HAL
open science

Méthodes d'évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage de machines électriques destinées à la traction automobile

Loucif Benmamas

▶ **To cite this version:**

Loucif Benmamas. Méthodes d'évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage de machines électriques destinées à la traction automobile. Energie électrique. Université Paris Saclay (COmUE), 2017. Français. NNT : 2017SACLS451 . tel-01682520

HAL Id: tel-01682520

https://theses.hal.science/tel-01682520v1

Submitted on 12 Jan 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

université PARIS-SACLAY

NNT : 2017SACLS451

Thèse de doctorat

UNIVERSITÉ PARIS SUD

Comprendre le monde, construire l'avenir

Méthodes d'évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage de machines électriques destinées à la traction automobile

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay
préparée à l'Université Paris-Sud

École doctorale n°575 electrical, optical, bio : physics and engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Génie électrique

Thèse présentée et soutenue à Gif-sur-Yvette, le 30.11.2017, par

M. Loucif Benmamas

Composition du Jury :

Olivier Lesaint Directeur de recherche, CNRS (– G2Elab)	Président
David Malec Professeur, Université Paul Sabatier (– LAPLACE)	Rapporteur
Stéphane Duchesne Professeur, Université d'Artois (– LSEE)	Rapporteur
Noureddine Takorabet Professeur, Université de Lorraine (– GREEN)	Examinateur
Philippe Dessante Professeur, Centralesupelec (– GEEPS)	Examinateur
Tahar Hamiti Ingénieur de recherche, Institut VEDECOM	Examinateur
Guillaume Krebs Maître de Conférence, Université Paris-Sud (– GEEPS)	Examinateur
Philippe Teste Chargé de recherche, CNRS (– GEEPS)	Directeur de thèse
Emmanuel Odic Professeur, Centralesupelec (– GEEPS)	Invité
Franck Vangraefschepe Ingénieur, Institut VEDECOM	Invité

université PARIS-SACLAY
ÉCOLE DOCTORALE
Physique et ingénierie : électrons, photons, sciences du vivant (EOBE)

Titre : Méthodes d'évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage de machines électriques destinées à la traction automobile

Mots clés : fiabilité des machines électriques, bobinage, alimentation MLI, décharges partielles

Une machine électrique utilisée pour un entraînement à vitesse variable est généralement alimentée par un convertisseur statique dont les composants électroniques de puissance commutent extrêmement rapidement. De ce fait, chaque enroulement statorique de la machine est soumis à des fronts raides de tension dont la répartition sur les différentes spires qui le constituent dépend notamment des capacités parasites entre spires ou entre spires et carcasse.

Des zones locales de fort champ électrique apparaissent dans le bobinage conduisant souvent la création d'une activité de décharges partielles. Ce travail de thèse a pour but de fournir des informations quantifiées et précises quant aux risques encourus lorsque divers paramètres liés à l'alimentation de la machine et la topologie du bobinage varient permettant de contribuer à acquérir une expertise vis à vis des problèmes liés à l'apparition de décharges partielles au sein des bobinages, et à en déduire des règles de conception.

Title : Methods for assessing the risk of partial discharges in windings of electrical machines used in electric vehicles

Keywords : electric machines reliability, windings, PWM, partial discharges

Electrical machine used in variable speed drives are usually fed by a converter using fast switching power electronics devices. Thus, each stator winding of the machine is subjected to steep-fronted voltage pulses whose distribution over its various turns depend on the parasitic capacitances between turns or between turns and slot walls.
Therefore, local areas of high electric field appear within the coil, often resulting in partial discharges activity. This thesis aims to provide accurate and quantified information regarding partial discharge inception when various parameters related to the machine power supply and winding topology so as to help develop expertise with respect to problems related to partial discharges, as well as to deduce machine design rules in this regard.

Université Paris-Saclay
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier l'ensemble des membres du jury. Le président Monsieur Olivier Lesaint, Monsieur Noureddine Takorabet, Monsieur Philippe Dessante, ainsi que Monsieur Stéphane Duchesne et Monsieur David Malec d'avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je remercie Monsieur Claude Marchand, directeur du laboratoire GEEPS de m'avoir accueilli et intégré au laboratoire.

Je remercie toutes les personnes qui ont participé à l'avancement de ces travaux, à commencer par Monsieur Emmanuel Odic pour son encadrement et ses conseils qui ont été précieux. Je le remercie également pour toutes les connaissances qu'il m'a transmises sur la physique des décharges partielles, un domaine passionnant. Monsieur Guillaume Krebs pour toute son aide sur le volet modélisation par éléments finis.

Je ne remercierai jamais assez mon directeur de thèse Monsieur Philippe Teste « Patron » pour son encadrement durant ces trois années et tout le soutien qu'il m'a apporté. Il a su me recadrer quand je partais dans tous les sens, j'ai pu progresser grâce à lui, je me souviens notamment de mes premières présentations aussi incomplètes que confuses. Je le remercie également de m'avoir confié son barbecue, de m'avoir ouvert la porte de sa cave, une pièce aussi fournie que riche en mélodie.

Je remercie toutes les personnes qui m'ont aidé à mettre en place les manips de la thèse, à commencer par Monsieur Éric Berthelot pour sa disponibilité, mais aussi Monsieur Michel Police responsable de l'atelier mécanique et Monsieur Richard Andlauer pour l'électronique. Je remercie également Monsieur Damien Huchet de m'avoir aidé à réaliser cette bobine sans laquelle je n'aurais pas pu réaliser toute la première partie de cette étude.

Je remercie Monsieur Franck Vangraefschepe de m'avoir accueilli à l'institut VEDECOM, de m'avoir fait confiance, et pour tout son encadrement. A mes collègues de VEDECOM : Hocine, Dounia, Noureddine, mais aussi Mohamed, Guillaume, Céline, Moustapha (mon cousin-collègue !), et j'en passe….

Quand on parle de VEDECOM, je pense à l'une des meilleures personnes qui s'y trouvent… Monsieur Tahar Hamiti, sans doute une des plus belles rencontres qu'il m'a été donné de faire grâce à cette thèse. Pas seulement pour sa curiosité scientifique insatiable et tout le soutien qu'il m'a apporté, mais aussi pour sa bonne humeur et toutes ces discussions philosophiques sur la vie autour d'un Yakiniku.

Je remercie également Hassiba pour son soutien moral et toutes ses bonnes blagues, la rigueur de la petite Marie, la bonne humeur de Lolo de Lacanau, la bio-zen-attitude de Bichon,

la descente de sylvain, sans oublier tonton Denis pour ses belles histoires africaines... Pour tous ces moments partagés au point K, avec des discussions tout aussi inutiles que joyeuses.

Je tiens à remercier tout le personnel administratif du GEEPS, et plus particulièrement Léonor et Nathalie pour leur disponibilité et leur aide, sans oublier Mme Céline Roussas de l'université Paris-Sud. Je remercie de nouveau Monsieur Claude Marchand, qui va devoir me supporter encore quelques temps…

Je remercie également Monsieur Romaric Landfried de m'avoir soutenu pendant ces années et j'ose espérer qu'il sera un jour aussi bon au foot que son alter ego Monsieur « Furet » à répéter sans arrêt qu'il doit partir, jusqu'au moment où le pichet fatal apparaît… un magicien nommé Chipo arrive alors, rayonnant avec un petit 25 à la main... un moment mémorable, qui restera dans les annales.

Je remercie M'ssieur Leblanc ou dois-je dire Maître Leblanc : mon colloc de bureau et surtout notre référence, notre maître spirituel dans tous les domaines de la vie. Je lui suis reconnaissant pour toutes ces fois où il m'a invité au resto, et pas n'importe lequel… chez Patoche. Toujours de bons conseils, il a su se rendre disponible tant pour nous aider à mettre en place les bancs expérimentaux, que pour nous soutenir dans les moments où ce n'était pas facile…

Justement un autre pour qui « C'est pas facile »… mon acolyte de toujours, mon compagnon de galère, Redoudou, l'autre moitié des Anounez (d'après Patron). Je me demande à quoi aurait ressemblé ces trois années sans lui… certainement pas facile ! On a partagé ensemble des moments les plus studieux, riches en discussions sur la physique des décharges partielles, aux moments les plus festifs et critiques… comme les longs débriefings du mardi matin sur l'épisode de GOT de la veille. Je le remercie aussi pour toutes ces bonnes adresses parisiennes où l'on peut manger les meilleurs burgers de la région ! Toujours raisonnable et réfléchi même dans les moments les plus libres… c'est certainement la plus belle amitié que j'ai pu nouer ces trois dernières années...

À mes parents

Ma petite sœur et mon petit frère

À Méryl

« If I can’t do it, no one else can do it »

...merci Mme Hedjal

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE **17**

CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART SUR LES CONTRAINTES SUBIES PAR L'ISOLATION DES MACHINES ÉLECTRIQUES DANS LA TRACTION AUTOMOBILE **23**

I.1 La chaine de traction d'un véhicule électrique 25
I.1.1 La machine électrique 26
I.1.2 Le bobinage de la machine électrique 27
I.1.2.1 Le bobinage distribué 27
I.1.2.2 Le bobinage concentré (ou dentaire) 28
I.1.3 Le convertisseur de puissance 29
I.2 Le système d'isolation des machines électriques alimentées en basse tension 32
I.2.1 Isolation de fond d'encoche 34
I.2.2 Isolation entre phases 35
I.2.3 Isolation entre spires 35
I.2.4 L'imprégnation 37
I.3 Les contraintes subies par le bobinage 38
I.3.1 Contraintes thermiques 38
I.3.2 Contraintes mécaniques 39
I.3.3 Contraintes environnementales 40
I.3.4 Contraintes électriques 40
I.4 Contraintes électriques subies par l'isolation d'une machine alimentée par onduleur commandé en MLI 42
I.5 Impact des paramètres de l'alimentation sur l'isolation de la machine 43
I.5.1 Influence du câble d'alimentation 43
I.5.2 Influence du temps de montée 46
I.5.3 Influence de la polarité de la tension 49
I.5.4 Influence de la fréquence 50
I.6 Distribution non-linéaire de la tension dans le bobinage 51
I.7 Les tendances de développement de la chaine de traction électrique 53
I.8 État de l'art sur les solutions proposées pour réduire les contraintes électriques sur les bobinages des machines alimentées en MLI. 54
I.8.1 Renforcement de l'isolation 55

I.8.2 Réduction de l'amplitude des fronts de tension 55
I.8.3 Modèles prédictifs de la distribution des fronts de tension dans un bobinage 56
I.9 Conclusion.....57

***CHAPITRE II : ÉTUDE DE LA DISTRIBUTION D'UN FRONT DE TENSION DANS UN BOBINAGE*.....59**

II.1 Introduction.....61
II.2 Dispositif expérimental.....62
II.3 Choix de la représentation de la bobine.....63
II.4 Détermination des paramètres du circuit équivalent par Éléments Finis 65
II.4.1 Calcul magnétique 66
II.4.1.1 Calcul des inductances propres L_i et mutuelles M_{i-j} 67
II.4.1.2 Calcul des résistances R_i 70
II.4.2 Calcul électrostatique des capacités 74
II.5 Validation du modèle de la bobine dans le domaine fréquentiel 75
II.6 Étude en régime temporel.....77
II.6.1 Le dispositif expérimental.....77
II.6.2 Méthodologie de simulation en régime temporel.....79
II.6.3 Résultats des simulations 80
II.6.3.1 Comparaison des tensions simples 81
II.6.3.2 Comparaison des tensions composées 84
II.6.4 Distribution de la tension dans le bobinage 86
II.7 Étude paramètrique.....88
II.8 Conclusion 90

***CHAPITRE III : ÉVALUATION DU RISQUE DE DÉCHARGES PARTIELLES PAR MODÉLISATION ÉLÉMENTS FINIS 2D*.....91**

III.1 Introduction.....93
III.2 Les décharges électriques dans les gaz.....93
III.2.1 Mécanisme de Townsend 95
III.2.2 Loi de Paschen 100
III.3 Les décharges partielles dans les bobinages de machines électriques 102
III.3.1 Méthodes de détection et de mesure des décharges partielles 103

III.3.1.1 La détection acoustique 103
III.3.1.2 La détection optique 104
III.3.1.3 La détection chimique 104
III.3.1.4 La détection électrique.....104
III.3.1.5 La détection électromagnétique 105
III.4 Méthodologie de modélisation.....106
III.4.1 Description du modèle.....106
III.5 Résultats.....109
III.6 Influence des paramètres du bobinage sur les TADP 110
III.6.1 Influence de la permittivité relative 111
III.6.2 Influence de l'épaisseur d'isolant 112
III.6.3 Influence de la présence de vacuoles d'air dans une imprégnation 113
III.6.4 Influence de la géométrie du fil 115
III.7 Conclusion 118

***CHAPITRE IV : ÉVALUATION EXPÉRIMENTALE DU RISQUE DES DÉCHARGES PARTIELLES*.....121**

IV.1 Introduction 123
IV.2 Dispositifs expérimentaux.....123
IV.2.1 Objet sous test.....123
IV.2.2 Bancs de mesure 124
IV.2.2.1 Alimentation sinusoïdale (AC) 124
IV.2.2.2 Alimentation en MLI unipolaire 125
IV.2.2.3 Alimentation en MLI bipolaire 126
IV.2.3 Méthode de détection des DP 127
IV.2.4 Protocole expérimental.....130
IV.3 TADP sous différents types de sources de tension 131
IV.4 Influence des paramètres d'alimentation sur les DP 133
IV.4.1 Contrôle des paramètres environnementaux.....135
IV.4.2 Effet du rapport cyclique et de la fréquence.....135
IV.4.3 Effet du temps de montée 140
IV.4.3.1 Cas 1 : niveaux de surtensions différents 140
IV.4.3.2 Cas 2 : iso-niveau de surtension.....142
IV.4.4 Effet de la surtension.....144

IV.5 Conclusion 145

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES **147**

ANNEXE **153**

Annexe A : 155

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES **157**

Introduction générale

Depuis quelques décennies, de nombreux constructeurs automobiles s'intéressent de plus en plus au développement du véhicule électrique (VE) et hybride (VEH). Cet intérêt pour la traction électrique est principalement dû à la pollution atmosphérique engendrée par les véhicules thermiques dans les concentrations urbaines.

Les travaux menés et présentés dans ce manuscrit, sont le fruit d'une collaboration entre l'institut VEDECOM (Véhicule Décarbonné Communicant et sa mobilité) et le laboratoire GEEPS (Génie électrique et électronique de Paris). Ils concernent une partie intégrante de la chaine de traction d'un véhicule électrique : la machine électrique. Nous nous sommes intéressés à un élément en particulier de la machine, le bobinage. Cet élément essentiel au fonctionnement de la machine électrique est soumis à de nombreuses contraintes tout au long de la durée de vie de la machine. Ces contraintes sont diverses : mécaniques, thermiques, environnementales… et électriques.

Les contraintes électriques sont le plus souvent dues à l'apparition d'une activité de décharges partielles (DP) dans le bobinage du fait de défauts dans le système d'isolation de la machine. Ces décharges contribuent fortement au vieillissement prématuré du système d'isolation de la machine et peuvent conduire à la rupture irréversible de l'isolation.

Historiquement, l'étude de ces phénomènes concernait seulement les dispositifs de grandes puissances, fonctionnant avec des tensions élevées (supérieures à 20kV). Depuis quelques décennies, avec le développement des convertisseurs de puissance, les machines à moyenne et basse tension que l'on retrouve notamment dans le domaine de l'automobile sont également menacées par ces problèmes. D'une part, à cause de surtensions transitoires créées à l'entrée de la machine, provoquées principalement par une désadaptation d'impédance entre l'onduleur de tension, le câble d'alimentation et la machine. D'autre part, ces surtensions se répartissent d'une manière non linéaire dans le bobinage. Cela peut créer par conséquent des zones où le champ électrique est suffisamment élevé pour amorcer une activité de DP.

Les tendances de développement de la chaine de traction des véhicules électriques sont nombreuses, mais deux d'entre elles ont particulièrement retenu notre attention : la volonté d'augmenter la puissance embarquée, et plus particulièrement l'augmentation des niveaux de tension du bus continu, et d'autre part l'émergence de nouveaux matériaux semi-conducteurs à base de composants à grand gap tels que le SiC et le GaN. Ces deux axes d'amélioration peuvent conduire à une amplification des contraintes électriques subies par l'isolation de la machine.

C'est dans ce contexte que sont réalisés les travaux présentés dans ce manuscrit. Nous proposons une méthodologie permettant l'évaluation du risque d'apparition des décharges

partielles pour un bobinage donné. Cette évaluation peut être faite dès la phase de conception de la machine. Elle tient compte des contraintes imposées par l'alimentation de la machine et de leur distribution dans le bobinage. Elle comprend également l'influence de certains paramètres du bobinage ainsi que des paramètres de l'alimentation sur les tensions d'apparition des décharges partielles (TADP). Cette évaluation est composée de trois étapes qui sont décrites dans ce manuscrit qui est composé de quatre chapitres :

- Dans le premier chapitre, la chaine de traction d'un véhicule électrique est brièvement présentée, un zoom est fait sur la machine électrique, et plus particulièrement sur le bobinage. 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 de ces nouvelles contraintes est donné à la fin du chapitre.
- Le chapitre II concerne la modélisation de la distribution des fronts de tension dans le bobinage. Pour cela, le modèle d'une bobine simple a été construit ; il peut être appliqué à un bobinage réel. Le modèle consiste à représenter le bobinage par un circuit électrique équivalent. La modélisation est réalisée à l'échelle d'une spire et prend en compte les couplages capacitifs et inductifs entre spires, et entre spires et noyau magnétique. Les éléments du circuit sont calculés par la méthode des éléments finis (EF) dans une approximation en 2D. Dans un premier temps, les résultats des simulations sont validés dans le domaine fréquentiel avec une mesure d'impédance. Puis des mesures de tension sont réalisées à l'aide d'un banc expérimental mis en place ; le but est de suivre l'évolution des surtensions dans les spires de la bobine expérimentale et de confronter les mesures aux résultats de simulation.
- Dans le chapitre III, nous proposons une modélisation simple par EF en 2D en vue d'évaluer la tension d'apparition de décharges partielles pour un type de fil donné. Après un bref rappel de la théorie des décharges électriques dans les gaz, le critère utilisé pour l'évaluation des TADP est présenté ; il s'agit de la courbe expérimentale de Paschen dans l'air à pression atmosphérique. Une étude consistant à observer l'influence de certains paramètres de bobinage tels que l'épaisseur de l'isolant des fils, leurs formes ou encore les défauts dans une imprégnation, est menée à l'aide du modèle proposé.
- Le chapitre IV constitue la partie expérimentale de l'évaluation des TADP. Pour cela, des géométries simples (deux fils en parallèle, puis une paire de fils torsadée) ont été

construites. Les TADP sont évaluées pour différentes formes de tension (sinusoïdale 50Hz, MLI unipolaire, MLI bipolaire). Puis une étude paramétrique est menée dans la dernière partie du chapitre, dans le but d'évaluer l'influence du temps de montée de la tension et du rapport cyclique sur les TADP, Les résultats obtenus sont présentés et discutés.

Chapitre I

État de l'art sur les contraintes subies par l'isolation des machines électriques dans la traction automobile

I.1 La chaine de traction d'un véhicule électrique

Dans ce travail, on s'intéresse à ce qui constitue le cœur de la chaine de traction d'un véhicule électrique : la machine électrique tournante.

La chaine de traction d'un véhicule électrique est composée de plusieurs éléments comme illustré sur la figure I.1. Pour une chaine de traction mue par une machine à courant alternatif, la tension continue de la batterie est convertie en tension alternative par le convertisseur d'électronique de puissance (1). Cette 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). La machine électrique est constituée d'une partie fixe appelée stator (2) et d'une partie mobile qui est le rotor (3). Un réducteur mécanique (4) 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.

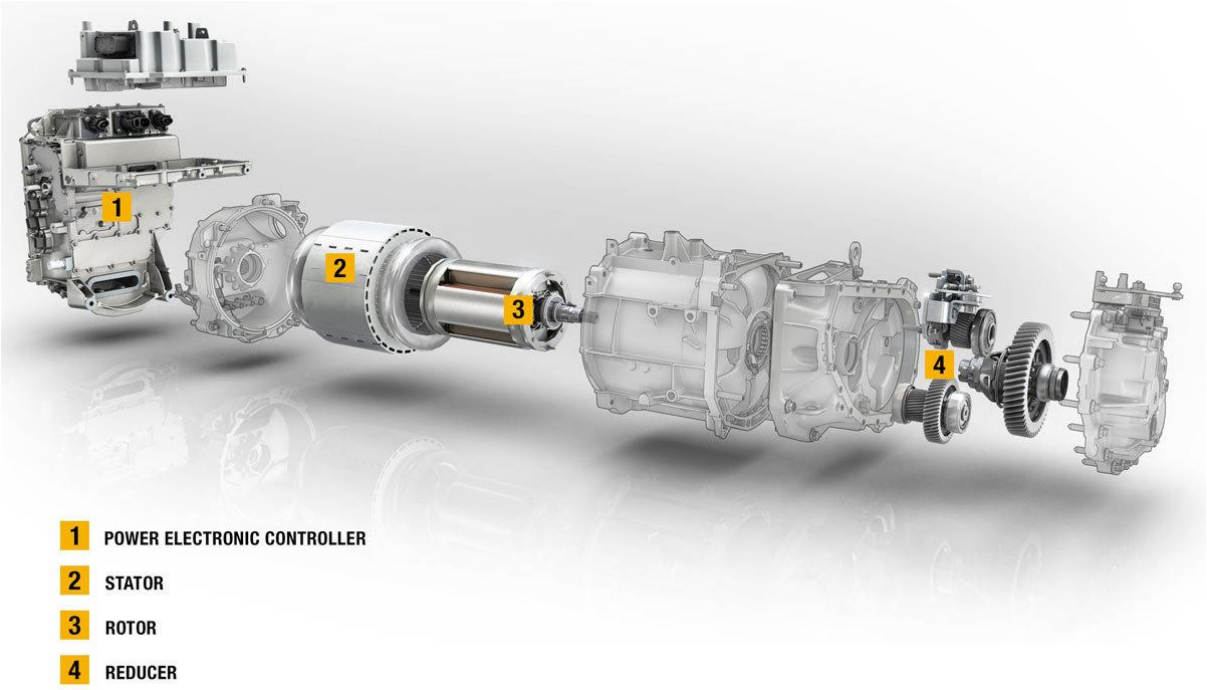


Figure I.1 : Vue éclatée d'une chaine de traction d'un véhicule électrique [REN]

I.1.1 La machine électrique

Une machine électrique comprend trois composants essentiels à son fonctionnement : un rotor, un stator et un entrefer. Une vue frontale d'une machine à flux radial est donnée en figure I.2. Le bobinage est logé dans les encoches d'une armature statorique ou rotorique voire dans les deux, selon le type de machine.

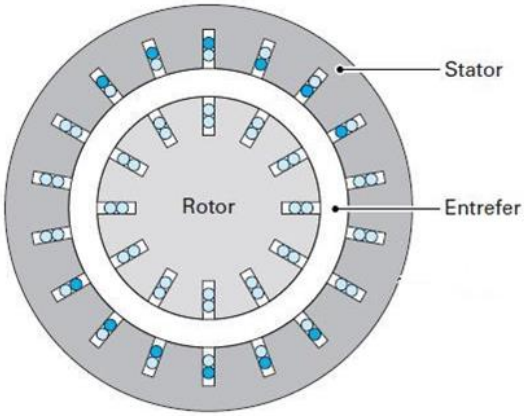


Figure I.2 : Schéma d'une machine électrique tournante à flux radial (coupe transversale)

On peut distinguer deux groupes de machines : les machines à courant continu (MCC), et les machines à courant alternatif (ou machines AC).

La MCC est très adaptée pour des applications nécessitant une vitesse variable, telles 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 [1]. 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 ces machines 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.

Il existe deux types de machines à courant alternatif : la machine synchrone et la machine asynchrone. Leur utilisation dans les applications à vitesse variable est rendue possible grâce aux progrès des composants électroniques de puissance (paragraphe I.1.3) 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* ; 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 *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. Ces performances sont rendues possibles grâce notamment à l'utilisation d'aimants en terres rares tels que Neodyme-Fer-Bore (NdFeB) ou Samarium-Cobalt (Sm-Co).

Cependant, le coût des aimants ne cesse d'augmenter depuis quelques années [2], 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 [3]. Pour cela plusieurs types de machines sont proposés. On peut en citer quelques-unes telles que la machine à reluctance variable (MRV), la machine synchroréluctante à base de ferrites [4], ou encore la machine à double excitation [5]. Pour plus de références le lecteur peut se référer à l'article de *I.Boldea* [6].

I.1.2 Le bobinage de la machine électrique

Le bobinage d'une machine électrique constitue une partie essentielle à son fonctionnement. Il est constitué de fils conducteurs le plus souvent à base de cuivre, pour sa bonne conduction électrique et son coût relativement abordable. Les conducteurs sont entourés par un vernis dont la fonction principale est d'assurer l'isolation électrique. Selon la façon dont les bobines sont disposées, on peut distinguer deux types de bobinages que l'on peut rencontrer dans les machines électriques tournantes : le bobinage distribué et le bobinage concentré ou dentaire.

I.1.2.1 Le bobinage distribué

Il s'agit d'un bobinage dont les conducteurs d'une phase sont distribués dans plusieurs encoches comme illustré dans les figures I.3-a et I.3-b. L'avantage majeur de cette répartition du bobinage est de réduire les harmoniques de la force magnétomotrice (FMM) [7]. Cependant, les têtes de bobine sont importantes et le taux de remplissage des encoches (en pourcentage de cuivre) est en général faible (35 - 42%). De plus, ce type de bobinage procure un coût de production relativement élevé de par la difficulté d'automatisation du processus d'insertion des bobines dans les encoches [2].

En effet, souvent les bobines sont formées séparément, et ensuite insérées dans les encoches manuellement ou à l'aide d'un appareillage spécialisé. Lors du processus d'insertion, les risques de « blessures » mécaniques des fils sont plus élevés, ce qui peut engendrer des contraintes électriques plus importantes. De plus, avec ce type de bobinage, les fils de phases différentes se croisent au niveau des têtes de bobines, conduisant à des contraintes électriques plus importantes, que l'on discutera dans ce chapitre.

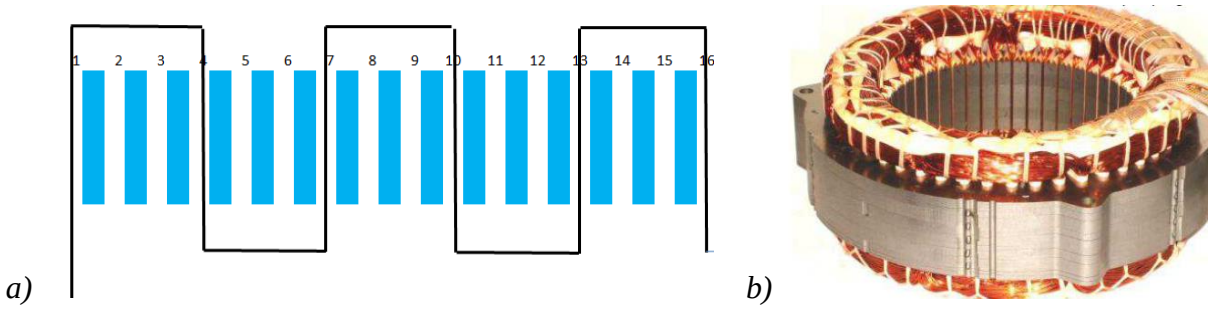


Figure I.3 : Bobinage distribué, a) Schéma illustrant la répartition d'un conducteur dans les encoches, b) photographie d'un stator comprenant un bobinage distribué

I.1.2.2 Le bobinage concentré (ou dentaire)

Contrairement au bobinage distribué, avec le bobinage concentré, une bobine entoure seulement une seule dent du stator (figure I.4-a et I.4-b) voire une dent sur deux dans le cas d'un bobinage monocouche. Ce type de bobinage présente l'avantage majeur de réduire considérablement les têtes de bobines, ce qui permet de réduire les pertes joules et de réduire l'encombrement axial [8]. En contrepartie, la FMM des bobinages dentaires est riche en harmoniques.

