors qu'il en existe plusieurs. Par conséquent, ce modèle n'est pas très bien adapté à l'étude en régime transitoire [10].

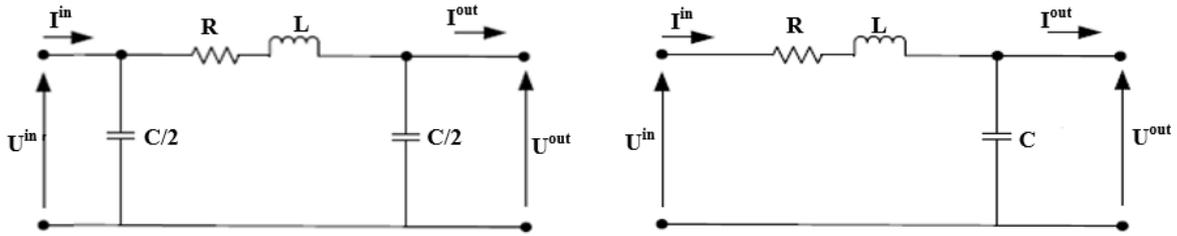


FIGURE 3.1 – Modèle à constantes localisées [10]

3.2.1.2 Modèle à constantes cascadiées

Ce modèle est composé de plusieurs cellules en π identiques (Figure 3.2) et fait apparaître plusieurs fréquences de résonance. Cependant, les paramètres sont constants et cela ne permet pas de prendre en considération de l'effet de peau et de proximité. L'inconvénient de ce modèle est la détermination du nombre de cellules N et la complexité du circuit [10].

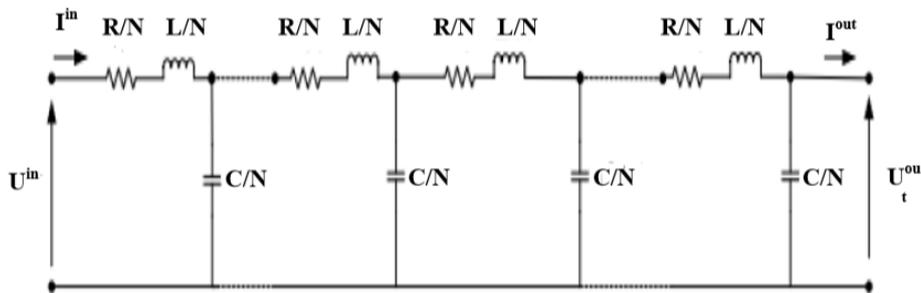


FIGURE 3.2 – Modèle à constantes cascadiées [10]

Pour tenir compte de l'effet de peau, une solution a été proposée par [11]. Cette solution consiste à placer en parallèle des impédances R, L comme présenté à la Figure 3.3. Ceci met en évidence l'augmentation de résistance du conducteur avec l'augmentation de la fréquence.

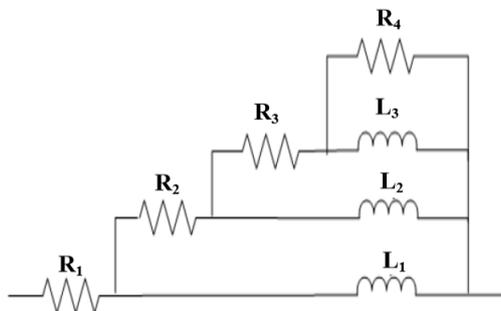


FIGURE 3.3 – Réseau R, L en échelle [11]

3.2.1.3 Modèle à constantes réparties

Pour établir ce modèle, on considère un conducteur avec un potentiel de référence et on obtient facilement les relations entre les courants et les tensions si on considère sur la longueur du conducteur des éléments de longueur infinitésimale dx (Figure 3.4). Ce type de modèle est appelé aussi ligne de transmission [12].

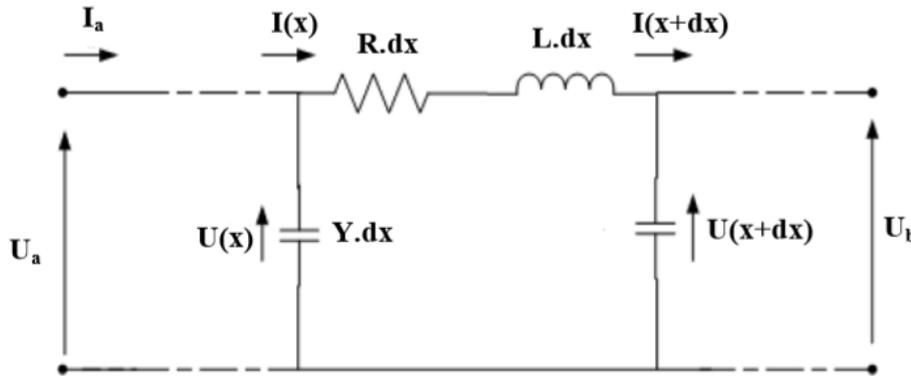


FIGURE 3.4 – Élément d’une ligne à constantes réparties [12]

3.2.2 Modélisation HF du bobinage des machines électriques

Du point de vue de l’étude des régimes transitoires, l’enroulement peut être considéré comme un ensemble complexe comprenant des résistances, des inductances et des capacités. Pour simuler la distribution des tensions inter-spires d’une bobine, il faut réaliser un schéma électrique équivalent de la bobine et estimer les paramètres en haute fréquence [13]. De nombreux travaux s’intéressent à l’impact des fronts raides sur les bobinages et proposent divers modèles prédictifs de la distribution des tensions inter-spires . Ces modèles peuvent être divisés en deux catégories selon la théorie sur laquelle sont basés :

- Modèles basés sur la théorie des lignes.
- Modèles RLC à éléments discrets.

3.2.2.1 Modèles basés sur la théorie des lignes de transmission

La théorie des lignes de transmission permet d’étudier les phénomènes de propagation le long d’un support de transmission. Cette méthode est basée sur la résolution de deux équations différentielles couplées, appelées aussi équations des télégraphistes [80], liant la tension et le courant en un point du conducteur. Dans ce cas, les fils dans les encoches sont remplacés par un ensemble de lignes équivalentes. Ces modèles simulent le comportement temporel d’un bobinage entier en donnant la forme d’onde à l’entrée. La principale difficulté consiste à relever la tension sur chaque spire du bobinage lors d’un changement de la position relative des spires dans les encoches [13].

La modélisation d’un bobinage en ligne de transmission n’est pas tout à fait maîtrisée, car la répartition des paramètres n’est pas identique dans les encoches et au niveau des têtes de bobines [13].

3.2.2.2 Modèles RLC à éléments discrets

L'utilisation de modèles à paramètres discrets RLC est l'approche la plus judicieuse pour la modélisation de l'enroulement électrique à partir de ses paramètres physiques et géométriques. Cette approche consiste à diviser le bobinage en portions élémentaires et à leur affecter des paramètres discrets (résistance, inductance et capacité).

Cette approche est valable lorsque chaque portion du bobinage est beaucoup plus petite que la longueur d'onde correspondant aux oscillations qui suivent le front raide. Une étude expérimentale fait par [20] montre que la fréquence des oscillations observées expérimentalement est située à environ 10 MHz, soit une longueur d'onde d'environ 20 m en prenant une vitesse de phase de l'onde de $2 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. La longueur d'onde est donc beaucoup plus grande que la longueur d'une spire pour la plupart des machines électriques utilisées dans le domaine de traction électriques. Cette méthode propose de décomposer chaque spire d'une bobine en deux parties et de les étudier séparément (Figure 3.5) [13] :

- Partie située dans les encoches dont le couplage capacitif est très important à cause de la proximité des conducteurs avec les parois d'encoche. Dans cette partie, les courants de déplacements sont prédominants.
- Partie où les têtes de bobine sont placées dans l'air et les conducteurs sont suffisamment éloignés de la culasse pour qu'il n'y ait aucun effet capacitif entre les conducteurs et le circuit magnétique. Dans cette partie, les courants de conduction et les effets magnétiques sont prédominants.

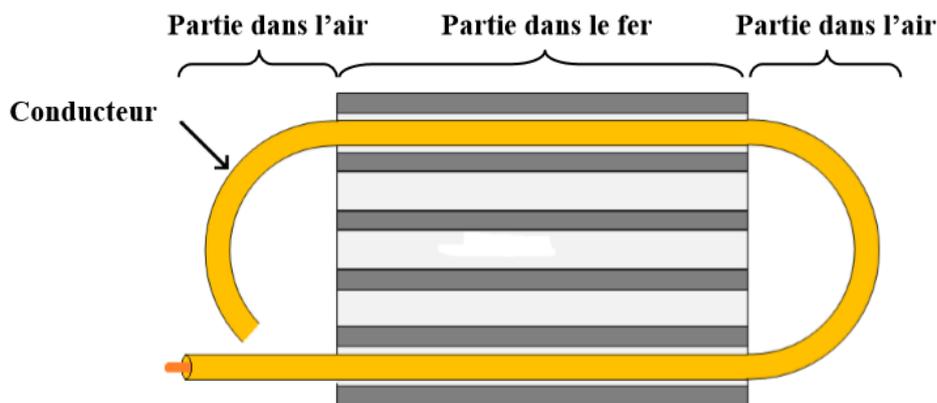


FIGURE 3.5 – Schéma descriptif de la partition d'une spire [13]

Chaque spire est modélisée par une cellule constituée d'une résistance propre \mathbf{R}_s , d'une inductance propre \mathbf{L}_p , d'une résistance \mathbf{R}_p représentative des courants de Foucault dans le noyau magnétique, d'une inductance mutuelle \mathbf{M} entre les spires, d'une capacité \mathbf{C}_t qui représente le couplage capacitif inter-spices, d'une résistance \mathbf{R}_t placée en parallèle avec \mathbf{C}_t pour modéliser les pertes dans l'isolation inter-spices, d'une capacité \mathbf{C}_m qui représente le couplage capacitif entre spire et masse et d'une résistance \mathbf{R}_m placée en parallèle avec \mathbf{C}_m pour modéliser les pertes dans l'isolation spires-masse [13].

3.3 Détermination des paramètres du modèle (RLC)

La détermination des paramètres (RLC) du schéma électrique équivalent se fait en utilisant :

- Les mesures ;
- La méthode analytique ;
- La méthode semi-analytique ;
- La méthode numérique des éléments finis utilisant le logiciel FEMM.

3.3.1 Détermination des paramètres du modèle (RLC) par mesures

La mesure des paramètres du modèle RLC s'effectue avec un analyseur d'impédance de type Agilent 4294A [14]. La figure 3.6 issue de la documentation technique de l'appareil, permet de choisir au mieux la fréquence pour faire les mesures. Plusieurs paramètres varient en fonction de la fréquence, donc les mesures doivent être faites avec une bonne précision sur une large plage de fréquence, notamment en hautes fréquences.

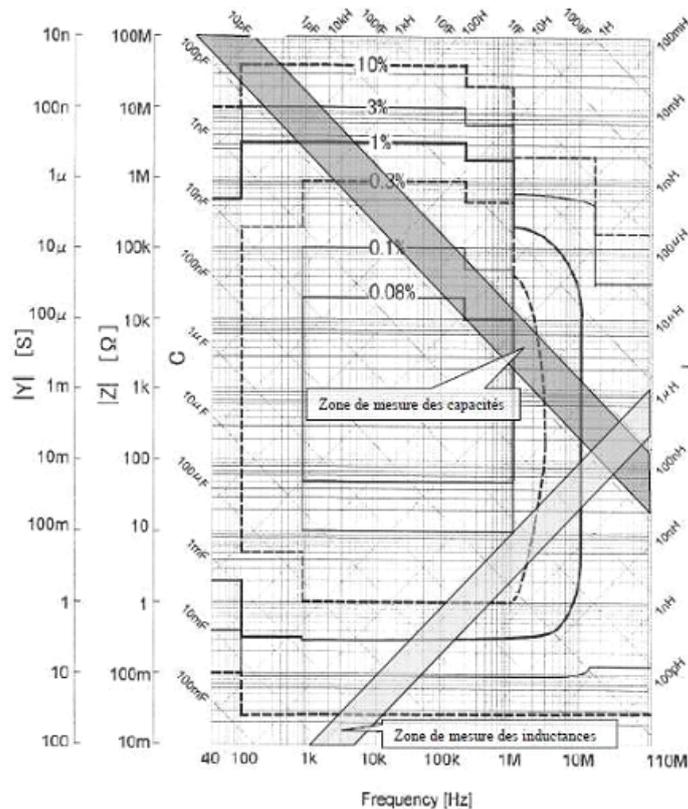


FIGURE 3.6 – Précision de mesure pour l'analyseur d'impédances Agilent 4294A [14]

Habituellement, une mesure est considérée bonne si la précision de mesure est située en dessous de 1%, or pour une fréquence supérieure à 10 MHz la précision de mesure de l'appareil sort de la zone de 1% mais reste située dans la zone de 3%, ce qui demeure une précision acceptable [14].

La zone gris-claire montre les limites des valeurs mesurées pour l'inductance. L'ordre de grandeur de l'inductance d'une spire est de 0,5 à 2 μH , ces valeurs sont comprises dans la zone de 1% de précision pour une bande de fréquence allant de 100 kHz à 10 MHz [14].

La zone gris foncée montre les limites des valeurs mesurées pour les capacités inter-spires. Pour une fréquence allant de 5 kHz à 10 MHz ces valeurs sont comprises dans la zone de 1% de précision et dans la zone de 3% pour une fréquence au-delà de 10 MHz [14].

Concernant la résistance propre d'une spire dont la valeur est d'environ 10 m Ω , la mesure directe est impossible car la précision de mesure de l'analyseur sort de la zone de 10% garantie. Pour être, au moins, dans la zone de 3% les valeurs mesurées doivent être supérieures à 100 m Ω . Il est donc nécessaire de déterminer la résistance de chaque spire à partir de la mesure faite sur la bobine entière [14].

3.3.2 Détermination des paramètres du modèle (RLC) par la méthode analytique

La détermination des paramètres du modèle RLC dépend seulement des caractéristiques physiques du matériau et de la géométrie. La méthode analytique s'applique à des conducteurs de formes simples (cylindrique ou parallélépipédique). Elle est rapide et simple à mettre en œuvre. La méthode analytique est également utilisée pour estimer l'influence des effets de peau et de proximité sur le calcul de la résistance aux fréquences élevées [15],[81].

3.3.3 Détermination des paramètres du modèle (RLC) par la méthode semi-analytique

La méthode **PEEC** (Partial Élément Équivalent Circuit) est une technique qui transforme une structure tridimensionnelle en un circuit équivalent RLC [16]. Cette méthode est relativement précise pour la modélisation des systèmes de conducteurs complexes. Elle a beaucoup d'intérêt pour la modélisation des interconnexions parce qu'on ne maille pas l'air entourant le dispositif [16]. L'emploi de la méthode **PEEC**, nécessite une bonne connaissance de la structure du point de vue électrique et géométrique [16]. L'hypothèse indispensable pour le calcul des éléments partiels des segments est que leur densité de courant soit uniforme [82]. Dans le cas où le courant ne peut pas être considéré uniforme dans la section transverse du conducteur, il est nécessaire de subdiviser ce dernier afin que cette précédente hypothèse soit validée sur les subdivisions obtenues. Donc le maillage doit être conforme avec les variations des courants induits dans la section liés aux effets de peau et de proximité. La méthode **PEEC** utilise un maillage volumique pour la modélisation des effets résistifs et inductifs, et surfacique pour les effets capacitifs [83]. Cette approche permet de déterminer les paramètres de chaque spire en tenant compte de leur position dans l'encoche et permet de prédire les tensions inter-spires et entre spire et masse.

3.3.4 Détermination des paramètres du modèle (RLC) par la méthode numérique

la méthode numérique basée sur les éléments finis utilisée pour déterminer les paramètres du modèle RLC permet de déterminer les paramètres de chaque spire en tenant compte de leur position dans l'encoche. Les simulations sont faites avec un simulateur de champ 2D qui est le logiciel **FEMM version 4.2** (Finite Element Method Magnetics). Les problèmes d'électromagnétisme traités sont ceux qui peuvent être considérés comme des problèmes en basse fréquence, dans lesquels les courants de déplacement sont négligés.

La prise en considération des courants de déplacement n'est pertinente que lorsque les dimensions de l'objet sont au moins du même ordre de grandeur que la longueur d'onde [84]. Comme les dimensions d'une spire sont beaucoup plus petites que la longueur d'onde, donc les courants de déplacement n'ont pas d'influence notable et peuvent être négligés. Avec ce logiciel, les problèmes électriques et magnétiques doivent être traités séparément. En électrostatique, seul le champ électrique est considéré tandis que le champ magnétique est négligé et inversement en magnétostatique.

3.4 Simulations numériques effectuées avec le logiciel FEMM

Nous avons utilisé deux modules du logiciel FEMM pour le calcul des paramètres de la bobine : un module magnétostatique/magnétoharmonique permettant le calcul des éléments inductifs et résistifs du circuit équivalent, et un module électrostatique pour le calcul des éléments capacitifs. Les étapes de modélisation sont détaillées dans ce qui suit.

3.4.1 Présentation du modèle

Les bobines utilisées sont les bobines de 6 spires et de 41 spires. La figure 3.7 montre le modèle RLC de la bobine de 6 spires.

Chaque nœud numéroté du schéma équivalent correspond à l'entrée d'une spire et il est connecté aux autres nœuds par l'intermédiaire des éléments suivants :

- la résistance propre \mathbf{R}_s de chaque spire ;
- l'inductance propre \mathbf{L}_p de chaque spire ;
- la résistance \mathbf{R}_p représentative des courants de Foucault dans le noyau magnétique ;
- l'inductance mutuelle \mathbf{M} entre les spires (non représentée sur la figure).
- la capacité \mathbf{C}_t inter-spires ;
- la capacité \mathbf{C}_m spire-masse ;
- la résistance \mathbf{R}_t représentative des pertes dans l'isolation inter-spires ;
- la résistance \mathbf{R}_m représentative des pertes dans l'isolation spires-masse.

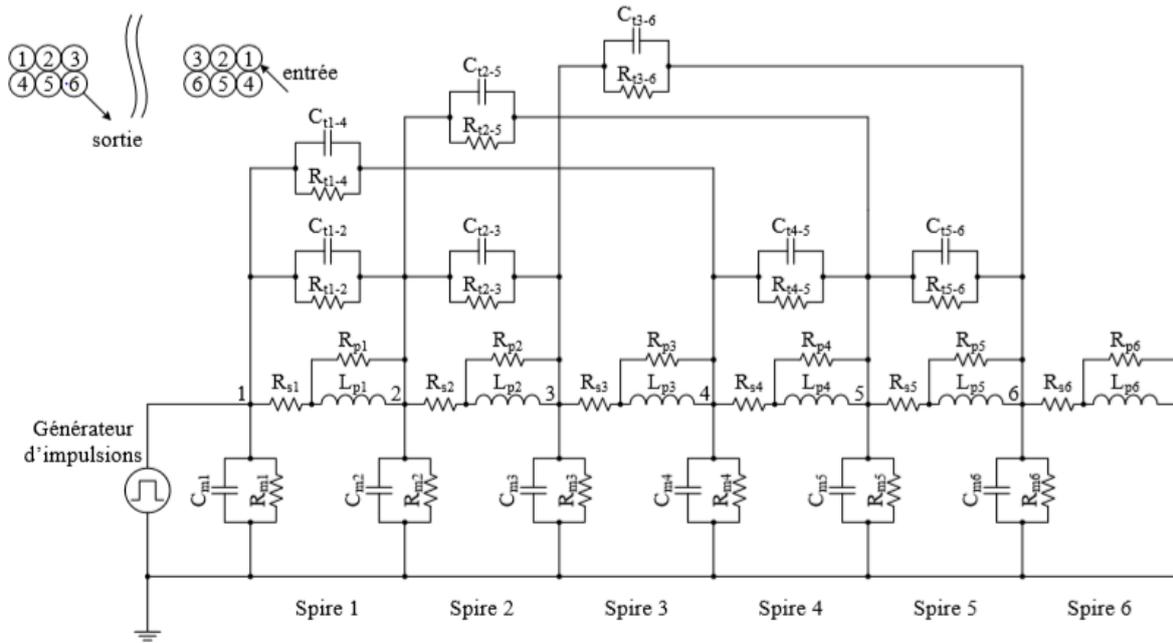


FIGURE 3.7 – Schéma équivalent RLC de la bobine de 6 spires [85]

Les nœuds numérotés correspondent aux points d'entrée de chaque spire. C'est en ces points également que les capacités inter-spaires et spires-masse sont connectées. Prenons par exemple le nœud n°2 qui correspond à la seconde spire de la bobine de 6 spires (Figure 3.7). Il est connecté aux nœuds n°1 et n°3 par l'ensemble $\mathbf{R}_s, \mathbf{L}_p, \mathbf{R}_p$ auxquels s'ajoutent les inductances mutuelles qui expriment les effets magnétiques. Les couplages capacitifs avec les spires environnantes sont exprimés par les ensembles \mathbf{C}_t et \mathbf{R}_t d'indices 1-2, 2-3 et 2-5 qui expriment l'adjacence de la spire n°2 avec les spires n°1, n°3 et n°5 ; les capacités avec les autres spires sont négligées. Pour cette spire il n'y a qu'une capacité par rapport à la masse \mathbf{C}_{m2} associée à sa résistance \mathbf{R}_{m2} .

Etant donné le fait que les bobines représentent un nombre réduit de spires, les schémas équivalents sont assez complexes. Ils se composent de 48 éléments pour la bobine de 6 spires. Dans le cas d'une bobine avec un nombre de spires plus grand comme la bobine de 41 spires représentative d'un moteur d'une dizaine de kW, le modèle RLC est très complexe (360 éléments) et il est pratiquement impossible de le représenter manuellement avec un outil graphique classique.