D'un point de vue de la fiabilité, dans un bobinage dentaire les fils de phases différentes ne se croisent pas (sauf du côté des connexions des bobines si l'encombrement ne permet pas un passage des fils souhaité). De même, la répartition des spires est plus contrôlée par rapport au bobinage distribué, ce qui permet de réduire les risques de claquage électrique et de courts circuits. Nous détaillerons plus loin ces risques.

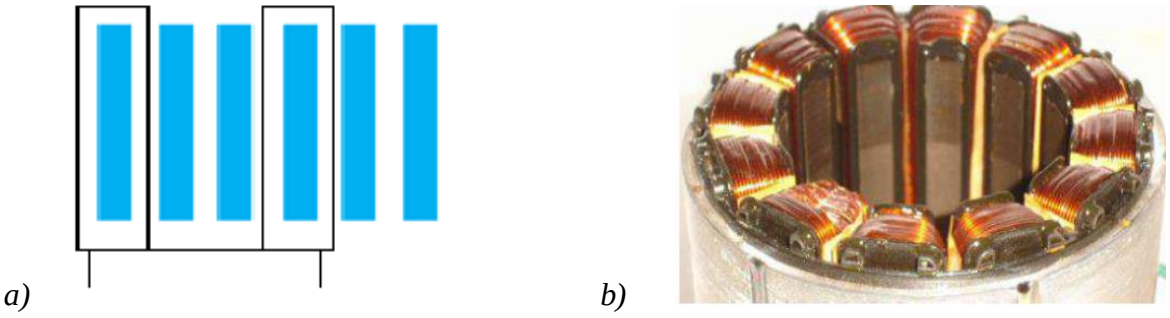


Figure I.4 : Bobinage concentré, a) Schéma illustrant la répartition du bobinage dans les encoches, b) photographie d'un stator comprenant un bobinage dentaire

I.1.3 Le convertisseur de puissance

Le convertisseur électronique est un dispositif électrique qui permet de convertir les formes des tensions et des courants. Dans le cas de la traction automobile, ce dispositif sert à convertir la tension continue issue de la batterie en une tension alternative à fréquence variable. On parle alors d'onduleur. Ce dernier possède également une autre fonction qui consiste à contrôler la vitesse de rotation via la fréquence des courants et le couple de la machine électrique par l'intensité des courants.

La base de l'électronique de puissance repose sur les interrupteurs statiques. Ils sont réalisés avec des matériaux semi-conducteurs tels que le silicium (Si), le germanium (Ge), ou l'arséniure de gallium (AsGa) [9]. Ces matériaux ont la propriété de passer de l'état isolant à l'état conducteur électrique, ou vice-versa, simplement à l'aide d'une commande en tension ou en courant.

Le développement de l'électronique de puissance commence dans les années 1960, avec l'apparition du thyristor. Depuis lors, les composants n'ont cessé de progresser et d'évoluer au rythme des technologies d'intégration. Aujourd'hui, on compte 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 :

- 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 [9].
- 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.

Le schéma de la figure I.5 représente un moteur triphasé alimenté par un convertisseur de puissance (onduleur). Ce dernier est composé d'une association de transistors IGBT, disposés de manière à convertir la tension continue issue de la batterie, en une tension alternative qui alimente chaque phase de la machine.

La commande des interrupteurs du convertisseur permet de contrôler la vitesse de rotation et le couple de la machine. Cette commande est réalisée à l'aide de circuits électroniques, utilisant des microcontrôleurs, DSP ou FPGA.

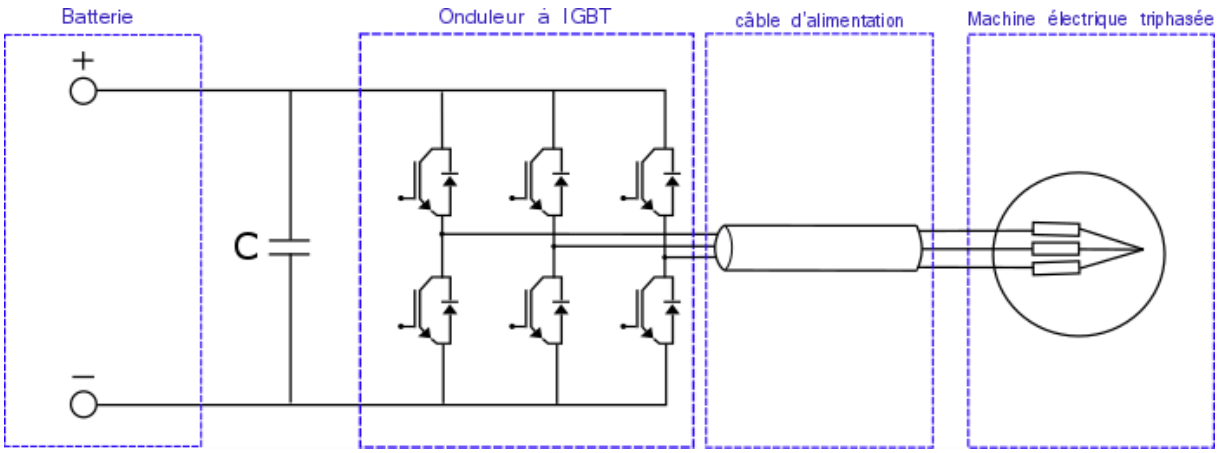


Figure I.5 : Schéma illustrant une machine électrique triphasée alimentée par un onduleur de tension

Il existe plusieurs stratégies de commande des convertisseurs de puissance, mais la plus répandue dans le cas de l'entrainement à vitesse variable est la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La MLI consiste à faire varier le niveau de tension ou de courant en sortie du convertisseur et par conséquent de faire varier la vitesse de rotation et le couple de la machine. Elle consiste généralement à moduler une onde porteuse, de forme triangulaire, à une onde modulante de forme sinusoïdale. L'onde porteuse possède une fréquence, appelée fréquence de découpage, supérieure à la fréquence de la modulante, appelée fréquence fondamentale.

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. Ce dernier représente le ratio entre la durée de la tension non-nulle et la période de la porteuse.

La figure I.6 représente une période de la tension entre phases d'une machine alimentée par un onduleur commandé en MLI [10]. 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 sur la figure I.7. On observe qu'a 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. Ces points seront examinés plus en détail dans la partie I.5 de ce chapitre.

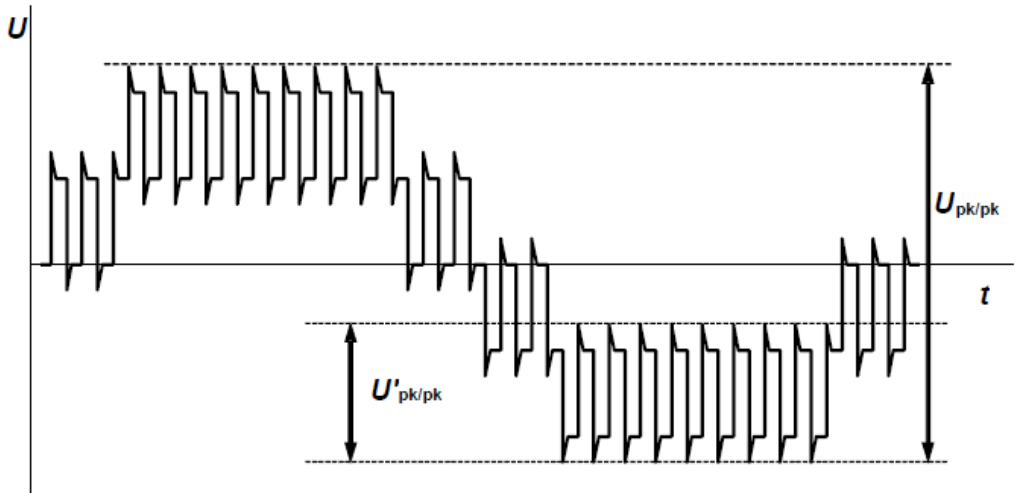


Figure I.6 : Exemple d'un signal de tension entre phases d'une machine alimentée par un convertisseur de puissance à cinq niveaux et commandé en MLI [10].

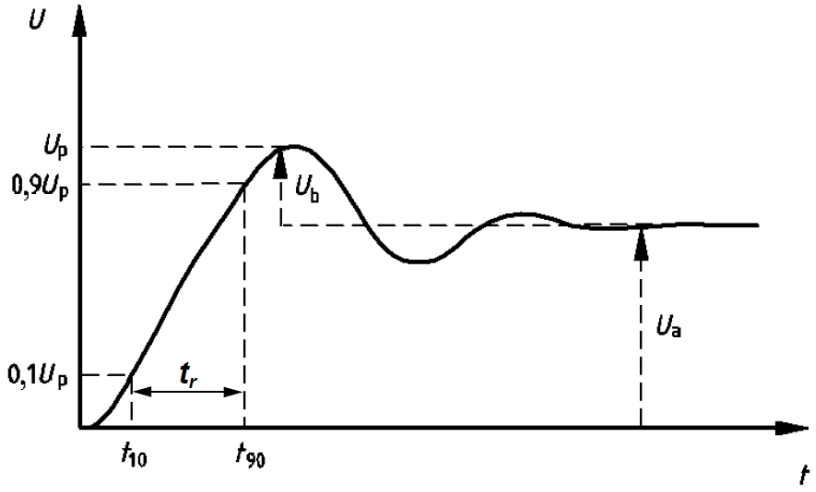


Figure I.7 : Front montant d'une tension à l'entrée d'une machine alimentée par un convertisseur de puissance commandé en MLI [10].

I.2 Le système d'isolation des machines électriques alimentées en basse tension

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 1kV et les machines à basse tension qui fonctionnent à moins de 1kV [11]. Dans les deux cas, le choix des isolants doit tenir compte des contraintes auxquelles la machine électrique est soumise pendant son fonctionnement.

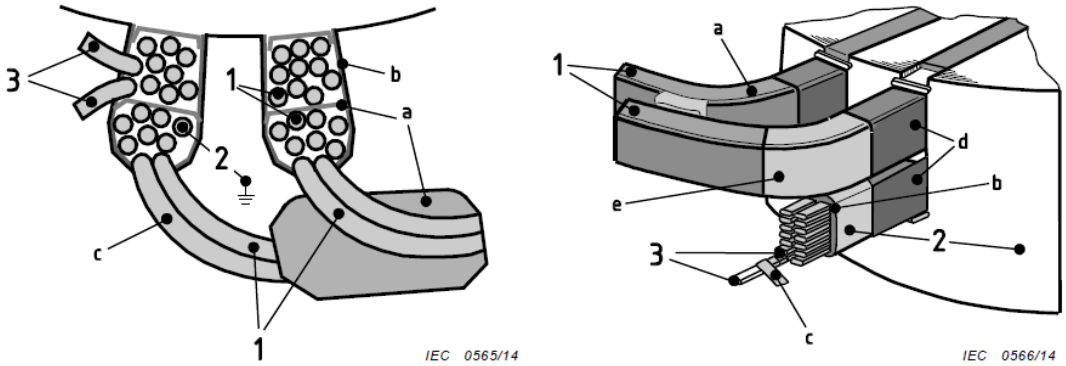
Dans le cas des machines à haute tension, les contraintes électriques, et plus particulièrement l'activité de décharges partielles, sont importantes. Cela peut engendrer un vieillissement prématuré des isolants. Pour cette raison, une protection supplémentaire dite « anti-corona » est généralement ajoutée entre le bobinage et la carcasse du stator dans les machines de plus 6kV. Cette protection permet d'augmenter la résistance 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 [10].

On distingue trois types d'isolations principales présentes 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 dans la figure I.8. Sur 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.



1 : entre phases
2 : phase-terre
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*

Figure I.8 : Schéma illustrant les principaux types d'isolation d'une machine électrique, Bobinage aléatoire distribué (à gauche), Bobinage préformé (à droite) [10]

Les matériaux utilisés pour l'isolation des machines électriques sont majoritairement composés de matériaux organiques. Chaque matériau possède une température caractéristique au-delà de laquelle il perd ses tenues mécaniques et électriques. C'est pour cette raison que les isolants sont classés selon leurs classes thermiques, elles sont résumées dans le tableau I.1.

Tableau I.1 : Classe thermique des isolants électriques [11]

Classe thermique	*Y*	*A*	*E*	*B*	*F*	*H*	*N*	*-*	*-*	*-*
Température (°C)	*90*	*105*	*120*	*130*	*155*	*180*	*200*	*220*	*250*	*280*

I.2.1 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 de fond d'encoche peuvent être composés de papier, de films, ou de matériaux flexibles [12]. Parmi les matériaux les plus courants, on retrouve le mica, le Nomex ou le DMD (Dacron-Mylar-Dacron) [13].

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 dans la figure I.9, un isolant supplémentaire est inséré entre les bobines.

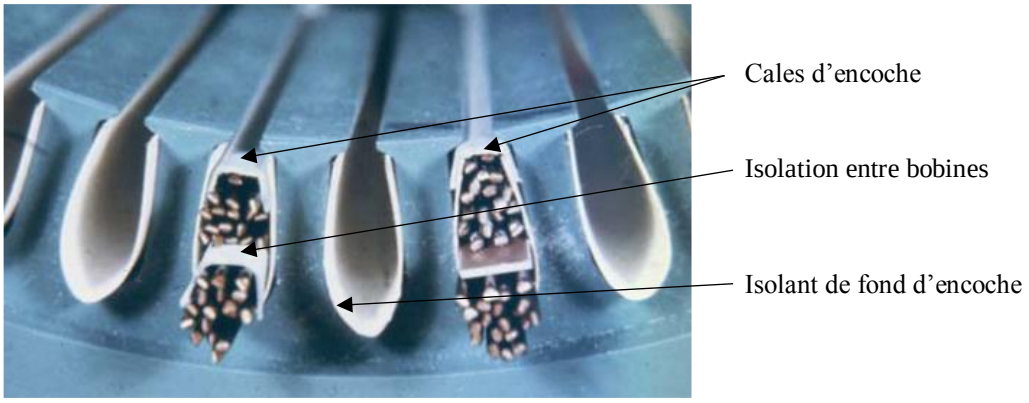


Figure I.9 : Photographie mettant en évidence l'isolation de fond d'encoche d'un stator [12]

I.2.2 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. Les matériaux les plus souvent utilisés se rapprochent de ceux de l'isolation de fond d'encoche. L'isolation entre phase comprend souvent la mise en œuvre de tissus souples fibreux et poreux (à base de fibres de polyamides aromatiques - Aramide). Ce tissu permet de faciliter la mise en place des isolants. Le remplissage des pores par le vernis d'imprégnation permet de figer ces derniers. De plus, les fibres Aramide présentent une bonne résistance à la température et à l'humidité [14]. On peut voir dans la figure I.10 un exemple illustrant cette isolation dans un bobinage distribué d'une machine triphasée.

Figure I.10 : Photographie mettant en évidence l'isolation entre phases (têtes de bobines) d'un bobinage distribué triphasé [12]

I.2.3 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.

Les isolants sont réalisés avec un vernis. Communément appelé émail, il est composé d'un mélange de solvant, de polymère ainsi qu'un certain nombre d'additifs permettant d'améliorer

ses caractéristiques finales. Il existe deux régions dans le vernis : une région cristalline permettant d'améliorer la résistance thermique du matériau, elle sert de barrière imperméable contre le solvant et améliore les propriétés mécaniques. Tandis qu'une partie amorphe apporte la flexibilité nécessaire au matériau [11].

En pratique, l'émail est réalisé avec plusieurs couches de vernis successives. Il peut comporter un ou plusieurs types différents de vernis afin d'obtenir une meilleure résistance thermique, de meilleures propriétés mécaniques et un meilleur coût.

Les fils émaillés peuvent être divisés en trois catégories en fonction de l'épaisseur du vernis isolant : Grade 1 (simple), Grade 2 (double), ou Grade 3 (triple). L'épaisseur du vernis, de l'ordre de quelques dizaines de micromètres, dans le cas des machines basse tension, peut varier du simple au double entre un fil de grade 1 et de grade 2.

Il existe plusieurs types de matériaux pouvant constituer le vernis isolant dans le commerce, A. Anton [15] a fait une classification des principaux matériaux selon leur formulation chimique et leur classe thermique :

- Acéto formal de polyvinyl : de classe thermique 120°C, ils possèdent d'excellentes propriétés mécaniques. Ils sont surtout utilisés pour de gros fils ronds ou fils méplats dans des applications pour transformateurs, en raison de leur bonne tenue à l'hydrolyse.
- Polyuréthane (PUR) : de classe thermique jusqu'à 180°C, ils sont surtout utilisés sur des fils fins (de 0.02 à 2mm). On les retrouve dans des applications telles que le petit électroménager, la télévision ou la téléphonie.
- Polyester imide (PEI) : de classe thermique 180°C, ils possèdent une très bonne souplesse et une bonne adhérence au cuivre, ils sont souvent utilisés sur des fils de diamètres allant de 0.03 à 0.8mm.
- Polyester au THEIC (TriHydroxyEthyl IsoCyanurate) (PES au THEIC) : de classe thermique 200°C, ils sont essentiellement utilisés en sous-couche des polyamides imides afin d'améliorer leurs propriétés mécaniques (souplesse, adhérence), tout en gardant une bonne tenue thermique. Ils sont en général disponibles avec des diamètres de 0,5 à 5mm.
- Polyester imide au THEIC (PEI au THEIC) : de classe thermique 200°C, ils sont caractérisés par leurs performances thermiques et leur résistance chimique. Tout comme le PES au THEIC, ils sont privilégiés pour réaliser des sous-couches pour les polyamides imides.

- Polyamide-imide (PAI) : ils sont caractérisés par leur excellente stabilité thermique, une très bonne tenue aux chocs thermiques et d'excellentes performances mécaniques. Utilisés en pleine couche, ils ont une classe thermique de 220 °C et sont disponibles avec des diamètres de 0,1 à 1,3mm. Mais en raison de leur coût élevé, ils sont plus généralement utilisés en surcouche des polyesters ou polyester imides au THEIC pour obtenir des fils de classe 200°C pour des diamètres de 0,1 à 5mm.
- Polyimide (PI) : Ces émaux sont caractérisés par leur tenue thermique très élevée (jusqu'à 240 °C), et une excellente tenue aux chocs thermiques. On les retrouve sur des fils de 0.05 à 6mm de diamètre.

I.2.4 L'imprégnation

Le vernis ou la résine d'imprégnation constitue une solution supplémentaire pour l'isolation de la machine. Cependant, son rôle principal, et plus particulièrement dans les machines à basse tension, 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. Il sert également de liaison entre l'isolation des enroulements et les isolants de fond d'encoche.

Les matériaux les plus utilisés dans les vernis d'imprégnation sont réalisés à base de polyester, mais on retrouve également des résines d'époxy. Ces dernières sont plus performantes en termes de tenue mécanique, de conduction thermique et de résistance à l'humidité. Cependant, leur coût élevé fait qu'elles sont plus particulièrement utilisées pour des machines de fortes puissances [11].

L'imprégnation peut être réalisée avec la technique dite *goutte à goutte*, qui consiste à recouvrir le stator et le bobinage par le haut avec le vernis d'imprégnation, ainsi par effet de capillarité, le vernis pénètre dans le bobinage [16]. Une autre technique consiste à réaliser l'imprégnation sous vide et pression (VPI : Vaccum Pressure Impregnation). Le vide permet d'enlever les bulles d'air emprisonnées dans le bobinage, tandis que la pression (de 3 à 4 bar pendant une à deux heures) permet un meilleur remplissage en vernis [13]. Il faut noter que cette technique d'imprégnation permet également d'évacuer les impuretés et l'humidité du bobinage.

L'imprégnation peut être réalisée suivant deux procédés différents [17] :

- *Imprégnation globale* : c'est la technique la plus courante. Dans un premier temps, l'isolation de fond d'encoches est introduite, et le bobinage est inséré dans le stator. Une fois ce dernier assemblé et les connexions entre les bobines faites, l'ensemble

est plongé dans une cuve remplie de vernis d'imprégnation. Ce procédé peut être renouvelé deux à trois fois afin d'éliminer le plus possible les bulles d'air emprisonnées dans le bobinage [17]. Après cette opération, le bobinage est mis dans une étuve pour l'opération de cuisson qui permet de polymériser le vernis.

- *Imprégnation bobine par bobine* : les bobines constituées de fils isolés sont imprégnées une à une avant de les introduire dans le stator. Une opération de cuisson est ensuite réalisée comme dans le cas précédent.

I.3 Les contraintes subies par le bobinage

Le système d'isolation électrique des machines tournantes fait partie des principales causes de défaillance de ces dernières. En effet, une étude statistique menée sur des moteurs à cage d'écureuil montre que la défaillance du moteur provient dans 30% à 40% des cas d'un défaut de l'isolation du stator [18], [19]. L'autre cause importante est liée aux défauts dans les roulements.

Les mécanismes de vieillissement de l'isolation sont multiples. Ils sont causés par des contraintes à la fois continues et transitoires, de natures différentes : thermique, mécanique, électrique et environnementale. Toutes ces contraintes œuvrent à la dégrader et à réduire considérablement sa durée de vie.

I.3.1 Contraintes thermiques

Durant le fonctionnement de la machine, l'augmentation de la température est provoquée principalement par les pertes joules dans les conducteurs des enroulements et des pertes magnétiques (hystérésis et courants de Foucault).

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, présentées dans le tableau I.1, diminue [11].

Le vieillissement thermique de l'isolation est un processus complexe faisant intervenir des réactions au niveau moléculaire des matériaux. Les travaux de Dakin [20] 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. Il a établi une loi, donnée en équation I.1, permettant de rendre compte de l'effet de la température sur la durée de vie de l'isolation. Cette loi est basée sur la description d'Arrhenius du taux des réactions chimiques en fonction de la température [13].

$$\gamma = A\, e^{B/T} \qquad \text{I.1}$$

avec :

γ : la durée de vie

A et B : des constantes déterminées par l'énergie d'activation et la fréquence de collision des molécules

T : la température absolue en Kelvin

I.3.2 Contraintes mécaniques

Les contraintes mécaniques subies par le stator sont principalement dues aux mouvements des bobines. Le passage du courant dans les conducteurs du bobinage du stator crée une force électromagnétique qui est proportionnelle au carré du courant. Cette force, qui atteint sa valeur maximale lors de la phase de démarrage de la machine, provoque la vibration du bobinage dans les directions radiale et tangentielle [19].

Ainsi, les vibrations provoquées par ces forces électromagnétiques peuvent détériorer les isolants des conducteurs. L'isolation de fond d'encoche peut également être touchée (en la fissurant par exemple). Les variations de pressions magnétiques engendrées par le rotor en mouvement peuvent également constituer une source de vibrations importantes dans la machine. Dans le cas d'une alimentation par onduleur commandé en MLI, certains harmoniques du signal de commande peuvent coïncider avec les fréquences de résonance de la machine et provoquer sa vibration [21]. D'autres sources de vibrations peuvent provenir de l'extérieur du système lorsqu'il s'agit d'une machine embarquée. Dans le cas de la traction automobile, des vibrations peuvent être transmises par la route par exemple [21]. Afin de minimiser ces

contraintes, dans le cas des bobinages distribués, les bobines sont attachées en têtes de bobines de façon à minimiser leurs vibrations.

I.3.3 Contraintes environnementales

L'environnement dans lequel évolue la machine a un impact majeur sur sa durée de vie. Plusieurs facteurs environnementaux peuvent détériorer le système d'isolation de la machine, tels qu'une humidité trop élevée, la présence de produits chimiques agressifs ou la présence d'huile. Dans le cas de l'automobile, l'environnement dans lequel est exploitée la machine électrique est relativement ouvert. De la poussière et de l'humidité peuvent alors s'accumuler sur la surface des isolants. Il arrive parfois que cette poussière soit conductrice, par conséquent la résistance de surface de ces derniers peut être diminuée, ce qui peut avoir un impact sur la durée de vie de la machine [11].

I.3.4 Contraintes électriques

Ces contraintes sont diverses. La figure I.11 présente les différents phénomènes de dégradation que peut subir le système d'isolation d'une machine quand il est soumis à un champ électrique. On peut voir que la dégradation dépend de l'intensité du champ électrique appliqué et de la durée d'exposition à ce champ.

Cette figure montre qu'en fonction de l'intensité du champ électrique, 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 [22] :

- *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 sur la figure I.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). Ce processus de rupture par décharges électriques sera discuté plus en détail dans le chapitre III de ce manuscrit.

Il est cependant important de noter que ces phénomènes n'interviennent pas dans le cas d'un dispositif, en l'occurrence un bobinage dans notre cas, parfaitement sain, c'est-à-dire sans défauts dans l'isolation. En effet, et d'après les mécanismes décrits dans la figure I.11, la dégradation de l'isolant apparait comme une conséquence de son vieillissement.

Le vieillissement des matériaux peut être causé soit par une augmentation progressive de la conductivité électrique, soit par l'apparition et/ou la croissance de vacuoles d'air dans le volume ou en surface de l'isolant.

Hormis les défauts qui peuvent survenir pendant d'isolation des conducteurs du bobinage ou lors de l'imprégnation il existe des mécanismes intrinsèques au matériau diélectrique contribuant à la création et la croissance des vacuoles dans l'isolation. Ces mécanismes sont majoritairement liés à la création de charges d'espace sous l'effet d'un champ électrique important. Nous n'allons pas détailler ici ces mécanismes, mais le lecteur peut consulter les références [22], [23] pour en savoir davantage.