3.4.2 Réalisation de la géométrie

La figure 3.8 présente La géométrie et le maillage d'une encoche avec la bobine de 41 spires

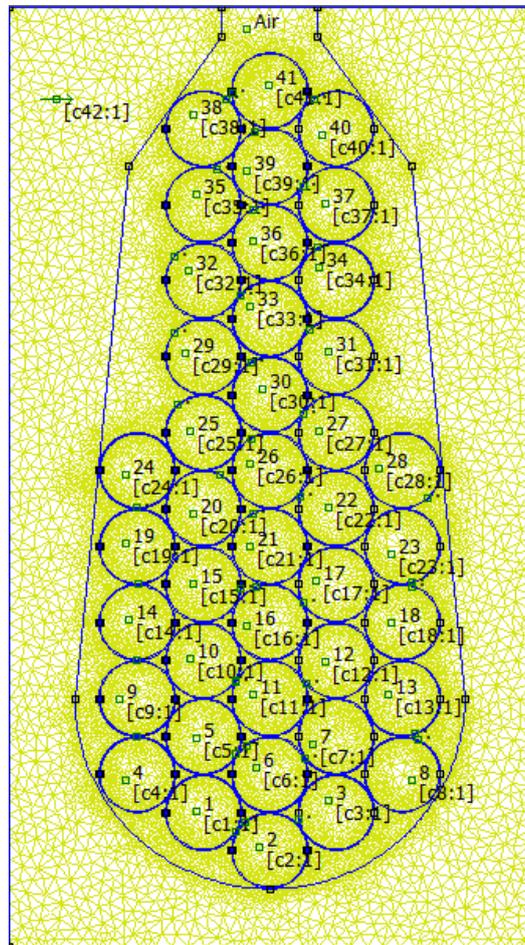


FIGURE 3.8 – Géométrie et maillage d'une encoche avec les spires de la bobine

3.4.3 Calcul magnétoharmonique

Le calcul magnétostatique/magnétoharmonique a permis d'obtenir en fonction de la fréquence :

- Les inductances propres des spires.
- les inductances mutuelles spire/spire.
- les résistances des spires.

Le principe de calcul consiste à considérer chaque spire d'une bobine de N spires comme une source de courant ; le courant dans la première spire est $I_1=1$ A et dans les autres il est $I_{2-n}=0$ A. Le logiciel calcule les lignes de champ, la chute de tension dans chaque spire et les courants induits ; ce qui permet de récupérer la résistance et l'inductance de la première spire. Ensuite, le courant dans la deuxième spire est $I_2=1$ A et dans les autres il est $I_{1,3-n}=0$ A. On obtient la résistance et l'inductance de la deuxième spire ; et ainsi de suite. Après chaque simulation le logiciel détermine les éléments inductifs et résistifs de chaque spire.

Le choix d'un maillage adapté à la fréquence de calcul est important et doit tenir compte de l'effet pelliculaire à la fois dans les conducteurs et dans le noyau magnétique ainsi que de l'effet de proximité. Pour cela il faut que la taille d'un segment d'une maille (segment d'un triangle) soit plus petite que l'épaisseur de peau du conducteur de façon à avoir une bonne précision de calcul.

3.4.3.1 Inductance propre de chaque spire

L'inductance d'un circuit électrique est la grandeur qui traduit le fait qu'un courant le traversant crée un champ magnétique à travers la section entourée par ce circuit. L'inductance L du circuit électrique est alors définie comme le rapport entre le flux Φ total embrassé par le circuit et le courant I . Pour une bobine de N spires :

$$L = N \frac{\Phi}{I} \quad (3.1)$$

L'inductance de la bobine dépend de la fréquence. Lorsque la bobine est positionnée dans les encoches d'un noyau magnétique, les courants induits dans les milieux conducteurs modifient la carte de champ magnétique et par conséquent, l'inductance de la bobine. A basse fréquence, la perméabilité magnétique relative μ_r du noyau est élevée et quasi-constante [86], il permet de canaliser les lignes de flux et donc d'augmenter la densité de flux. Cependant, quand la fréquence augmente, la perméabilité de la ferrite baisse fortement comme illustré à la figure 3.9 qui représente la variation de la perméabilité relative μ_r du noyau magnétique en fonction de la fréquence (courbe issue du document technique du constructeur)[86] ; par conséquent, le noyau ne joue plus le rôle de canaliseur de flux magnétique. L'inductance d'une spire évolue proportionnellement au flux magnétique Φ créé par le passage du courant dans cette dernière (formule 3.1). Quand le flux baisse, l'inductance baisse également.

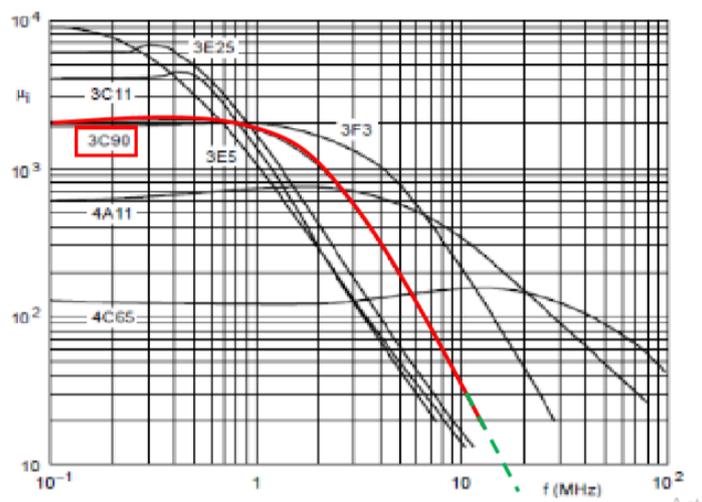


FIGURE 3.9 – Variation de la perméabilité relative du noyau magnétique en fonction de la fréquence [86]

pour avoir l'influence du fer sur l'inductance de la bobine, on simule la bobine de 6 spires, lorsqu'elle est positionnée dans l'air, puis dans les encoches du circuit magnétique. Nous présentons à la figure 3.10 la variation de l'inductance propre de la bobine de 6 spires en fonction de la fréquence.

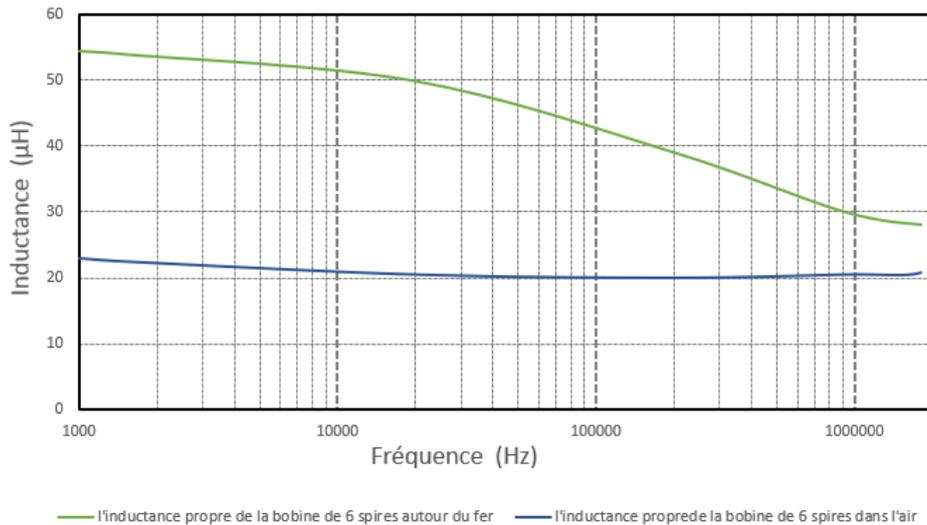


FIGURE 3.10 – Variation de l’inductance propre de la bobine de 6 spires en fonction de la fréquence

En analysant les courbes de la figure 3.10 nous constatons que :

- En BF l’inductance de la bobine positionnée dans les encoches de fer est supérieure à celle de la bobine dans l’air. Le fer a une grande influence sur l’inductance de la bobine.
- En HF l’inductance de la bobine placée dans les encoches ou dans l’air ont des valeurs qui se rapprochent beaucoup ; le noyau magnétique feuilleté a donc peu d’influence sur l’inductance de la bobine.

A la figure 3.11, nous présentons la distribution des lignes du champ magnétique dans la bobine de 41 spires à $f=100\text{Hz}$.

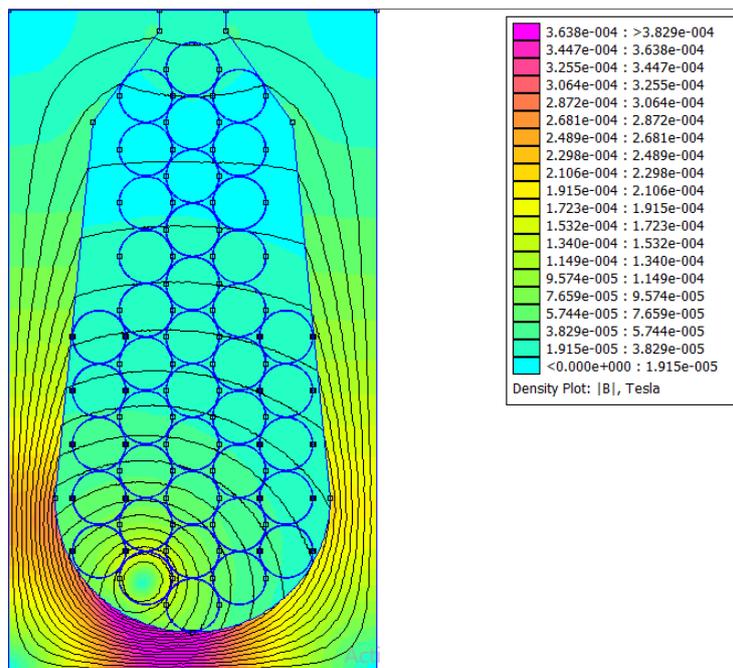


FIGURE 3.11 – Distribution des lignes du champ magnétique dans la bobine de 41 spires à $f=100\text{Hz}$

Les têtes des bobines ont une taille non négligeable qu'il n'est pas possible de simuler avec un logiciel 2D. Pour cela, nous avons coupée la bobine en deux parties, comme présenté à la figure 3.12. La première partie est dans le fer et la seconde dans l'air. La section offerte au flux dans l'air est prise en compte en considérant que la bobine est de forme rectangulaire et de section constante. Les simulations sont faites pour la partie qui est dans l'air ainsi que pour la partie qui est positionnée dans les encoches statoriques ; l'inductance totale de la bobine étant équivalente à la somme des inductances des deux parties.

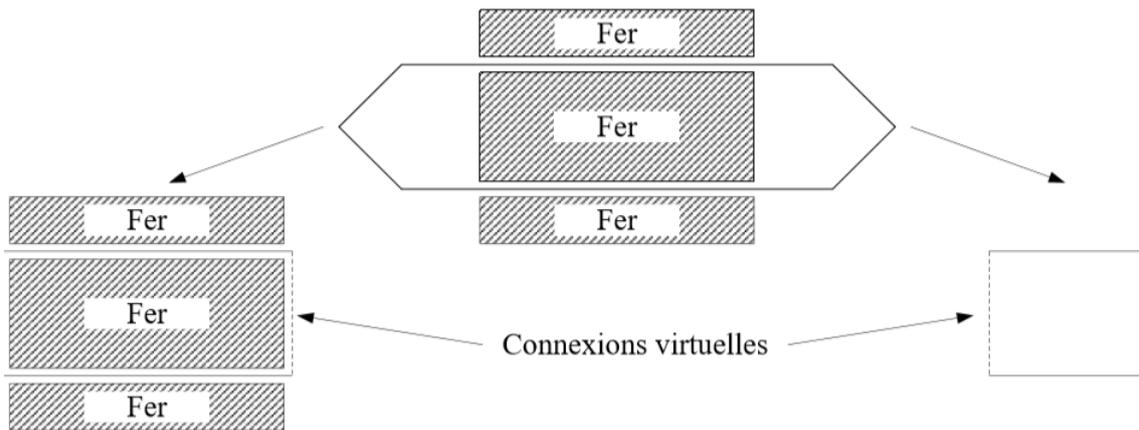


FIGURE 3.12 – Séparation de la bobine en deux parties [13]

Le Tableau 3.1 donne les valeurs de l'inductance de quelques spires de la bobine de 41 spires positionnée dans l'encoche.

TABLE 3.1 – Inductance des différentes spires de la bobine de 41 spires

Inductance (μH)	Fréquence	N° de spire							Valeur moyenne (41 spires)
		fond d'encoche			milieu			haut	
		1	2	3	11	19	31	41	
partie dans l'air	$f=100$ Hz	1.02	0.92	1.05	1.2	0.98	1.01	0.85	1.08
partie dans le fer		3.23	3.65	3.2	3.12	3.09	2.95	2.5	3.2
spire entière		4.25	4.57	4.25	4.32	4.07	3.96	3.35	4.28
partie dans l'air	$f=10$ MHz	0.18	0.2	0.19	0.16	0.17	0.18	0.2	0.18
partie dans le fer		0.43	0.44	0.42	0.41	0.42	0.4	0.38	0.4
spire entière		0.61	0.64	0.61	0.57	0.59	0.58	0.58	0.58

Les résultats que nous avons obtenus montrent que les inductances de chaque spire sont différentes car elles dépendent de leur position dans l'encoches.

- En basse fréquence, pour la partie de la bobine dans l'air les inductances ne dépendent pas de la position des spires dans la bobine, tandis que pour la partie dans le fer, l'inductance de chaque spire est différente, étant plus grande pour les spires qui sont au fond de l'encoche.
- En haute fréquence lorsque le fer ne joue plus son rôle classique de canalisation des lignes de champ, l'inductance de chaque spire est indépendante de la position des spires aussi bien dans le fer que dans l'air.

Nous présentons à La figure 3.13 la variation de la valeur moyenne de l'inductance des 41 spires en fonction de la fréquence. On peut constater que l'inductance moyenne reste pratiquement constante pour les fréquences inférieures à 500kHz, fréquence au-delà de laquelle elle diminue rapidement.

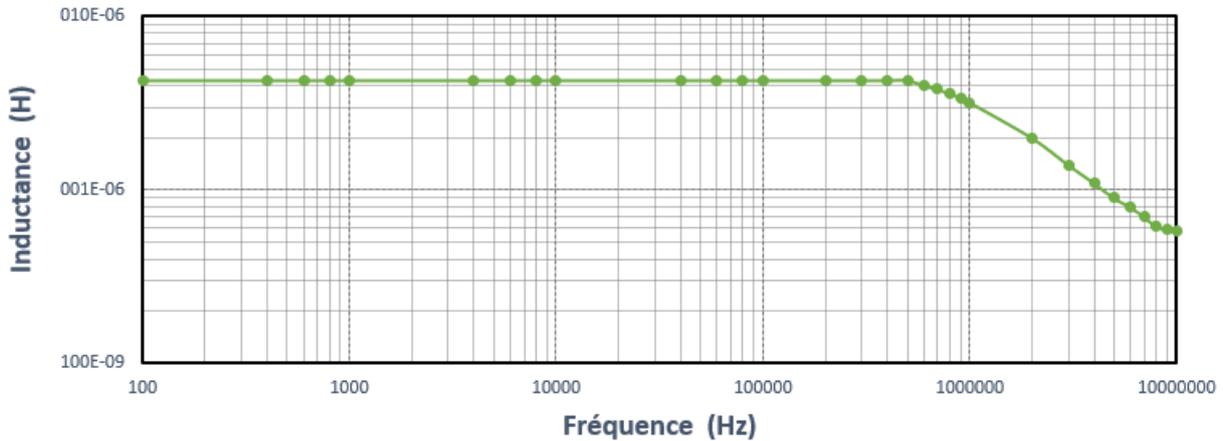


FIGURE 3.13 – Variation de la valeur de l'inductance moyenne des 41 spires en fonction de la fréquence

3.4.3.2 Inductance mutuelle entre les spires

L'inductance mutuelle est un paramètre qui décrit l'influence magnétique d'un circuit électrique sur un autre. Elle traduit le fait qu'une variation de courant dans un circuit électrique peut entraîner l'apparition d'une tension dans un circuit électrique placé dans son voisinage. Dans le cas d'une bobine, chaque spire peut être considérée comme un circuit qui va influencer les circuits formés par les autres spires, cette influence étant traduite par l'inductance mutuelle entre les spires. Par exemple, pour une bobine élémentaire de trois spires parcourues par un courant I , avec les inductances présentées à la Figure 3.14, le flux magnétique total à travers la surface s'appuyant sur la spire 1 vaut Φ_1 et pour les autres spires, respectivement, Φ_2 et Φ_3 :

$$\Phi_1 = L_1 I + M_{12} I + M_{13} I \quad (3.2)$$

$$\Phi_2 = L_2 I + M_{21} I + M_{23} I \quad (3.3)$$

$$\Phi_3 = L_3 I + M_{31} I + M_{32} I \quad (3.4)$$

où L_1, L_2, L_3 sont les inductances propres de chaque spire et $M_{12} = M_{21}, M_{13} = M_{31}, M_{23} = M_{32}$ sont les inductances mutuelles entre les spires.

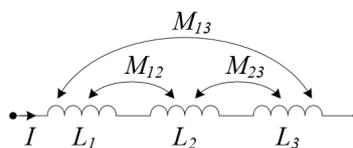


FIGURE 3.14 – Inductances d'une bobine élémentaire de trois spires

Pour une bobine, la mesure de l'inductance mutuelle entre les spires n'est pas possible sans diviser les circuits créés par chaque spire. Par exemple pour deux spires indépendantes côte à côte, avec les inductances $L_1 = L_2$, le courant I_1 qui traverse la première spire induit dans la seconde une tension :

$$U_2 = j\omega M_{12} I_1 \quad (3.5)$$

où M_{12} est l'inductance mutuelle entre la première et la deuxième spire et s'écrit :

$$M_{12} = \frac{U_2}{j\omega I_1} \quad (3.6)$$

Les valeurs du tableau 3.2 représentent les inductances mutuelles moyennes respectivement entre deux spires adjacentes et entre deux spires non adjacentes. On constate que l'inductance mutuelle entre deux spires plus éloignées l'une de l'autre est plus faible par rapport à celle entre deux spires adjacentes.

TABLE 3.2 – Inductance mutuelle moyenne entre deux spires

Inductance mutuelle (μH)	deux spires adjacentes	deux spires non adjacentes
$f = 100\text{Hz}$	0.98	0.0275
$f = 10\text{MHz}$	0.56	0.0025

En BF l'inductance mutuelle est plus grand qu'en HF car Les lignes de champ sont en effet perturbées par les modifications des caractéristiques du fer en fonction de la fréquence.

3.4.3.3 Résistance propre de chaque spire

Pour un conducteur filiforme homogène, à une température donnée, il existe une relation permettant de calculer sa résistance en fonction du matériau qui le constitue et de ses dimensions lorsque la densité de courant est uniforme :

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (3.7)$$

où ρ est la résistivité du matériau ($\Omega.m$), l la longueur du fil (m) et S sa section (m^2). Dans le cas d'une bobine, lorsque la fréquence varie il y a deux phénomènes qui interviennent pour modifier la valeur de la résistance : l'effet pelliculaire et l'effet de proximité.

Effet pelliculaire

Pour les phénomènes rapides qui nous intéressent, la formule (3.7) doit être corrigée en tenant compte de l'effet pelliculaire. Quand la fréquence augmente, le courant ne circule plus dans l'ensemble de la surface du conducteur mais se concentre sur une épaisseur δ de sa périphérie (Figure 3.15). Cette épaisseur que l'on peut assimiler à une couronne est appelée épaisseur de peau et dépend des propriétés du matériau ainsi que de la fréquence ; elle peut être calculée à partir de la relation (3.8) [87] :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3.8)$$

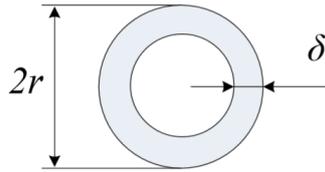


FIGURE 3.15 – Conducteur de rayon r et d'épaisseur de peau δ [87]

Où μ est la perméabilité du matériau (H/m) et f la fréquence (Hz).

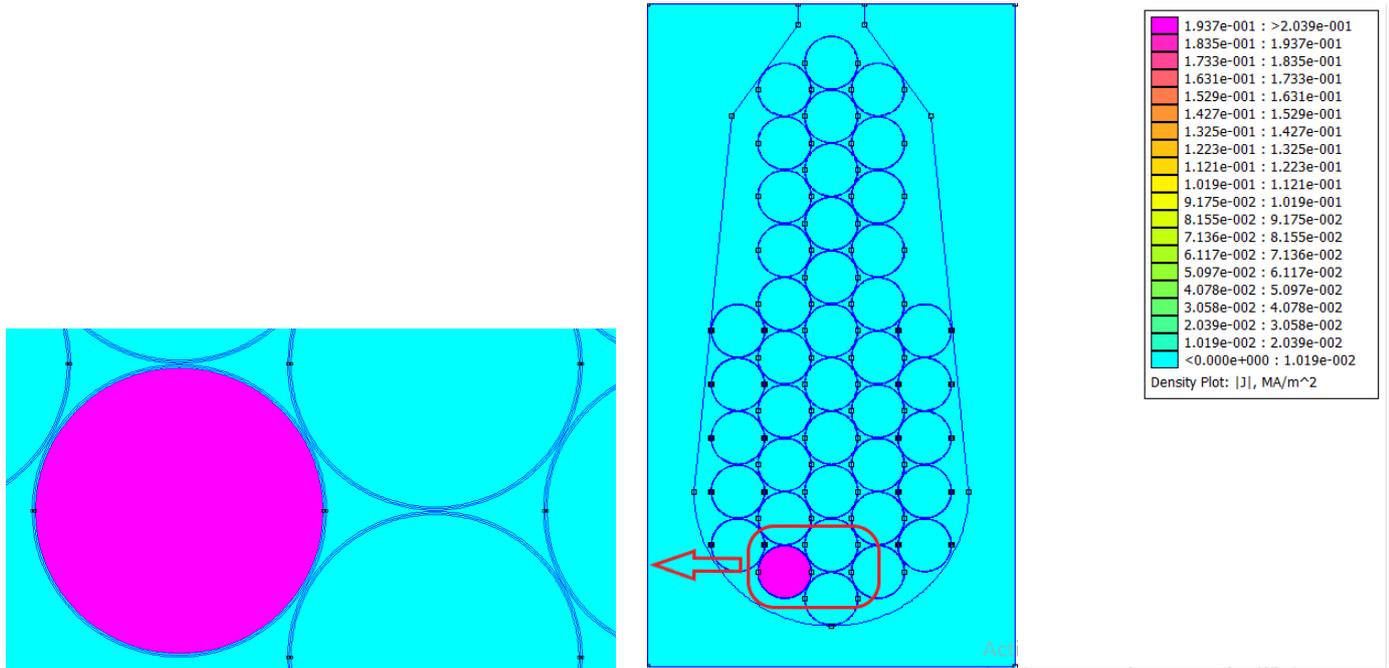
Comme le montre la formule (3.8) l'épaisseur de peau diminue quand la fréquence augmente. Lorsque l'épaisseur de peau devient négligeable devant le rayon du conducteur, l'effet pelliculaire devient non négligeable et doit être pris en considération dans le calcul de la résistance. Une approximation de cette dernière peut être faite selon la formule (3.9) pour des conducteurs de section cylindrique [87] :

$$R = \rho \frac{l}{\pi(r^2 - (r - \delta)^2)} \quad (3.9)$$

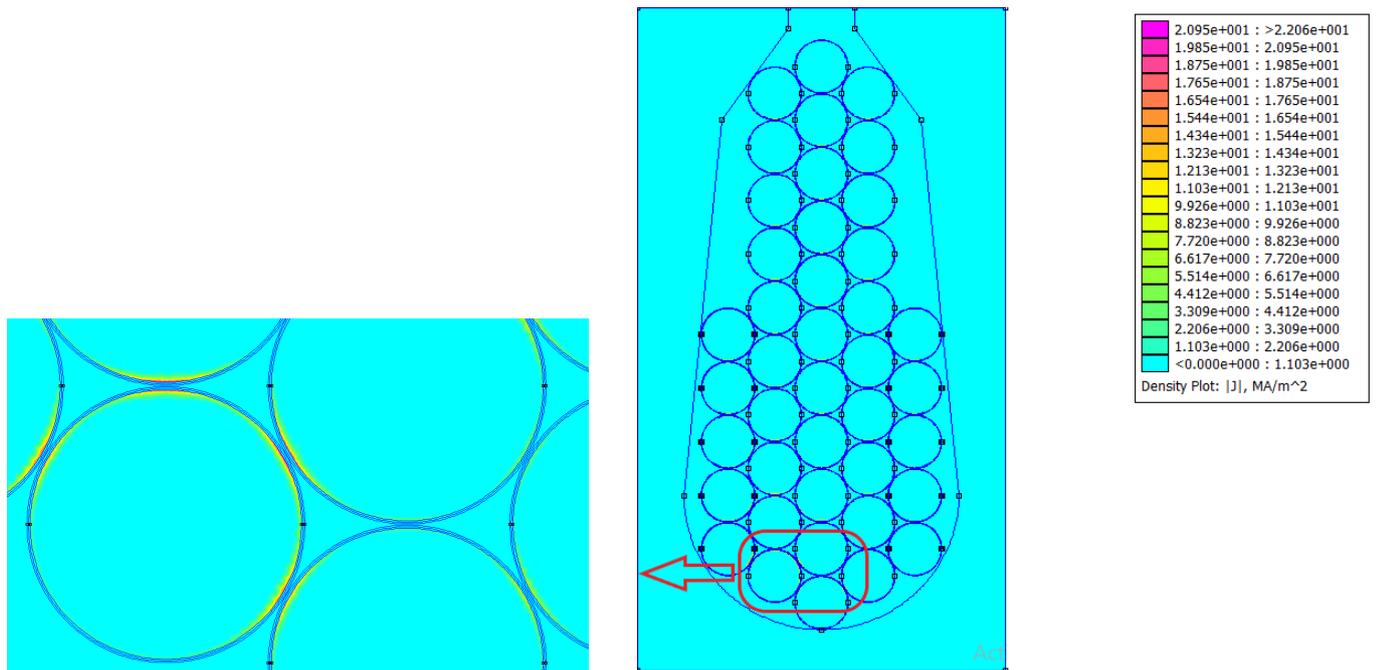
Effet de proximité

L'effet de peau n'est pas le seul phénomène dont dépend la résistance d'un conducteur. La présence d'un autre conducteur à proximité joue également un rôle important. En effet, la répartition du courant dans un conducteur n'est pas seulement influencée par l'effet pelliculaire mais également par le champ magnétique créé par les courants induits dans les conducteurs voisins ; c'est l'effet de proximité. Ce phénomène induit des pertes supplémentaires qui se traduisent par une augmentation de la résistance propre du conducteur [87].

le logiciel **FEMM** englobe les deux phénomènes (pelliculaire et de proximité) en donnant une résistance équivalente. La combinaison de ces deux phénomènes modifie complètement la répartition de la densité de courant dans un conducteur comme illustré aux figures 3.16 -(a) et 3.16 -(b) . En effet, quand la fréquence est importante (figure 3.16 -(b)) la densité de courant se retrouve concentrée sur des épaisseurs non seulement de plus en plus fines du conducteur, mais aussi à proximité des conducteurs voisins.



(a) $f=100\text{Hz}$



(b) $f=10\text{MHz}$

FIGURE 3.16 – Distribution de la densité de courant dans les conducteurs en fonction de la fréquence pour la bobine de 41 spires (effet pelliculaire et effet de proximité)

les valeurs des résistances pour la bobine de 41 spires présentées dans le Tableau 3.3 montrent bien l'effet de proximité et l'effet pelliculaire

TABLE 3.3 – Valeurs des résistances pour la bobine de 41 spires

Fréquence(Hz)	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6
Résistance d'une seule spire $R_s(\Omega)$	0.0011	0.0011	0.002	0.25	2
Résistance de la bobine de 41 spires $R_b(\Omega)$	0.0451	0.0451	0.082	10.25	82

Les résultats obtenus montrent qu'en BF lorsque les effets de proximité et pelliculaire sont négligeables et la densité de courant est uniforme dans la spire, la résistance de la bobine est petite. Tandis qu'en HF lorsque ces effets deviennent plus importants et la densité n'est plus uniforme, la résistance de la bobine devient plus grande.

Nous présentons à la figure 3.17 la variation de la valeur moyenne de la résistance des 41 spires en fonction de la fréquence. On peut constater que la fréquence impacte fortement les valeurs de la résistance (l'effet de peau et de proximité).

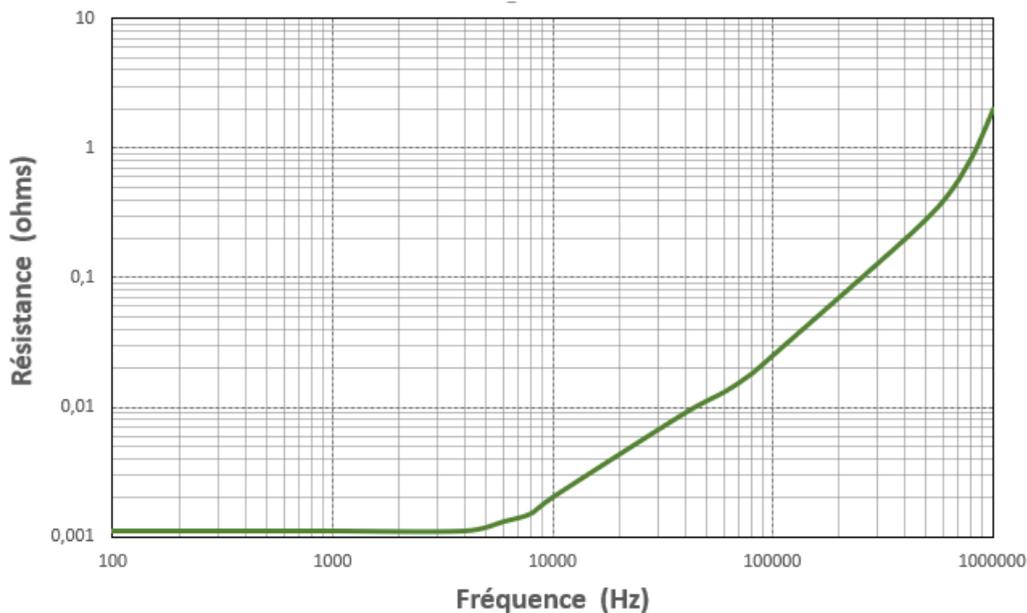


FIGURE 3.17 – Variation de la valeur moyenne de la résistance des 41 spires en fonction de la fréquence

3.4.4 Calcul électrostatique

Dans ce cas, c'est le module électrostatique de **FEMM** qui est utilisé pour le calcul des capacités spire-spire et spire-masse de la bobine. La géométrie du système est d'abord définie comme dans le cas précédent (figure 3.8) et le maillage est choisi très fin pour avoir une bonne précision de calcul. Le noyau est considéré comme un conducteur supplémentaire auquel une tension nulle est imposée. Une condition limite de type Dirichlet (potentiel nul) sur des frontières assez éloignées du système est utilisée pour délimiter le domaine d'étude.

3.4.4.1 Capacités inter-spires et spires-masse

La capacité entre deux conducteurs, de mêmes dimensions, séparés par un isolant est définie comme le rapport entre la quantité de charges électriques sur l'un des conducteurs et la différence de potentiel :

$$C = \frac{Q}{U} \quad (3.10)$$

où C est la capacité en Farads, Q est la charge électrique en Coulombs et U est la différence de potentiel entre les deux conducteurs en Volts. Supposons trois conducteurs, de mêmes dimensions positionnés côte à côte comme présenté à la figure 3.18, lorsque le potentiel sur le conducteur n°1 est égal à 1 V et reste égal à zéro sur les autres conducteurs, la quantité de charge sur chaque conducteur sera donnée par :

$$Q_1 = C_{11}U_1 + C_{12}U_2 + C_{13}U_3 \quad (3.11)$$

$$Q_2 = C_{21}U_1 + C_{22}U_2 + C_{23}U_3 \quad (3.12)$$

$$Q_3 = C_{31}U_1 + C_{32}U_2 + C_{33}U_3 \quad (3.13)$$

où C_{11}, C_{22}, C_{33} sont les capacités propres respectivement de conducteur 1,2,3. $C_{12}=C_{21}, C_{13}=C_{31}, C_{23}=C_{32}$ sont les capacités parasites entre les trois conducteurs. Dans le cas de conducteurs de mêmes dimensions et de caractéristiques identiques, la capacité entre la première spire et les autres sera :

$$C_{12} = C_{13} = \frac{Q_2}{U_1} = \frac{Q_3}{U_1} \quad (3.14)$$

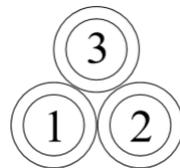


FIGURE 3.18 – Système de trois conducteurs

Pour déterminer les capacités inter-spires et spires-masse de la bobine de 41 spires, chaque conducteur de la bobine est défini comme une source de tension. Nous avons considéré le potentiel du premier conducteur égal à 1V : $U_1 = 1V$, et celui des autres conducteurs et de la carcasse métallique égal à zéro $U_{2-n} = 0V$ et puis nous entamons la simulation. Ensuite, nous considérons le potentiel sur le second conducteur $U_2 = 1V$ et sur les autres $U_{1,3-n} = 0V$. Nous continuons ainsi les calculs jusqu'au nième conducteur. Après chaque simulation le logiciel calcule les lignes de champ électrique et détermine la quantité de charge sur chaque conducteur, la capacité étant déduite facilement avec la relation (3.10).

La figure 3.19 représente l'intensité du champ électrique pour une spire située au milieu de la bobine. On observe que les points chauds, là où le champ est plus fort, sont situés là où les spires sont en contact. C'est au niveau de ces points que l'isolation va commencer à se détériorer si l'intensité du champ est suffisante pour provoquer l'apparition de décharges partielles dans l'air résiduel impossible à éliminer totalement du cœur des bobinages. On observe également que le champ électrique est quasiment nul autour des spires qui entourent la spire concernée. Cela veut dire qu'une spire quelconque n'a de capacités qu'avec la première couche de spires qui l'entoure.

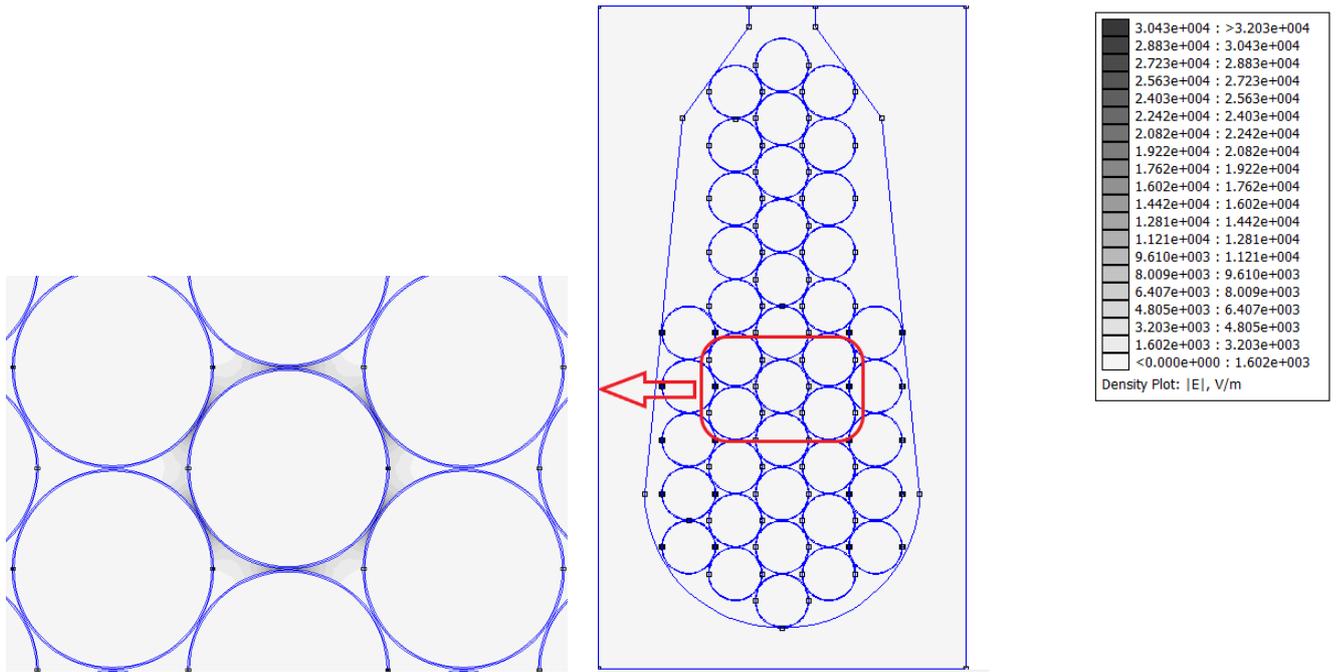


FIGURE 3.19 – Intensité du champ électrique pour une spire située au milieu de la bobine.

La Figure 3.20 représente l'intensité du champ électrique pour une spire qui est au voisinage de la paroi d'encoche. On remarque l'influence de l'air supplémentaire entre la spire et la masse

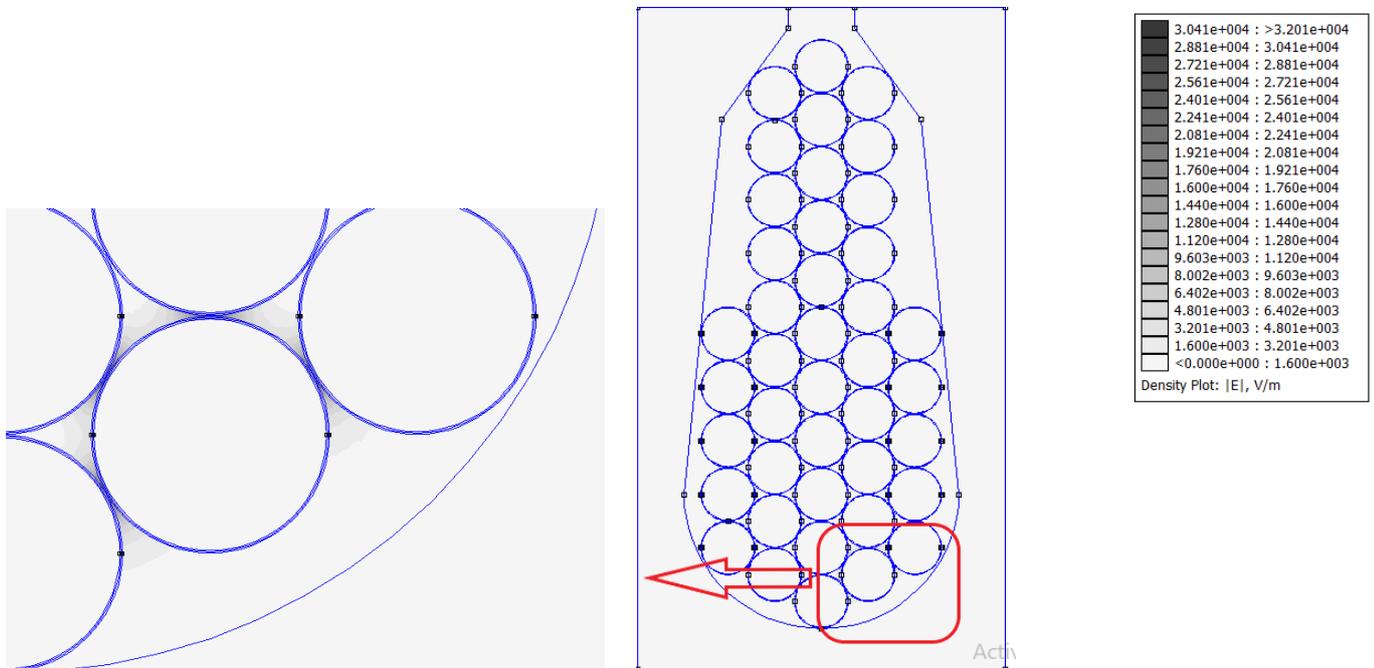


FIGURE 3.20 – Intensité du champ électrique pour une spire située au voisinage de la paroi d'encoche

A la fin de la simulation, une matrice $N * N$ (N étant le nombre de spires) résulte du calcul (formule 3.10), avec une symétrie et une redondance autour de la diagonale qui représente les capacités par rapport au noyau magnétique.

$$\begin{pmatrix} C_{1-0} & \cdots & C_{1-n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n-1} & \cdots & C_{n-0} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Les valeurs du tableau 3.4 représentent les capacités moyennes respectivement entre deux spires adjacentes ($i, i+1$), entre deux spires non adjacentes (i et $i+2$), et entre une spire et le noyau magnétique. On constate que la capacité entre deux spires plus éloignées l'une de l'autre (séparées par une spire au milieu) est environ 53 fois plus faible par rapport à celle entre deux spires adjacentes.

TABLE 3.4 – Valeurs des capacités spire-spire et spire-noyau

deux Spires adjacentes $C_{i,i+1}(pF)$	deux Spires non adjacentes $C_{i,i+2}(pF)$	Spire-noyau $C_{i,0}(pF)$
23.86	0.45	11.2

3.5 Résistance parallèle représentative des courants induits dans le noyau magnétique

Les pertes dans le fer dues aux courants de Foucault, sont prises en compte par une résistance R_p connectée en parallèle avec l'inductance de chaque spire [85]. L'effet global du fer diminue avec la fréquence et l'influence des courants induits également, ce qui correspond à une résistance croissante.

3.6 Résistance représentative des pertes dans l'isolant

Les pertes dans l'isolant sont prises en compte par une résistance équivalente connectée en parallèle sur la capacité du schéma équivalent. Ces pertes sont dues au facteur de dissipation diélectrique, $\tan(\delta)$. L'isolation est le siège d'une perte diélectrique certes minime, mais décelable. Il s'agit avant tout de pertes dipolaires par friction. Si un courant alternatif est appliqué sur une couche de vernis, les dipôles de la structure moléculaire vibrent, ils se frottent en produisant de la chaleur. Ces pertes par friction dépendent en grande partie du degré de cuisson de la couche de vernis mais aussi de sa structure chimique, de la température et de la fréquence [88].

Un condensateur réel est équivalent à une capacité C_t en parallèle avec une résistance R_t (Figure 3.21), ces grandeurs varient en fonction de la fréquence, de la température mais également au cours du vieillissement.

Dans la littérature un paramètre qui rend compte de l'impédance du condensateur est utilisé en considérant la permittivité relative complexe :

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad (3.16)$$

$$Z = \frac{1}{jC_0\varepsilon_r w} \quad (3.17)$$

avec C_0 la capacité à vide, w la pulsation [rad/s] En identifiant, on obtient :

$$\varepsilon'_r = \frac{C}{C_0} \quad (3.18)$$

$$\varepsilon''_r = \frac{1}{C_0 R_t w} \quad (3.19)$$

La partie réelle ε'_r de la permittivité relative complexe traduit l'effet capacitif dans le condensateur, tandis que la partie imaginaire ε''_r correspond aux pertes.

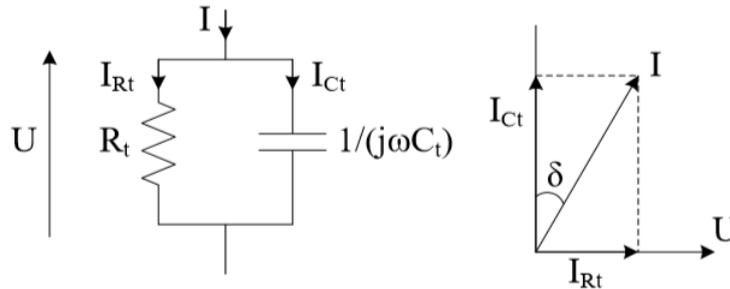


FIGURE 3.21 – Schéma équivalent parallèle d'un condensateur réel [88]

3.7 Estimation de la tension inter-spires

Nous avons utilisé le logiciel d'analyse des schémas électriques OrCad PSpice, pour estimer la contrainte maximale dans le bobinage de 41 spires soumis à des impulsions de tension à fronts raides.

La bobine est alimentée par un générateur qui impose des impulsions de tension de 380V. Le temps de montée du front de tension est de 20 ns .

Nous présentons à la figure 3.22 la distribution de la tension sur quelques spires de la bobine de 41 spires.