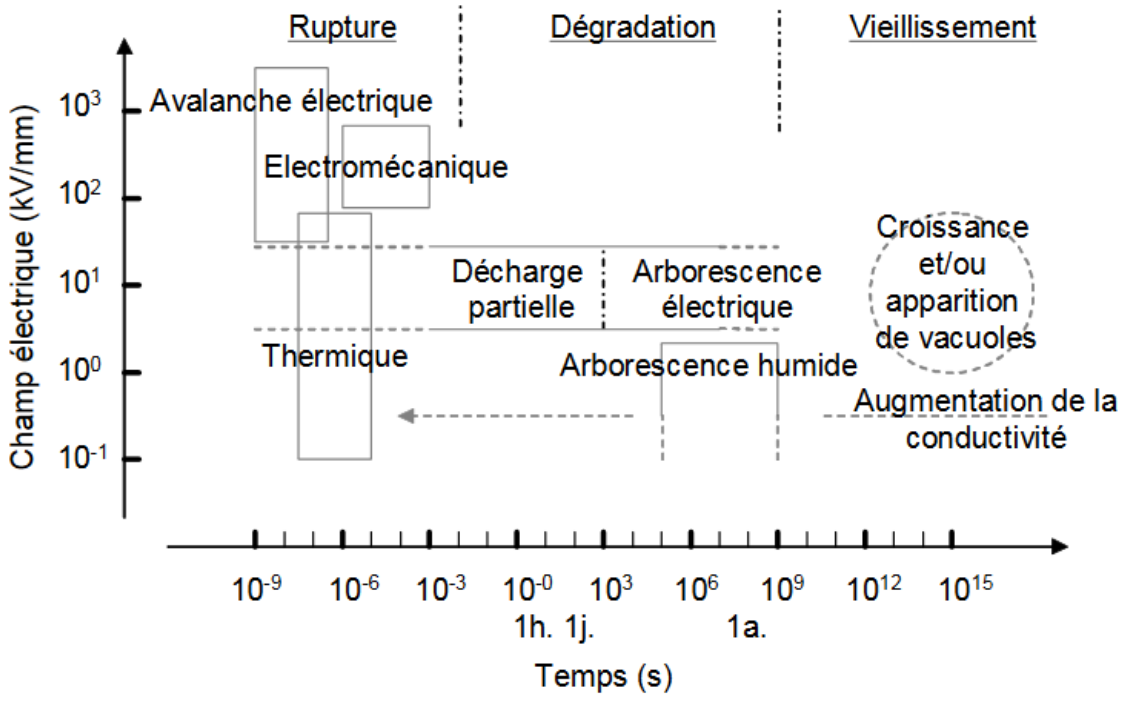


Figure I.11 : Schématisation des différents phénomènes intervenant dans la dégradation des isolants en fonction du champ électrique appliqué et du temps d'exposition au champ électrique [23]

I.4 Contraintes électriques subies par l'isolation d'une machine alimentée par onduleur commandé en MLI

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que l'application d'un champ électrique important peut être à l'origine de phénomènes conduisant à la dégradation et la rupture des matériaux isolants. Cette dégradation est très souvent liée à l'apparition d'une activité de décharges partielles.

Pendant longtemps, l'étude de ces phénomènes concernait les dispositifs de grande puissance (les alternateurs de grande puissance, les transformateurs…), qui fonctionnent avec des tensions élevées (supérieures à 20kV). Depuis quelques décennies, avec le développement des convertisseurs de puissance, les machines moyenne et basse tension sont également menacées par ces problèmes. Il y a deux raisons à cela :

- d'abord à cause de surtensions transitoires à l'entrée de la machine. Ces sur tensions 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 le bobinage.

Compte tenu de ces deux contraintes, nous allons présenter dans la section suivante les mécanismes qui conduisent à la rupture de l'isolation du fait de ce type d'alimentation. En effet, les paramètres qui régissent ce problème sont nombreux, et peuvent être liés à l'alimentation et au câble (en amont de la machine), ou à la géométrie du bobinage (au niveau de la machine).

I.5 Impact des paramètres de l'alimentation sur l'isolation de la machine

Les paramètres de l'alimentation par onduleur MLI peuvent influencer la durée de vie de l'isolation d'une machine de deux manières : soit par leur contribution à la création de surtensions transitoires au niveau de la machine, soit par l'accélération du processus de vieillissement et de rupture des matériaux diélectriques.

La première contrainte est principalement liée à une combinaison d'effets entre la longueur du câble d'alimentation et de la pente du front de tension (*dV/dt*) imposée par le convertisseur de puissance [24]–[26]. Tandis que la seconde est provoquée par les caractéristiques de l'alimentation MLI (temps de montée de la tension, fréquence de découpage, polarité de la tension) [24], [27].

I.5.1 Influence du câble d'alimentation

Les surtensions produites par le câble d'alimentation reliant le convertisseur à la machine peuvent être expliquées par la théorie des lignes de transmission ou lignes de propagation [28].

En effet, du fait que l'impédance caractéristique du câble (Zc) est différente de celle de la machine (Zm) et du convertisseur (Zs), l'onde de tension en sortie du convertisseur se propage le long du câble et se réfléchit plusieurs fois aux deux extrémités du câble.

À tout instant, la tension en un point du câble est la somme des ondes réfléchies et transmises. L'amplitude des ondes réfléchies et transmises dépendent respectivement du coefficient de réflexion $\Gamma_r \leq 1$ et de transmission $\Gamma_s \leq 1$ qui sont définis tel que :

$$\Gamma_r = \frac{Zm - Zc}{Zm + Zc} \qquad \text{I.2}$$

$$\Gamma_s = \frac{Zs - Zc}{Zs + Zc} \qquad \text{I.3}$$

L'impédance du câble Zc dépend des dimensions de ce dernier, elle peut être calculée à partir de son inductance linéique L en (H/m) et de sa capacité linéique C en (F/m) :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad \text{I.4}$$

Alors que l'impédance de la machine dépend de l'inductance du bobinage statorique. Cette dernière étant proportionnelle au carré du nombre de spires par phase (L ~ $(Ns)^2$), pour un niveau de tension donné, l'impédance (Zm) diminue quand la taille de la machine augmente [29].

À l'entrée de la machine, ces phénomènes de réflexion se traduisent par une oscillation amortie de la tension autour de la valeur du bus continu avec une amplitude qui dépend du coefficient de réflexion Γ_r :

$$Vm = (\Gamma_r . Vs) + Vs \qquad \text{I.5}$$

Avec :

Vm : Tension maximale à l'entrée de la machine

Vs : Tension du bus continu

On peut voir dans la formule I.5 que le premier pic de surtension peut atteindre deux fois la tension du bus continu (quand $\Gamma_r \longrightarrow 1$). Pour illustrer cet effet, prenons un exemple d'une machine à induction de 400V-50Hz, et ayant une impédance de $Z_m = 5000\ \Omega$. Elle est reliée à l'onduleur via un câble bifilaire de type H05VVF41.5, il a une impédance caractéristique de $Z_c = 53{,}7\ \Omega$ [29]. On peut alors calculer un coefficient de réflexion de :

$$\Gamma_r = \frac{5000 - 53{,}7}{5000 + 53{,}7} = 0{,}978 \qquad \text{I.6}$$

Lorsqu'il s'agit d'une machine triphasée connectée en étoile, Vm correspond à la tension entre phases. Les auteurs de la référence [30] ont évalué l'influence de la longueur du câble d'alimentation sur la surtension entre phases (V_{LL}). Elle représente le rapport entre la tension maximale (V_{pk}), en tenant compte de la surtension, et l'amplitude de la tension du bus continu (V_{Bus}). Plusieurs mesures ont été réalisées en fonction des composants constituant l'onduleur, en allant du plus rapide, en termes de temps montée de la tension (l'IGBT) au plus lent (le GTO).

Les résultats, illustrés dans la figure I.12, montrent que la surtension augmente avec la longueur du câble, tandis qu'elle diminue quand le temps de montée augmente. On peut voir que pour un temps de montée donné, il existe une longueur de câble pour laquelle le niveau de surtension atteint 2 fois la tension du bus continu.

Cette longueur de câble qu'on va appeler longueur critique (l_c) peut être estimée pour un temps de montée donné. Elle est atteinte lorsque le temps de propagation de l'onde de tension t_p est supérieur ou égal à deux fois le temps de montée t_r [29] (équation I.7). On parle alors de réflexion totale. Il faut noter que dans certains cas, la surtension peut atteindre 3 fois voire 4 fois la tension du bus continu. Cela est principalement lié aux caractéristiques du convertisseur [31] : Il peut arriver par exemple que des fronts de tension soient suffisamment rapprochés dans le temps, en conséquence les surtensions créées par chaque front s'ajoutent.

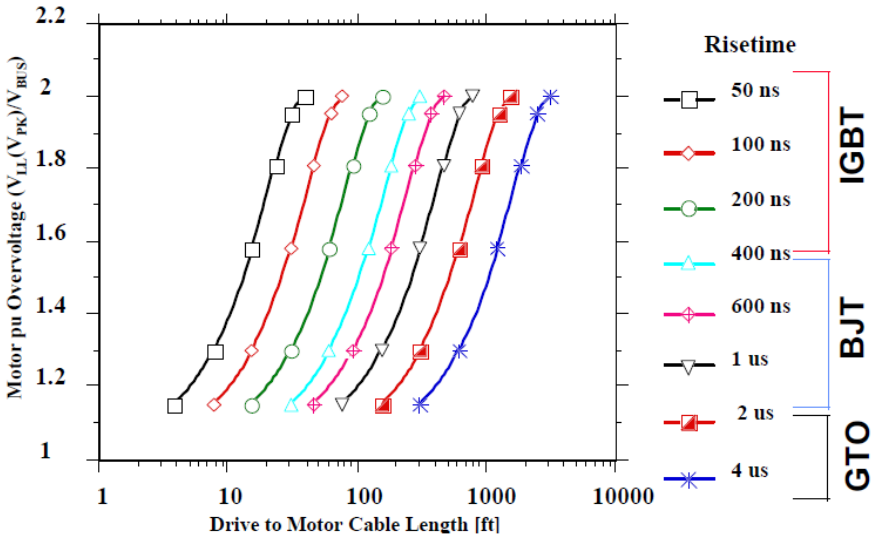


Figure I.12 : Influence de la longueur du câble d'alimentation et du temps de montée sur l'amplitude de la surtension au niveau de la machine (tension entre phases) [30]

$$t_p \geq 2\, t_r \qquad \text{I.7}$$

Avec :

$$t_p = \frac{l_c}{v} \qquad \text{I.8}$$

Et

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \text{I.9}$$

l : longueur du câble (en m)

v : vitesse de propagation de la tension (en m/s)

L : inductance linéique du câble (en H/m)

C : capacité linéique du câble (en F/m)

Par ailleurs, afin d'éviter ces phénomènes de propagation et considérer que la ligne est « électriquement courte », il faut que le temps de montée (t_r) du front de tension soit supérieur à 10 fois le temps de propagation du signal de tension le long du câble (t_p) [32]. En reprenant l'exemple du câble évoqué plus haut (de type H05VVF41.5), ayant une capacité linéique de 125pF/m et une inductance linéique de 0,36µH/m (avec $Z_c = 53{,}7\ \Omega$), pour un temps de montée typique de $t_r = 100ns$, il faut que la longueur du câble soit inférieure à 1,15m pour pouvoir négliger les phénomènes de propagation.

Les caractéristiques du câble influencent également la forme d'onde de la tension. En effet, la fréquence des oscillations dépend du temps de propagation du front de tension. Ainsi plus le câble est long plus le temps de propagation devient long (équation I.2), ce qui engendre une diminution de la fréquence des oscillations [27].

I.5.2 Influence du temps de montée

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 [33], comme illustré sur la figure I.13. Tandis que dans la norme IEC 60034-18-41 [10], on considère non pas le régime établi mais la tension crête, comme on peut le voir sur la figure I.7.

Dans le cadre de notre travail, les temps de montée sont donnés selon la première définition de la norme NEMA MG-1.

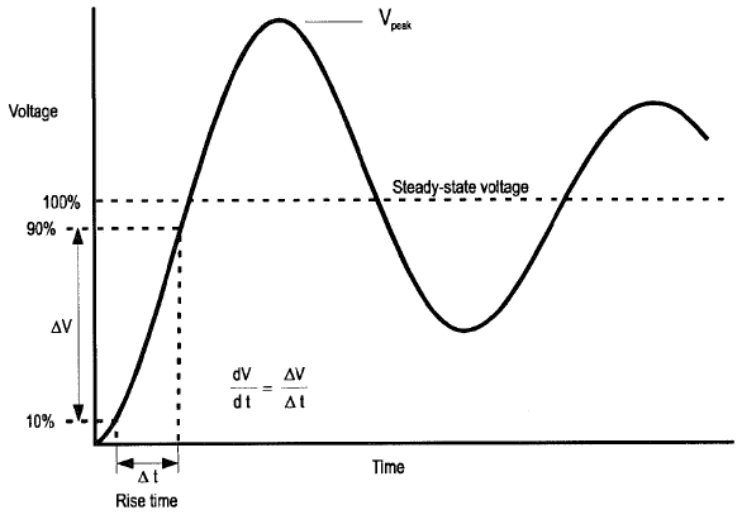


Figure I.13 : Front de montée de la tension à l'entrée d'une machine. Définition du temps de montée de la tension [33]

La contribution de ce paramètre au vieillissement prématuré de l'isolation des machines électriques alimentées par onduleur MLI a largement été étudiée dans la littérature [26], [34]–[38]. Il s'agit d'un paramètre complexe, car il contribue de plusieurs manières à créer des contraintes électriques au niveau de l'isolation, et plus particulièrement de l'isolation des conducteurs.

Nous avons vu dans la section précédente que le temps de montée contribue fortement à l'amplification des surtensions transitoires à l'entrée de la machine. En plus de cet effet, dans la littérature, plusieurs mécanismes ont été rapportés quant à l'effet du temps de montée sur le vieillissement des isolants : dans les références [38], [39], ils mettent en évidence l'influence du temps de montée sur la distribution non-linéaire des fronts de tension. Ainsi, la tension est plus importante sur les premières spires de la première bobine d'une phase statorique, tandis qu'elle est atténuée sur les bobines suivantes. Cette non-linéarité est d'autant plus importante que le temps de montée est court.

Pour quantifier l'effet du temps de montée de la tension, prenons l'exemple de l'étude réalisée par *Yin* [26] : des tests d'évaluation de la durée de vie d'un isolant en fonction du temps de montée de la tension ont été réalisés. Les échantillons sont des paires de fils torsadés. Les autres paramètres d'alimentation sont donnés dans la légende de la figure I.14. La durée de vie, bien qu'elle ne soit pas clairement définie dans ces travaux, correspond au temps nécessaire pour atteindre la rupture diélectrique de l'isolant.

Les résultats, présentés dans la figure I.14, montrent qu'entre 50ns et 75ns de temps de montée, la durée de vie de l'isolant ne varie pas d'une façon importante. En revanche, quand le temps de montée augmente au-delà de 75ns, la durée de vie est considérablement augmentée. L'auteur associe cet effet du temps de montée à l'échauffement diélectrique de matériau isolant. [26]. Nous ne rentrons pas dans le détail de ces phénomènes ici, la référence [40] illustre bien ces effets.

Avec le développement des convertisseurs de puissance à base de matériaux en SiC et GaN, composants qui permettent une commutation encore plus rapide, avec des temps de montée de l'ordre de la nanoseconde, ces effets du temps de montée risquent d'être amplifiés. Ils peuvent alors avoir des conséquences dramatiques sur le système d'isolation des machines commandées par MLI.

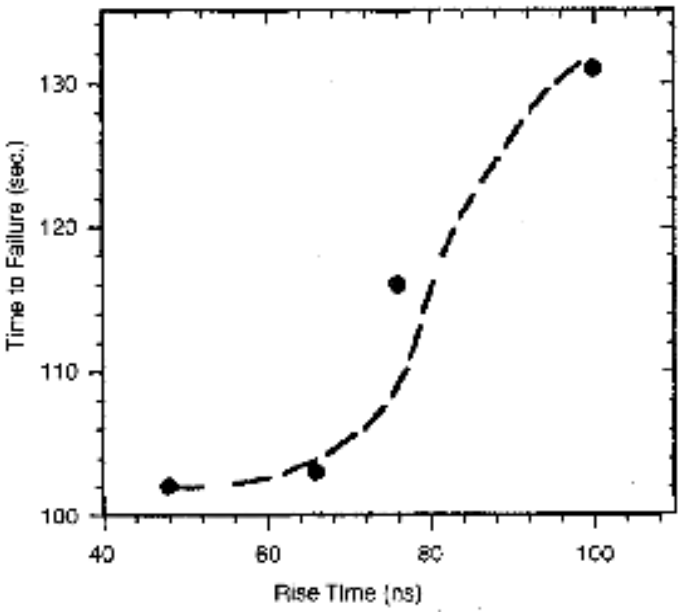


Figure I.14 : Effet du temps de montée sur la durée de vie de l'échantillon (V=4kV, fréquence de découpage f=20kHz, rapport cyclique de 50%) [26]

I.5.3 Influence de la polarité de la tension

Afin de voir l'influence de ce paramètre sur l'isolation des machines, prenons l'exemple des résultats observés par *Kaufhold et al.* [41] et illustrés dans la figure I.15.

Dans ses travaux, l'auteur a étudié l'impact de la polarité de la tension sur l'activité de décharges partielles (DP). Les deux courbes de la partie droite de la figure montrent 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).

L'autre résultat, présenté par les courbes à gauche, montre 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.

Ce résultat est confirmé par *Yin* [26]. Dans ses travaux, *Yin* a observé que la durée de vie de ses échantillons était plus faible avec un signal bipolaire. L'auteur explique ce comportement par la création de charges d'espace à la surface de l'isolant.

Lorsqu'un évènement 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 [42].

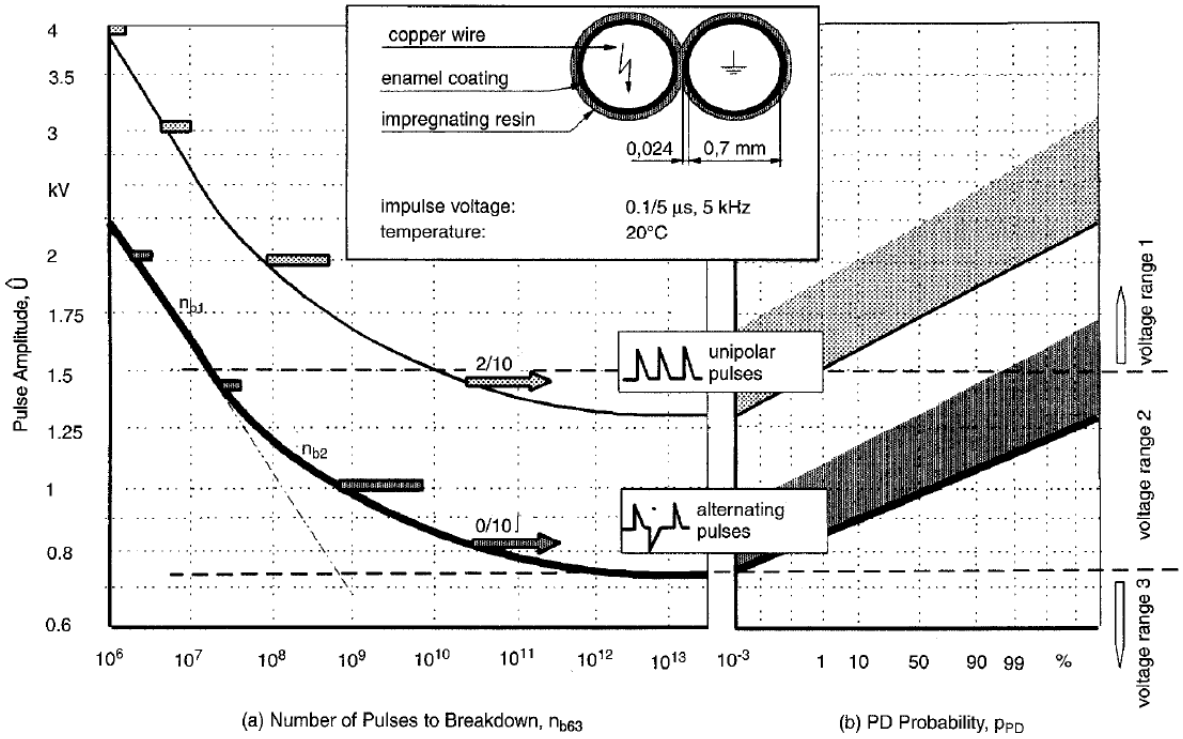


Figure I.15 : Influence de la polarité de la tension sur l'activité de décharges partielles (DP). Impact sur le nombre de DP avant la rupture diélectrique (à gauche), probabilité de création de DP (à droite)

En plus des paramètres évoqués ici, le vieillissement des isolants est accéléré par la température et par l'humidité. En effet, les contraintes électriques, en particulier l'activité de DP, que subissent les matériaux des isolants, sont amplifiées avec une température et une humidité plus élevées. Le lecteur trouvera dans les références [34], [43] plus de détails sur les effets de ces deux paramètres.

I.5.4 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 [44]. 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 [45].

I.6 Distribution non-linéaire de la tension dans le bobinage

Sous une alimentation classique AC 50Hz, la distribution de tension dans le bobinage du stator est linéaire. Le bobinage peut être alors modélisé par un ensemble d'inductances connectées en série [46]. En revanche, ce n'est plus le cas, quand le bobinage est soumis à des fronts de tension *dV/dt* importants sous une alimentation en MLI, c'est-à-dire que la distribution de la tension devient non-uniforme dans les différentes bobines.

La référence [46] attribue cette non-uniformité aux capacités entre les spires et la carcasse magnétique. Tandis que *Bidan et al.* [47] 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 [48].

Plusieurs études [29], [30], [48], [49] montrent que les premières spires d'une bobine, voire les premières bobines d'une phase, supportent une tension plus importante que les suivantes.

Pour illustrer cet effet, prenons l'exemple des mesures réalisées par *Neascu* [48] dans ses travaux de thèse. Le dispositif expérimental utilisé est présenté dans le schéma de la figure I.16. Il s'agit d'une phase d'un stator formée par un groupe de bobines en série, chaque bobine possède 16 spires. Le bobinage est alimenté par un hacheur 2 quadrants. Les résultats des mesures sont présentés dans la figure I.17. Les courbes de la figure de gauche montrent la distribution non-linéaire du front de tension. Aussi, plus on s'éloigne dans le bobinage et moins le front de tension est abrupt. Par conséquent, la tension sur les bobines suivantes est moins importante. Les courbes à droite illustrent mieux cet effet : elles représentent les différences de potentiel entre les bobines successives. Ainsi on voit que les premières bobines sont soumises à une contrainte plus importante par rapports aux bobines suivantes. Cette non-linéarité est d'autant plus importante que le front de tension est important, comme on peut le voir sur la figure I.18.

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. De plus, dans le cas de bobinages dits « en vrac » ou aléatoires, comme c'est souvent le cas dans les bobinages distribués des machines basse tension, la probabilité que la première spire soit adjacente à la dernière n'est pas négligeable, notamment dans les têtes de bobines. Nous avons vu dans le paragraphe I.3.4 que sous l'effet d'un champ électrique important, les isolants sont soumis à des contraintes électriques, se traduisant majoritairement par une activité de décharges partielles, et qui conduit les matériaux à leur vieillissement prématuré.

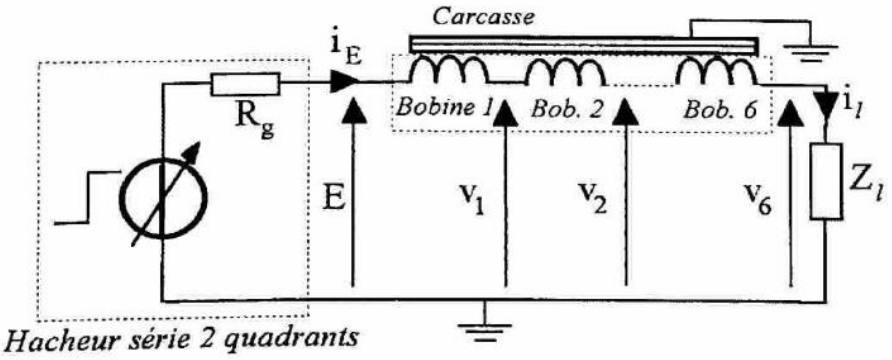


Figure I.16 : Dispositif expérimental de mesure de distribution de tension, alimentation impulsionnelle [48]

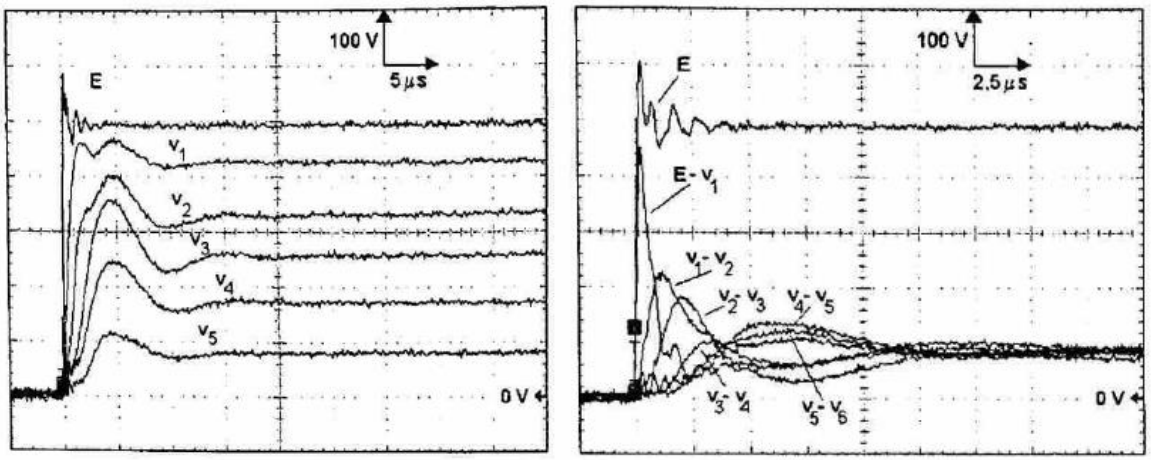


Figure I.17 : Distribution du front de tension dans le bobinage. Tensions des bobines successives par rapport à la masse (à gauche), tensions entre bobines (à droite) [48]

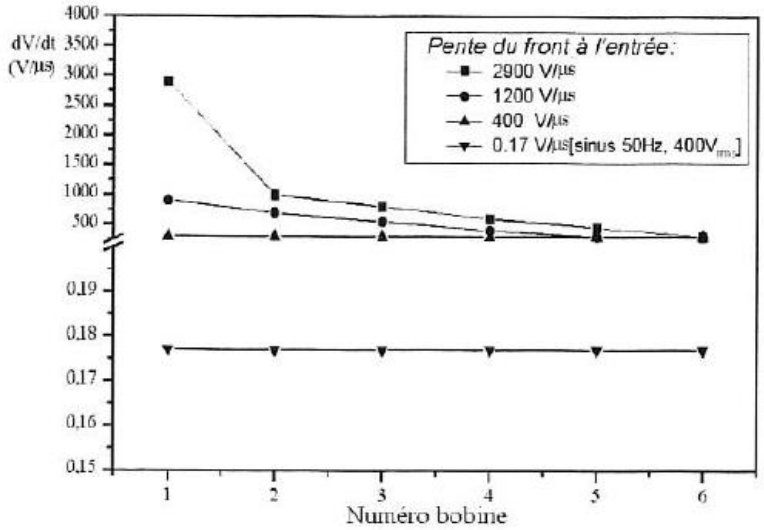


Figure I.18 : Évolution du front de tension dans le bobinage : influence de l'amplitude du front (dV/dt) [48]

I.7 Les tendances de développement de la chaine de traction électrique

On observe une dynamique de recherche considérable, aussi bien dans la communauté académique que la communauté industrielle, visant l'augmentation des performances de la chaine de traction du véhicule électrique. Parmi les différentes pistes de recherche, deux d'entre elles peuvent avoir un impact direct sur le système d'isolation de la machine électrique.

D'abord, il y a une volonté d'augmenter les niveaux de tension du bus continu. Aujourd'hui, cette tension est de l'ordre de 300V (400V dans le cas de la RENAULT ZOE par exemple [50]), elle risque de passer à des niveaux supérieurs : 600V voire 900V. La montée en tension présente plusieurs avantages :

- Du côté de l'électronique de puissance, le fait d'augmenter la tension, permet de réduire le courant pour une même puissance appelée. Cela permet de réduire à la fois la surface de silicium des composants discrets et les pertes par conduction. En contrepartie, les pertes par commutation augmentent car elles sont fonction du *dV/dt* (ainsi qu'à la fréquence de découpage).
- Un autre avantage consiste à réduire la section du câble qui relie l'onduleur à la machine, du fait de la baisse des courants conduits.
- Il existe également un avantage lié à la charge de la batterie. En effet, en augmentant la tension de la batterie, on augmente l'énergie fournie par cette dernière.