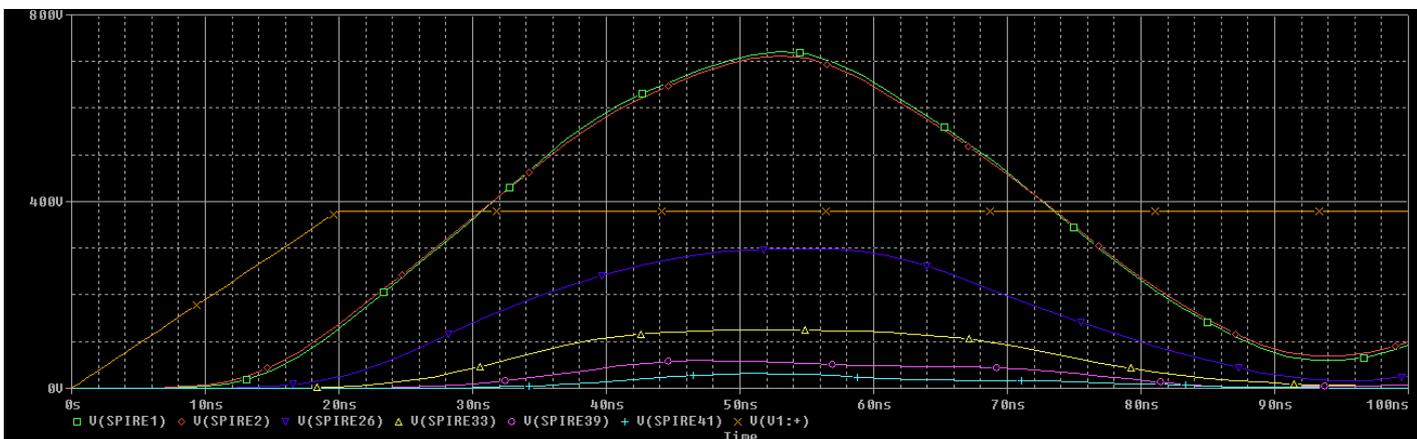


FIGURE 3.22 – Tensions relevées par rapport à la masse sur quelques spires de la bobine de 41 spires

La courbe verte correspond à la tension d'entrée de la première spire, prise par rapport à la la masse. La valeur maximale de cette tension est égale 722V ce qui correspond à presque le double de la valeur du bus continu (380V). Les autres courbes montrent des valeurs de tensions maximales plus faibles, respectivement :712V au niveau de l'entrée de la deuxième spire, 300V pour la spire n°26, 124V pour la spire n°33, 59V pour la spire n°39 et 32V pour la spire n°41.

A partir de ces courbes, la valeur maximale de la tension inter-spires de la bobine de 41 spires apparait entre la spire n°1 et la spire n°41.

Nous présentons à la figure 3.23 la tension entre la spire n°1 et la spire n°41. Nous constatons que la valeur maximale de la tension inter-spires est égale à 690V.

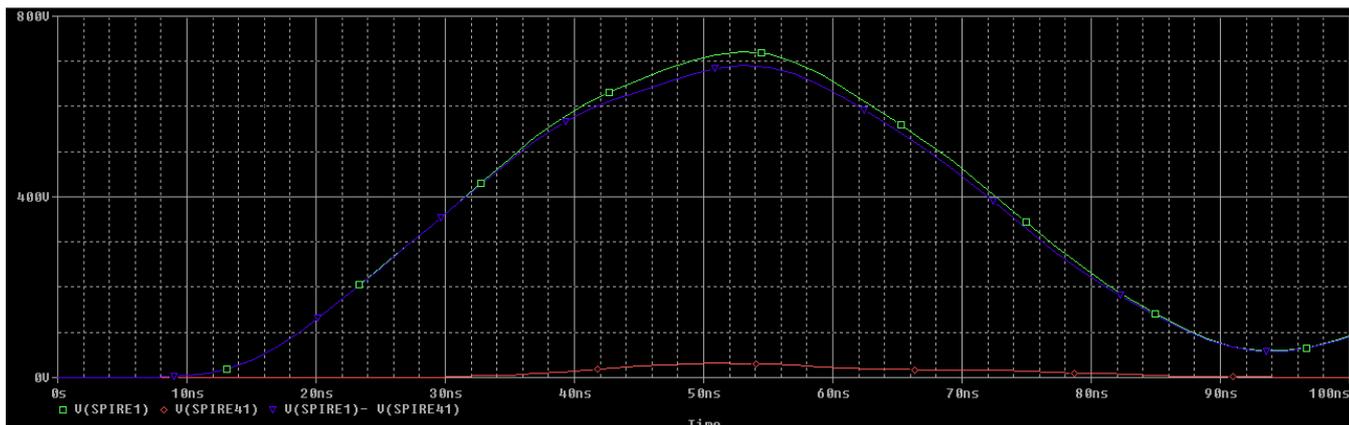


FIGURE 3.23 – Tension inter-spires maximal de la bobine de 41 spires

les résultats obtenus seront pris en considération dans l'évaluation de la tension seuil d'apparition des décharges partielles qui fait l'objet du chapitre 4.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la démarche que nous avons utilisé pour la modélisation d'un bobinage. La bobine étudiée a été discrétisée par spires et représentée par un circuit électrique équivalent RLC (modèle à éléments discrets). Pour le calcul de l'ensemble des éléments de ce circuit, nous avons utilisé deux modules du logiciel FEMM. Un module magnétostatique permettant le calcul des éléments inductifs et résistifs et un module électrostatique pour le calcul des éléments capacitifs sur une large plage de fréquence.

Pour le calcul magnétostatique, les résultats que nous avons obtenus montrent que les résistances et les inductances (propres et mutuelles) dépendent fortement de la fréquence. La résistance moyenne reste pratiquement constante jusqu'à la fréquence de 4 kHz puis elle augmente avec la fréquence. Ceci est dû au fait qu'en BF les effets de proximité et pelliculaire sont négligeables et la densité de courant est uniforme dans la spire, tandis qu'en HF ces effets deviennent plus importants et la densité n'est plus uniforme. Cependant, l'inductance moyenne (propre et mutuelle), reste pratiquement constante jusqu'à la fréquence de 500 kHz à partir de laquelle elle diminue quand la fréquence augmente. Ceci est dû au fait qu'en HF les lignes de champ sont perturbées par les modifications des caractéristiques du fer.

Pour le calcul électrostatique, les résultats montrent que les capacités entre deux spires adjacentes sont 53 fois plus grandes que celles entre deux spires non adjacentes et 2 fois plus grandes que les capacités entre spire et noyau.

Enfin, à travers le logiciel d'analyse des schémas électriques OrCad PSpice, nous avons estimé la valeur de la contrainte maximale dans le bobinage à 690V.

Chapitre 4

Décharges partielles dans le bobinage des machines électriques

4.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons une démarche de modélisation dans le but d'évaluer les tensions de claquage de l'air entre deux spires. Le modèle tient compte de la géométrie des conducteurs, des matériaux utilisés et de certains paramètres de bobinage.

Nous donnons d'abord, un bref rappel sur la théorie des décharges électriques dans les gaz ainsi que la description du critère que nous avons utilisé pour évaluer les tensions d'apparition des décharges partielles (TADP).

Nous aborderons également d'une manière générale, le cas des décharges partielles (DP) dans un bobinage de machine électrique, les différents types de DP que l'on peut rencontrer dans le système d'isolation des machines ainsi qu'un inventaire des méthodes utilisées pour la détection et la mesure des DP.

Dans un second lieu, nous présentons la méthodologie utilisée pour la modélisation des spires. Les résultats obtenus par simulations seront présentés et discutés. Ensuite, nous présentons et commentons les résultats de l'étude paramétrique concernant l'influence sur les TADP de certains paramètres liés au bobinage tels que l'épaisseur et la permittivité relative de l'isolant ainsi que la géométrie des fils. Enfin, nous avons déterminé l'influence de la température sur la tension d'apparition des décharges partielles (TADP).

4.2 Décharges électriques dans les gaz

4.2.1 Plasmas

Du point de vue scientifique, la matière peut exister dans différents états physiques à savoir l'état solide, l'état liquide, l'état gazeux ou vapeur et l'état de plasma.

Les plasmas sont le quatrième état de la matière et représentent près de 99% de l'univers. Ils existent soit à l'état naturel (couronne solaire, soleil, intérieur des étoiles, ionosphère, intérieur des naines blanches), soit en laboratoire où ils sont généralement caractérisé par des décharges électriques. Le terme de plasma a été introduit la première fois en 1929 par les physiciens américains I. Langmuir et L. Tonks pour désigner dans les tubes à décharge [89],[90],[91], certaines régions équipotentielles contenant un gaz ionisé électriquement neutre.

Ainsi, un plasma est défini comme un milieu composé d'électrons et d'ions libres, de se mouvoir dans toutes les directions de l'espace. C'est un milieu ionisé où la densité de particules chargées est suffisamment grande pour que le milieu reste macroscopiquement neutre et considéré comme conducteur électrique.

4.2.2 Caractéristiques des plasmas

La production d'un plasma peut résulter de deux mécanismes :

- Porter le gaz à une température très élevée. Dans ce cas l'agitation thermique extrême provoque alors des collisions entre les molécules qui s'ionisent spontanément lorsque l'énergie des chocs devient suffisante.
- Appliquer un champ électrique intense au gaz. Cette action accélère les électrons libres existant naturellement en petit nombre à cause des effets quantiques. Ces électrons entrent en collision avec d'autres molécules du gaz et lorsque l'énergie du choc est suffisante, un électron de la molécule est libéré. Lorsque le nombre d'électrons émis

devient supérieur au nombre d'électrons absorbés, un phénomène d'avalanche s'enclenche et provoque l'ionisation du gaz.

Les décharges partielles dans le système d'isolation électriques des machines, relèvent du second mécanisme. Le volume microscopique où les décharges partielles se produit est un plasma, donc un gaz ionisé qui est électriquement neutre mais qui contient des charges en mouvement. Ce plasma est constitué d'ions positifs lourds et d'électrons en plus des molécules neutres. Les particules chargées sont soumises à la loi de Coulomb : les ions positifs sont accélérés dans le sens du champ électrique et les électrons dans le sens inverse. Dans les enroulements des machines électrique, les plasmas apparaissent dans les zones d'air qui subsistent entre les fils émaillés, et sont générés par les champs électriques au voisinage de ces fils. Ils provoquent un vieillissement prématuré des couches isolantes déposées sur les fils d'enroulements [92].

Les plasmas peuvent être classifiés en fonction de certains paramètres [93] :

- **Densité électronique** : la densité électronique n_e est le nombre d'électrons libres par unité de volume, exprimée en cm^{-3} .
- **Taux d'ionisation** : le taux d'ionisation τ_i représente le rapport du nombre d'électrons libres n_e sur le nombre de particules totales $n_e + N$, où N est le nombre de particules neutres par unité de volume. Le taux d'ionisation est alors donné par :

$$\tau_i = \frac{n_e}{n_e + N} \quad (4.1)$$

- **Température électronique** T_e : correspond à la température absolue en Kelvin (K) des électrons. On utilise aussi parfois l'énergie électronique $k_B T_e$ (en électron-volt eV) avec k_B la constante de Boltzmann ($k_B = 1,381 \cdot 10^{-23} J \cdot K^{-1}$), sachant que $1eV = 1,6022 \times 10^{-19} J$.
- **Le libre parcours moyen** λ : correspond à la distance moyenne parcourue par une particule chargée entre deux collisions. Il dépend de la vitesse des particules ainsi que de la probabilité de collision.

4.2.3 Section efficace de collisions et libre parcours moyen

Les collisions entre les électrons accélérés par le champ électrique et les particules neutres du gaz sont au cœur de la formation d'un plasma, elles peuvent être de deux types. Dans le cas d'une collision dite élastique, l'énergie interne des particules ne change pas, seule leur trajectoire est modifiée. Pour une collision dite inélastique, il y a absorption d'énergie lors de l'impact et donc ionisation de la particule percutée, c'est ce type de collision qui permet le développement d'un plasma.

Le libre parcours moyen λ est un paramètre primordial pour le développement d'un plasma [17]. En effet, celui-ci ne doit ni être trop petit ni trop grand pour que les conditions d'ionisation du gaz soient possibles. Si λ est petit, l'électron entre en collision avec une molécule avant d'avoir pu acquérir une énergie suffisante et le phénomène de multiplication électronique ne se déclenche pas. A l'inverse, si λ est grand, le nombre de molécules que va rencontrer l'électron est très faible et ne sera pas suffisant pour déclencher l'avalanche électronique. On constate donc que le libre parcours moyen est fortement lié à la densité des molécules dans le gaz .

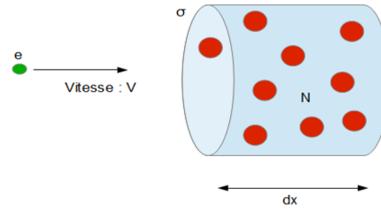


FIGURE 4.1 – Volume d’interaction et Section efficace [17]

Un électron se déplaçant à une vitesse V vers un volume contenant une densité de particules N (Figure 4.1) va entrer en collision avec les particules de gaz un certain nombre de fois (n_c). Cette grandeur sera proportionnelle à la distance parcourue (dx), à la densité de molécules (N) et à un coefficient (σ) qui est défini comme la section efficace de collisions. Le coefficient σ dépend de la vitesse relative entre l’électron et la molécule.

$$n_c = N\sigma dx \quad (4.2)$$

On peut en déduire le libre parcours moyen (λ) en divisant la distance parcourue (dx) par le nombre de collisions sur cette distance [94].

$$\lambda = \frac{dx}{N\sigma dx} = \frac{1}{N\sigma} \quad (4.3)$$

L’équation (4.3) indique que le libre parcours moyen d’une particule chargée qui entre en collision avec des particules neutres est inversement proportionnel à la densité de particules dans le gaz. Cette densité de particule N dépend de la pression et de la température, comme défini par la loi des gaz parfaits (4.4) :

$$PV = nRT \quad (4.4)$$

Dans cette expression P est la pression en Pascal, V le volume occupé par le gaz en m^3 , n la quantité de matière en Mole, R la constante universelle des gaz parfaits et T la température en Kelvin. On peut cependant écrire cette loi différemment en considérant une approche plus microscopique où l’on considère le nombre de molécules dans une unité de volume [17]. On obtient alors la relation suivante :

$$P = Nk_B T \quad (4.5)$$

On déduit la densité de particule :

$$N = \frac{P}{k_B T} = 9,654 \cdot 10^{18} \frac{P(\text{torr})}{T(K)} \text{cm}^{-3} \quad (4.6)$$

où k_B la constante de Boltzmann, P la pression en *torr* et T la température en Kelvin (K)

La pression et la température ont une influence directe sur la densité du gaz, et donc par extension sur le libre parcours moyen. Si l’on considère une valeur de référence λ_0 déterminée pour la pression atmosphérique P_0 et la température ambiante T_0 , il est possible de déduire λ pour une pression P à la température T :

$$\lambda = \lambda_0 \frac{P_0 T}{P T_0} \quad (4.7)$$

Le libre parcours moyen est également sensible à un grand nombre de paramètres dont la variation de la densité des particules dans le gaz et l’énergie que possèdent les électrons.

4.2.4 Différents régimes de décharges électriques

Cette partie présente les différents régimes de décharges électriques pour comprendre le processus d'apparition d'une décharge dans l'air située entre deux spires isolées.

Il existe différents régimes de décharges électriques, lorsqu'un gaz est soumis à l'action d'un champ électrique. Pour illustrer cela, prenons l'exemple présenté à la figure 4.2; il s'agit de deux électrodes planes séparées d'une distance d , elles bornent un gaz maintenu à une pression donnée. Une différence de potentiel U est appliquée entre la cathode et l'anode à l'aide d'un générateur de tension. En agissant sur la résistance et la tension, le courant dans le gaz varie, ce qui permet de tracer la caractéristique courant-tension [18]. C'est cette caractéristique qui est présentée à la figure 4.3.

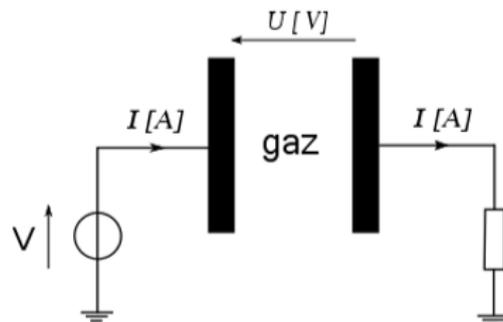


FIGURE 4.2 – Circuit électrique simple d'alimentation de deux électrodes planes

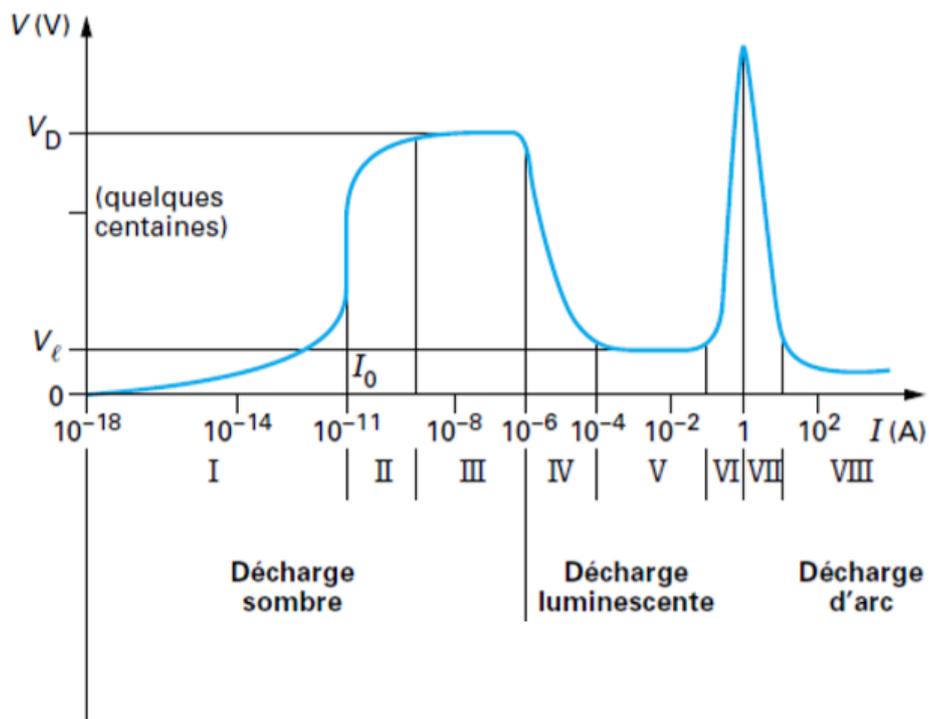
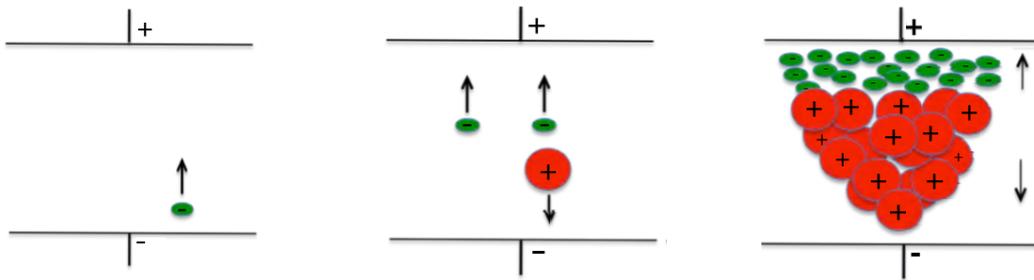


FIGURE 4.3 – Caractéristique courant-tension et différents régimes de décharges [18]

La courbe de la Figure 4.3 permet de distinguer les différents régimes :

- Les zones *I* et *II* correspondent à une décharge non autonome. Ce régime se traduit par le déclenchement de l'avalanche électronique mais ne répond pas au critère d'auto-entretien de la décharge ($V < V_D$). Dans cette région les facteurs d'ionisations extérieurs sont nécessaires pour assurer le passage d'un courant dans le gaz. Elle est caractérisée par l'absence de tout phénomène lumineux et une intensité du courant de l'ordre de $10^{-10} A$.
- La zone *III* de la courbe correspond à la décharge de Townsend aussi appelée décharge sombre. Les électrons sont suffisamment accélérés pour provoquer le phénomène d'avalanche électronique de manière autonome (figure 4.4). Dans ce type de décharge, le courant est faible de l'ordre de $10^{-8} A$. La décharge est peu lumineuse. La décharge de Townsend se caractérise par une tension V_D appelée "potentiel disruptif", qui correspond à la valeur de la tension appliquée aux électrodes qui permet le déclenchement de la décharge disruptive dans le gaz inter-électrodes.



(a)accélération de l'électron (b)ionisation par collision (c)avalanche électronique

FIGURE 4.4 – Processus d'avalanche électronique [17]

- Les zones *IV* à *VIII* correspondent aux décharges autonomes, les décharges dans le gaz n'ont plus besoin des facteurs d'ionisation extérieurs ; on parle de décharge auto-entretenu grâce à la multiplication électronique et la génération d'électrons par émission secondaire due au bombardement de la cathode par les cations. On atteint ainsi le claquage du gaz. A la différence des décharges sombres, la luminosité de ce type de décharge est importante. Le courant devient important et donc il existe une densité d'ions importante qui influe directement sur la répartition géométrique du champ électrique. La décharge lumineuse que l'on retrouve dans les tubes fluorescents par exemple se caractérise par un faible courant alors que le phénomène d'arc électrique (zone *VIII*) possède un courant très élevé, ce qui implique des effets thermiques importants.

Les régimes de décharges sont nombreux. Le cadre de notre étude se limite à la décharge de Townsend. En effet, la plus grande distance dans l'air entre spires est égale à 1.3 mm et à pression atmosphérique normale nous obtenons un produit P.d égale à environ 13 kPa.cm qui est inférieur à 133 kPa.cm, condition en deçà de laquelle le mécanisme de décharge dans l'air est celui de Townsend en champ uniforme. Dans notre cas de configuration la distribution du champ dans l'air entre deux spires adjacentes est pratiquement uniforme dans la zone où le champ est le plus fort pour d égale à ça valeur minimale qui est égale à $1\mu m$ et qui est tellement petite devant le rayon des spires qui est de 0.625mm ($625\mu m$). C'est dans cette zone, où le champ est maximale, que les décharges partielles vont être initiées.