Un autre levier permettant d'augmenter les performances de la chaine de traction réside dans l'utilisation des nouveaux composants de puissance tels que le Carbure de Silicium (SiC) et le Nitride de Galium (GaN).

Ces composants présentent des performances bien meilleures par rapport aux composants à base de Silicium [51] : ils sont capables de commuter plus rapidement, car ils possèdent des temps de montée et de descente plus courts. Cette propriété permettrait de réduire les pertes par commutation dans le convertisseur et ainsi d'augmenter le rendement de ce dernier. Aussi, avec ces nouveaux composants il est possible de commuter à plus haute fréquence, ce qui rend possible la montée en fréquence fondamentale et donc en polarité de la machine pour la même vitesse de rotation mécanique, conduisant ainsi à réduire la masse des parties actives.

Une étude a montré que l'utilisation de matériaux à base de SiC permet de réduire la masse et le volume des dissipateurs de chaleur d'un convertisseur de puissance de 70% par rapport à des composants en Silicium [52]. Cette étude montre également que les pertes par conduction sont diminuées avec le SiC. De plus, les composants à grand gap supportent des tensions de claquage plus élevées, et peuvent fonctionner à des températures élevées [53].

Ces deux axes de recherche pourraient augmenter considérablement les risques de détérioration du système d'isolation de la machine électrique. En effet, comme discuté dans le paragraphe précédent I.5, l'alimentation MLI impose des fronts raides de tension à l'entrée de la machine. L'utilisation de convertisseurs à base de ces nouveaux matériaux va engendrer des surtensions encore plus élevées du fait des temps de montée plus faibles et des fréquences de commutation plus élevées qu'ils possèdent. Ces surtensions sont d'autant plus importantes en amplitude que le niveau de tension du bus continu augmente.

I.8 État de l'art sur les solutions proposées pour réduire les contraintes électriques sur les bobinages des machines alimentées en MLI.

Compte tenu des contraintes électriques que peut subir l'isolation des machines alimentées en MLI (voir paragraphe I.3), plusieurs solutions ont été envisagées et rapportées dans la littérature. Elles peuvent être internes à la machine (au niveau du bobinage), ou externes à cette dernière, c'est-à-dire qu'elles concernent la partie en amont de la machine, à savoir l'alimentation.

I.8.1 Renforcement de l'isolation

Le renforcement de l'isolation de la machine peut être réalisé de deux manières :

- La première solution consiste à augmenter 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.
- Une autre solution consiste à utiliser des fils dits « anti corona » ou « corona resistant » [54], [55]. Il s'agit de vernis classiques tels que ceux cités dans le paragraphe I.2.3 enrichis en particules inorganique tels que le dioxyde de silicium (SiO_2), le dioxyde de titane (TiO_2), ou l'alumine (Al_2O_3). Ces particules peuvent être de taille nanométrique ou micrométrique. Ces dernières présentent toutefois des propriétés moins intéressantes que les nanoparticules [55]. Ce type de fils permet d'augmenter considérablement la durée de vie des isolants, comme on peut le voir sur la figure I.19. Leurs propriétés électriques leur permettent une meilleure tenue vis-à-vis des décharges partielles. L'emploi de ces fils reste cependant coûteux, particulièrement pour le secteur automobile, où le coût de réalisation doit être compétitif.

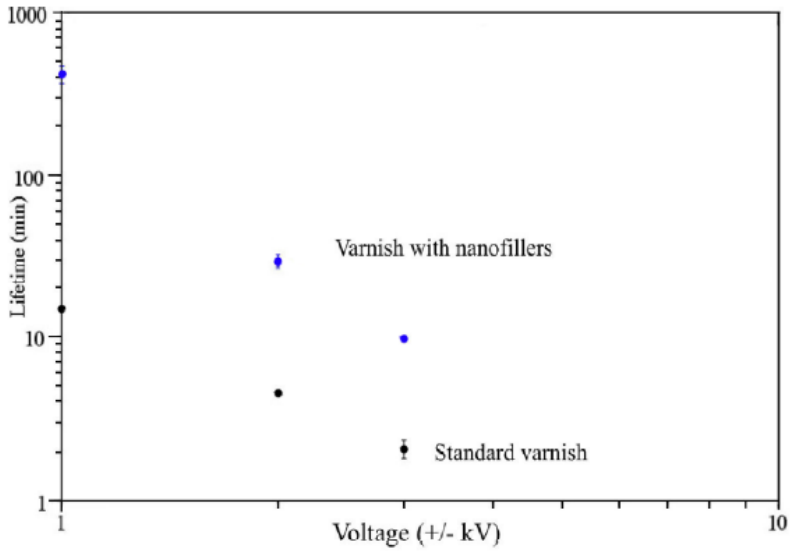


Figure I.19 : Durée de vie d'un isolant standard en PEI comparée à celle d'un matériau chargé en nanoparticules de SiO2 (Tension carrée d'amplitude ≈ 1kV, d'une fréquence de 15kHz, avec un rapport cyclique de 50%, la température est de 180°C) [55]

I.8.2 Réduction de l'amplitude des fronts de tension

Cela peut être possible en ajoutant un filtre soit en sortie de l'onduleur [48] ou au bout du câble d'alimentation [56]. 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 [48]. Elle permettrait alors de réduire notablement les contraintes au niveau de la machine. Cependant, l'intégration d'un tel filtre dans la chaine de traction entraînerait un coût supplémentaire et ajouterait de l'encombrement.

Un autre moyen de réduire l'amplitude des *dV/dt* est d'agir sur la structure du convertisseur de puissance. En effet, en augmentant le nombre de niveaux de tension de sortie du convertisseur, les fronts de tension sont plus nombreux mais leur amplitude diminue, et par conséquent la contrainte maximale que peut subir l'isolation diminue également [57]. Toutefois, le surcoût du convertisseur peut rendre cette solution inenvisageable.

I.8.3 Modèles prédictifs de la distribution des fronts de tension dans un bobinage

En connaissant la répartition de la tension dans le bobinage, et par conséquent les zones de fort champ électrique. On peut apporter des solutions plus précises et moins coûteuses pour éviter le vieillissement prématuré des isolants. Par exemple renforcer l'isolation seulement aux endroits les plus exposés, ou trouver un arrangement optimal des spires dans le bobinage [58]. Des mesures expérimentales peuvent être réalisées pour connaitre la distribution de la tension dans un bobinage [27], [38]. Cependant, cela peut se révéler fastidieux car l'accès aux différentes spires n'est pas toujours possible, sans mentionner le coût additionnel de l'instrumentation nécessaire pour ce faire.

Plusieurs études se sont alors intéressées au développement de modèles capables de prédire la répartition des fronts de tension dans un bobinage [48], [49], [59], [60]. L'approche la plus souvent utilisée est basée sur la théorie des lignes de transmission. Cette méthode permet de calculer la tension et le courant à tout instant dans un bobinage [32], [61]. Ce dernier peut être modélisé par un circuit électrique équivalent à paramètres RLC discrets. Un élément du circuit représente alors une portion du bobinage. Il peut être une spire [59], ou un groupe de spires [48]. Cette approche est valable lorsque chaque élément du circuit équivalent représente une portion du bobinage beaucoup plus petite que la longueur d'onde correspondant à la plus haute fréquence significative du signal de tension d'alimentation [28].

Des différences existent cependant entre les différents modèles proposés dans la littérature. Elles concernent la méthode de détermination des paramètres RLC du modèle. En effet, les

paramètres peuvent être obtenus à l'aide de mesures, analytiquement [60], [62] ou numériquement par la méthode des éléments finis (EF) [49], [58], [63].

Avec les deux premières méthodes, les paramètres sont obtenus pour une bobine donnée, indépendamment de l'emplacement des spires la constituant. Dans les références [60], [64] on distingue tout de même la partie du bobinage dans l'encoche du stator et la partie en dehors de celle-ci (dans les têtes de bobines). Les valeurs obtenues sont ensuite divisées par le nombre de spires de la bobine (lorsqu'un élément représente une spire). Ces deux méthodes permettent d'avoir une bonne approximation de la distribution des fronts de tension. Cependant, une hypothèse doit être faite sur l'uniformité du bobinage, ce qui n'est pas le cas dans un bobinage aléatoire par exemple.

L'avantage du calcul des paramètres par la méthode des éléments finis est qu'il permet de tenir compte de la géométrie réelle du bobinage. Ainsi, cette approche est choisie dans notre démarche de modélisation présentée au chapitre suivant.

I.9 Conclusion

Les contraintes que peut subir l'isolation des machines à basse tension sont nombreuses. Elles peuvent être de natures différentes : thermiques, mécaniques, environnementales. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés aux contraintes électriques. Ces dernières 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 III, provoquent une accélération très importante du vieillissement naturel des isolants. Ils touchent particulièrement l'isolation inter-spires, car elle constitue le point le plus critique du système d'isolation électrique de ce type de machines. En effet, c'est à cet endroit que l'épaisseur d'isolant est la plus faible. De plus, la présence inévitable de quelques vacuoles résiduelles d'air après l'imprégnation des bobinages joue un rôle extrêmement négatif.

Nous avons vu que le mode d'alimentation des machines est à l'origine de ces contraintes électriques. En effet, l'alimentation par onduleur MLI comprend des fronts de tension (*dV/dt*) abrupts. 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 dépendent de la longueur du câble et du temps de montée de la tension.

Les tendances actuelles de développement de la chaine de traction des véhicules électriques vont vers l'emploi de nouveaux matériaux semi-conducteurs à grand gap (SiC, GaN). Ces

derniers possèdent des temps de montée plus courts. Par conséquent les surtensions subies par la machines peuvent être amplifiées. Ces matériaux permettent également de monter en fréquence. Or, nous avons vu que le vieillissement des isolants est largement accéléré quand la fréquence augmente. Particulièrement lorsqu'une activité de DP est amorcée.

Enfin, nous avons vu que, contrairement à une alimentation sinusoïdale 50Hz, les fronts de tension ne se répartissent pas linéairement dans les enroulements du stator. Des différences de potentiel importantes peuvent alors apparaitre entre spires. Ces zones de fort champ électrique peuvent être à l'origine de contraintes électriques importantes.

Une des pistes envisagées pour tenir compte de ces contraintes est de modéliser la distribution des fronts de tension dans le bobinage. Cela permettrait d'apporter des solutions plus localisées, et surtout plus économiques pour éviter le vieillissement prématuré de l'isolation.

Dans le chapitre suivant, nous proposons justement un modèle de bobinage basé sur la théorie des lignes de transmission. Les résultats obtenus en simulation sont confrontés à des mesures sur banc. La validation expérimentale du modèle est réalisée sur un composant bobiné simple, construit pour cette fin.

Chapitre II

Étude de la distribution d'un front de tension dans un bobinage

II.1 Introduction

Les travaux présentés dans cette partie concernent l'estimation de la répartition des tensions dans un bobinage[1] soumis à des fronts de tension raides. La démarche que nous avons adoptée est schématiquement décrite sur la figure II.1. Elle est constituée de trois étapes :

- Le choix d'un modèle représentatif du bobinage : la discrétisation de la bobine est faite à l'échelle d'une spire (partie II.3).
- La modélisation de la spire : chaque spire est modélisée par une cellule RLC décrivant ses caractéristiques propres ainsi que les couplages avec les autres spires et le noyau magnétique du dispositif. Une méthode à base de calculs par éléments finis (EF) permettant de déterminer les divers paramètres du modèle est décrite dans la partie II.4. Les paramètres R et L sont calculés à l'aide d'une modélisation par EF en régime harmonique afin de tenir compte des effets de peau et de proximité qui dépendent de la fréquence. Quant aux capacités, elles sont calculées en régime statique. Ce modèle a pour but de reproduire le comportement d'un bobinage dans une large gamme de fréquence tout en permettant une description des phénomènes électriques à l'échelle de la spire.
- La validation du modèle : les résultats obtenus en régime fréquentiel à l'aide de la simulation pour l'ensemble du bobinage sont comparés à l'expérience dans la partie II.5. Enfin, la méthode mise en œuvre pour la simulation temporelle est décrite et les résultats de modélisation sont comparés à l'expérience dans la partie II.6.

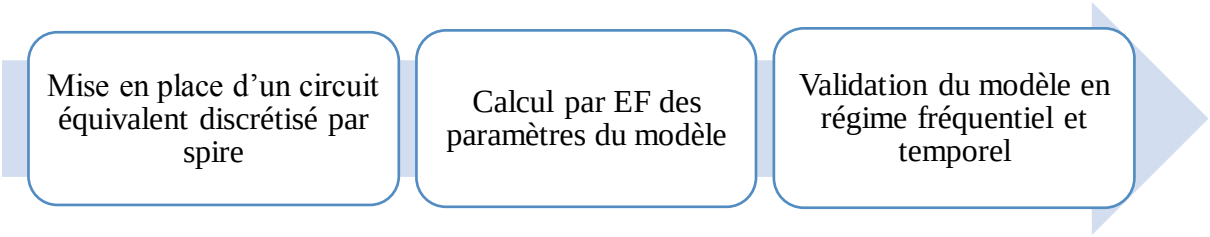


Figure II.1 : Schéma de la démarche de modélisation adoptée

[1] *Dispositif décrit dans la partie II.2*

II.2 Dispositif expérimental

Le dispositif que nous avons modélisé est présenté par la photographie de la figure II.2-A et le schéma de la figure II.2-B. Il s'agit d'une bobine de 84 spires rangées en 3 couches. La bobine est enroulée autour d'un noyau magnétique en ferrite de type 3C90. Les dimensions du noyau sont données par la figure II.3.

Des « piquages » ont été réalisés sur les spires 31 (fin de la 1ère couche), 32 (début de la 2ème couche), 59 (fin de la 2ème couche) et 60 (début de la 3ème couche) afin d'effectuer des mesures de tension aisées pour ces spires. Pour cela, des fils dénudés de plus petit diamètre ont été soudés manuellement sur ces spires. La figure II.4 représente une vue de coupe de la bobine, montrant la position des spires.

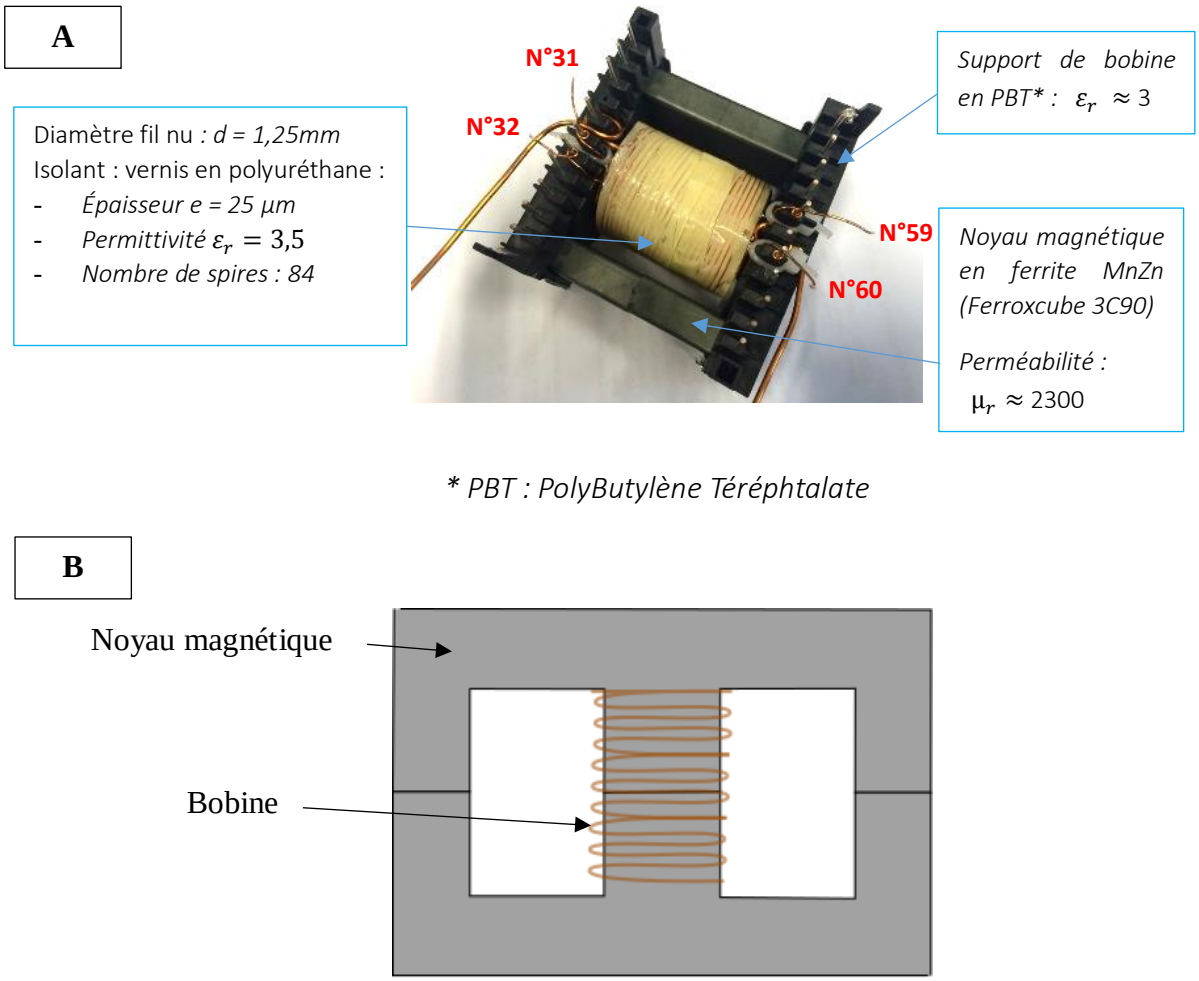


Figure II.2 : Photographie (A) et schéma (B) de la bobine sous test

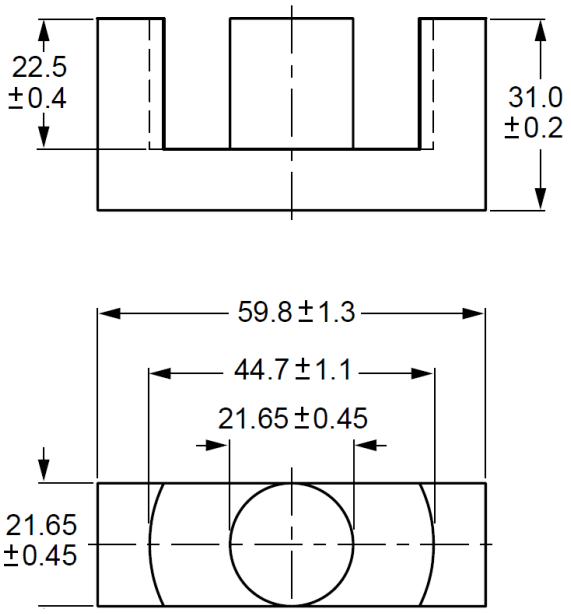


Figure II.3 : Dimensions du noyau magnétique en ferrite (en mm)

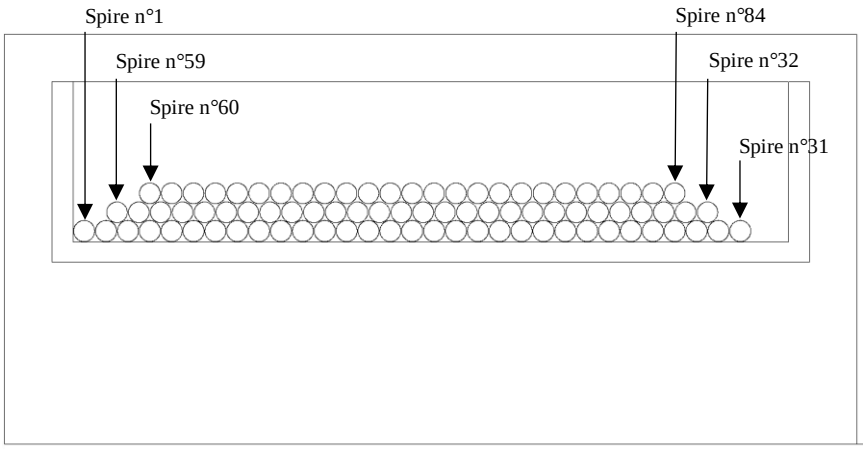


Figure II.4 : Schéma de la disposition des spires de la bobine

II.3 Choix de la représentation de la bobine

Nous avons vu dans le chapitre précédent (paragraphe I.8.3) que l'approche par ligne de transmission est valable lorsque chaque élément du circuit équivalent représente une portion du bobinage beaucoup plus petite que la longueur d'onde à la fréquence des phénomènes considérés [28]. Dans le cas de la bobine de la figure II.2, la longueur d'une spire est d'environ $l = 0{,}075m$. Pour un signal trapézoidal, comme c'est le cas avec un signal d'alimentation en MLI, la plus haute fréquence significative dans son contenu spectral peut être considérée comme l'inverse du temps de montée du signal : $f_{max} = 1/t_r$, Les convertisseurs actuellement

utilisés dans l'industrie possèdent des temps de montée généralement supérieurs à $10\ ns$, c'est-à-dire $f_{max} \leq 100\ MHz$. Dans le cas de cette bobine, la vitesse de propagation de l'onde v peut être calculée :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} = 1{,}6 \cdot\ 10^8 m.s^{-1} \qquad \text{II.1}$$

Avec $c = 3 \cdot 10^8 m.s^{-1}$ la célérité de la lumière et $\varepsilon_r = 3{,}5$ la permittivité relative de l'isolant entourant l'âme de cuivre d'une spire.

Des formules II.1 et II.2, la longueur d'onde d'un tel signal serait alors :

$$\lambda = \frac{v}{f} = 1{,}6m \qquad \text{II.2}$$

La longueur d'une spire de la bobine étudiée est donc largement inférieure à la longueur d'onde du signal de tension, l'approche par ligne de transmission peut donc être utilisée.

Le schéma de la figure II.5 représente une portion de 4 spires de la bobine modélisée sous le logiciel LTspice [LTC]. La spire numéro *i* est représentée par sa résistance propre (R_i), son inductance propre (L_i) et sa capacité par rapport à la masse métallique $C_{i\text{-}0}$. L'ensemble des couplages capacitifs et inductifs entre les spires numéros *i* et *j* sont également pris en compte par des capacités spire-spire ($C_{i\text{-}j}$) et des inductances mutuelles ($M_{i\text{-}j}$).

Une fois le modèle de la bobine et ses éléments constitutifs définis, les paramètres sont calculés par éléments finis, le logiciel qui a été utilisé pour cela est FEMM [FEM], il permet de résoudre des problèmes électrostatiques et des problèmes magnétiques qui peuvent être considérés comme des « problèmes basse fréquence » c'est-à-dire en négligeant les courants de déplacement [65].

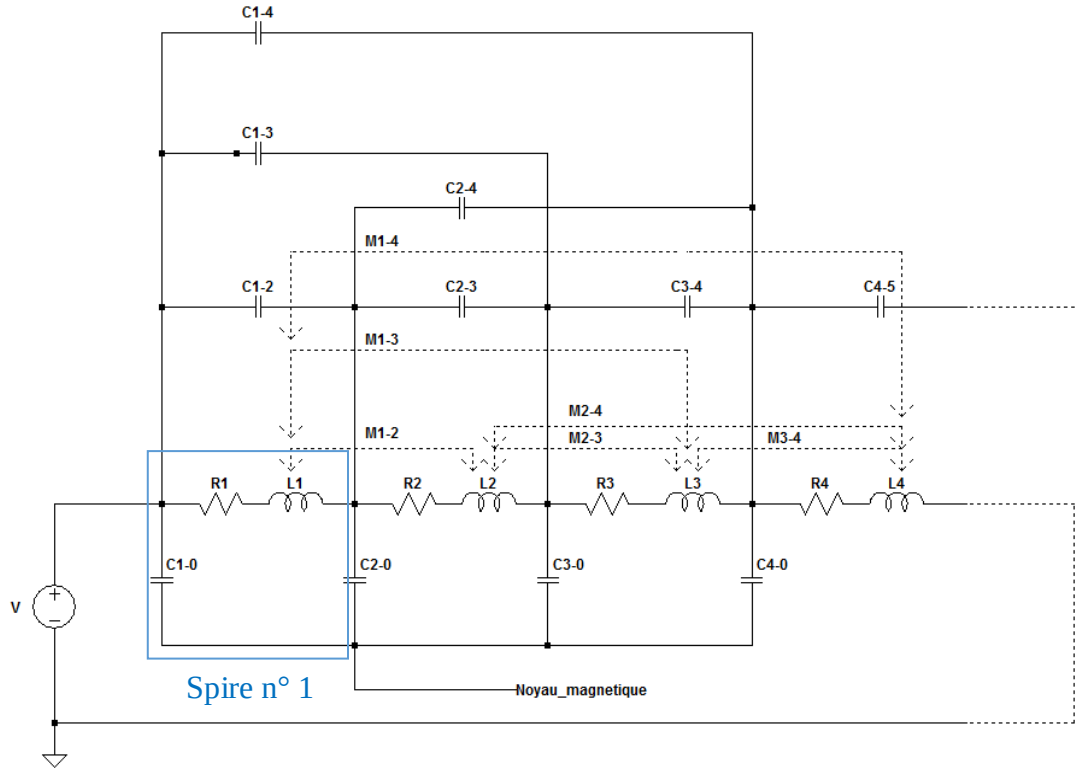


Figure II.5 : Circuit électrique équivalent d'une portion de 4 spires de la bobine autour du noyau magnétique.

II.4 Détermination des paramètres du circuit équivalent par Éléments Finis

Deux modules du logiciel EF sont utilisés pour le calcul des paramètres de la bobine : un module magnétostatique/magnéto-harmonique permettant le calcul des éléments inductifs et résistifs du circuit équivalent, et un module électrostatique pour le calcul des éléments capacitifs.

En 2D deux configurations sont possibles : une configuration « Plan » qui consiste à considérer en plus des axes x et y une profondeur qui corrrespondrait dans notre cas à la longueur d'une spire. Dans le cas de notre dispositif, une configuration « axisymmétrique » est plus adaptée car elle permet de mieux tenir compte de la forme des enroulements de la bobine (figure II.6).

Dans le cas d'une bobine dans l'air (sans noyau magnétique en ferrite), une modélisation 2D axisymétrique de la bobine est adaptée. Par contre, le noyau magnétique en ferrite utilisé dans cette étude n'a pas une géométrie axisymmétrique (cf. figure II.6), si bien qu'une modélisation 3D deviendrait nécessaire. Cependant, nous avons tout de même opté, pour des

raisons de temps de calcul, pour la modélisation 2D axisymétrique. Nous avons toutefois adapté le modèle en modifiant les dimensions du circuit magnétique afin de conserver les valeurs du flux magnétique présent dans la structure en travaillant à section de ferrite équivalente.