4.2.5 Loi de Paschen

La loi de Paschen permet de déterminer la tension correspondant à l'amorçage des phénomènes, qui conduisent à la rupture de l'isolation électrique d'un gaz immobile situé entre deux électrodes métalliques planes. Cette tension de seuil est définie en fonction de la pression du gaz et de la distance entre les électrodes [95]. À température donnée, la pression d'un gaz traduit le nombre de molécule de ce gaz par unité de volume. La distance inter-électrode correspond à la longueur maximale le long de laquelle un électron libre peut être accéléré par le champ électrique, c'est à dire l'énergie cinétique maximale qu'il peut acquérir. Cette loi se base sur les conditions nécessaires définies par Townsend pour déclencher une décharge dans un gaz par avalanche électronique. La loi de Townsend qui décrit les phénomènes d'ionisation du gaz dus aux collisions entre les électrons libres et les molécules neutres du gaz présent entre les électrodes sert de socle à la loi de Paschen.

Le premier coefficient d'ionisation introduit par Townsend, α exprime le nombre de paires électron-ion générées par les collisions, pour un électron incident et par unité de longueur sur un chemin allant de la cathode à l'anode [96]. Cette définition correspond à l'équation différentielle (4.8) où $N(x)$ est le nombre d'électrons libres par unité de volume en un point x du segment de droite qui définit un chemin entre les deux électrodes.

$$dN(x) = \alpha N(x) dx \quad (4.8)$$

L'intégration de cette équation différentielle permet d'estimer le nombre d'électrons libres par unité de longueur en fonction de leur nombre initial N_0 partant de la cathode correspondant à $x = 0$.

$$N(x) = N_0 \exp(\alpha x) \quad (4.9)$$

Le coefficient de Townsend α qui est au cœur de cette expression, dépend de la température et de la pression ; il est exprimé en cm^{-1} .

Des travaux théoriques sur les plasmas basés sur une analyse du nuage électronique formé par les électrons libres du gaz permettent d'estimer le premier coefficient Townsend en fonction de la pression [97].

$$\alpha = Ap \exp\left(-\frac{B}{E/p}\right) \quad (4.10)$$

Dans la formule (4.10), la pression p est exprimée en *Torr* ; A et B sont deux constantes exprimées respectivement en [*Torr*⁻¹.*cm*⁻¹] et [*V.Torr*⁻¹.*cm*⁻¹] qui dépendent de la nature du gaz et de la température. Le rapport E/p désigne le champ électrique réduit exprimé en [*V.Torr*⁻¹.*cm*⁻¹].

Les électrons sont soumis à deux phénomènes, leur déplacement qui dépend directement du champ électrique et la fréquence des collisions avec les molécules qui dépend elle-même de la densité $N(x)$. L'énergie de l'électron libre n'est donc pas caractérisée uniquement par le champ électrique E , mais par le rapport E/N . La pression est donc un paramètre important. D'un point de vue macroscopique c'est le champ réduit E/p qui traduit ce concept, cela signifie que pour une pression plus forte, il faut un champ électrique plus important pour conserver la même énergie moyenne des collisions, car l'énergie de l'électron se dissipe lors de chaque choc inélastique.

Le calcul du premier coefficient de Townsend est basé sur les deux constantes empiriques A et B déterminées expérimentalement pour plusieurs gaz dans le domaine de validité du champ réduit E/p .

Le Tableau 4.1 issu de la littérature scientifique donne ces valeurs [98].

TABLE 4.1 – Valeurs des constantes A et B pour divers gaz [98]

Gaz	$A(Torr^{-1}.cm^{-1})$	$B(V.Torr^{-1}.cm^{-1})$	Domaine de validité de $\frac{E}{p}$ ($V.Torr^{-1}.cm^{-1}$)
H_2	5	130	150-600
N_2	12	342	100-600
CO_2	20	466	500-1000
<i>Air</i>	15	365	100-800
H_2O	13	290	150-1000
HCl	25	380	200-1000
He	3	34	20-150
Ne	4	100	100-400
Ar	14	180	100-600
Kr	17	240	100-1000
Xe	26	350	200-800
Hg	20	370	200-600

Le libre parcours moyen λ correspond à la distance parcourue par l'électron libre entre deux collisions successives, il est donc intimement lié au premier coefficient de Townsend α . En effet, si l'on considère que pour chaque collision un électron supplémentaire est généré, le nombre d'électrons libres est doublé sur la distance qui correspond au libre parcours moyen.

$$\lambda = \frac{\ln 2}{\alpha} \quad (4.11)$$

Le second coefficient de Townsend γ correspond à une estimation du nombre d'électrons libres injecté dans le gaz, lors du bombardement de la cathode par chaque ion positif. Ce coefficient dépend de plusieurs paramètres : la densité du gaz, l'énergie acquise par les ions lors du bombardement, donc du champ réduit ainsi que de la nature des électrodes. Les phénomènes d'émission secondaire permettent l'entretien de la décharge en injectant de nouveaux électrons libres dans le gaz qui vont créer à leur tour de nouvelles collisions électroniques. Ce phénomène permet d'aboutir aux critère de décharge autonome de Townsend (4.12).

$$\gamma[\exp(\alpha.d) - 1] = 1 \quad (4.12)$$

d'où

$$\alpha = \frac{\ln[(1 + \gamma)/\gamma]}{d} \quad (4.13)$$

La loi de Paschen permet de calculer le seuil d'apparition des décharges aussi appelé tension disruptive V_d , et s'écrit à partir des équation 4.10,4.12 et 4.13 :

$$V_d = \frac{Bpd}{C + \ln(pd)} = E.d \quad (4.14)$$

$$C = \ln\left(\frac{A}{\ln(1 + \frac{1}{\gamma})}\right) \quad (4.15)$$

Plusieurs travaux expérimentaux de mesures de tension de claquage dans différents gaz sous pression variable ont été réalisés depuis l'établissement de cette loi.

Dans le cadre de notre étude, nous avons par conséquent choisi pour référence, y compris pour les simulations, la courbe de Paschen expérimentale pour l'air à 20°C et à pression atmosphérique normale obtenue par Dakin et al (figure 4.5)[99]. Cette courbe est caractérisée par un minimum situé à 330V, correspondant à pression atmosphérique normale, à une distance inter-électrodes de 7μm.

La branche de gauche traduit le fait que la quantité de matière dans le gaz contenu entre des électrodes proches est insuffisante pour produire une succession d'avalanches conduisant à l'amorçage d'une décharge. La branche droite est en première approximation aisément interprétable en considérant la formule $E = \frac{V}{d}$. En champ électrique homogène, la tension de claquage augmente avec la distance inter-électrodes.

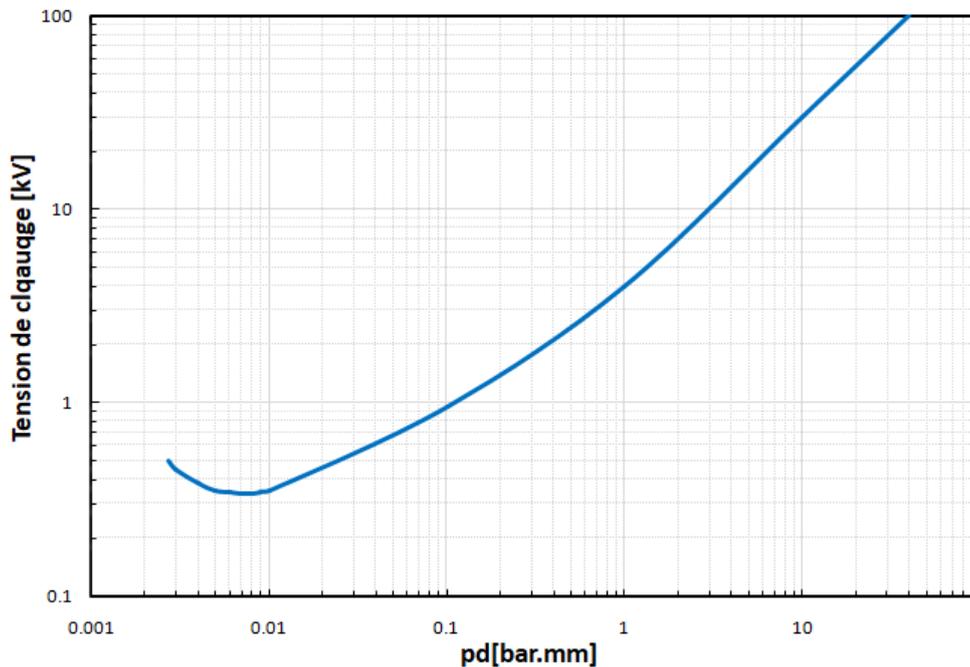


FIGURE 4.5 – Courbe de Paschen expérimentale pour l'air à 20°C et à pression atmosphérique normale [99]

4.3 Décharge à barrière diélectrique

Les travaux de Townsend et de Paschen décrivent les phénomènes liés aux avalanches électroniques, dans un gaz situés entre deux électrodes métalliques planes. Ces conditions sont assez éloignées du cas du bobinage des machines électriques réalisées avec du fil émaillé. Il est important de prendre en considération la présence de la couche isolante autour du conducteur. La décharge qui se produit dans l'intervalle d'air entre deux électrodes métalliques recouvertes d'un isolant solide est appelée décharge à barrière diélectrique. H. Bertein [100] a étudié l'impact de la paroi isolante sur le seuil d'une telle décharge.

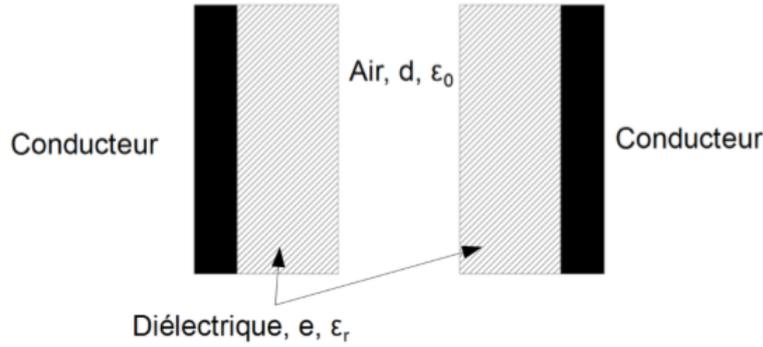


FIGURE 4.6 – Deux conducteurs séparés par un intervalle d'air et par un diélectrique

Les équations de Maxwell appliquées à la frontière entre deux isolants de propriétés différentes non chargés en surface, imposent l'égalité des composantes tangentielles des champs et des composantes normales des inductions électriques de chaque côté de la frontière, qui sépare les matériaux. Dans le cas de la géométrie simple de la figure 4.6, les lignes de champ sont perpendiculaire aux frontières et l'induction électrique ($D = \varepsilon E$) reste constante au niveau des interfaces entre l'isolant et l'air (4.16) :

$$D_{air} = D_{diel} \iff E_{air} = \varepsilon_r E_{diel} \quad (4.16)$$

En prenant l'hypothèse du champ électrique uniforme, la différence de potentiel entre les deux conducteurs est :

$$V = 2V_{diel} + V_{air} \quad (4.17)$$

En considérant les deux formules précédentes on obtient la valeur de tension à appliquer aux conducteurs pour atteindre le seuil d'apparition des décharges :

$$V = \frac{V_{air}}{d} \cdot \left(d + 2 \frac{e}{\varepsilon_r} \right) \quad (4.18)$$

Avec e l'épaisseur de la lame isolante, ε_r sa permittivité et d l'épaisseur de la lame d'air. V_{air} correspond à la valeur de tension déterminée par la loi de Paschen (4.14).

Les résultats obtenus par H. Bertein [100] montrent que la présence d'une paroi isolante ajoutée sur les surfaces des électrodes métalliques a une influence assez faible sur le comportement des décharges dans le gaz qui sépare les électrodes, en effet, l'ajout d'une paroi isolante n'impacte pas l'amorçage des décharges mais leur extinction. Il n'y a donc pas d'influence significative sur le seuil d'apparition des décharges partielles. E. Sili [101] a démontré de manière expérimentale que les mécanismes d'avalanche décrits par Townsend et Paschen restent valables lorsque les électrodes planes sont isolées par une couche fine de polymère. Elle s'appuie sur les travaux de M. Beyer et al [102] qui expliquent que l'insertion d'une couche d'isolation n'affecte pas le processus d'apparition des décharges dans le gaz.

4.4 Décharges partielles dans les bobinages des machines électriques

Le terme décharge partielle est défini par la norme IEC 60270 comme une décharge électrique localisée, qui ne court-circuite que partiellement l'isolation entre deux conducteurs portés à des potentiels différents [103]. Elle peut se produire dans une cavité gazeuse à l'intérieur d'un isolant solide, à l'interface entre un isolant et un conducteur, ou encore en surface d'un isolant à partir d'un point triple (isolant/gaz/conducteur).

Plusieurs classifications des décharges partielles ont été proposées, qui varient suivant le critère de sélection utilisé. Ainsi par exemple, Kreuger [19] classe les décharges en fonction de leur localisation et définit ainsi quatre catégories :

- **Les décharges internes** : elles prennent naissance localement dans des zones du diélectrique où la rigidité est faible, comme une vacuole gazeuse présente dans l'isolant.
- **Les décharges de surface** : elles se manifestent lorsqu'un champ tangentiel important existe à la surface de l'isolant. L'apparition de ces décharges est liée à la présence de défauts au niveau de la surface de l'isolant.
- **Les décharges couronnes** : elles apparaissent aux endroits où le champ électrique est très important (effet de pointes, géométrie des électrodes), mais elles restent localisées à des zones très réduites entourant le lieu où un champ est important.
- **Les décharges en arborescentes** : elles prennent naissance dans un défaut de l'isolant ou une aspérité sur le conducteur et se propagent progressivement dans son volume, en formant des arborescences.

Compte-tenu de cette classification, la figure 4.7 présente les différentes localisations et situations dans les quelles des décharges partielles sont susceptibles d'apparaître dans le système d'isolation d'un stator de machine électrique.

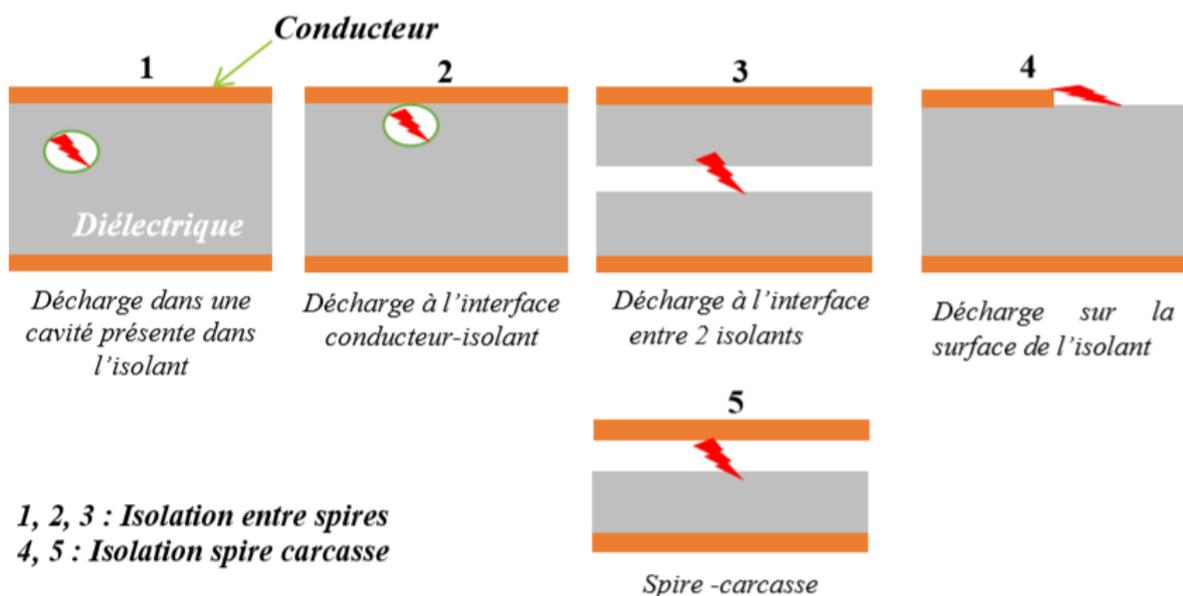


FIGURE 4.7 – Différents types de décharges subies par l'isolation du bobinage d'un stator de machine électrique

L'analyse que nous avons utilisée pour définir la tension d'apparition des décharges partielles dans le bobinage des machines électriques, réalisé avec du fil émaillé porte sur le cas simple de deux spires parallèles et adjacentes placées dans l'air. Les décharges apparaissent forcément dans les zones d'air car la permittivité de l'air est plus faible que celle des couches isolantes et le champ électrique est plus intense. De plus, la rigidité diélectrique des isolants utilisés est beaucoup plus élevée que celle de l'air.

Chaque décharge partielle dans un bobinage est un phénomène très rapide, car le déplacement des électrons et des ions dans la zone d'air ionisée par le champ électrique provoque une accumulation des charges sur les surfaces isolantes. Ce phénomène est illustré à la Figure 4.8-(1) où le champ principal E_P provoque l'avalanche de Townsend. Lorsque la machine est alimentée par une tension constante, les charges qui s'accumulent sur les surfaces isolantes créent le champ E_{SC} qui s'oppose au champ initial comme le montre la Figure 4.8-(2). Le champ résultant est alors réduit ce qui limite les forces appliquées aux électrons libres présents dans l'air ionisé et stabilise le phénomène. Après une durée de quelques dizaines de nanosecondes, le champ résultant n'est plus suffisant pour maintenir l'ionisation, l'air entre les spires retrouve son état de gaz isolant et l'ionisation est stoppée. Mais lorsqu'elle est alimentée par une tension alternative, le bobinage de la machine subit des inversions régulières de la polarité, ce qui change la nature du phénomène. Lorsque le champ électrique E_P imposé par la source s'inverse, il s'ajoute au champ E_{SC} produit par l'accumulation des charges sur les surfaces isolantes (Figure 4.8-(3)). Le seuil de Paschen peut être donc atteint pour une tension plus faible. Lors d'une inversion rapide et répétée de la polarité, des décharges partielles apparaissent après chaque inversion, ce qui est donc proportionnel à la fréquence, ceci constitue un facteur aggravant le vieillissement du SIE de la machine.

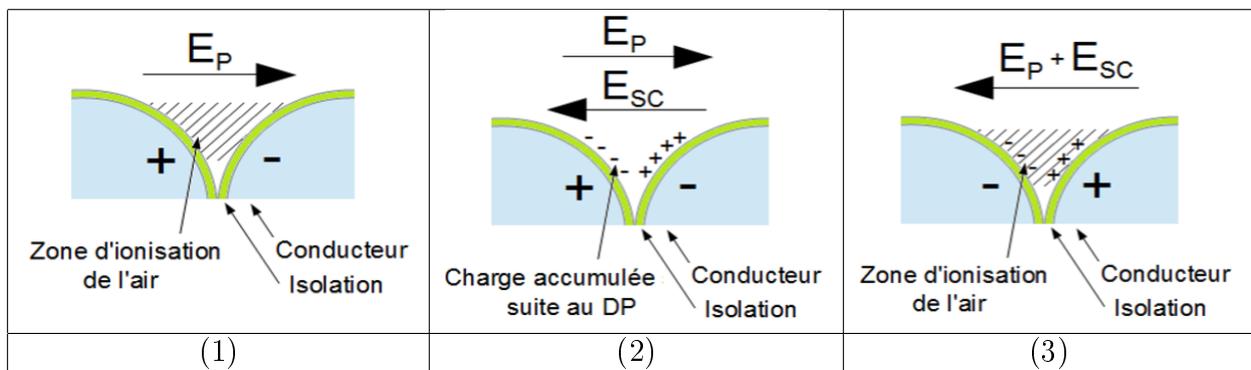


FIGURE 4.8 – Phénomène d'apparition des DP développé en 3 étapes

4.4.1 Conséquences des décharges partielles

Les décharges partielles conduisent à une dégradation du matériau isolant sous l'action de diverses contraintes [17] :

- Contrainte thermique générée localement par la décharge qui peut entraîner une carbonisation de l'isolant.
- Contrainte chimique due aux produits de dégradation générés par la décharge (ozone, oxydes d'azote et acide nitrique notamment).
- Érosion mécanique due au bombardement par des espèces chargées et aux attaques acides.

4.4.2 Méthodes de détection et de mesure de décharges partielles

4.4.2.1 Détection ultrasonore

Cette méthode est basée sur la détection à l'aide d'un capteur acoustique (microphones ultrasons) de la pression de l'onde de choc formée par l'activité de décharge partielle à l'intérieur de l'isolant. Les signaux sont ensuite convertis en son audible [104]. En fonctionnement, la plupart des équipements industriels génèrent un spectre large bande couvrant aussi bien le domaine audible que celui des ultrasons. La composante ultrasonore de ces bruits possède une petite longueur d'onde directionnelle. Cette caractéristique permet aux défauts ultrasonores émis d'être facilement localisables. Cette méthode permet de mesurer l'énergie de la décharge qui est proportionnelle au carré de l'intensité des signaux captés [105].

4.4.2.2 Détection optique

Les événements de décharges partielles sont souvent accompagnés d'une émission optique dans le domaine visible ou ultraviolet [106]. La détection des signaux lumineux émis par les décharges partielles peut être réalisée à l'aide de tube photomultiplicateur et d'une caméra rapide associé à un intensificateur d'image [107]. Cette méthode présente l'avantage d'être très sensible et permet de localiser les signaux des décharges partielles avec une bonne précision. Elle a l'avantage également d'être moins sensible aux perturbations électromagnétiques. Cependant elle présente l'inconvénient d'une sensibilité à la lumière ambiante. Les mesures peuvent être alors faites dans l'obscurité, mais ce n'est pas toujours possible quand il s'agit de mesures sur site par exemple.

4.4.2.3 Détection chimique

Une activité de décharges partielles est parfois accompagnée d'apparition de composés chimiques (ozone, NOx). C'est notamment le cas de décharges produites en atmosphère ouverte, par exemple en situation de décharge de surface ou de décharge couronne (ce n'est pas le cas en situation de décharge dans une vacuole fermée). Un testeur d'ozone placé au plus près de l'isolation lors de tests de décharge partielle permet d'avoir une information supplémentaire sur l'existence de décharges partielles [108]. La nature des produits gazeux permet également d'obtenir une information sur le degré de détérioration des isolants organiques [109].

4.4.2.4 Détection électrique

Les décharges partielles s'accompagnent de l'émission d'ondes acoustiques, de signature optique, et d'émission de composés chimiques. Par ailleurs, une décharge partielle correspond avant tout à un déplacement de charges (électrons et ions) sur une distance donnée et pendant un temps très court donnant lieu par conséquent à un courant à chaque événement. A pression atmosphérique, une activité de décharges partielles se traduit par des trains d'impulsion de courant de faible amplitude (quelques mA à quelques dizaines de mA) et de courte durée (typiquement de l'ordre de quelques dizaines de ns à $100 ns$). Pour détecter ces impulsions de courant, des capteurs de courant haute fréquence, tels que des transformateurs de courant rapides ou des sondes de Rogowsky peuvent être utilisés [110]. Cependant, dans le cas de dispositifs alimentés sous tension alternative basse fréquence, la détection de ces événements sur une période complète du signal d'alimentation nécessite un échantillonnage élevé du signal.

De plus, certaines normes spécifient une valeur de charge pour caractériser l'activité de décharge partielle [111]. Cette charge correspond à l'intégrale du courant redressé sur la période de tension imposée à l'objet. Par mesure du courant, il est possible d'accéder à cette grandeur, via un post-traitement du signal. Toutefois, la qualité de l'échantillonnage influera grandement. Une méthode alternative consiste à connecter un condensateur de couplage exempt de décharges en parallèle avec l'objet sous test (C_{test} en Figure 4.9). Ce condensateur haute tension C_k (isolation adaptée aux tensions de test) est d'une valeur généralement comprise entre 80 pF et 1 nF . Lors du déplacement de charges engendré par un événement de décharge partielle, une baisse de tension est induite aux bornes de l'objet sous test. Cette baisse de tension transitoire est compensée par la circulation d'une charge dans le circuit externe à la cellule fournie par le condensateur C_k . Cette chute de tension est mesurée grâce à l'impédance de mesure Z_m , ici placée en série avec la capacité de couplage.

Il convient de noter que la charge ainsi mesurée, appelée charge apparente et exprimée souvent en pC n'est pas la charge réelle de la décharge partielle (qui peut être calculée via une mesure de courant), mais seulement une image de l'intensité réelle de la charge [111].

Ce dispositif permet donc d'obtenir la valeur de charge mesurée sur une période et pouvant ainsi être comparée aux valeurs disponibles dans les normes, et ce sans difficultés inhérentes à l'échantillonnage d'un signal. Une connexion directe sur les bornes d'alimentation haute tension des objets sous test, permet ainsi d'effectuer un diagnostic on-line sans interruption d'exploitation (transformateur, machines tournantes AC). Toutefois, et en particulier lors de mesures sur site d'exploitation, ce dispositif est sensible aux perturbations électromagnétiques produites notamment par les convertisseurs de puissance.

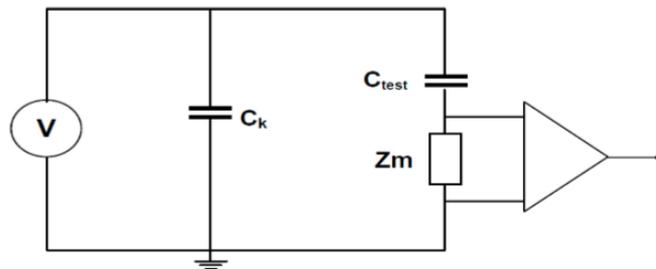


FIGURE 4.9 – Schéma de principe de la détection électrique directe des DP [106]

4.4.2.5 Détection électromagnétique

Lorsqu'un évènement de décharge partielle survient une onde électromagnétique est créée. La signature électromagnétique de la décharge partielle possède des composantes radio fréquence (RF), allant de 100 kHz à des centaines de MHz [112]. Un des moyens de réaliser la détection est l'utilisation d'antenne UHF . L'avantage de l'utilisation d'antenne, et particulièrement dans le cas de bobinages de machines électriques, est que cette mesure est non-intrusive, et par conséquent bien adaptée pour des mesures on-line. Cependant, il est difficile de quantifier l'activité de décharge avec un tel dispositif. En revanche, la localisation de décharge partielle peut être possible avec l'utilisation d'antennes UHF directionnelles [113].

Ce type de détection est particulièrement intéressant dans le cas des alimentations produisant des bruits à haute fréquence, comme dans le cas des onduleurs commandés par MLI .

4.5 Méthodologie de modélisation

Les simulations que nous avons effectuées ont pour but de calculer la différence de potentiel imposée dans l'intervalle entre deux fils de cuivre émaillés, en tenant compte de la chute de tension dans l'épaisseur des isolants solides. Les résultats que nous avons trouvés sont par la suite comparés à la courbe de Paschen expérimentale présentée dans le paragraphe précédent.

Nous présentons une modélisation par éléments finis, afin d'évaluer la tension d'apparition de décharges partielles (tension de claquage), dans l'air situé entre deux spires isolées.

Il s'agit d'un modèle électrostatique qui considère le comportement du champ électrique E et du déplacement électrique D . Ces deux grandeurs sont liées par la loi de comportement suivante :

$$D = \varepsilon.E \quad (4.19)$$

Où ε est la permittivité diélectrique. Afin de faciliter les calculs, le logiciel emploie le potentiel scalaire V :

$$E = -\nabla V \quad (4.20)$$

En imposant une source de tension V dans le domaine d'étude, et en définissant les conditions limites aux frontières, le logiciel des éléments finis FEMM résout l'équation aux dérivées partielles (4.21).

$$-\varepsilon\nabla^2 V = \rho \quad (4.21)$$

avec ρ la densité de charge. Une condition limite de type Dirichlet (potentiel nul) est imposée sur les frontières du domaine d'étude.

Nous présentons à la figure 4.10 la géométrie modélisée. Il s'agit de deux spires en parallèle, les spires sont constituées par des fils de cuivre d'un diamètre de 1.25mm ; les fils de cuivre sont isolés par un vernis (PEA+PPS) d'une épaisseur de $30\mu\text{m}$.

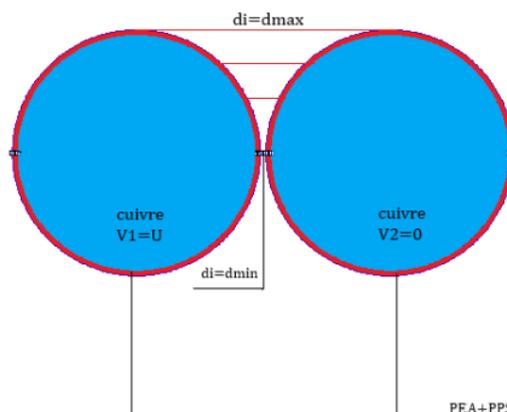


FIGURE 4.10 – Deux spires isolées en parallèle

Le principe de calcul est le suivant : un potentiel $V_1 = U$ est appliqué à un des conducteurs (sur le cuivre), tandis que le second conducteur est soumis à un potentiel nul $V_2 = 0$. La figure 4.11 montre un exemple de la répartition du champ électrique dans l'air entre deux spires pour une tension $U = 600V$.

Connaissant la distribution du champ électrique ainsi que les distances minimale et maximale entre spires, nous pouvons tracer une courbe $V(d_i)$ de la tension dans l'air entre les spires pour différentes valeurs de la distance dans l'air d_i allant de $1\mu m$ à $1mm$.

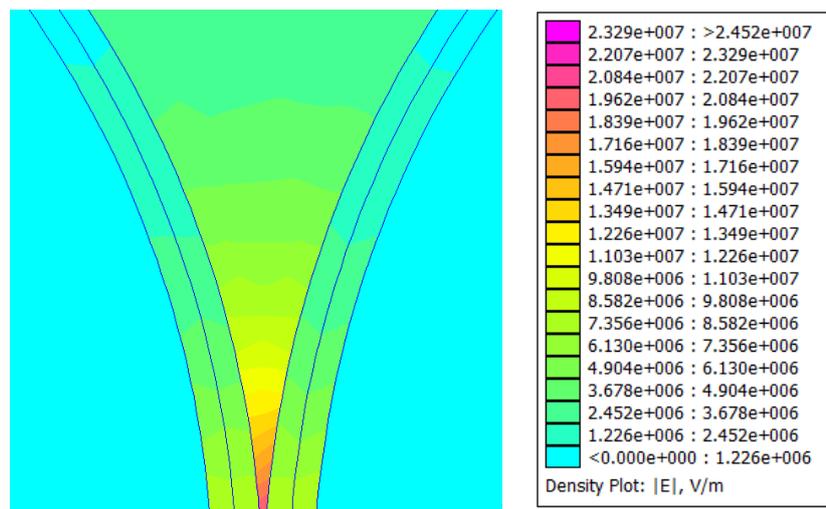


FIGURE 4.11 – Distribution du champ électrique entre deux spires

4.6 Résultat du simulation

Nous avons fait plusieurs simulations en appliquant la méthode décrite ci-dessus. Pour déterminer la tension d'apparition des décharges partielles (TADP), nous avons considéré dans la simulation des tensions successivement croissantes jusqu'à l'obtention de la courbe obtenue par simulation tangente à la courbe de Paschen correspondant aux conditions atmosphériques normales

À chaque simulation, un potentiel U est appliqué et les différences de potentiel sont calculées en fonction de la distance entre les faces externes des isolants ; la courbe $V(d)$ obtenue est alors comparée à la courbe de Paschen expérimentale.

Nous présentons à la figure 4.12 les courbes $V(d)$ obtenue par la simulation pour des tensions appliquées $U=1000V, U=800V, U=600V$, avec la géométrie présentée précédemment. On peut voir que la courbe correspond à la tension $U=1000V$ possède une forme plutôt concave, et tangente à la courbe de Paschen expérimentale. La tension d'apparition des décharges partielles dans ce cas est alors de $1000V$.

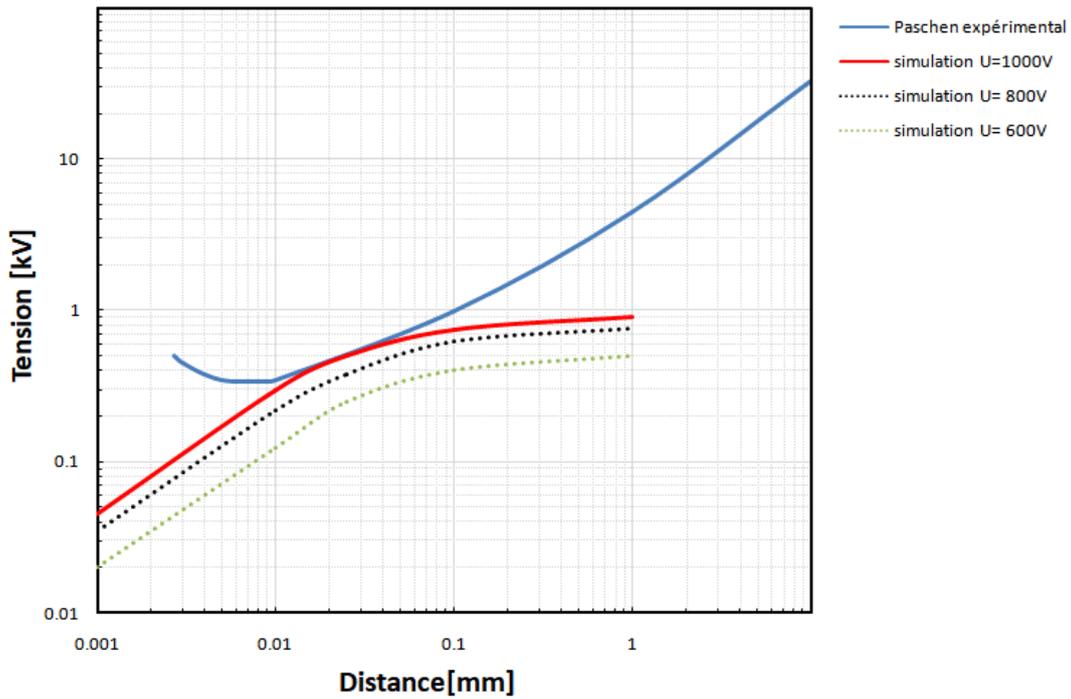


FIGURE 4.12 – Courbe $V(d)$ obtenue par simulation et courbe de Paschen expérimentale.

La simulation suivante permet de déterminer la zone d'apparition des décharges partielles pour une tension supérieure à TADP.

Nous présentons à la figure 4.13 la courbe $V(d)$ obtenue par la simulation pour une tension appliquée $U= 1150V$. On constate que la zone où les décharges partielles sont susceptibles d'apparaître en premier lieu se situe entre $15\mu m$ et $70\mu m$ de distance entre les deux surfaces d'isolants.

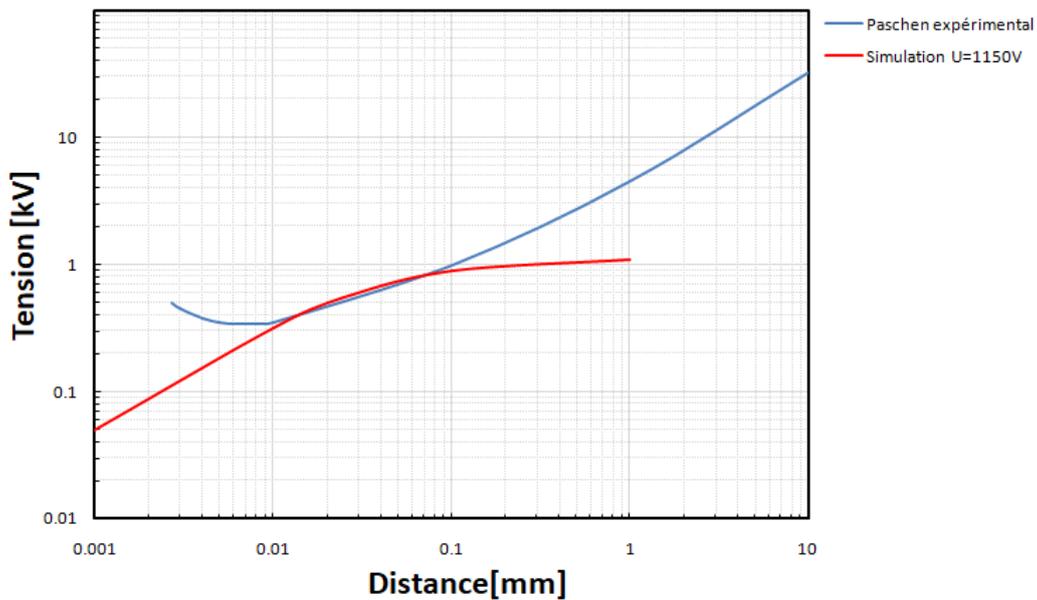


FIGURE 4.13 – Courbe $V(d)$ obtenue par simulation avec courbe de Paschen expérimentale.

4.7 Influence des paramètres du bobinage sur les TADP

La répartition du champ électrique entre deux spires est régie par plusieurs paramètres. Parmi ces derniers, on retrouve des paramètres liés à la géométrie des spires et aux matériaux utilisés pour l'isolation des spires.

Dans ce qui suit, nous allons voir l'influence de certains paramètres sur la tension d'apparition des décharges partielles.

4.7.1 Influence de la permittivité relative

La constante diélectrique des matériaux isolants est un paramètre qui évolue en fonction de la température et de la fréquence [114]. Donc pour quantifier l'influence de ce paramètre sur la tension d'apparition de décharges partielles, nous avons fait varier la permittivité relative de l'isolant de 1 à 9 [115]. Nous présentons à la figure 4.14, les courbes $V(d)$ obtenues pour chaque valeur de ϵ_r , la tension U est la même que précédemment $U = 1000V$.

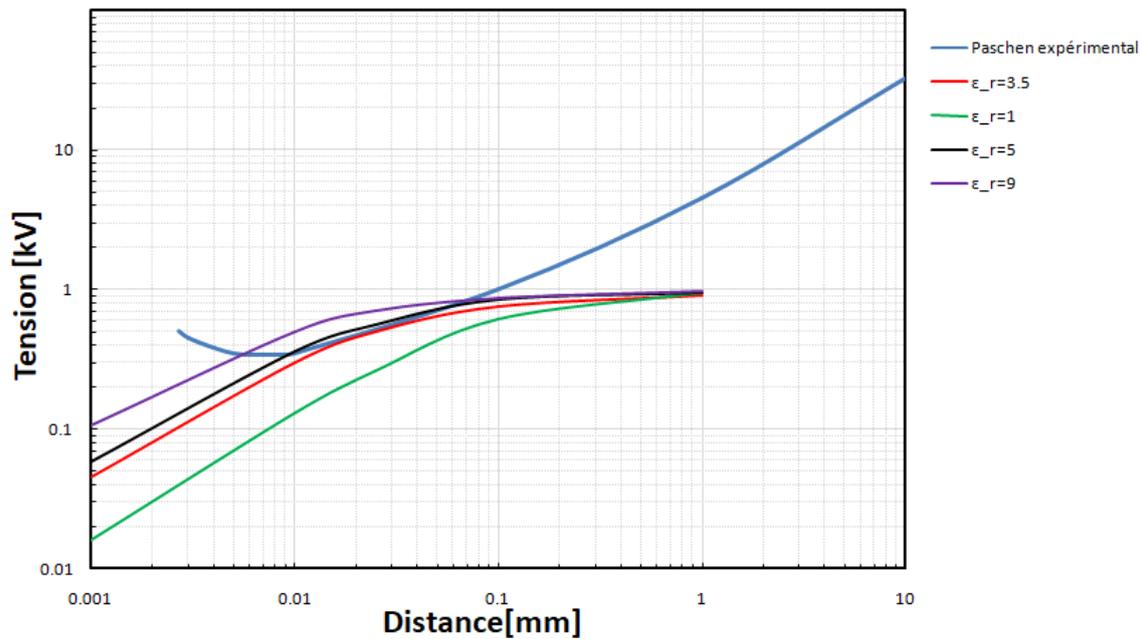


FIGURE 4.14 – Courbes $V(d)$ pour différentes valeurs de permittivité relatives ($U=1000V$)

On peut voir que pour les distances inter-spaires ($d_i < 100\mu m$), la différence de potentiel dans l'intervalle d'air augmente avec la permittivité relative, et par conséquent la tension d'apparition des décharges partielles diminue. Pour les distances inter-spaires ($d_i > 100\mu m$), l'effet de la permittivité s'estompe et toutes les courbes se rejoignent. En effet, la chute de tension ΔV à travers l'isolant entre l'âme de cuivre et la surface de l'isolant diminue à mesure que la permittivité augmente, comme le montre la relation (4.22). Par conséquent, le potentiel imposé à l'intervalle d'air pour une tension U est d'autant plus important que la permittivité est élevée.

$$\Delta V = \frac{Q}{C} = \frac{Q}{\epsilon_0 \epsilon_r S} e \quad (4.22)$$

Avec S la section de l'isolant, e son épaisseur, Q est la charge dans l'isolant, et C la capacité de l'isolant, ϵ_r la permittivité relative de l'isolant, et ϵ_0 la permittivité du vide.

4.7.2 Influence de l'épaisseur de l'isolant

Dans le modèle que nous avons choisi, l'épaisseur de la couche isolante intervient dans le calcul de la chute de tension entre l'âme de cuivre et la surface de l'isolant comme le montre la relation (4.22).

Pour quantifier l'influence de ce paramètre sur la tension d'apparition des décharges partielles, nous avons fait varier l'épaisseur de l'isolant de $10\ \mu\text{m}$ à $60\ \mu\text{m}$.

Nous présentons à la figure 4.15 la courbe $V(d)$ pour différentes épaisseurs d'isolant.

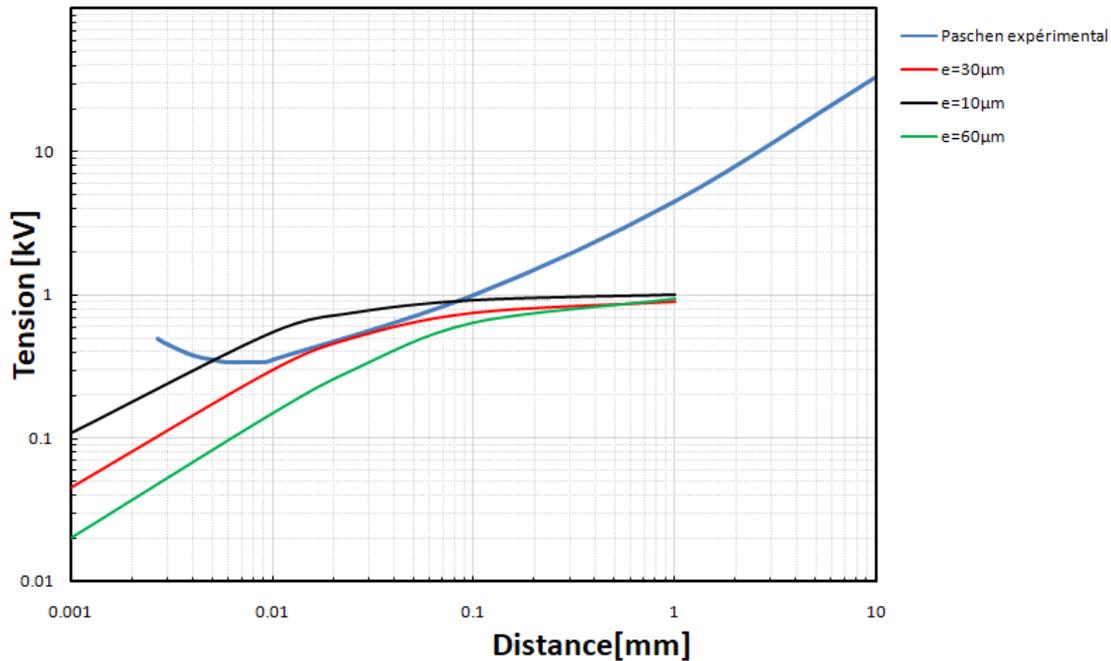


FIGURE 4.15 – Courbes $V(d)$ pour différentes épaisseurs d'isolant ($U=1000\text{V}$)

On peut constater que plus l'épaisseur de l'isolant est élevée et plus la tension dans l'intervalle d'aire est faible, par conséquent la tension d'apparition des décharges partielles est plus élevée.