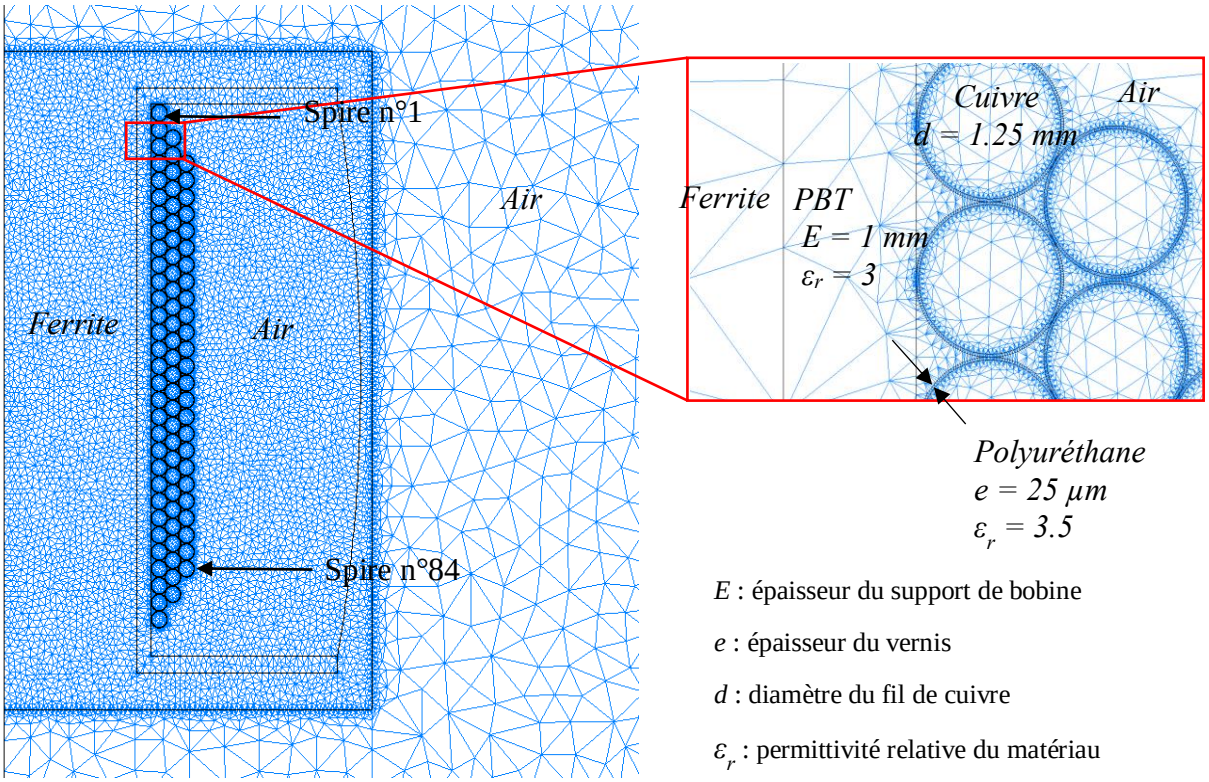


Figure II.6 : Géomètrie de la bobine modélisée et maillée dans le module magnétique de FEMM

II.4.1 Calcul magnétique

Le module magnétique de FEMM permet de remonter aux valeurs des inductances propres et mutuelles entre toutes les spires de la bobine ainsi qu'aux résistances propres de chaque spire pour une fréquence donnée dans la gamme [100Hz – 100MHz]. Il est basé sur une formulation en potentiel vecteur **A** tel que $\boldsymbol{B} = \boldsymbol{rot}(\boldsymbol{A})$ avec **B** l'induction magnétique. L'invariance de l'induction dans la profondeur permet de ne tenir compte que de la composante de **A** suivant cette direction. Dans le cas 2D, le potentiel **A** peut être considéré comme un scalaire [65].

La géométrie du système (bobine + noyau magnétique) est d'abord entrée dans le logiciel, puis les matériaux qui le constitue et leurs propriétés sont définis. Une condition limite qui consiste à imposer un potentiel magnétique nul $\boldsymbol{A} = \boldsymbol{0}$ sur les frontières suffisament éloignées du système a été appliquée sur une partie de la frontière du domaine de calcul. Le choix d'un maillage adapté à la fréquence de calcul est également important. Pour tenir compte au mieux

de l'effet pelliculaire à la fois dans les conducteurs et dans le noyau magnétique, nous avons fait en sorte que la taille d'un segment d'une maille soit plus petite que l'épaisseur de peau du conducteur. Cette dernière est fonction de la fréquence.

Chaque conducteur est considéré comme une source de courant : un courant d'une intensitéde 1A est imposé sur le premier conducteur et 0A sur tous les autres. Le logiciel calcule alors la distribution de champ magnétique et des courants induits dans chaque conducteur. La démarche est ensuite appliquée pour chaque spire de la bobine, ce qui permet de récupérer une matrice *NxN* d'inductances, dont la diagonale représente les inductances propres de chaque spire et le reste les inductances mutuelles entre la spire alimentée et les autres spires, avec une symétrie autour de la diagonale car $M_{i-j} = M_{j-i}$, un vecteur de taille *1xN* quant à lui enregistre les valeurs de résistances propres de chaque spire.

II.4.1.1 Calcul des inductances propres L_i et mutuelles M_{i-j}

L'inductance d'une bobine ou, dans notre cas, d'une spire est définie comme le rapport entre le flux magnétique φ embrassé par le circuit et le courant I qui circule dans la spire, n étant le nombre de spires :

$$L = n\frac{\varphi}{I} \qquad \text{II.3}$$

En post-traitement du calcul EF, l'inductance d'une spire peut être calculée à partir du potentiel vecteur magnétique [65] tel que :

$$L_{self} = \frac{\int (A\,.J)\,.\ dV}{I^2} \qquad \text{II.4}$$

Où $\boldsymbol{A}$ est le potentiel vecteur magnétique en [Wb/m], $\boldsymbol{J}$ la densité de courant dans le conducteur en [A/m^2], $\boldsymbol{dV}$ un élément volumique en [m^3] et $\boldsymbol{I}$ le courant en [A]. Une intégration du produit sur le volume du conducteur permet de remonter à la valeur de son inductance propre.

Les inductances mutuelles sont également calculées à partir du potentiel vecteur par la formule suivante :

$$M_{i-j} = \frac{\int (A_i \,.\, J_j) \,.\, dV_j}{I_i \cdot I_j} \qquad \text{II.5}$$

Où $\boldsymbol{A_i}$ est le vecteur potentiel magnétique produit par le conducteur excité d'indice i (la source de courant), $\boldsymbol{J_j}$ la densité de courant induite dans le conducteur d'indice j, $\boldsymbol{dV_j}$ un élément de volume du conducteur j, $\boldsymbol{I_i}$ est le courant d'excitation, et $\boldsymbol{I_j}$ le courant induit dans le conducteur j.

Les courbes de la figure II.7 montrent les valeurs d'inductances calculées spire par spire aux fréquences de 100Hz et 10MHz. On constate que les spires qui sont situées aux bords du noyau magnétique ont des valeurs d'inductances plus élevées que celles qui sont situées au centre (le lien entre la position des spires et leur numéro est donnée sur la figure II.4). Toutefois, à basse fréquence, cette différence n'est pas très importante. Par exemple, à 100Hz un écart de seulement 1.3% entre l'inductance de la spire la plus au bord (n°1) et celle de la spire du milieu (n°16) est constaté. Cependant, la différence devient plus importante et non négligeable quand la fréquence est élevée. À 10MHz elle passe à près de 15%. Cette différence s'explique par le fait que les spires situées aux bords du noyau magnétique sont confrontées à une section de ferrite plus importante que les spires centrales, comme on peut le voir sur les figures II.8-a et II.8-b qui représentent la distribution des lignes du champ magnétique à *f = 100Hz* et *f = 10MHz* respectivement.

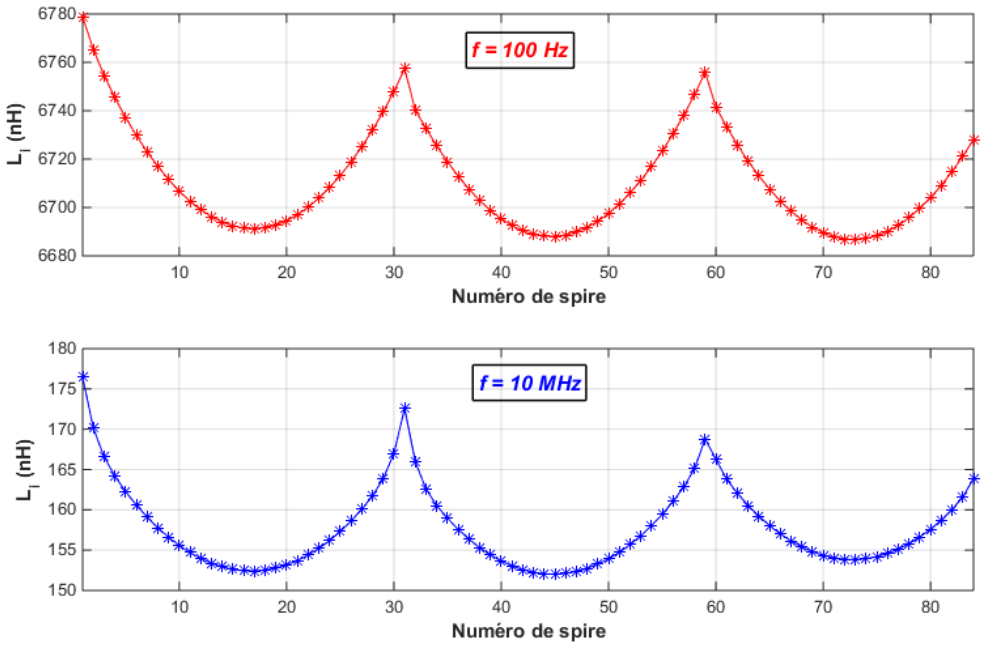


Figure II.7 : Évolution de l'inductance en fonction de la position des spires au sein du bobinage

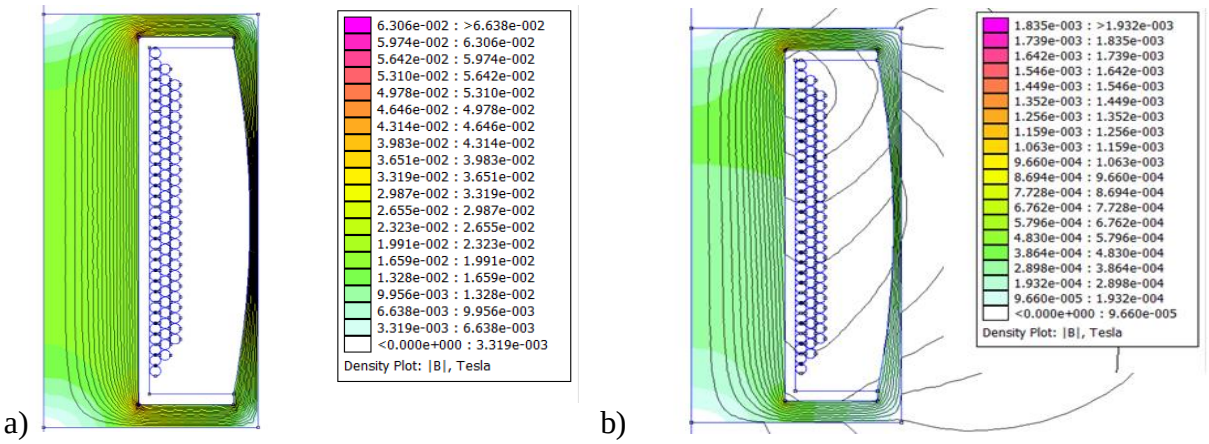


Figure II.8 : Distribution des lignes du champ magnétique en fonction de la fréquence : a) f=100Hz, b) f=10MHz

Afin de mieux évaluer l'influence de la fréquence sur les valeurs des inductances, la méthode de calcul de ces dernières, décrite plus haut, a été appliquée à différentes fréquences (de 100Hz à 100MHz avec un pas logarithmique).

La figure II.9 représente l'évolution de la valeur moyenne de l'inductance des 84 spires en fonction de la fréquence. On peut alors constater que la fréquence impacte fortement les valeurs d'inductances. En effet, les valeurs d'inductances baissent de trois ordres de grandeur entre les basses fréquences (≤ 1MHz), et les hautes fréquences (> 1MHz).l

La figure II.10 représente l'évolution de la perméabilité relative (μ_r) du noyau magnétique (courbe issue du document technique du constructeur). Elle montre que jusqu'à une fréquence de 1MHz, la perméabilité relative du noyau est élevée (μ_r=2300) et quasi-constante, elle permet de canaliser les lignes de flux et donc d'augmenter la densité de flux. Cependant quand la fréquence augmente au-delà de 1MHz, la perméabilité de la ferrite baisse fortement, par conséquent le noyau ne joue plus le rôle de « canaliseur » de flux magnétique. L'inductance d'une spire étant un paramètre qui évolue proportionnellement au flux magnétique φ créé par le passage du courant dans cette dernière (formule II.3), quand le flux baisse, l'inductance baisse également.

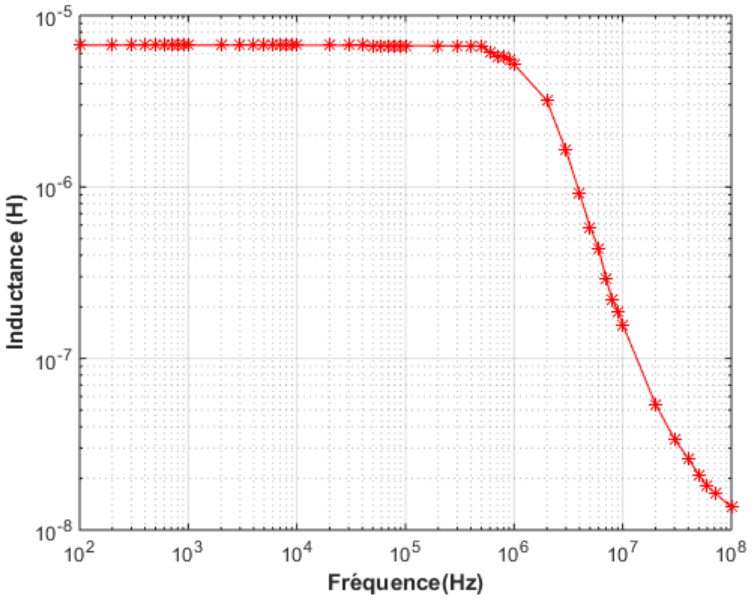
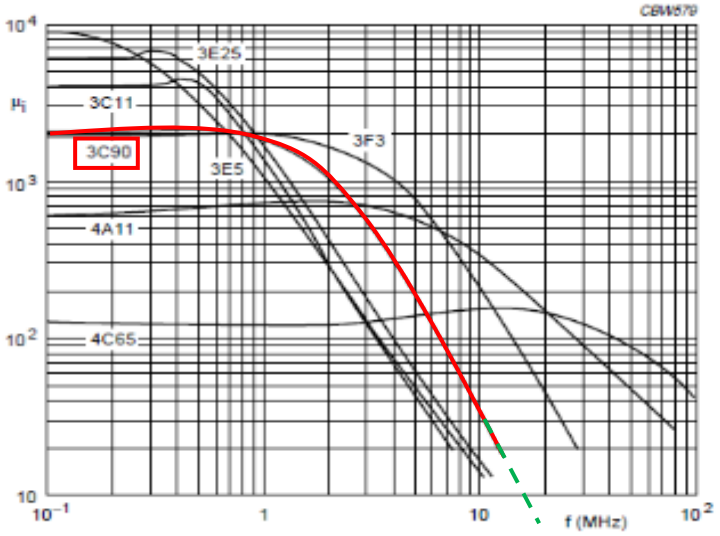


Figure II.9 : Évolution de l'inductance moyenne d'une spire en fonction de la fréquence



Extrapolation de la courbe $\mu_r(f)$ au-delà de 10 MHz

Figure II.10 : Évolution de la perméabilité relative du noyau magnétique (3C90) en fonction de la fréquence

II.4.1.2 Calcul des résistances R_i

En basse fréquence, lorsque la densité de courant se répartit uniformément dans le conducteur, la résistance de ce dernier dépend des propriétés du matériau qui le constitue ainsi que de sa géométrie. La formule suivante permet de calculer la valeur de la résistance :

$$R = \rho \frac{l}{S} \qquad \text{II.6}$$

Avec ρ la résistivité du matériau (Ω·m), l la longueur du fil (m) et S la section du fil (m^2).

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, 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 (II.7) :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \qquad \text{II.7}$$

Où μ est la perméabilité du matériau (H/m) et f la fréquence (Hz). Comme le montre la formule (II.7) l'épaisseur de peau diminue quand la fréquence augmente, lorsque l'épaisseur de peau devient plus petite que le rayon du conducteur, l'effet pelliculaire devient non négligeable et doit être pris en compte dans le calcul de la résistance, une approximation de cette dernière peut être faite selon la formule (II.8) pour des conducteurs de section cylindrique [66] :

$$R = \rho \frac{l}{\pi(r^2 - (r-\delta)^2)} \qquad \text{II.8}$$

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 comme le montre les courbes de la figure II.11.

La courbe bleue de la figure II.11 montre que la résistance passe par un maximum qui se situe autour de 2 MHz avant de diminuer. Ceci peut être expliqué par la variation des propriétés magnétiques du noyau en ferrite, comme on peut le voir sur les courbes de la figure II.10. En effet, quand la perméabilité de ce dernier diminue, les courants induits baissent également et l'effet de proximité créé par le noyau décroit.

La combinaison de ces deux phénomènes modifie complètement la répartition de la densité de courant dans un conducteur, les figures II.12-a et II.12-b l'illustrent bien. En effet, quand la fréquence est importante (figure II.12-b) la densité de courant se retrouve concentrée sur des épaisseurs non seulement de plus en plus fines du conducteur, mais aussi seulement à proximité des conducteurs voisins.

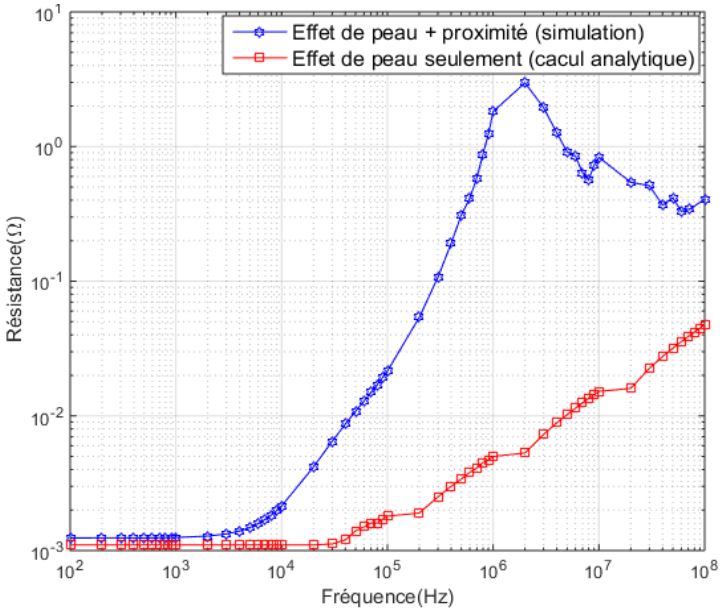


Figure II.11 : Évolution de la résistance d'une spire (valeurs moyennes) en fonction de la fréquence, influence de l'effet de peau et de proximité

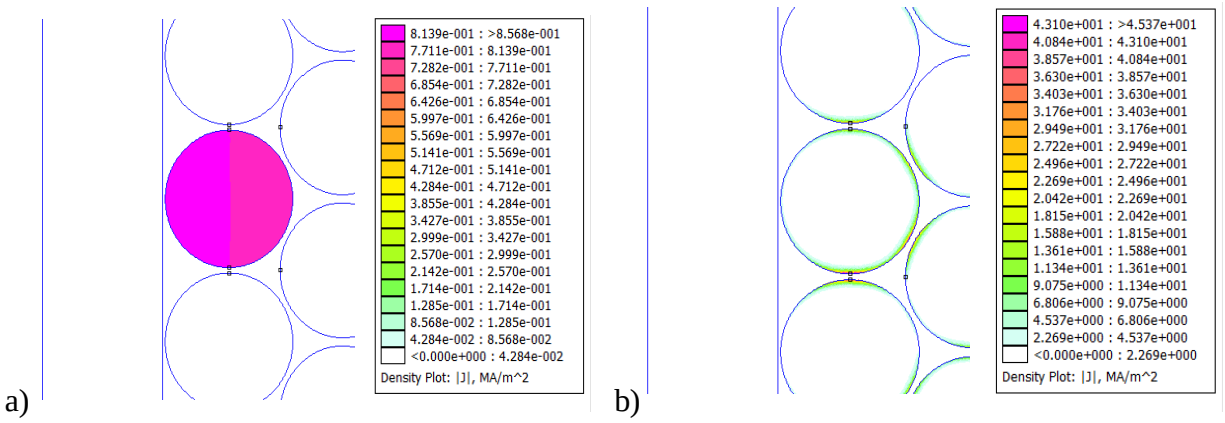


Figure II.12 : Distribution de la densité de courant dans les conducteurs en fonction de la fréquence : a) f=100Hz, b) f=10MHz

Le module magnétique de FEMM (dans lequel sont calculées les résistances) tient bien compte de ces deux contraintes. Les courbes de la figure II.13 montrent les valeurs des résistances calculées spire par spire à une fréquence de 100Hz et 10MHz.

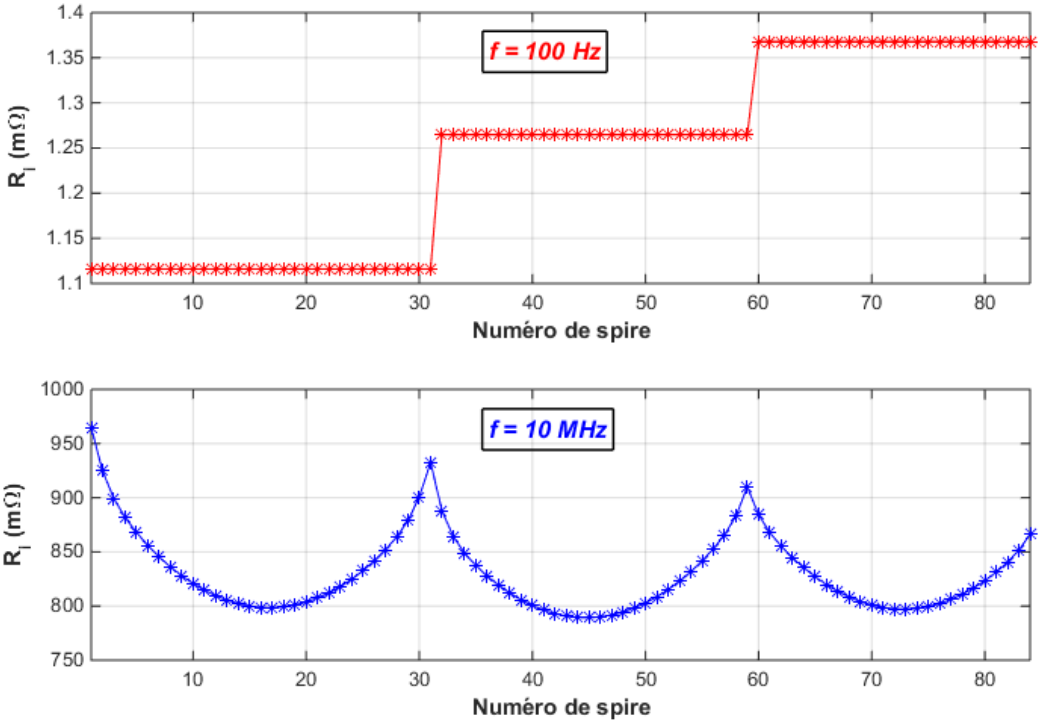


Figure II.13 : Résistances des spires en fonction de leurs positions dans la bobine pour les deux configurations et à deux fréquences différentes (f=100Hz, f=1MHz)

On constate qu'à basse fréquence, les valeurs de résistances sont seulement impactées par la longueur des spires, comme le montre la formule II.9, c'est pourquoi les spires des couches supérieures présentent des valeurs plus élevées. Alors qu'à haute fréquence, c'est la position des spires par rapport au noyau magnétique qui a le plus d'influence sur les valeurs de résistance : les spires qui sont situées sur les bords ont des résistances plus élevées par rapport à celles qui sont situées au centre (par exemple pour la première couche, il y a un écart de 20% entre la première (spire n°1) située au bord de la bobine et la spire du milieu (spire n°16), cela est dû à l'effet de proximité avec le noyau magnétique que subissent les spires situées à ses bords, ce qui n'est pas le cas des spires situées au centre car elles sont plus éloignées. En effet, même si ces dernières sont entourées par plus de conducteurs, l'influence du noyau magnétique semble être plus importante. Il faut noter que cet effet évalué pour la géométrie 2D axisymétrique choisie sera peut être différent dans la réalité du fait de la forme 3D du circuit magnétique.

II.4.2 Calcul électrostatique des capacités

Dans ce cas, c'est le module électrostatique de FEMM qui est utilisé pour le calcul des capacités spire-spire et spire-carcasse de la bobine, la géométrie du système est d'abord définie comme dans le cas précédent (figure II.6), 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.

De la même façon que dans le cas du calcul magnétique, chaque conducteur de la bobine peut être défini comme une source de tension dans ce cas : on impose alors une tension de 1V sur le premier conducteur et 0V sur tous les autres et sur la carcasse métallique de façon à avoir une différence de potentiel entre les conducteurs. Ensuite le potentiel de 1V est appliqué au second conducteur, etc… Après chaque simulation le logiciel calcule la répartition du champ électrique et détermine la quantité de charge sur chaque conducteur, la capacité étant alors déduite facilement avec la relation (II.9) :

$$C = \frac{Q}{V} \qquad \text{II.9}$$

A la fin de la simulation, une matrice *NxN* (*N* étant le nombre de spires) résulte du calcul (formule II.10), avec une symétrie et une redondance autour de la diagonale qui représente les capacités par rapport au noyau magnétique (figure II.14).

$$\begin{pmatrix} C_{1-0} & \cdots & C_{1-n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n-1} & \cdots & C_{n-0} \end{pmatrix} \qquad \text{II.10}$$

Les valeurs du tableau II.1 représentent les capacités moyennes respectivement entre deux spires adjacentes (i ,i+1), entre une spire 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 70 fois plus faible par rapport à celle entre deux spires adjacentes. Cependant, nous avons tout de même fait le choix de prendre en compte l'ensemble des capacités dans le modèle.