4.7.3 Influence de la géométrie du fil

Nous nous intéressons à la forme géométrique des conducteurs. En effet, au cours du dimensionnement d'une machine électrique, le concepteur peut être amené à faire un choix du type de fil à utiliser pour le bobinage ; classiquement, deux types de fils sont utilisés : le fil rond ou le fil méplat.

Il est donc intéressant de modéliser une géométrie de fil méplat (figure 4.16), et de comparer les résultats à ceux obtenus avec le fil rond. Pour cela, nous avons considéré un fil ayant une section rectangulaire. L'épaisseur et matériau isolant utilisés sont les mêmes que pour le cas du fil rond.

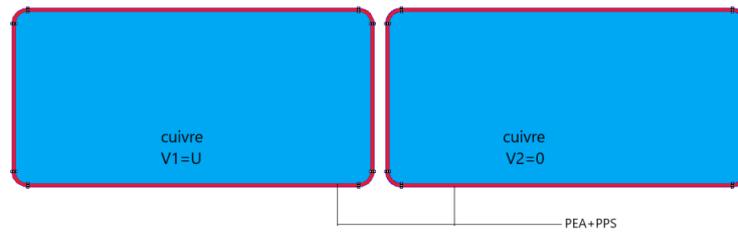


FIGURE 4.16 – Configuration en fil méplat

Nous présentons à la figure 4.17 la courbe $V(d)$ obtenue avec le fil méplat, comparée à celle obtenue avec un fil rond dans les mêmes conditions ($U = 1000V, e = 30\mu m$)

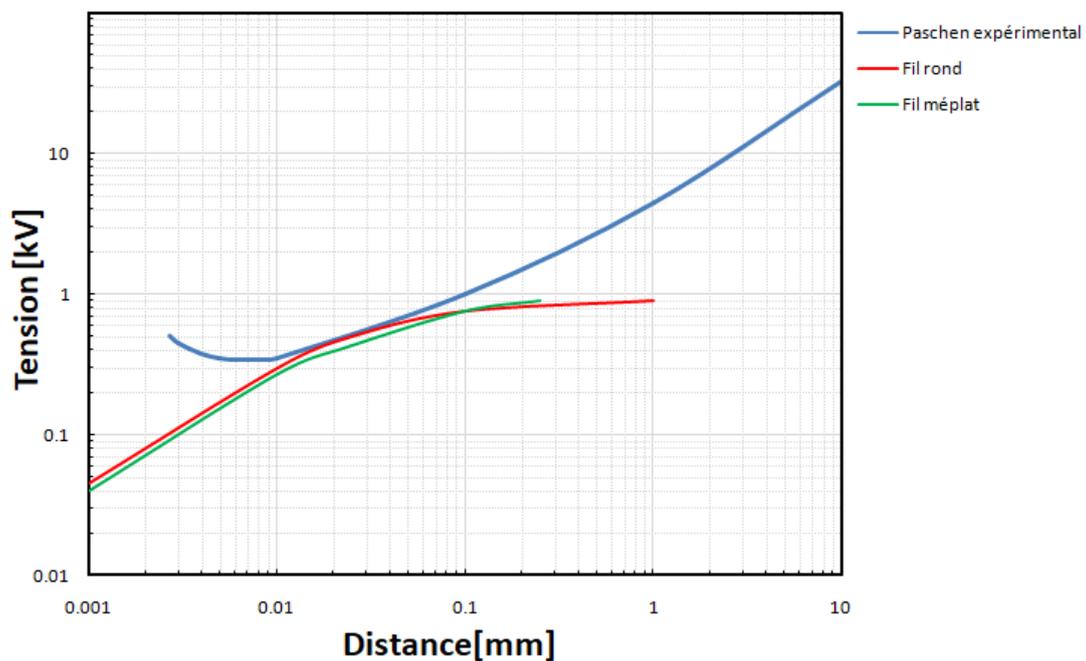


FIGURE 4.17 – Courbe $V(d)$ obtenue avec fil méplat et celle obtenue avec un fil rond ($U = 1000V$)

Nous constatons qu'il y a une différence fugitive entre la courbe correspondant au fil méplat et celle du fil rond.

Les courbes présentées jusqu'ici ont été déterminées pour des conditions atmosphériques normales ; c'est-à-dire à la pression atmosphérique de 1013 mbar et à température ambiante de $20^{\circ}C$.

4.8 Influence de la température

La température dans les machines de traction électrique peut atteindre 200°C au pire des cas [69]. Pour tenir compte de l'impact de ce facteur, nous avons utilisé le coefficient de correction de Peek [116].

Cette correction permet de tenir compte des variations de la pression et de la température sur le seuil de Paschen. Le facteur de correction δ est défini dans la littérature comme étant le facteur qui prend en considération le fait que la densité du gaz dépende de sa température et de sa pression [116],[117],[118]. Les relations (4.23) et (4.24) permettent de calculer la nouvelle valeur de la tension de Paschen à la pression p et la température T , à partir d'une référence calculée dans les conditions atmosphériques normales de pression p_0 et de température T_0 .

$$V(p, T) = \delta \times V(p_0, T_0) \quad (4.23)$$

avec

$$\delta = \frac{T_0}{T} \times \frac{p}{p_0} \quad (4.24)$$

La figure 4.18 présente la courbe de Paschen corrigée pour différentes températures allant de 20°C à 200°C, en maintenant la pression p de l'air entre les spires égale à la pression atmosphérique normale p_0 .

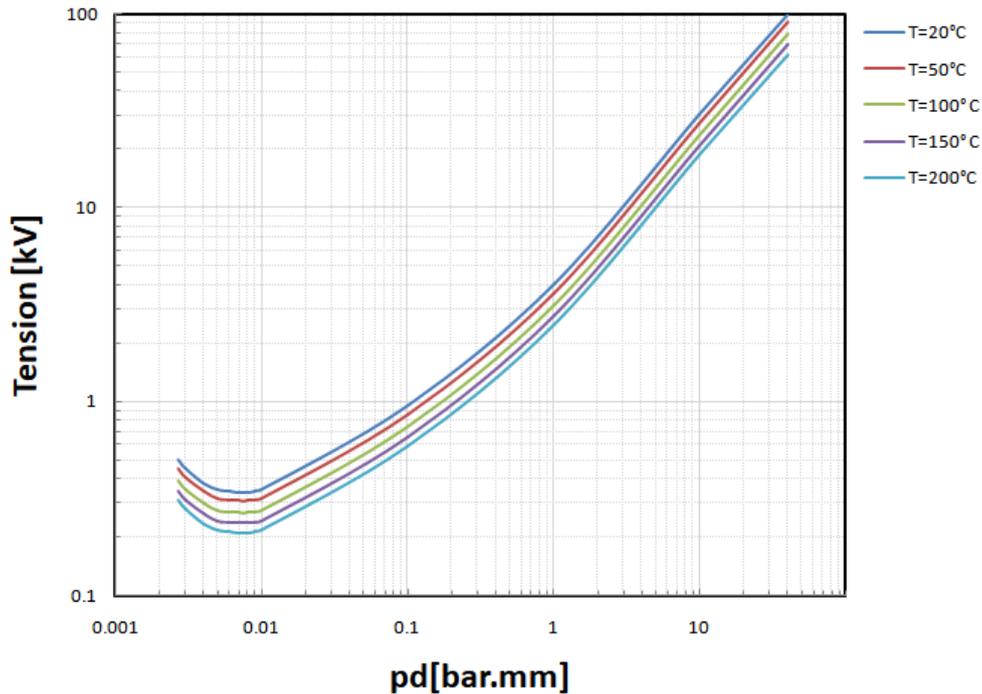


FIGURE 4.18 – Courbe de Paschen pour différentes températures selon le facteur de correction de Peek

Nous constatons que la tension disruptive diminue lorsque la température augmente et la courbe de Paschen est translatée vers le bas. Cette constatation s'explique par l'agitation thermique des particules du gaz ; en effet, lorsque les collisions naturelles entre les molécules sont plus importantes, un électron libre accéléré par le champ électrique a besoin de moins d'énergie pour déclencher l'avalanche électronique dans le gaz.

Pour déterminer l'influence de la température sur la tension d'apparition des décharges partielles (TADP), nous avons considéré dans la simulation des tensions successivement croissantes jusqu'à l'obtention de la courbe obtenue par simulation tangente à la courbe de Paschen correspondant à la même température.

Ainsi, à la température la plus élevée de 200°C , la courbe obtenue par simulation et tangente à la courbe de Paschen à la même température correspond à la tension $U = 720\text{V}$. Ainsi la TADP est de 720V à la température de 200°C (Figure 4.19).

Nous rappelons qu'à la température ambiante de 20°C , la TADP était de 1000V .

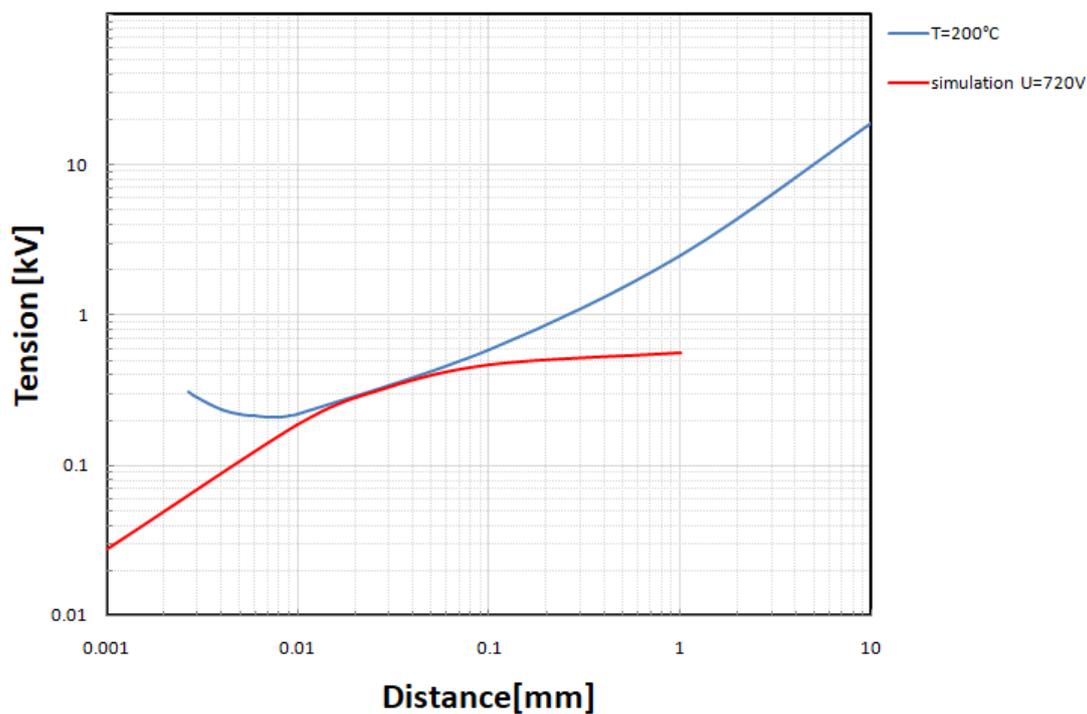


FIGURE 4.19 – Courbe $V(d)$ obtenue par simulation et courbe de Paschen modifiée

4.9 Conclusion

Nous avons commencé ce chapitre par une présentation brève sur la théorie des décharges électriques. Nous avons aussi exposé les différents types de situations dans lesquelles ces phénomènes peuvent apparaître dans le système d'isolation d'un stator de machine électrique. Les méthodes et techniques de détection de ces décharges ont été succinctement décrites. Un modèle simplifié d'évaluation des TADP a été établi pour un type de bobinage donné en tenant compte de certains paramètres du fil.

Parmi ces paramètres, on retrouve l'épaisseur et la permittivité relative de l'isolant des conducteurs ainsi que la forme géométrique du fil.

Les résultats de simulation que nous avons obtenus montrent que pour les distances inter-spores ($d_i < 100\mu\text{m}$), la différence de potentiel dans l'intervalle d'air augmente avec la permittivité relative, et par conséquent la tension d'apparition des décharges partielles est plus faible. Pour les distances inter-spores ($d_i > 100\mu\text{m}$), l'effet de la permittivité s'estompe. De même plus l'épaisseur de l'isolant est grande, plus la tension dans l'intervalle d'air est faible ; par conséquent la tension d'apparition des décharges partielles est plus élevée. La forme géométrique du fil (rond ou méplat) n'influe pas beaucoup sur la TADP.

Nous avons aussi étudié l'influence de la température de l'air entre spire qui peut atteindre 200 °C. Nous avons constaté que plus la température augmente plus la TADP diminue.

Conclusion générale et perspectives

Notre travail a porté sur l'étude électrique et thermique d'une nouvelle isolation destinée aux machines électriques de traction pour les véhicules électriques. L'étude a été faite à la fois sur les matériaux et également sur les système d'isolation, plus particulièrement sur l'isolation inter-spires. L'émail des fils de cuivre que nous avons utilisé est composé d'une première couche de Polyester acrylate (PEA) et une deuxième couche de Polysulfure de phénylène (PPS).

Nous avons consacré le premier chapitre à un état de l'art sur les contraintes subies par le système d'isolation des machines électriques de traction de manière générale. Ces contraintes se traduisent souvent par l'amorçage d'une activité de décharges partielles (DP) dans le bobinage de la machine qui conduit au vieillissement prématuré de l'isolation et à plus long terme à la rupture irréversible de l'isolation. Les DP se produisent dans les défauts d'isolation de la machine : une cavité gazeuse à l'intérieur d'un isolant solide ou à l'interface entre un isolant et un conducteur. L'isolation des spires est particulièrement sensible à ces phénomènes car elle constitue le point le plus critique du système d'isolation électrique des machines à basse tension. Nous avons vu que le mode d'alimentation des machines peut être à l'origine de ces phénomènes. En effet, l'alimentation par un onduleur commandé en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) engendre des fronts de tension (dV/dt) importants. Du fait d'une désadaptation d'impédance entre le convertisseur, le câble d'alimentation et la machine, des surtensions sont produites à l'entrée de cette dernière. Ces surtensions se répartissent d'une manière non-linéaire le long du bobinage, de telle sorte que des zones de fort champ électrique peuvent apparaître entre des conducteurs ou entre un conducteur et la carcasse du stator. Ces zones peuvent conduire, quand les conditions sont réunies, à l'amorçage d'une activité de DP. Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature dans le but de prévenir les risques d'endommagement de l'isolation de la machine dans un tel environnement. Elles peuvent être internes au bobinage, tel que le renforcement de l'isolation avec l'utilisation de fils dit « anti-corona », ou externe à la machine comme la réduction des surtensions à l'aide de filtres en amont de la machine.

Nous avons présenté dans le second chapitre un état de l'art sur les anciens et les nouveaux fils émaillés et les évolutions actuelles dans le domaine de l'isolation électrique. Nous avons présenté le système d'isolation classique de la machine. Ensuite, nous avons abordé le nouveau fil émaillé avec une isolation sans composé organique volatil. Ce fil est composé de deux couches de polymères : une couche de Polyester acrylate (PEA) polymérisée par UV et recouvert d'une deuxième couche de Polysulfure de phénylène (PPS). Les avantages de la technique de polymérisation par UV confirment la bonne qualité de ce nouveau fil, tels que :

- pas de solvant dans les vernis utilisés ;
- pas de pollution atmosphérique ;
- une bonne rentabilité.

Dans le chapitre 3, nous avons présenté une démarche de modélisation d'un bobinage, par un circuit électrique équivalent RLC à éléments discrets pour modéliser les conducteurs et prédire la distribution de la tension inter-spires d'une bobine en fonction des données géométriques et physiques qui la caractérisent. Ce modèle consiste à discrétiser la bobine par spires ; chaque spire est alors représentée par sa résistance et son inductance propre. L'ensemble des couplages capacitifs et inductifs entre spires ont été pris en compte. Les éléments du circuit équivalent ont été calculés par la méthode des éléments finis (Logiciel FEMM). Les éléments inductifs et résistifs ont été calculés par le module magnétostatique du logiciel, tandis que les éléments capacitifs ont été calculés par le module électrostatique sur une large plage de fréquence.

Pour le calcul magnétostatique, les résultats que nous avons obtenus montrent que les résistances et les inductances (propres et mutuelles) dépendent fortement de la fréquence. La résistance moyenne reste pratiquement constante jusqu'à la fréquence de 4 kHz puis elle augmente avec la fréquence. Ceci est dû au fait qu'en BF les effets de proximité et pelliculaire sont négligeables et la densité de courant est uniforme dans la spire, tandis qu'en HF ces effets deviennent plus importants et la densité n'est plus uniforme. Cependant, l'inductance moyenne (propre et mutuelle), reste pratiquement constante jusqu'à la fréquence de 500 kHz à partir de laquelle elle diminue quand la fréquence augmente. Ceci est dû au fait qu'en HF les lignes de champ sont perturbées par les modifications des caractéristiques du fer.

Pour le calcul électrostatique, les résultats montrent que les capacités entre deux spires adjacentes sont 53 fois plus grandes que celles entre deux spires non adjacentes et 2 fois plus grandes que les capacités entre spire et noyau.

En utilisant le logiciel d'analyse des schémas électriques OrCad PSpice, nous avons estimé la valeur de la contrainte maximale dans le bobinage à 690V

Le dernier chapitre a été consacré à l'évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage. Nous avons présenté en premier lieu le phénomène de décharges partielles dans les gaz. Ensuite, nous avons décrit une méthode de modélisation permettant d'évaluer les TADP pour un type de bobinage donné. Cette méthode est basée sur un calcul du champ électrique par éléments finis . Les résultats des simulations ont été comparés à la courbe expérimentale de Paschen, qui permet d'évaluer la tension de claquage dans un intervalle gazeux en fonction du produit de la distance et de la pression. Une étude paramétrique a été également menée dans cette partie. Les résultats ont montré l'influence de certains paramètres du bobinage sur les TADP tels que la permittivité relative et l'épaisseur de l'isolant des conducteurs ainsi que la géométrie des fils.

Les résultats de simulation que nous avons obtenus montrent que pour les distances inter-spires ($d_i < 100\mu\text{m}$), la différence de potentiel dans l'intervalle d'air augmente avec la permittivité relative, et par conséquent la tension d'apparition des décharges partielles est plus faible. Pour les distances inter-spires ($d_i > 100\mu\text{m}$), l'effet de la permittivité s'estompe. De même plus l'épaisseur de l'isolant est grande, plus la tension dans l'intervalle d'air est faible ; par conséquent la tension d'apparition des décharges partielles est plus élevée. La forme géométrique du fil (rond ou méplat)n'influe pas beaucoup sur la TADP.

Dans les conditions atmosphériques normales , la TADP dans l'air situé entre deux spires isolées est de 1000V. Cependant, quand la température augmente la TADP diminue. Dans le cas ou la température est de 200°C, la TADP est de 720V.

Ce travail ouvre des perspectives intéressantes :

- Un algorithme d'optimisation qui consiste à modifier l'arrangement des spires du bobinage dans le but de trouver la tension inter-spires minimale
- Une autre perspective consiste à tenir compte de l'influence de l'humidité dans l'évaluation des TADP.

Bibliographie

- [1] HARTANI, Kada, BOURAHLA, Mohamed, MILOUD, Yahia. Electric vehicle with two independent wheel drive-Performance improvement by an electronic differential using sliding mode control. *Electromotion*. 2007, vol.14, n°2, pp.99-113.
- [2] LEBEY, Thierry. A theoretical approach of partial discharges under square voltage wave forms, Arlington, Virginia, USA, 7-10 juin 1998. IEEE International Symposium on Electrical Insulation.
- [3] NUSSBAUMER, Peter, ZOELLER, Clemens, WOLBANK, Thomas, VOGELSBERGER, Markus. Transient distribution of voltages in induction machine stator windings resulting from switching of power electronics, Vienne, Autriche, 10-13 novembre 2013. IEEE Industrial Electronics Society.
- [4] NEACSU, Claudiu. Contribution à l'étude des défaillances statoriques des machines asynchrones : mise au point et réalisation d'un test non destructif de fin de fabrication. Thèse de doctorat : Génie électrique. Toulouse : Toulouse 3, 2002.
- [5] OKUBO, Hitoshi, NAKAMURA, Yusuke, INANO, Hiroshi, et al. Lifetime characteristics of nanocomposite enameled wire under surge voltage application, Vancouver, BC, Canada, 14-17 octobre 2007. IEEE Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.
- [6] HEIB, Bertrand. Développement de vernis d'isolation électrique présentant des propriétés thermomécaniques améliorées à 180°C. Thèse de doctorat : Matériaux, Mécanique, Génie civil, Electrochimie. Grenoble : Université de Grenoble, 2011.
- [7] AIT-AMAR, Sonia, et al. Properties of a new ecoefficient coating for magnet wire, Bologna, Italy, 30 June-4 July 2013. IEEE International Conference on Solid Dielectrics.
- [8] LOUBEAU, Florian. Analyse des phénomènes de vieillissement des matériaux d'isolation électrique de machines de traction électrique. Thèse de doctorat : Génie électrique. Grenoble : Université Grenoble Alpes, 2016.
- [9] BOUGHANMI, Walid. Eco-conception des motorisations électriques : application à la machine asynchrone. Thèse de doctorat : Génie électrique. Artois : Université d'Artois, 2012.
- [10] NGUYEN, Duc Quang. Développement d'un outil d'investigation pour le diagnostic des phénomènes hautes fréquences dans des câbles électriques. Thèse de doctorat : Génie électrique. Paris : École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2013.
- [11] WEENS, Yannick. Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance. Thèse de doctorat : Génie électrique. Lille : Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.
- [12] RUMEAU, Axel. Modélisation comportementale en génie électrique sous représentation diffusive : méthodes et applications. Thèse de doctorat : Génie électrique. Toulouse : Toulouse 3, 2009

- [13] BOUCENNA, Nidhal. Contribution à la modélisation en compatibilité électromagnétique des machines électriques. Thèse de doctorat : Génie électrique. Cachan : Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2014.
- [14] Agilent technologies. Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer. Disponible à l'adresse : <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5968-3808E.pdf>
- [15] HENNETON, Antoine. Rayonnement électromagnétique des machines asynchrones en MLI. Thèse de doctorat : Génie électrique. Béthune : LSEE, Université d'Artois, 2003.
- [16] RUEHLI, Albert. Equivalent circuit models for three-dimensional multiconductor systems. 1974, vol. MTT-22, n°3, pp.216-221.
- [17] SILI, Elyse. Etude et caractérisation des décharges partielles et du vieillissement du polyimide en environnement aéronautique. Thèse de doctorat : Génie électrique, électronique, télécommunications (GEET). Toulouse : LAPLACE, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2012.
- [18] POINTU, Anne-Marie ,PERRIN, Jérôme , JOLLY Jacques. Plasmas froids de décharge : propriétés électriques Technique d'ingénieurs D 2830, 1998.
- [19] KREUGER, Frederik Hendrik. Partial discharge detection in high voltage equipment. Butterworth-Heinemann, 1990. Format pdf.
- [20] MARTINEZ, Mario. Application de la machine synchrone dans la traction automobile. Document interne, Société AUXILEC.
- [21] OLSZEWKI, Mitch, FESSLER, Raymond. Assessment of motor technologies for traction drives of hybrid and electric vehicles. Final Report. 2011.
- [22] DORRELL, Davide, PARSA, Leila, and BOLDEA ,Ion. Automotive electric motors, generators, and actuator drive systems with reduced or no permanent magnets and innovative design concepts. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2014, vol. 61, n°10, pp. 5693–5695.
- [23] FALTAKH, Noureddine, HLIQUI, Sami, GABSI, Mohamed, BENLAMINE Raouf, et al. Design of a low permanent magnet mass hybrid excited flux switching machine for a PHEV application. Sofia, Bulgaria, 1-3 June 2017. IEEE International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systemes (ELMA).
- [24] BENARIBA, Hassan. Contribution à la commande d'un véhicule électrique. Thèse de doctorat : Automatique. Tlemcen : Université Aboubakr Belkaïd, 2018.
- [25] LIU, Weiping. Contribution au diagnostic de l'isolation statorique des machines électriques par modélisation et identification paramétrique dans le domaine haute-fréquence. Thèse de doctorat : Électronique et génie électrique. Nantes : École doctorale sciences et technologies de l'information et des matériaux, Université de Nantes, 2008.
- [26] SAINT-MICHEL, Jacques. Bobinage des machines tournantes à courant alternatif. Technique de l'ingénieur, vol. D3420, 2002.
- [27] STONE, Greg, BOULTER, Edward, CULBERT, Ian, DHIRANI, Hussein. Electrical insulation for rotating machines. IEEE Press Series on Power Engineering. Canada : Mohamed E. El-Hawary, 2014. Format PDF.
- [28] BERNOT, François. Composants de l'électronique de puissance. Techniques de l'ingénieur, vol. E3960, 2000.