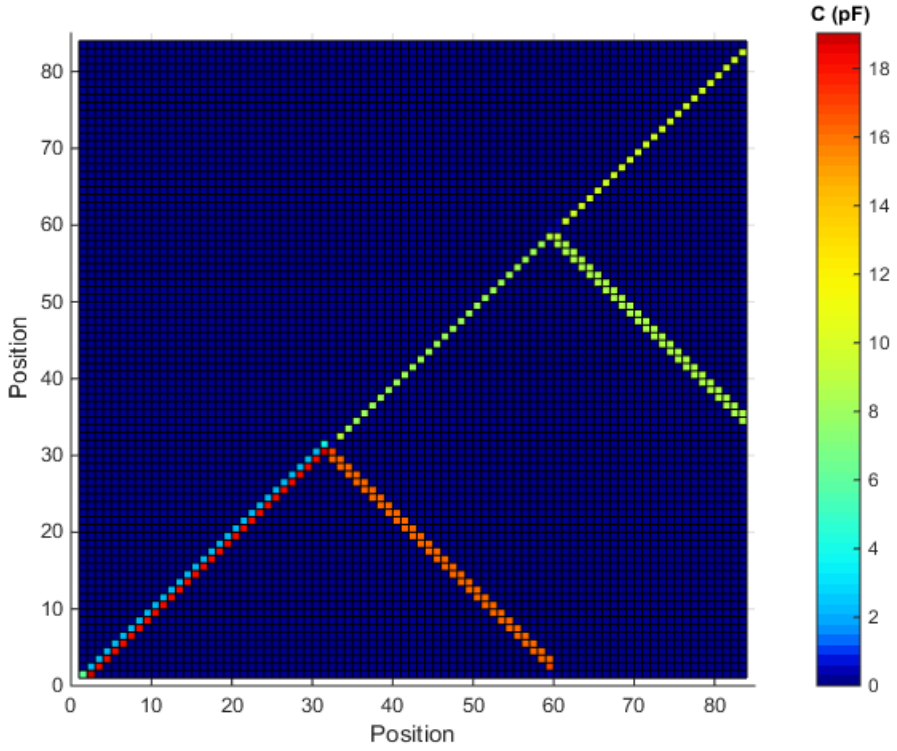


Figure II.14 : Matrice des capacités spire-spire et spire-noyau magnétique

Tableau II.1 : Valeurs des capacités spire-spire et spire-noyau selon la position des spires dans la bobine

Spires adjacentes ***$C_{i,\,i+1}$ (pF)***	***Spires non adjacentes*** ***$C_{i,\,i+2}$ (pF)***	***Spire-noyau*** ***$C_{i\text{-}0}$ (pF)***
5,93	***0,0825***	***2.57***

II.5 Validation du modèle de la bobine dans le domaine fréquentiel

Après avoir calculé tous les paramètres du schéma électrique équivalent de la bobine, le but dans un premier temps est de valider le modèle par l'étude de l'évolution de l'impédance de la bobine en fonction de la fréquence. Pour cela, la bobine est alimentée par une source de tension alternative (AC), ensuite pour chaque fréquence à laquelle sont calculés par le module magnéto-harmonique de FEMM les éléments résistifs et inductifs de la bobine ($R_i(f)$, $L_i(f)$, $M_{i\text{-}j}(f)$, avec

i=1,2,…n) (les éléments capacitifs étant calculés seulement en statique sont donc constants en régime fréquentiel), le module et la phase de l'impédance sont calculés. Une courbe de l'évolution de l'impédance en fonction de la fréquence est alors obtenue. Afin de valider les résultats des simulations, des mesures expérimentales sont réalisées sur la bobine de la figure II.2 à l'aide d'un analyseur d'impédance de type HP 4294 A. Les figures II.15 et II.16 représentent respectivement l'évolution du module et de la phase de l'impédance en fonction de la fréquence.

Pour les deux grandeurs, les courbes simulées (en rouge) sont comparées aux courbes expérimentales (en bleu). La correspondance mesure/modélisation est globalement satisfaisante. Malgré un léger décalage autour de la première fréquence de résonance puis entre 20 MHz et 50 MHz. Le modèle proposé de la bobine s'avère valable sur une large gamme de fréquence.

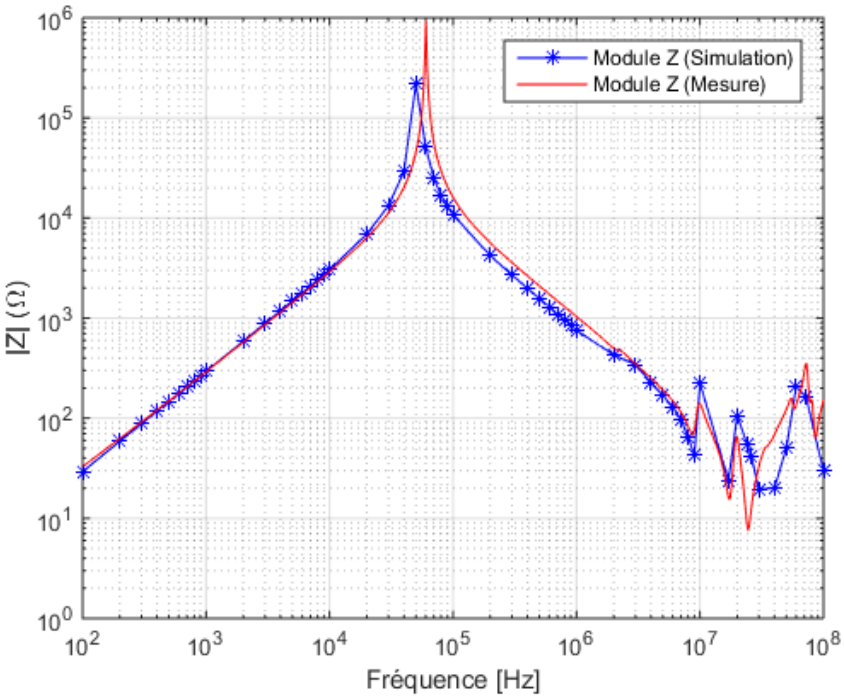


Figure II.15 : Évolution du module de l'impédance en fonction de la fréquence, comparaison entre mesures et simulations

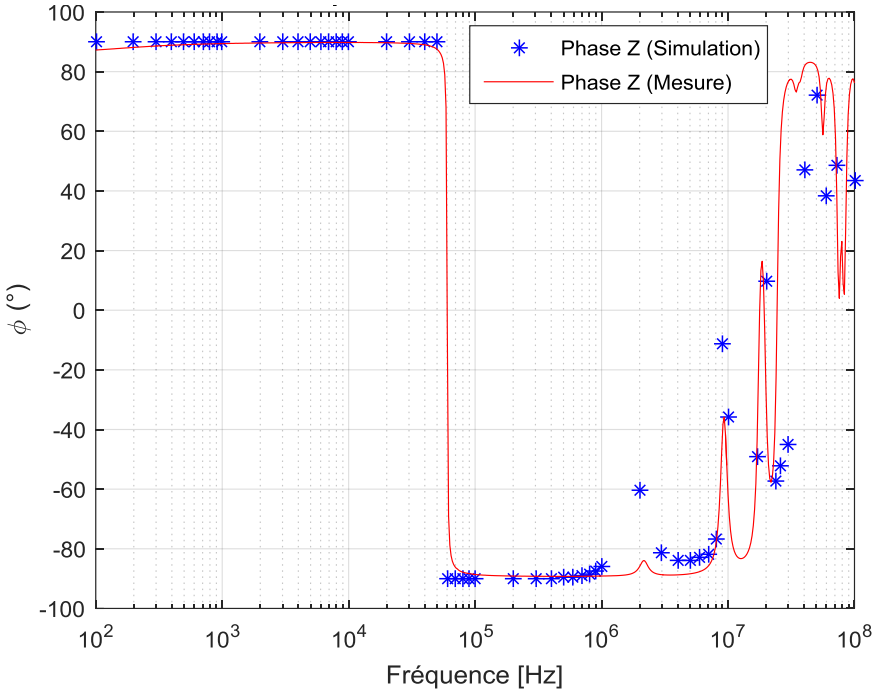


Figure II.16 : Évolution de la phase de l'impédance en fonction de la fréquence, comparaison entre mesures et simulations

II.6 Étude en régime temporel

Dans cette partie, une étude de la bobine dans le domaine temporel est menée, en vue de reproduire en simulation le comportement transitoire de la tension lorsque la bobine est alimentée en MLI. Deux configurations de charge ont été étudiées : avec ou sans câble de liaison avec le convertisseur.

II.6.1 Le dispositif expérimental

Le dispositif utilisé est illustré par la photographie de la figure II.17 et par le schéma de la figure II.18, il est constitué d'une alimentation DC 1000V-8A (1), d'un onduleur triphasé à IGBT 650V/400A (2) dont un seul bras a été utilisé, d'une sonde différentielle haute tension (bande passante de 100MHz) (3) et d'un oscilloscope (4), la commande est réalisée à l'aide d'un GBF (Générateur Basse Fréquence) (5). Les caractéristiques du signal de tension en sortie du bras de pont sont les suivantes :

- Fréquence de découpage : $f = 10kHz$.
- Amplitude de tension du bus continu : $Vdc = 50\,V, 100V, 150V$. Ces valeurs sont faibles par rapport aux tensions utilisées dans un système réaliste. Le choix a été guidé par la nécessité d'une part de ne pas utiliser des tensions pouvant induire des décharges

partielles, et par la nécessité de ne pas générer des courants d'intensités trop importantes.

- Rapport cyclique : $\alpha \approx 4\%$.
- Temps de montée de la tension (10% à 90% de V_{dc}) : $t_r = 65\ ns$.

L'introduction de la sonde de tension dans la boucle de mesure peut toutefois avoir un effet perturbateur [58], car la capacité d'entrée de la sonde peut être du même ordre de grandeur que la capacité de la bobine. La sonde différentielle utilisée dans le cadre de ce travail possède une capacité d'entrée de 1pF, elle reste faible devant la capacité équivalente de la bobine. L'influence de la sonde est toutefois plus importante sur les dernières spires où la capacité globale de la bobine devient faible.

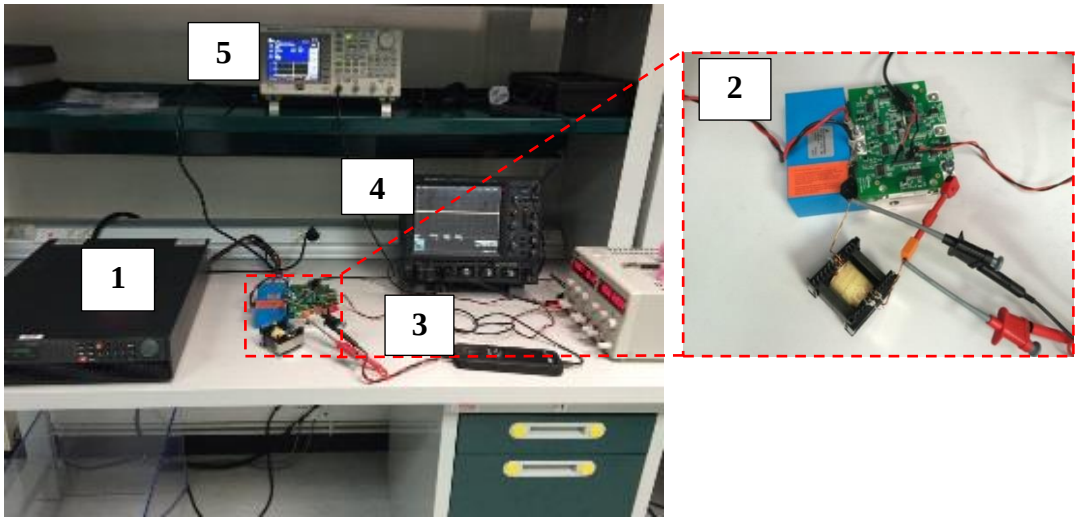


Figure II.17 : Photographie du montage expérimental de mesure de tension

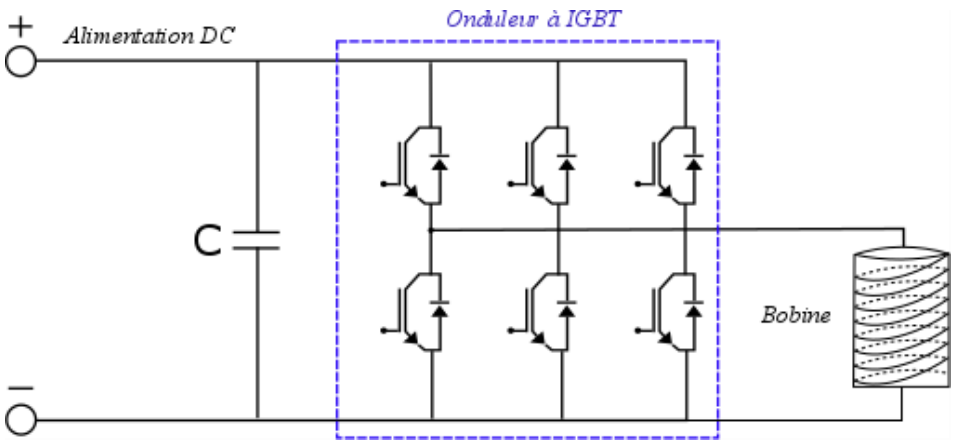


Figure II.18 : Schéma du banc expérimental de mesure de tension

II.6.2 Méthodologie de simulation en régime temporel

Le schéma de la figure II.19 illustre la méthode utilisée pour les simulations dans le domaine temporel, le schéma électrique de la bobine est le même que celui présenté dans la figure II.5. Souvent, dans les applications industrielles, l'alimentation d'une machine ne se trouve pas forcément proche physiquement de cette dernière, différents types de câbles peuvent alors servir de liaison entre ces deux éléments. Cependant, comme discuté dans le paragraphe I.5.1 du chapitre précédent, ce n'est pas sans conséquences en termes de surtensions au niveau de la machine. C'est pourquoi nous avons considéré dans cette étude, deux configurations de charge : une bobine sans câble de liaison avec le module, et une bobine avec un câble (bifilaire « classique ») d'une longueur de un mètre. Afin de s'affranchir de la modélisation du bloc d'alimentation (module + câble quand il est présent) et de se mettre dans les conditions expérimentales, dans le modèle, la donnée d'entrée est la tension mesurée expérimentalement aux bornes de la bobine, à l'aide du dispositif présenté dans le paragraphe précédent.

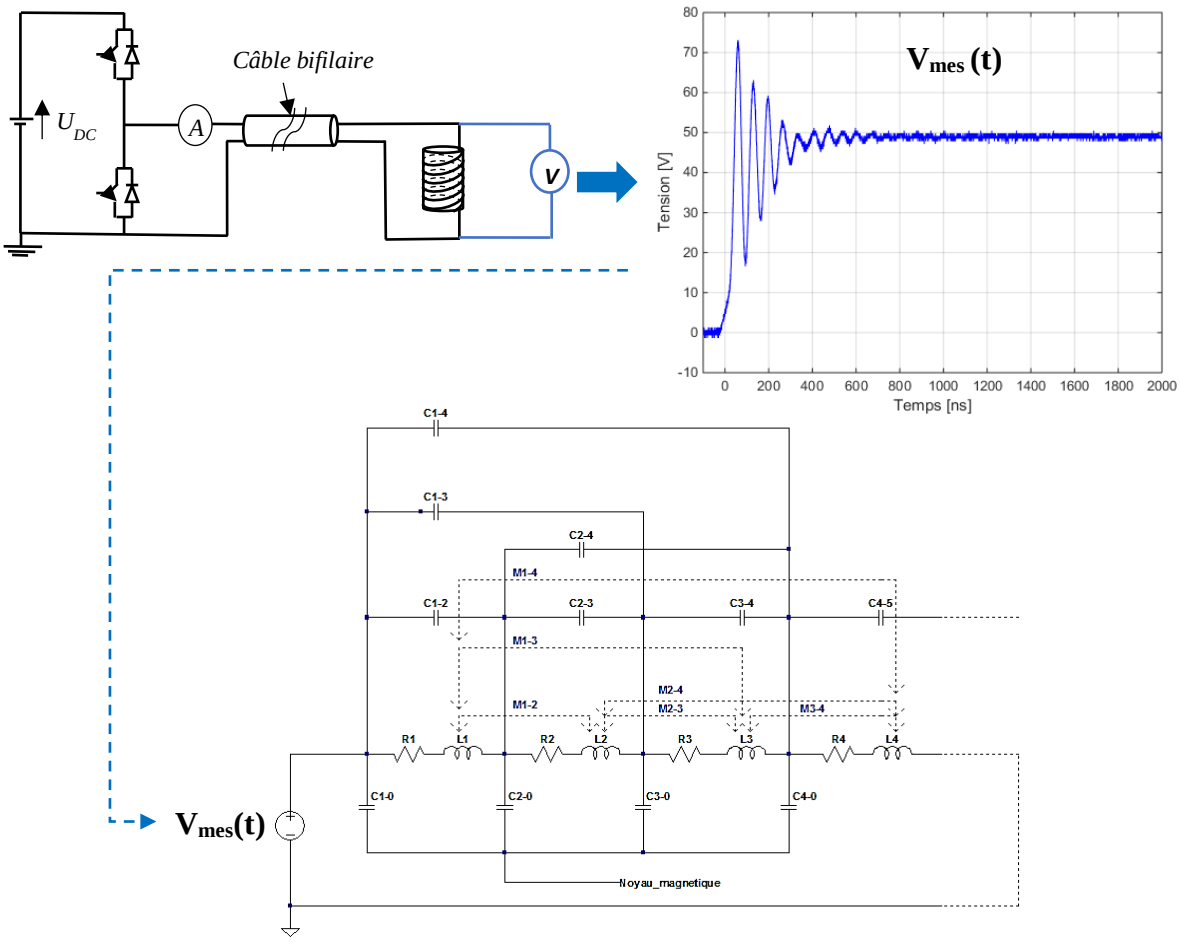


Figure II.19 : Schéma explicatif de la démarche de modélisation en régime temporel

II.6.3 Résultats des simulations

Une approche plus rigoureuse pour la simulation du régime transitoire, consisterait à recomposer le signal temporel à partir de sa décomposition harmonique. Cependant, dans la littérature, on reporte qu'une bonne approximation peut être obtenue en faisant le calcul avec des paramètres dont la valeur est prise pour une fréquence correspondant à l'inverse du temps de montée de la tension [46], [63] comme discuté dans le paragraphe II.3. Dans son étude, Wright [64] quant à lui considère le temps de montée le plus critique : compte tenu des technologies les plus utilisées actuellement, le temps de montée le plus rapide est supérieur à 10ns, cela correspond donc à une fréquence de 100 MHz.

Dans notre cas, les simulations temporelles du système ont été faites en utilisant les paramètres calculés pour plusieurs fréquences. Les courbes de la figure II.20 montrent un exemple de courbes issues des simulations avec des paramètres (R, L, M) calculés à différentes fréquences. Elles sont comparées à la mesure. Les courbes représentent la tension sur la spire n°59 de la bobine. On peut voir que sur la première oscillation, les courbes issues des simulations se superposent quasiment. Sur les oscillations suivantes, la courbe correspondant à f = 15MHz (correspondant à l'inverse du temps de montée) présente un décalage important par rapport à la courbe expérimentale. La fréquence qui semble la plus adaptée à notre étude est de 60 MHz, ce qui rejoint l'hypothèse posée par Wright. Par la suite (simulation du régime transitoire), les valeurs des différents paramètres du modèle seront donc prises à 60 MHz. Le choix de cette fréquence a été corroboré par la forme d'onde du courant obtenue en simulation. En effet, les courbes de la figure II.21 représentent l'évolution du courant dans la bobine. Les courbes obtenues en simulation pour plusieurs fréquences de calcul sont comparées à la courbe issue de la mesure. On peut voir dans cette figure que la courbe théorique correspondant à la fréquence de 60MHz est celle qui se rapproche le mieux de la courbe expérimentale.

Dans cette partie, les résultats obtenus par simulation sont comparés à des mesures réalisées sur banc. Pour cela, la démarche de modélisation expliquée auparavant est appliquée à la bobine sous test : l'échelon de tension mesuré aux bornes de la bobine est utilisé en entrée du modèle équivalent de la bobine sous LTspice. Les tensions simples (par rapport à la masse de l'alimentation DC) des spires qui sont situées aux extrémités de la bobine (et donc les plus accessibles) servent de points de comparaison entre mesure et simulation (cf. figure II.2 et figure II.4).

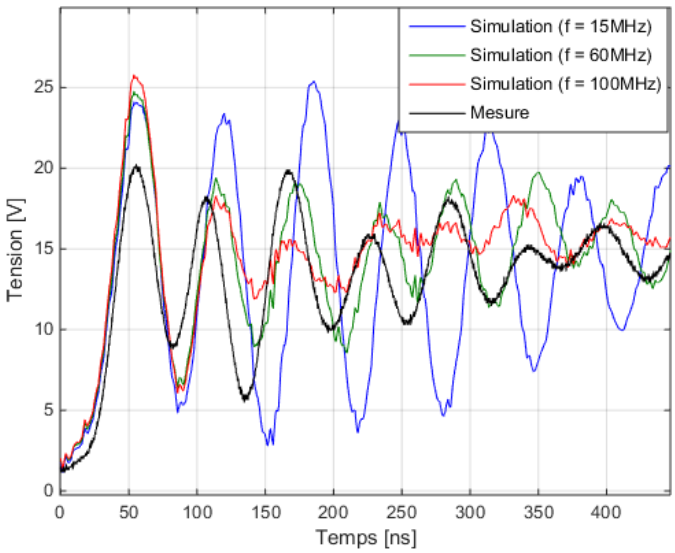


Figure II.20 : Tension sur la 59ème spire. Comparaison entre la mesure et des simulations avec des paramètres calculés à différentes fréquences

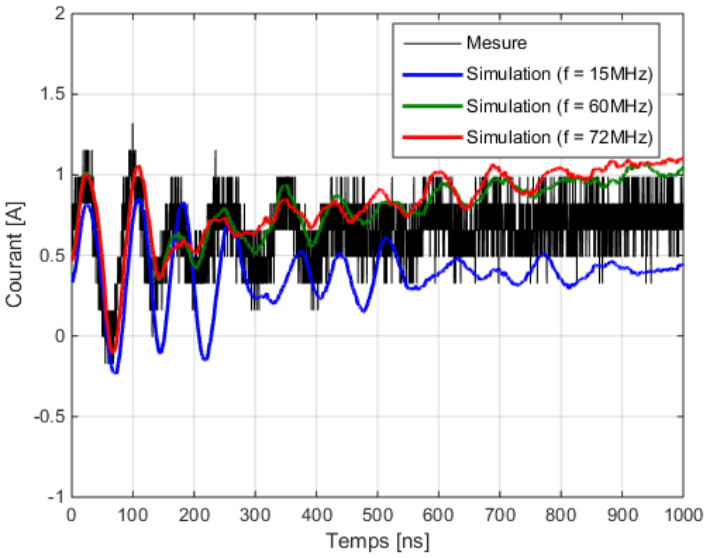


Figure II.21 : Évolution du courant dans la bobine. Comparaison entre la mesure et des simulations avec des paramètres calculés à différentes fréquences

II.6.3.1 Comparaison des tensions simples

Les résultats présentés sur les figures II.22 et II.23 montrent un accord satisfaisant entre mesure et simulation sur toute la plage temporelle, ce qui signifie que le modèle de la bobine permet de bien décrire le comportement transitoire de la tension de la première spire à la 31ème.

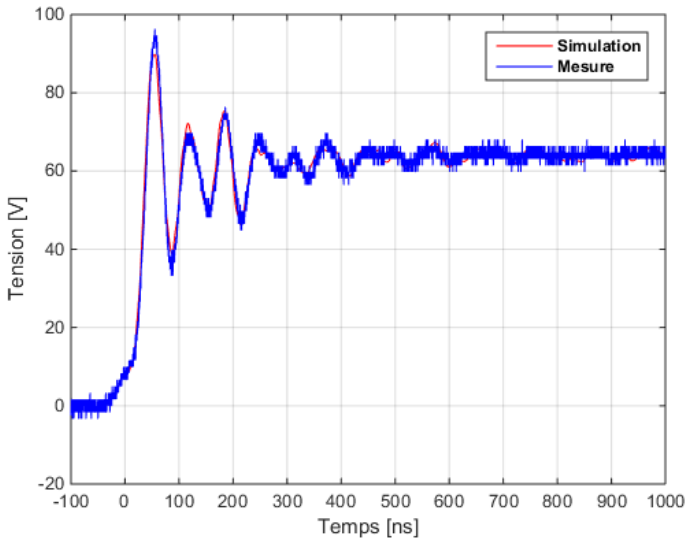


Figure II.22 : Tension simple sur la 31e spire, bobine sans câble de liaison avec le convertisseur

Par ailleurs, concernant les valeurs des tensions atteintes il est important de noter qu'au niveau de la 31e spire, la surtension relative produite au niveau de cette spire atteint 53% du régime établi ($V_{max} = 96V$) dans le cas de l'absence du câble de liaison. Elle est amplifiée en présence du câble pour atteindre 71%, ce qui illustre bien l'effet que produit un câble en termes de surtensions supplémentaires induites au niveau du bobinage (figure II.26).

Dans la figure II.24 est représentée la tension sur la 59e spire dans le cas de l'absence du câble, elle met en évidence un écart maximum de l'ordre de 16% sur l'amplitude des oscillations de tension. On peut cependant remarquer que le décalage temporel au niveau des maximas de tension est faible sur les 150 premières nanosecondes.

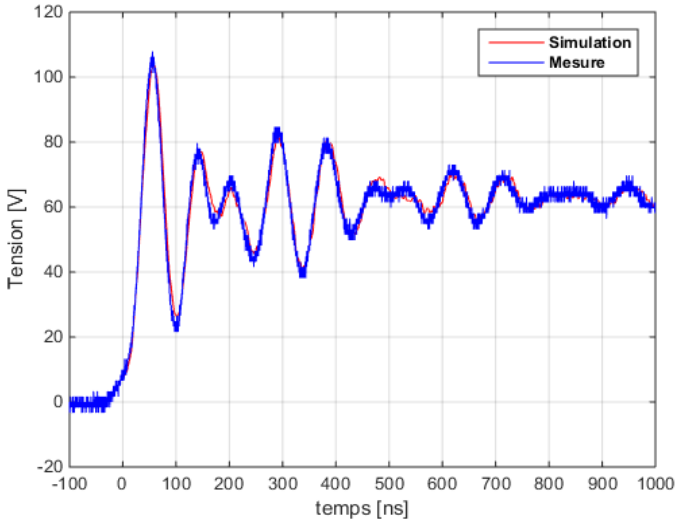


Figure II.23 : Tension simple sur la 31^{e} spire, câble bifilaire de 1m de longueur entre le convertisseur et la bobine

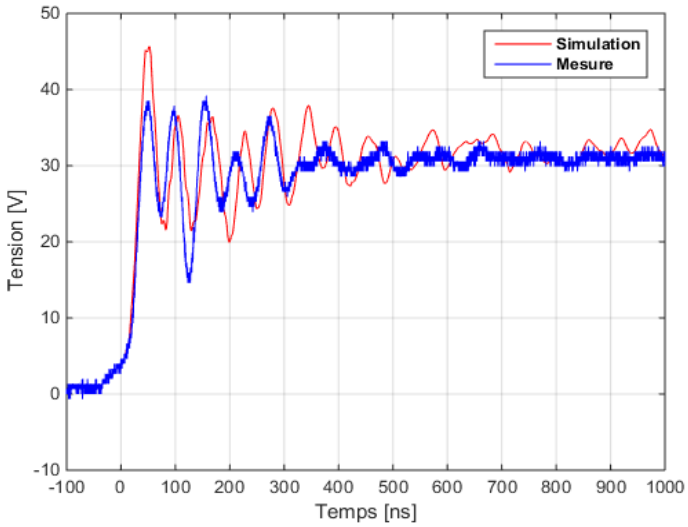


Figure II.24 : Tension simple sur la 59e spire, bobine sans câble de liaison avec le convertisseur

Ce comportement est probablement dû à l'accumulation de petites erreurs de calcul sur chaque circuit élémentaire d'une spire le long de la bobine créant ainsi un écart du modèle au bout d'un certain nombre de spires. En revanche cet effet est moins prononcé dans le cas de la présence d'un câble de liaison (figure II.25) : à l'exception d'une surestimation de l'amplitude de la première oscillation (également de l'ordre de 16%), le modèle reproduit assez bien la mesure notamment en termes de fréquence d'oscillation qui est, en comparaison au cas précédent, moins élevée. En effet le câble agit non seulement comme amplificateur de surtension mais il créé également un retard dans la propagation des ondes incidentes et réfléchies entre la source et la bobine [27], [31] (cf. figure II.26). Il apparaît alors que quand la fréquence des oscillations de tension est trop élevée, l'erreur de modélisation tend à augmenter à mesure qu'on s'éloigne de l'entrée de la bobine.

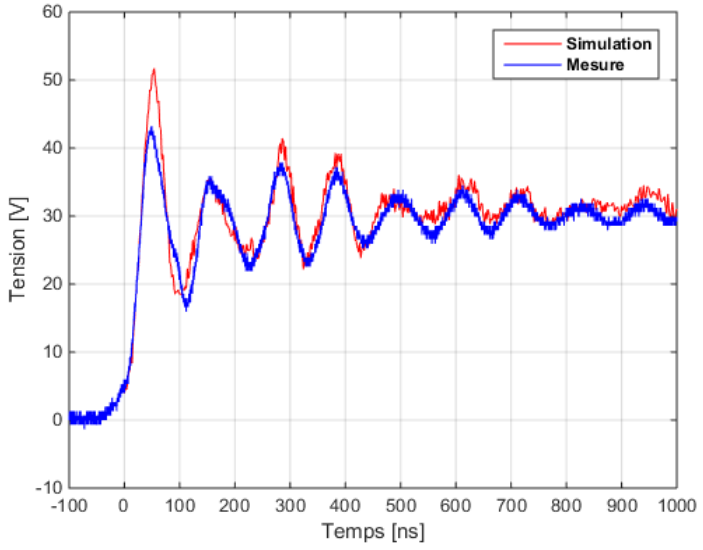


Figure II.25 : Tension simple sur la 59e spire, câble bifilaire de 1m de longueur entre le convertisseur et la bobine

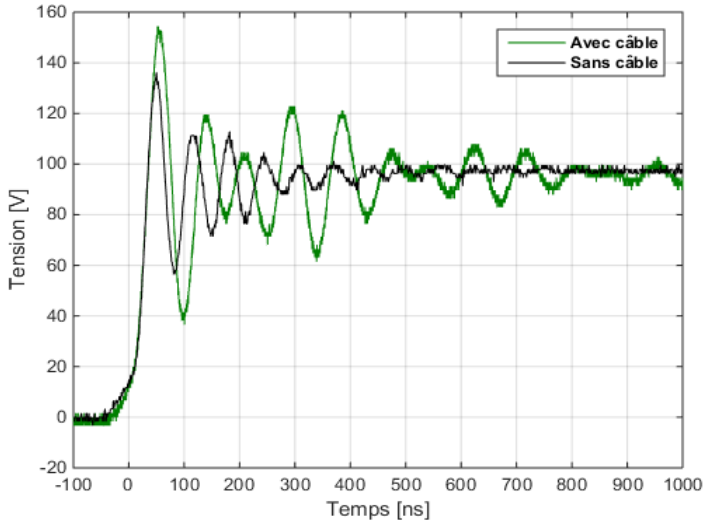


Figure II.26 : Tension à l'entrée de la bobine, comparaison avec/sans câble de liaison entre la bobine et le convertisseur (résultats de mesures)

II.6.3.2 Comparaison des tensions composées

Les figures II.27 et II.28 montrent la tension composée entre la première spire et la 59ème spire. En simulation, la tension composée est calculée à partir de la différence entre les tensions simples V1 et V59.

Cette tension composée est particulièrement critique en termes de contraintes électriques locales : en effet, ces deux spires sont éloignées « électriquement » mais se retrouvent proches

géométriquement (figure II.4) [67]. Cette zone peut alors être le siège d'un champ électrique important pouvant engendrer, si les niveaux de tension sont assez élevés, une décharge partielle qui contribuera à un vieillissement prématuré de l'isolation inter-spires, comme discuté dans le chapitre précédent (paragraphe I.4.4).

Dans le cas de cette bobine, en régime établi, la différence de potentiel entre ces deux spires est de 63V. Dans le cas de la bobine sans câble de liaison (figure II.27), on observe un dépassement ponctuel de 52% de cette valeur, soit une différence de potentiel max de 104V. En présence d'un câble de 1 m entre le convertisseur et la bobine, ce dépassement est de 64% soit une différence de potentiel de 113V (figure II.28). Bien sûr, à ces niveaux de tension, il est peu probable d'affecter l'isolation, mais ce résultat montre que, localement au sein d'un bobinage, de fortes différences de potentielles peuvent apparaître.

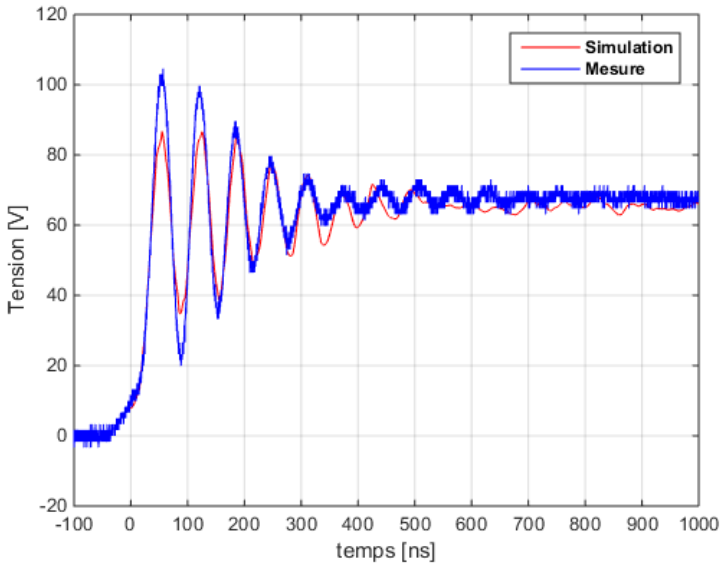


Figure II.27 : Tension composée V1-V59, bobine sans câble de liaison avec le convertisseur

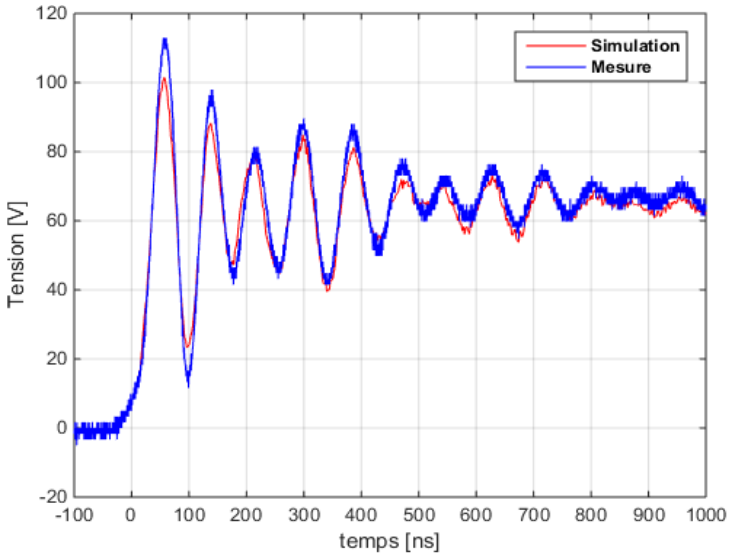


Figure II.28 : Tension composée V1-V59, câble bifilaire de 1m de longueur entre le convertisseur et la bobine

II.6.4 Distribution de la tension dans le bobinage

À partir des tensions calculées par le modèle équivalent de la bobine en temporel, ont été calculées les différences de potentiel (ddp) entre les spires adjacentes mais non successives (c.à.d. ayant des différences de rangs élevées et donc plus critiques d'un point de vue du claquage diélectrique). Il y a 106 points de contact entre spires adjacentes (écartées de ≈ 1.5µm) et non successives. Ces ddp sont calculées toutes les 10ns entre 0 et 500ns (correspondant à la durée des oscillations avant d'atteindre le régime établi).

La courbe de la figure II.29 représente l'évolution des ddp en fonction de leur position et du temps. Le schéma de la figure II.30 illustre la numérotation des positions des spires adjacentes et non-successives dans la bobine.

En observant la figure II.29, on constate que les tensions les plus élevées se retrouvent surtout en entrée et en sortie de bobine. On remarque également que ces contraintes de tension évoluent dans le temps, ce qui confirme le caractère non-linéaire de la distribution des fronts de tension.

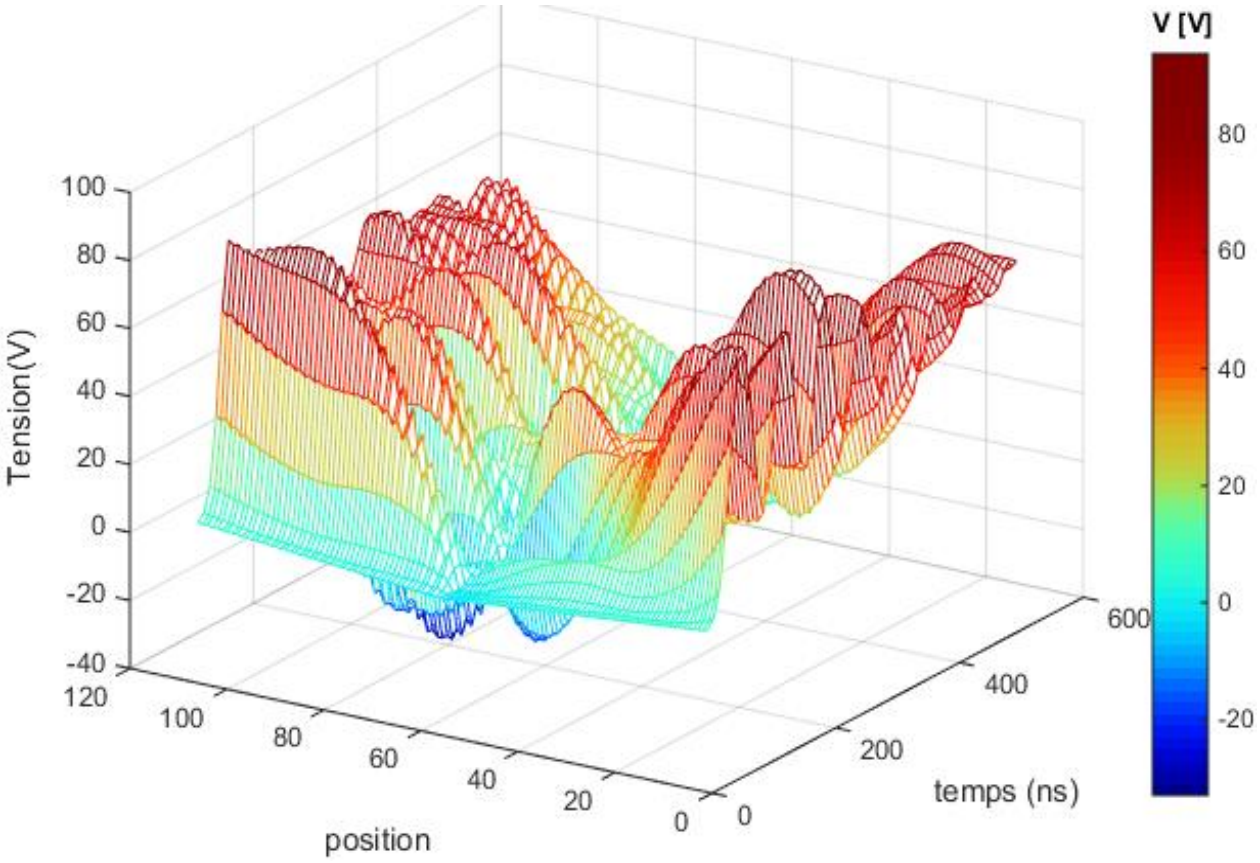


Figure II.29 : Distribution des ddp entre spires adjacentes en fonction de la position et du temps

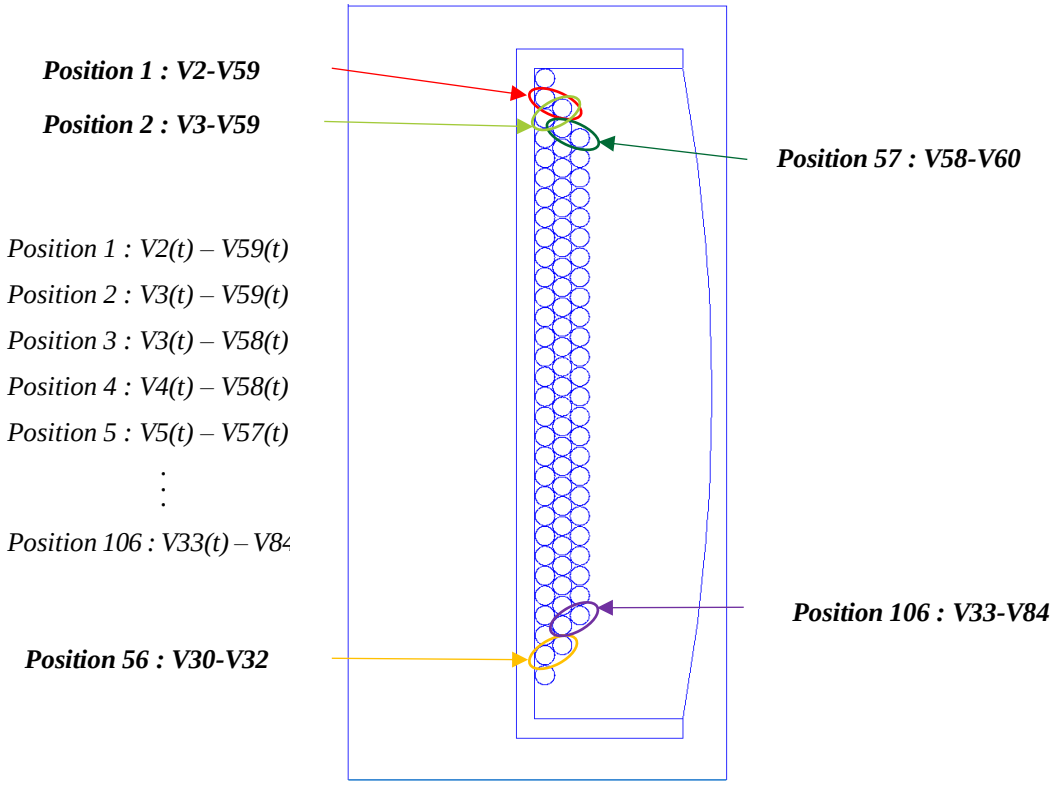


Figure II.30 : Positions des spires adjacentes et non successives dans la bobine

II.7 Étude paramètrique

Dans cette partie, l'influence de certains paramètres tels que l'inductance et la résistance de la bobine sur la distribution des fronts de tension suite à une alimentation par créneau de tension est explorée. Comme discuté dans le chapitre I, les surtensions transitoires se distribuent d'une manière non-linéaire le long des spires d'un bobinage d'une phase statorique. Cette distribution aléatoire combinée à de fortes surtensions représente un vrai danger pour le système d'isolation électrique de la machine.

La répartition de la tension dans le bobinage est conditionnée par les paramètres propres du bobinage de la machine. Une étude paramétrique a été réalisée dans ce sens afin de voir les paramètres qui ont le plus d'impact sur la distribution des fronts de tension.

Pour cela, les différences de potentiels (ddp) maximales par rapport au régime établi entre les spires successives (et donc jointives) en fonction de leurs positions ont été tracées. Les figures II.31 et II.32 représentent l'évolution des ddp entre spires voisines en fonction de leurs positions dans le bobinage, ainsi en abscisse des deux figures, la position n°1 représente la ddp entre la 1ère spire et la 2ème spire, l'abscisse 84 entre les spires n°83 et n°84. Les différentes courbes résultent d'une étude paramétrique de la bobine. Les paramètres de la bobine qui ont été variés (augmentés de 10 fois) sont :

- L'inductance propre de chaque spire (L_i)
- La résistance propre de chaque spire
- Les capacités entre spires
- Les capacités par rapport à la masse métallique C_{i-0}

La courbe noire (paramètres initiaux) étant la référence. Dans la figure II.31, un seul paramètre varie à la fois, tandis que dans la figure II.32 nous avons fait varier deux paramètres simultanément, puis l'ensemble des paramètres.

En observant ces courbes, on constate que, dans le cas de cette bobine, les ddp les plus élevées entre spires adjacentes et successives (en % du régime établi) apparaissent plus au centre du bobinage plutôt qu'aux extrémités, par exemple entre la 45e spire (milieu de la 2e couche) et la 73e spire (milieu de la 3e couche). Cependant lorsque la résistance, l'inductance et les capacités inter-spires sont plus élevées la tendance s'inverse.

On constate également que la distribution de la tension est effectivement non linéaire, et les paramètres les plus influents sur la distribution de la tension sont : les capacités inter-spires, la

résistance de la bobine et son inductance, tandis que les capacités spire-noyau n'impactent pas la distribution de tension.

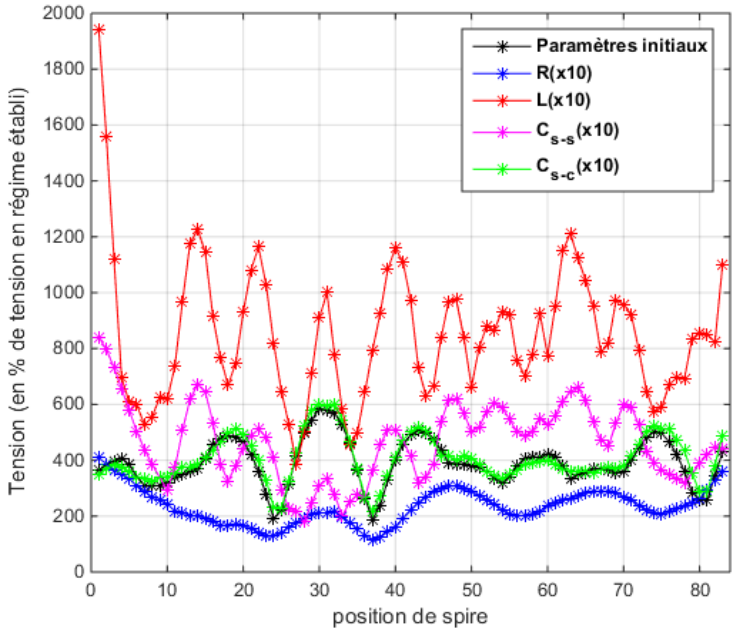


Figure II.31 : Influence de la variation des paramètres de la bobine sur les surtensions : variation d'un seul paramètre à la fois

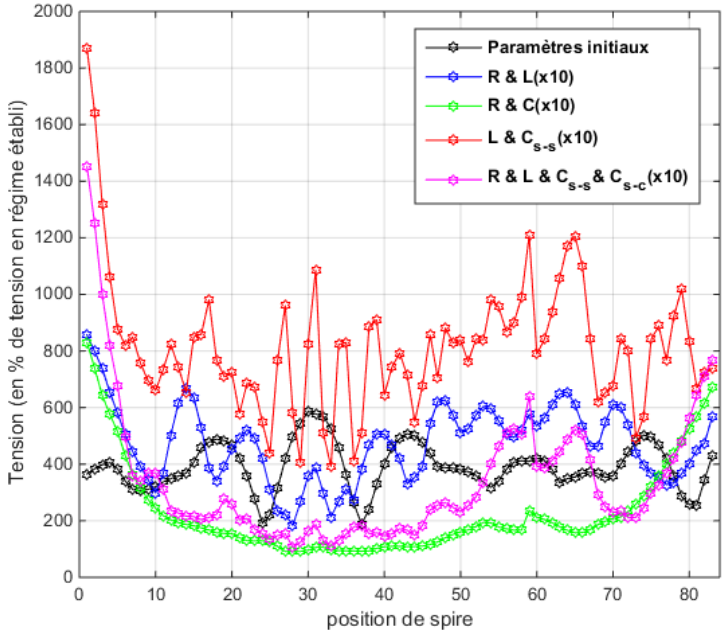


Figure II.32 : Influence de la variation des paramètres de la bobine sur les surtensions : variation de plusieurs paramètres simultanément

II.8 Conclusion

Dans ce travail, une démarche de modélisation d'un bobinage a été proposée. La bobine étudiée a été discrétisée par spires et représentée par un circuit électrique équivalent RLC sous LTspice. Le calcul de l'ensemble des éléments du circuit électrique équivalent a été conduit grâce à un logiciel EF sur une large plage de fréquence. Les résultats montrent la forte dépendance des résistances et inductances (propres et mutuelles) de la fréquence du fait des caractéristiques de la ferrite utilisée comme noyau magnétique, mais aussi de l'effet de peau et de proximité dans les conducteurs. Les simulations dans le domaine fréquentiel montrent une bonne concordance avec les mesures expérimentales.

L'étude a été étendue dans la seconde partie au domaine temporel, en vue de reproduire en simulation le comportement transitoire de la tension lorsque la bobine est alimentée en MLI. Deux configurations de charge ont été étudiées : avec ou sans câble de liaison avec le convertisseur.

La confrontation des résultats obtenus avec des mesures faites sur banc montrent :

- Un bon accord entre la mesure et la simulation jusqu'à un nombre important de spires, et ce pour les deux configurations.

- Des différences en termes d'amplitude de l'ordre de 16% qui apparaissent pour le dernier tiers du bobinage, ainsi qu'un léger décalage temporel qui disparaît en présence d'un câble.

Nous avons également observé par la modélisation que la distribution des fronts de tension dans la bobine se fait d'une manière non linéaire, et que les paramètres qui ont le plus d'impact sur ce point sont : les capacités inter-spires, la résistance de la bobine et son inductance alors que les capacités spires-noyau n'ont quasiment aucun impact.

Enfin, malgré les limites du modèle, présenté ici, à reproduire le comportement des spires qui se situent loin de l'entrée de la bobine lorsque la fréquence des oscillations de tension est très élevée, le modèle développé dans cette étude semble être un bon outil en vue de prédire la distribution des fronts de tension dans un bobinage réel. Il pourra dès lors être utilisé en complément d'études plus expérimentales dans le cadre de l'étude de l'apparition des décharges partielles en régime transitoire.

Chapitre III

Évaluation du risque de décharges partielles par modélisation éléments finis 2D

III.1 Introduction

La partie précédente a permis de calculer la distribution des fronts de tension dans un bobinage alimenté par des impulsions de tension.

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

Un bref rappel de la théorie des décharges électriques dans les gaz est d'abord donné. Ensuite, le critère que nous avons utilisé pour évaluer les tensions d'apparition des décharges partielles (TADP) est décrit.

Nous aborderons également plus généralement 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 temps, la méthodologie utilisée pour la modélisation des spires sera présentée. Les résultats obtenus par simulations seront présentés et discutés. Enfin, 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 sont présentés et commentés.

III.2 Les décharges électriques dans les gaz

Un électron présent dans un intervalle gazeux soumis à un champ électrique uniforme suffisamment élevé $E = U/d$, où U est la différence de potentiel appliquée entre deux électrodes (bornant l'intervalle) distantes de d, est accéléré et peut ioniser des atomes ou des molécules au cours de chocs successifs. Il en résulte un phénomène d'avalanche électronique susceptible d'amorcer une décharge électrique.

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 illustré en figure III.1 ; 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.

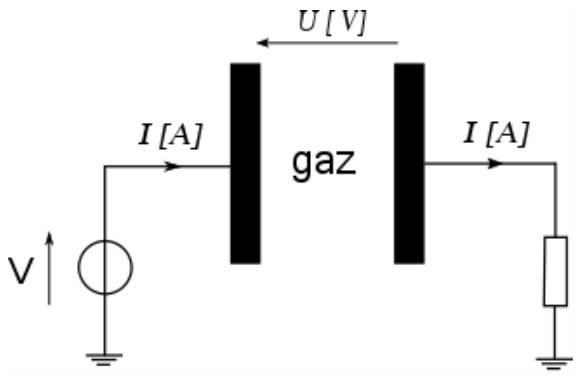


Figure III.1 : Schéma électrique d'un gaz maintenu à une basse pression constante, une différence de potentiel U est appliquée entre deux électrodes à l'aide d'un générateur de tension

Les phénomènes régissant les décharges électriques dans les gaz peuvent être abordés par l'étude de la relation courant-tension *U(I)* dans l'intervalle gazeux.

La figure III.2 présente l'allure de la caractéristiques *U(I)* pour un gaz donné soumis à une pression inférieur à la pression atmosphérique [68]. On peut distinguer plusieurs zones qui correspondent à différents régimes de décharges :

- Dans la zone A, lorsque la tension est augmentée progressivement, après une phase de collecte des charges libres, aucune nouvelle charge n'est créée (saturation à courant constant) jusqu'à une valeur critique de tension. À partir de cette valeur de tension, un processus de multiplication des charges s'opère dans l'intervalle gazeux. Il résulte du phénomène d'ionisation par impact électronique décrit par le mécanisme de Townsend, mécanisme qui sera présenté au paragraphe III.3. Ce processus provoque alors une forte augmentation du courant I en fonction de la tension U.
- Dans la zone B, le phénomène d'ionisation du gaz atteint un seuil sous l'effet de la production de charges d'espace (ions gazeux). Cette zone traduit la transition de la décharge sombre de Townsend vers la décharge luminescente.
- La zone C présente les caractéristiques d'une décharge haute tension bas courant, c'est une décharge luminescente, appelée également « glow », elle se caractérise par une forte émissivité dans les domaines optiques visible et ultra-violet.
- La zone D définit la transition ver l'arc électrique. Contrairement aux cas précédents, l'arc est une décharge électrique basse tension fort courant (zone E). Il est atteint lorsqu'un équilibre thermodynamique local est approché dans le plasma [69].

Dans le cadre de cette étude, on s'intéressera uniquement aux zones A et B, décrites par le mécanisme de Townsend.

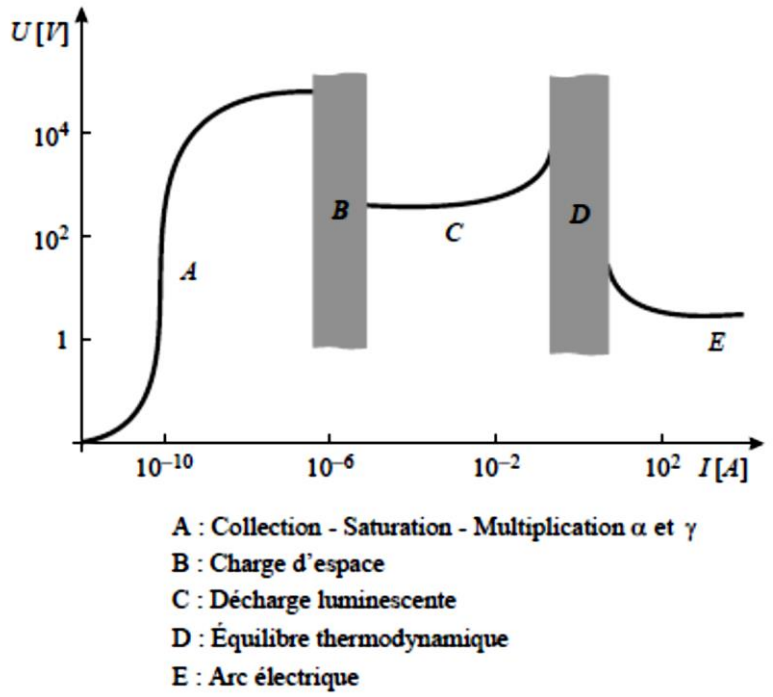


Figure III.2 : Caractéristique courant-tension pour différents régimes d'une décharge électrique [68]

III.2.1 Mécanisme de Townsend

Pour aborder le mécanisme de l'établissement d'une décharge électrique, reprenons le dispositif présenté dans la figure III.1. Le volume gazeux contenu entre les deux électrodes est soumis à un champ électrique imposé par une tension appliquée entre l'anode et la cathode.