- [29] CEI 60034-18-41. Partial discharge free electrical insulation systems (Type I) used in rotating electrical machines fed from voltage converters – Qualification and quality control tests. 06 Mars 2014.
- [30] PYRHONEN, Juha, JOKINEN, Tapani, HRABOVCOVA, Valéria. Design of Rotating Electrical Machines. United Kingdom : John Wiley & Sons, Ltd 2008. Format PDF.
- [31] CHAPMAN, Michael, FROST, Nancy, BRUETSCH, Rudolf. Insulation Systems for Rotating Low-Voltage Machines, Vancouver, BC, Canada, 9-12 June 2008. IEEE International Symposium on Electrical Insulation.
- [32] KASSI, Koutoua. Étude de l'isolation hybride en vue de son application dans les transformateurs de puissance. Mémoire : Génie électrique. Chicoutimi : Université du Québec, 2013.
- [33] CEI 60172. Méthode d'essai pour la détermination de l'indice de température des fils de bobinage émaillés et enveloppés de ruban. 12 Mai 2015.
- [34] WERYNSKI, Piotr. Vieillessement des diélectriques et surveillance in situ des machines électriques. Thèse de doctorat : Génie électrique. Artois : université d'Artois, 2006.
- [35] DYMOND, James, STRANGES, Nick, YOUNSI, Karim. Stator winding failures : contamination, surface discharge, tracking, San Diego, CA, USA, 13-15 Sept 1999. Industry Applications Society 46th Annual Petroleum and Chemical Technical Conference.
- [36] KIMURA, Ken. Multistress aging of machine insulation systems, Virginia Beach, VA, USA, 22-25 Oct 1995. IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.
- [37] DAKIN, Thomas. Electrical Insulation Deterioration Treated as a Chemical Rate Phenomenon. Transactions of the AIEE. 1948, vol.67, n°1, pp.113-122.
- [38] GUILLERMIN, Christophe. Vieillessement électrique et thermique d'un composite résine époxyde-silice : étude des charges d'espace et de la conduction. Thèse de doctorat : Physique Option Matériaux. Grenoble : Université Joseph Fourier Grenoble, 2004.
- [39] NAIR, Abdelkader. Caractérisation et modélisation du comportement diélectrique des systèmes d'isolation statorique des grandes machines tournantes lors d'essais PDT et RT. Thèse de doctorat : Génie électrique. Montréal : École de technologie supérieure, 2017.
- [40] STONE, Greg, BOULTER, Edward, CULBERT, Ian, DHIRANI, Hussein. Electrical insulation for rotating machines. IEEE Press Series on Power Engineering. Canada : Mohamed E. El-Hawary, 2014. Format PDF.
- [41] DISSADO, Len, FOTHERGILL, John. Electrical degradation and breakdown in polymers. London : Peter Peregrinus, 1992. Format PDF.
- [42] GHOSH, Subiman, KHASTGIR, Dipak, BHOWMICK, Anil. Thermal degradation and ageing of segmented polyamides. Polymer degradation and stability. 2000, vol.67, n°3, pp.427-436.
- [43] SOLTANI, Reza, DAVID, Eric, LAMARRE, Laurent. Impact of humidity on dielectric response of rotating machines insulation system. IEEE transactions on dielectrics and electrical insulation. 2010, vol.17, n°5, pp.1479-1488.
- [44] GALLOT-LAVALLÉE, Olivier. Etude de la charge d'espace et des phénomènes luminescents comme précurseurs du vieillessement électrique d'une résine époxy utilisée dans l'isolation haute tension. Thèse de doctorat : Génie électrique. Toulouse : Université de Toulouse 3, 2004.

- [45] HYYPIO, David. Simulation of cable and winding response to steep-fronted voltage waves, Orlando, FL, USA, 8-12 Oct 1995. IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting.
- [46] HYYPIO, David. Effects of risetime and cable length on motor insulation degradation resulting from operation on PWM voltage source inverters. Milwaukee, WI, USA, 18-21 May 1997. IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record.
- [47] BELLOMO, Jean-Philippe, LEBEY, Thierry, ORAISON, Jean-Michel, PELTIER, Frédéric. Characterisation of voltage shapes acting on the insulation of rotating machines supplied by inverters. Brisbane, Queensland, Australia, 3-8 July 1994. IEEE International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM).
- [48] LOIC, Popiel. Contribution à l'étude des fronts raides de tension dans les bobinages statoriques de moteurs asynchrones HT alimentés par convertisseur de fréquence. Thèse de doctorat : Électronique, optronique et systèmes. Montpellier : Université de Montpellier 2, 1996.
- [49] MELFI, Milena, BELL, Sidney, SKIBINSKI, Gary. Effect of surge voltage risetime on the insulation of low-voltage machines fed by PWM converters. IEEE Transactions on Industry Applications. 1998, vol.34, n°4, pp.766-775.
- [50] KERKMAN, Russel, LEGGATE, David, SKIBINSKI, Gary. Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients. IEEE Transactions on Industry Applications. 1997, vol.33, n°3, pp.722-731.
- [51] NEMA MG 1. Motors and Generators. National Electrical Manufacturers Association, 2009.
- [52] SAUNDERS, Lawrence, SKIBINSKI, Gary, EVON, Steve , KEMPKES, David. Riding the reflected wave-IGBT drive technology demands new motor and cable considerations, Philadelphia, PA, USA, 23-25 Sept 1996 . Proceedings of IAS Petroleum and Chemical Industry Technical Conference.
- [53] MELFI, Milena, BELL, Sidney, SKIBINSKI, Gary. Effect of Surge Voltage Risetime on the Insulation of Low Voltage Machines Fed by PWM Converters. 1998, vol. 34, n°4, pp. 766-775.
- [54] BELLOMO, Jean-Philippe, LEBEY, Thierry, ORAISON, Jean-Michel, PELTIER, Frédéric. Characterisation of voltage shapes acting on the insulation of rotating machines supplied by inverters, Brisbane, Queensland, Australia, 3-8 July 1994. International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials.
- [55] KAUFHOLD, Martin, BORNER, Gerhard, EBERHARDT, Markus, SPECK, Joachim. Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters. IEEE Electrical Insulation Magazine.1996, vol. 12, n°5, pp.9-16.
- [56] FABIANI, Davide, MONTANARI, Gian Carlo, CAVALLINI, Andrea, MAZZANTI, Giovanni. Relation between space charge accumulation and partial discharge activity in enameled wires under PWM-like voltage waveforms. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2004, vol. 11, n°3, pp.393-405.
- [57] FABIANI, Davide, MONTANARI, Gian Carlo, CONTIN, Alfredo . Aging acceleration of insulating materials for electrical machine windings supplied by PWM in the presence and in the absence of partial discharges, Eindhoven, Netherlands, 25-29 June 2001. IEEE 7th International Conference on Solid Dielectrics.

- [58] STONE, Greg Stone , CULBERT, Ian, CAMPBELL, S. Progress in on-line measurement of PD in motors fed by voltage source PWM drives, Philadelphia, PA, USA, 8-11 June 2014. IEEE Electrical Insulation Conference (EIC).
- [59] VON JOUANNE, Annette, ENJETI, Prasad, SINGH, Chanan, et al. Voltage distribution in the windings of an AC motor subjected to high dV/dt PWM voltages, Atlanta, GA, USA, 8-22 June 1995. Proceedings of PESC 95 - Power Electronics Specialist Conference.
- [60] BIDAN, Pierre, LEBEY, Thierry, MONTSENY, Gérard. Transient voltage distribution in inverter fed motor windings : experimental study and modeling. IEEE Transactions on Power Electronics. 2001, vol.16, n°1, pp.92-100.
- [61] TOLIYAT, Hamid, RENDUSARA, Dudi, ENJETI, Prasad. Predicting the transient effects of PWM voltage waveform on the stator windings of random wound induction motors. IEEE Transactions on Power Electronics. 1999, vol.14, n°1, pp.23-30.
- [62] NGUYEN, Manh Quan, MALEC, David, MARY, Dominique, et al. Silica nanofilled varnish designed for electrical insulation of low voltage inverter-fed motors. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. 2010, vol.17, n°5, pp.1349-1356.
- [63] VON JOUANNE, Annette, ENJETI, Prasad. Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications. IEEE Transactions on Industry Applications. 1997, vol.33, n°5, pp.1138-1145.
- [64] ANTON, Alain. Emaux isolants et fils émaillés. Techniques de l'ingénieur, vol. D2330, 2009.
- [65] CHOVEL, Alain, MASSON, Pascal. Cours de Physique des semi-conducteurs. Marseille : École polytechnique universitaire de Marseille, 92 p.
- [66] KRICHELDORF, H.R. Progress in polyimide chemistry *II*. New york : Springer-verlag berlin heidelberg, 1999. Format PDF.
- [67] FREZEL, Philippe. Une petite révolution dans le fil émaillé. Green Isolight International, rapport interne, 2005.
- [68] BOUGHANMI, Walid, ROGER, Daniel, BRUDNY, Jean-François, MANATA, Jean-Paul. Analyse comparative de l'imprégnation du bobinage et de diverses solutions de thermocollage, Toulouse, 6-7 décembre 2010. Confrege Conférence.
- [69] NGUYEN, Manh Quan, DUCHESNE, Stéphane, VELU, Gabriel, et al. Solutions d'isolation électrique pour les machines fonctionnant à hautes températures, Cachan, France, 8-10 juillet 2014. Symposium de Génie Électrique.
- [70] BREVET, Lil. Fils de bobinage : évolution des produits et des processus de mise en œuvre. Saint-Just : AMR électronique, 2015. Format PDF.
- [71] BOHM, Stefan, HEMKEN, Gregor, STAMMEN, Elisabeth, DILGER, Klaus. Micro Bonding Using Hot Melt Adhesives. Journal of Adhesion and Interface. 2006, vol.7, n°4, pp.28-29.
- [72] BORTOLUSSI, Vincent. Étude expérimentale et numérique de la conductivité de revêtements composites métal-polymère déposés par projection dynamique par gaz froid sur substrat composite à matrice organique. Thèse de doctorat : Science des matériaux. Paris : Université de recherche Paris Sciences et Lettres, 2016.
- [73] BABACAR, El Hadji. Nouveaux matériaux composites thermoformables à base de fibres de cellulose. Thèse de doctorat : Chimie. Grenoble : Institut National Polytechnique, 2008.

- [74] OBIKA, Ryosuke, TATEMATSU, Yoshinori, MESAOKI, Masakazu. Development of Magnet Wires Having Excellent Windability. *Furukawa Review*. 2000, n°19, pp. 155-159.
- [75] OMNEXUS. Polyphenylene Sulfide (PPS) : A Comprehensive Guide on High Heat Plastic. Disponible sur : <https://omnexus.specialchem.com/selection-guide/polyphenylene-sulfide-pps-plastic-guide>
- [76] CHO, Jung-Dae, KIM, Yang-Bae. The effects of silica nanoparticles on the photocuring behaviors of UV-curable polyester acrylate-based coating systems. *Macromolecular Research*. 2005, vol.13, n°4, pp.362-365.
- [77] CEI 60317-1. Spécifications pour types particuliers de fils de bobinage – Partie 1 : Fil de section circulaire en cuivre émaillé avec acétal de polyvinyle, classe 105. 10 Mars 2010.
- [78] HWANG, Don, KIM, Yong, BAE, Sungwoo, et al. Analysis of voltage stress in stator winding of IGBT PWM inverter-fed induction motor systems, Beijing, China, 9-11 Nov 2003. IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems.
- [79] FU, Weinong, ZHOU, Ping, LIN, Dingsheng, et al. Modeling of solid conductors in two-dimensional transient finite-element analysis and its application to electric machines. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2004, vol.40, n°2, pp.426-434.
- [80] YIN, Yongyuan, DOMMEL, Hermann. Calculation of frequency-dependent impedances of underground power cables with finite element method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1989, vol.25, n°4, pp.3025-3027.
- [81] DUCHESNE, Stéphane, NAPIERALSKA-JUSZCZAK, Ewa, ROGER, Daniel. Eddy current influence on electromagnetic emissions of laminated cores. *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*. 2007, vol.26, n°4, pp.986-1004.
- [82] TEULINGS, Wim. Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance : performances CEM. Thèse de doctorat : Génie électrique. Grenoble : Institut National Polytechnique, 1997.
- [83] COPERICH, Karen, RUEHLI, Albert, CANGELLARIS, Andreas. Enhanced skin effect for partial element equivalent circuit (PEEC) models, San Diego, CA, USA, 25-27 Oct 1999. IEEE 8th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging.
- [84] MEEKER, David. Finite Element Method Magnetics. User's Manual, Version 4.2, 2015.
- [85] ROSTAM, Mehdi Mohammadi, SHAHABI, Majid. Optimized High Frequency Lumped Parameters Model of Induction Motor Using Genetic Algorithm (GA). *Computational Intelligence in Electrical Engineering*. 2016, n°1, pp.51-58.
- [86] CHAILLOUX, Thibaut. Caractérisation et modélisation de matériaux magnétiques en hautes températures en vue d'une application au filtrage CEM. Thèse de doctorat : Génie électrique. Lyon : Université Claude Bernard Lyon 1, 2011.
- [87] DUCLUZAUX, André. Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité. *Cahier Technique Schneider Electric*. 1977, vol.83, pp.1-19.
- [88] TOUREILLE, Alain. Mesures électriques des matériaux diélectriques solides. *Techniques de l'ingénieur*, vol. R1115v2, 2009.
- [89] BEOWN, Sanborn Conner. Introduction to electrical discharges in gases. New York : John Wiley & Sons, 1966. Format PDF.

- [90] NASSER, Essam. Fundamentals of gaseous ionization and plasma electronics. New York : Wiley-Interscience, 1971. Format PDF.
- [91] DELCROIX, Jean-Louis. Physique des plasmas. Paris : Dunod, 1963. Format PDF.
- [92] BITTENCOURT, J. A. Fundamentals of Plasma Physics. New York : Springer, 2010. Format PDF.
- [93] LABERGUE, Alexandre. Etude de décharges électriques dans l'air pour le développement d'actionneurs plasmas – Application au contrôle de décollements d'écoulements. Thèse de doctorat : Génie Electrique. poitiers : Université de Poitiers, 2005.
- [94] AGUET, Michel , LANOZ, Michel. Haute tension. Suisse : Presses polytechniques et universitaires romandes, 2001. Format PDF.
- [95] PASCHEN, Friedrich. Ueber die zum Funkenübergang in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure bei verschiedenen Drucken erforderliche Potentialdifferenz. 1889, vol.273, n°5, pp.69 - 96.
- [96] DAVYDOV, Yu. On the first Townsend coefficient at High Electric Field. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2006, vol. 53, n°5, pp.2931-2935.
- [97] NASSER, Kinan. Fundamentals of Gaseous Ionization and Plasma Electronics. New York : John Wiley & Sons, 1971. Format PDF.
- [98] BADAREU, Eugen, POPESCU, Iovit. Gaz Ionisés, Décharges Electriques dans les Gaz. Paris : Dunod, 1968. Format PDF.
- [99] DAKIN, Gautier, et al. Breakdown of gases in uniform fields Paschen curves for nitrogen air and sulfure hexafluoride. Electra. 1974, vol. 32, pp. 61– 82.
- [100] BERTEIN, Henry. Etude du seuil de la décharge gazeuse en présence d'une paroi isolante. Revue générale d'Electricité. 1966, vol. 75, n°2, pp.165-173.
- [101] SILI, Elyse. Etude de l'impact de l'environnement sur la courbe de Paschen et du vieillissement du polyimide. Thèse de doctorat : Génie électrique. Toulouse : Université de Toulouse III Paul Sabatier, 2012.
- [102] BEYER,Manfred,BOECK,Wolfram,MOLLER,Klaus,ZAENGL,walter.Hochspannungstechnik, Theoretische und praktische Grundlagen für die Anwendung. Berlin : Springer-Verlag, 1986. Format PDF.
- [103] DANIKAS, Michael. The definitions used for partial discharge phenomena. IEEE Transactions on Electrical Insulation . 1993, vol.28, n°6, pp.1075 - 1081.
- [104] ARDELEANU,Mircea-Emilian . La monitorisation des décharges partielles en câbles électriques et accessoires : Méthodes et gestion. Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series. 2006, n°30, pp.241-245.
- [105] LUNDGAARD, Lars. Partial discharge-Part XIII, Acoustic partial discharge détection fundamental considerations. IEEE Electrical Insulation Magazine. 1992, vol. 8, n°4, pp.25 - 31.
- [106] KOLIATENE, Flavien. Contribution à l'étude de l'existence des décharges partielles dans les systèmes de l'avionique. Thèse de doctorat : Génie électrique. Toulouse : Université Toulouse 3– Paul Sabatier, 2009.
- [107] HAYAKAWA, Naoki, OKUBOL, Hitoshi, LU, Yonghu. Partial discharge characteristics of inverter-fed motor coil samples under ac and surge voltage conditions, Albuquerque, NM,

- USA, 19-22 Oct 2003. Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena.
- [108] MILLET, Charles, NGUYEN, Duc Ngoc, BELEC, Mario. Case study - high ozone concentration in hydro generators, Montreal, QC, Canada, 31 May-3 June 2009. IEEE Electrical Insulation Conference.
- [109] OFIC, Emmanuel, CLAIRE-SOPHIE, Marini, ERIC, Jouseau, GAETAN, Vivien. Characterization of Medium Voltage Equipment Ageing By Monitoring of Partial Discharges Chemical and Acoustical Emission, Supélec, Gif-sur-Yvette, FRANCE, 2006. International Electrical Insulation Conference (INSUCON).
- [110] LEBEY, Thierry. Les décharges partielles dans le diagnostic des systèmes électriques, Lyon, 17-18 mars 2005. Journées EEA Section Electrotechnique.
- [111] CEI 60270. High-voltage test techniques – Partial discharge measurements. 27 Nov 2015.
- [112] MCDERMID, William. IEEE guide for the measurement of partial discharges in AC electric machinery, San Juan, PR, USA, 10-13 June 2012. International Symposium on Electrical Insulation.
- [113] STONE, Greg, CULBERT, Ian, CAMPBELL, S. Progress in on-line measurement of PD in motors fed by voltage source PWM drives, Philadelphia, PA, USA, 8-11 June 2014. IEEE Electrical Insulation Conference (EIC).
- [114] DUCHENSE, Stéphane, MOENECLAËY, Julien, ROGER, Daniel, VELU, Govindan. Is thermo-bonded coils a good solution for electric machines fed by fast PWM inverters?, Philadelphia, PA, USA, 8-11 June 2014. IEEE Electrical Insulation Conference (EIC).
- [115] ANTON, Alain. Caractéristiques électriques des matériaux isolants. Techniques de l'Ingénieur, vol. K712, 2003.
- [116] PEEK, F. Phénomènes Diélectriques dans la Technique des Hautes Tensions. Paris : Librairie Delagrave, 1924. Format PDF.
- [117] ALLEN, N, ABDEL-SALAM, Mazen, COTTON, Ian. Effects of temperature and pressure change on positive corona and sparkover under direct voltage in short airgaps. IET Science, Measurement & Technology. 2007, vol.1, n°4, pp.210 - 215.
- [118] MIKROPOULOS, Pantelis, STASSINOPOULOS, Constantine, SARIGIANNIDOU, Barbara. Positive Streamer Propagation and Breakdown in air : the influence of Humidity. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. 2008, vol.15, n°2, pp.416 - 425.