Les décharges électriques sont créées suite à l'ionisation partielle de cet intervalle gazeux entre les deux électrodes du fait d'un champ électrique intense.

Le mécanisme d'ionisation primaire est à l'origine du phénomène d'avalanche électronique, décrit dans la figure III.3. Il s'agit d'une succession de collisions ionisantes entre des électrons libres dans le gaz (points noirs) et des molécules neutres (points bleus). En premier lieu, un électron germe est accéléré sous l'action du champ électrique sur une certaine distance. Cette distance correspond au libre parcours moyen λ, soit la distance moyenne parcourue entre deux collisions successives. Elle peut être exprimée par la relation III.1.

$$\lambda = \frac{1}{\sigma \times N} \qquad \text{III.1}$$

où σ est la section efficace de collision (m^2) et N est la densité du gaz (m^{-3}) calculée par la loi des gaz parfaits.

$$P = N \times k \times T \qquad \text{III.2}$$

Avec k la constante de Boltzmann, T la température et P la pression du gaz.

La valeur de λ dépend donc de la nature du gaz (via sa section efficace de collision) et de de sa pression. Par conséquent, l'énergie ε acquise par l'électron germe sous l'action du champ électrique est dépendante de la nature et de la pression du gaz :

$$\varepsilon = e\frac{1}{\sigma \times N}E \qquad \text{III.3}$$

e étant la charge élémentaire de l'électron.

Pour ioniser une molécule (ou un atome) neutre du gaz, il faut que l'énergie acquise par l'électron pendant sa course (x) soit supérieure à l'énergie d'ionisation de la molécule (ε_i) :

$$\varepsilon = e \times x \times E \geq \varepsilon_i \qquad \text{III.4}$$

Le mécanisme d'ionisation d'une molécule (ou atome) est alors régi par la probabilité que l'électron germe soit suffisamment accéléré pendant sa course (et donc que l'énergie acquise satisfasse à l'équation III.4) d'une part, et qu'il rentre en collision avec la molécule dans la dernière section de son parcours (dx) d'autre part. Le produit de ces deux probabilités permet d'exprimer la probabilité de collision ionisante :

$$d\varphi = e^{-\frac{x}{\lambda}} \times \frac{dx}{\lambda} \qquad \text{III.5}$$

En supposant que l'énergie acquise par l'électron soit égale au potentiel d'ionisation de la particule considérée, on peut écrire :

$$x = \frac{\varepsilon_i}{e \times E} \qquad \text{III.6}$$

Lorsque ces conditions sont remplies, la collision de l'électron-germe avec une particule neutre à proximité (M) conduira à une ionisation, créant ainsi une paire d'électron/ion positif :

$$e^- + M \rightarrow 2e^- + M^+ \qquad \text{III.7}$$

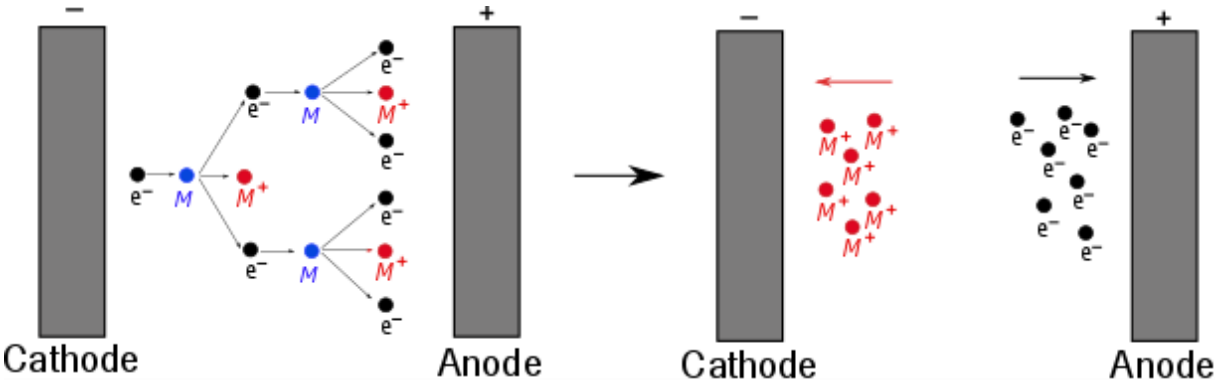


Figure III.3 : Mécanisme d'avalanche électronique (ionisation primaire)

À l'issue de cette première collision ionisante, l'électron incident et l'électron émis (par l'ionisation) peuvent à leur tour, si les conditions locales de champ électrique le permettent, être suffisamment accélérés pour ioniser une autre molécule (ou atome). Ces mécanismes s'enchaînent pour produire l'avalanche électronique correspondant à une augmentation exponentielle du nombre de paires électron/ion. Ce processus de multiplication (mécanisme d'ionisation primaire) est décrit par Townsend [68], [70]. Ce dernier a introduit un coefficient d'ionisation α appelé premier coefficient de Townsend, qui définit le nombre de paires d'électrons-ions produites lors des collisions par unité de longueur parcourue dans la direction du champ électrique. En considérant n_e électrons initiaux ; le nombre d'électrons qui seront produits à l'issue de l'avalanche électronique (dn_e) pourra être exprimé en fonction de α

$$dn_e = n_e \alpha dx \qquad \text{III.8}$$

Mais également en considérant le produit de la probabilité de collision ionisante par la densité n_ed'électrons initiaux :

$$dn_e = n_e \times d\varphi = n_e \times e^{-\frac{x}{\lambda}} \times \frac{dx}{\lambda} \qquad \text{III.9}$$

Par identification, on peut alors exprimer le premier coefficient de Townsend :

$$\alpha = \frac{e^{-\frac{x}{\lambda}}}{\lambda} \qquad \text{III.10}$$

En remplaçant l'expression de λ (III.1) et de x (III.6) dans III.10, et s'appuyant sur la loi des gaz parfaits (III.2), on obtient l'expression du premier coefficient de Townsend. On peut voir qu'il dépend du champ électrique ainsi que de la pression.

$$\alpha = e^{-\frac{\varepsilon_i \times \sigma}{e \times k \times T \times E} \times P} \times \frac{\sigma}{k \times T} \times P \qquad \text{III.11}$$

Dans le cas d'un champ électrique homogène, tel que :

$$E = \frac{V}{d} \qquad \text{III.12}$$

V étant la tension appliquée et d la distance entre les électrodes. On peut réécrire l'expression de α :

$$\alpha = e^{-\frac{\varepsilon_i \times \sigma}{e \times k \times T \times V} \times P \times d} \times \frac{\sigma}{k \times T} \times P \qquad \text{III.13}$$

En posant $A = \frac{\sigma}{k \times T}$ et $B = \frac{\varepsilon_i \times \sigma}{e \times k \times T}$ l'expression III.12 devient :

$$\alpha = A \times P \times e^{-\frac{B}{V} \times P \times d} = A \times P \times e^{-\frac{B}{E/P}} \qquad \text{III.14}$$

Le tableau III.1 donne les valeurs des paramètres A et B pour certains gaz ainsi que les domaines de validité exprimés en unités de champ électrique réduit E/p.

Tableau III.1 : Valeurs expérimentales des constantes A et B pour différents gaz [71]

Gaz	***A (Torr^{-1}.cm^{-1})***	***B (V.Torr^{-1}.cm^{-1})***	***Domaine de validité de 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*
Air	*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 phénomène d'avalanche électronique reposant sur le premier coefficient de Townsend seul ne permet pas de décrire l'ensemble du mécanisme de la décharge électrique. En effet, ce qui permet d'entretenir la décharge dans l'intervalle gazeux (sans source externe d'électrons-germe) est le phénomène d'émission secondaire : en particulier, sous l'action du champ électrique, les ions sont accélérés vers la cathode et bombardent cette dernière pour en extraire un électron secondaire, à la condition que l'énergie cinétique des ions excède la valeur de travail de sortie des électrons du métal. Il est à noter que d'autres mécanismes d'émission secondaire interviennent, soit dans le gaz comme la photo-ionisation, soit au niveau des électrodes comme la photoémission, ou encore l'émission des électrons du métal par action des espèces neutres métastables [68].

Le phénomène d'émission secondaire par impact ionique est décrit par le deuxième coefficient de Townsend γ, qui est défini comme le rapport du nombre d'électrons secondaires émis par ions incidents. Ce coefficient dépend principalement de la nature du métal des électrodes [68]. Il faut noter que dans le cas de fils isolés (cas des bobinages de machines électriques), le phénomène d'émission secondaire est différent du cas d'électrodes métalliques. En effet, il ne s'agit plus ici de travail de sortie des électrons du métal, mais de dépiégeage des électrons du matériau isolant. La "profondeur" des pièges est typiquement de 1 à 2 eV [72] alors que la bande de valence se situe à 8 eV du niveau du vide. Ce piégeage augmentera donc le coefficient d'émission secondaire et réduira le rôle de la nature de l'isolant [73]. De plus, après

le déclenchement de l'avalanche électronique, les charges créées par cette dernière bombardent la surface du polymère. Ce phénomène provoque la rupture de liaisons covalentes en surface du polymère (vieillissement de surface). Les charges stockées en surface de l'isolant créent un champ électrique qui s'oppose au champ appliqué et peuvent provoquer ainsi l'arrêt du phénomène de décharge ; on se trouve donc bien en situation de décharge partielle [67]. Une expérience menée dans le cadre des travaux de thèse de E. Sili [74] montre toutefois que la présence d'isolant entre deux électrodes métalliques n'impacte pas considérablement les tensions de claquage.

Les deux coefficients de Townsend α et γ qui décrivent le mécanisme d'ionisation primaire et le mécanisme d'émission secondaire, permettent de décrire le mécanisme de la décharge électrique. La condition d'auto-entretien de la décharge est déduite du mécanisme de Townsend [75] ; elle met en relation ces deux coefficients :

$$\alpha(E,p)d = \log\ (1 + \frac{1}{\gamma}) \qquad \text{III.15}$$

Cette condition d'auto-entretien traduit le fait qu'à l'issue d'une avalanche électronique, au moins autant d'électrons-germe seront disponibles pour amorcer une nouvelle avalanche que dans les conditions initiales de déclenchement du phénomène.

III.2.2 Loi de Paschen

Les relations de la condition d'auto-entretien (III.14) et du coefficient de Townsend (III.15) permettent de proposer une expression analytique de la tension nécessaire au claquage (*V*) dans un gaz en fonction du produit entre la distance inter-électrodes (*d*) et la pression de ce gaz (*p*). Il s'agit de la loi empirique de Paschen, pour laquelle, aux expressions analytiques proposées plus haut pour A et B, correspondent les valeurs du tableau III.1.

$$V = \frac{Bpd}{C + \log\ (pd)} \qquad \text{III.16}$$

$$\text{Avec} \quad C = \log(\frac{A}{\log\ (1 + \frac{1}{\gamma})}) \qquad \text{III.17}$$

Ainsi, à partir de la formule III.16, et utilisant les valeurs du tableau III.1, on obtient la courbe dite courbe de Paschen illustrée dans la figure III.4. Cette courbe est obtenue pour l'air sec à 20°C en prenant pour coefficient d'émission secondaire $\gamma = 0.01$ [76].

Depuis l'établissement de cette loi, de nombreux travaux expérimentaux de mesures de tension de claquage dans différents gaz sous pression variable ont été réalisés. Une synthèse en a été effectuée par Dakin *et al*. [77]. Dans la figure III.4, la courbe issue de résultats expérimentaux de mesures de tension de claquage dans l'air pour une température de 20°C est comparée à la courbe théorique. En fixant la pression à $p \approx 1\ bar$ (pression atmosphérique), on obtient la tension de claquage en fonction de la distance inter-électrodes. Cette figure montre clairement un écart entre les courbes théorique et expérimentale. Cet écart provient notamment du fait que seul le mécanisme d'émission secondaire par impact ionique est pris en compte dans l'expression théorique.

Dans le cadre de notre étude, nous avons par conséquent choisi pour référence, y compris pour les simulations, la courbe expérimentale de Dakin, qui dans la suite de ce manuscrit sera appelée courbe de Paschen expérimentale. Cette courbe est caractérisée par un minimum situé à 327V, correspondant, à pression atmosphérique, à une distance inter-électrodes de 7,5µm. 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 III.12. En champ électrique homogène, la tension de claquage augmente avec la distance inter-électrodes.

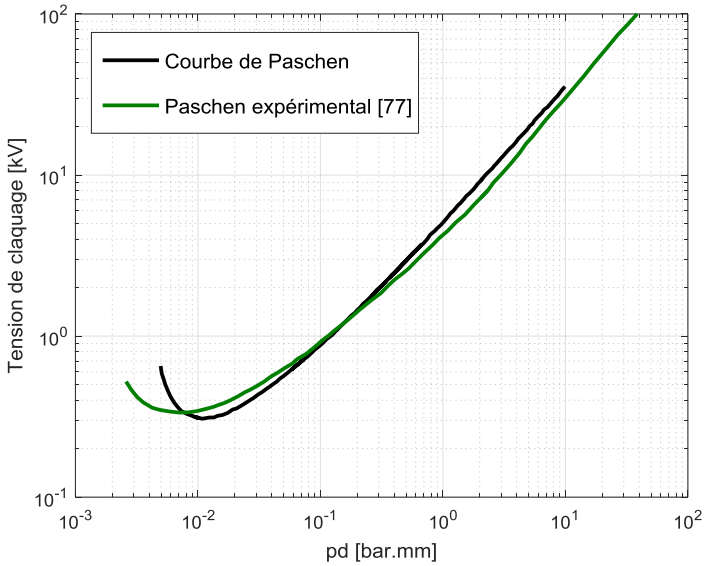


Figure III.4 : Courbes de Paschen théorique et expérimentale pour l'air à 20 °C et à pression atmosphérique

III.3 Les décharges partielles dans les bobinages de machines électriques

Une décharge partielle (DP) est une décharge électrique qui ne court-circuite que partiellement l'isolation entre deux conducteurs portés à des potentiels différents [78]. 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).

En général, les DP se produisent lorsque la tension imposée aux bornes de l'isolant solide est inférieure à sa tension de claquage, et que localement, des défauts dans le système d'isolation conduisent à imposer une tension à un intervalle gazeux supérieure à sa tension de claquage. L'énergie stockée par les capacités entre les conducteurs ou entre un conducteur et la masse est alors, au moins en partie, dissipée par les décharges en énergie cinétique (via le bombardement ionique), en réactions chimiques (impliquant les radicaux produits par la décharge), en chaleur et en rayonnement. Ces phénomènes conduisent au vieillissement prématuré des isolants, réduisent progressivement leur tension de claquage et peuvent, à moyen/long terme, aboutir à une rupture diélectrique induisant un court-circuit dans le bobinage [35].

Kreuger [79] classe les décharges en fonction de leur localisation. Ainsi définit-il 4 catégories :

- Les *décharges internes :* elles prennent naissance localement dans des zones du diélectrique où la rigidité est faible : une cavité gazeuse dans un solide (vacuole d'air) ou une bulle dans un liquide par exemple.
- Les *décharges de surface :* elles se manifestent lorsqu'un champ tangentiel important existe à la surface de l'isolant.
- Les *décharges couronnes :* elles apparaissent au niveau des renforcements localisés du champ électrique (effet de pointe, géométrie asymétrique des électrodes…). La décharge est dans ce cas restreinte à une zone très réduite au voisinage du lieu de renforcement du champ.
- *Les décharges arborescentes :* elles prennent naissance dans un défaut de l'isolant solide et se propage progressivement dans son volume, en formant des arborescences.

Compte-tenu de cette classification, la figure III.5 présente les différentes localisations et situations dans lesquelles des décharges partielles sont susceptibles d'apparaitre dans le système d'isolation d'un stator de machine électrique.

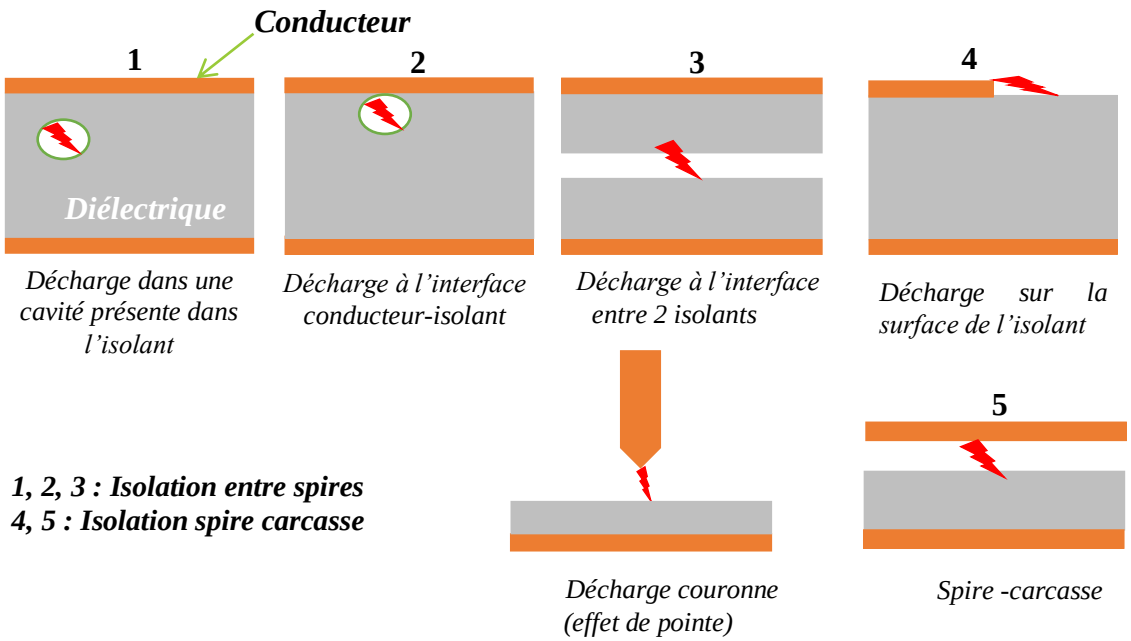


Figure III.5 : Différents types de décharges subies par l'isolation du bobinage d'un stator de machine électrique

III.3.1 Méthodes de détection et de mesure des décharges partielles

III.3.1.1 La détection acoustique

Les décharges électriques donnent naissance à une onde acoustique (voire une onde de choc) qui peut être dans le domaine audible ou ultrasonore. Les méthodes de détection acoustiques sont basées sur l'utilisation de microphones à ultrason, par exemple une céramique piézoélectrique [80]. Cette méthode peut, dans certains cas, permettre de localiser les décharges et de mesurer également leur énergie qui est proportionnelle au carré de l'intensité des signaux captés [74]. L'avantage majeur de ce type de détection est qu'elle n'est pas sensible aux perturbations électromagnétiques, contrairement au cas de la détection électrique [81]. Elle a également l'avantage d'être non intrusive [82]. Une des limites de la détection acoustique réside dans la complexité de la propagation de l'onde acoustique [83].

III.3.1.2 La détection optique

Les évènements de décharges partielles sont souvent accompagnés d'une émission optique dans le domaine visible ou ultraviolet [84]. La détection des signaux lumineux émis par les DP peut être réalisée à l'aide de tube photomultiplicateur et d'une caméra rapide associé à un intensificateur d'image [85]. Cette méthode présente l'avantage d'être très sensible et permet de localiser les signaux des DP 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.

III.3.1.3 La 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 DP permet d'avoir une information supplémentaire sur l'existence de DP [86]. La nature des produits gazeux autres permet également d'obtenir une information sur le degré de détérioration des isolants organiques [82].

III.3.1.4 La détection électrique

Les décharges partielles s'accompagnent de l'émission d'ondes acoustiques, de signature optique, et de d'émission de composés chimiques. Par ailleurs, une DP correspond avant tout à un déplacement de charges (électrons et ions) sur une distance donnée et pendant un temps très court, comme discuté dans le paragraphe III.2, donnant lieu par conséquent 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. [87]. 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 [88]. 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

les résultats. Une méthode alternative consiste à connecter un condensateur de couplage exempt de décharges en parallèle avec l'objet sous test (C_{test} en Figure III.6). 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 DP, 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 DP (qui peut être calculée via une mesure de courant), mais seulement une image de l'intensité réelle de la charge [88].

Ce dispositif permet donc (i) d'obtenir la valeur de charge calculée 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, (ii) une connexion directe sur les bornes d'alimentation haute tension des objets sous test, autorisant ainsi 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.

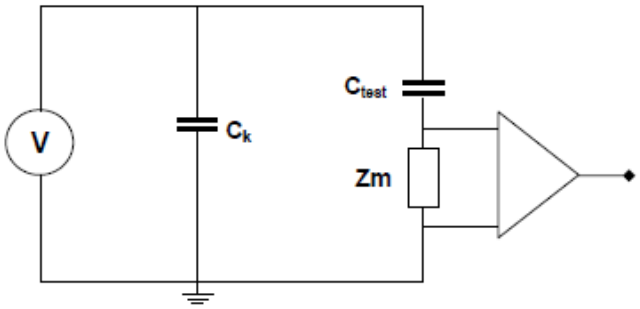


Figure III.6 : Schéma de principe de la détection électrique directe de DP [84]

III.3.1.5 La détection électromagnétique

Lorsqu'un évènement de DP survient une onde électromagnétique est créée. La signature électromagnétique de la DP possède des composantes radio fréquence (RF), allant de 100kHz à des centaines de MHz [89]. 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 DP peut être possible avec l'utilisation d'antennes UHF directionnelles [45].

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. En effet, comme indiqué plus haut (paragraphe III.3.1.4), avec les méthodes de détection électriques les commutations des composants électroniques sont susceptibles de masquer le signal de DP.

III.4 Méthodologie de modélisation

Les simulations 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 théoriques sont ensuite comparés à la courbe de Paschen expérimentale présentée dans le paragraphe précédent.

III.4.1 Description du modèle

Afin d'évaluer la tension de claquage, dénommée par la suite tension d'apparition des décharges partielles (TADP), dans un gap d'air entre deux conducteurs isolés, nous proposons une modélisation par éléments finis en approximation 2D.

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 :

$$D = \varepsilon E \qquad \text{III.18}$$

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

$$E = -\nabla V \qquad \text{III.19}$$

En imposant une source de tension V dans le domaine d'étude, et en définissant les conditions limite aux frontières, le logiciel éléments finis (EF) résout l'équation aux dérivées partielles (III.20) dans les régions où la permittivité relative est homogène [65] :

$$-\varepsilon\nabla^2 V = \rho \qquad \text{III.20}$$

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

La figure III.7 schématise 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 en polyuréthanne d'une épaisseur de 30µm. Le vernis isolant est caractérisé dans le modèle par sa permittivité relative $\varepsilon_r = 3{,}5$, tandis que l'air entre les spires a une permittivité relative de $\varepsilon_r = 1$.

Le principe de calcul est le suivant : un potentiel $V1 = U$ est appliqué à un des conducteurs (sur le cuivre), tandis que le second conducteur est soumis à un potentiel nul $V2 = 0$. La figure III.8 montre un exemple de la répartition du champ électrique dans l'air entre les spires pour une tension $U = 900V$.

Connaissant la distribution du champ électrique, de *di = d0* à *di = dmax,* correspondant respectivement à la distance minimale et maximale entre les spires, nous pouvons tracer une courbe *V(di)* de la tension dans l'air entre les spires, en tenant compte de la chute de tension dans l'épaisseur de l'isolant. *V* étant la différence de potentiel entre les surfaces des isolants des deux conducteurs, et *di* est la distance séparant les deux surfaces. Le détail du calcul des longueurs des distances *di* est donné en annexe A.

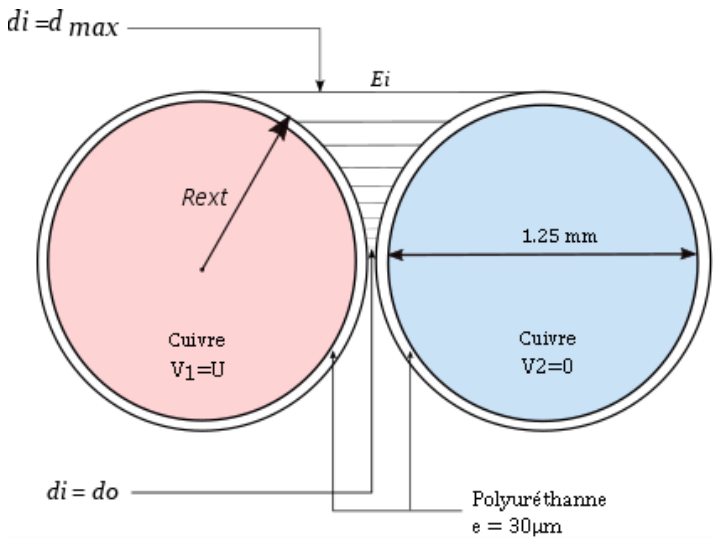


Figure III.7 : Géométrie modélisée par EF 2D : 2 conducteurs isolés en parallèle

Afin de faciliter le calcul des distances *di* entre les faces des isolants, nous avons considéré des lignes droites le long desquelles le champ électrique est homogène. En réalité, les lignes de champ sont légèrement courbées comme illustré sur la figure III.8. Cependant, à faibles distances, cette approximation reste raisonnable car la différence de longueur entre la ligne de champ électrique réelle courbée et son approximation linéaire est inférieure à 1%. La figure III.9 montre la distribution du champ électrique le long d'une ligne droite d'une longueur $di = 42\mu m$; on constate que le champ est pratiquement constant le long de cette ligne.

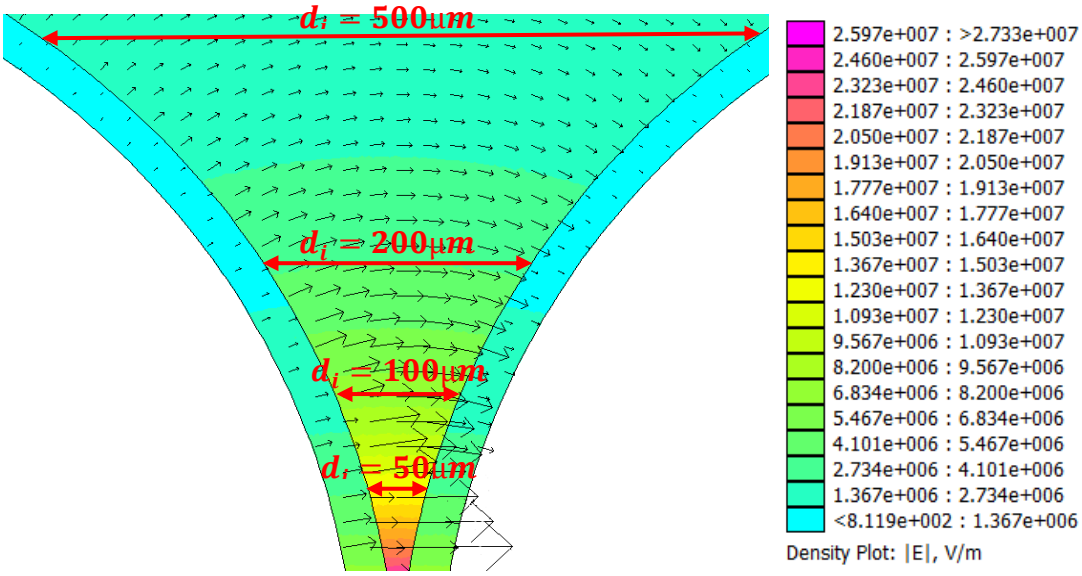


Figure III.8 : Distribution du champ électrique entre deux spires, $U = 900V,\ e = 30\mu m, \varepsilon_r = 3{,}5$

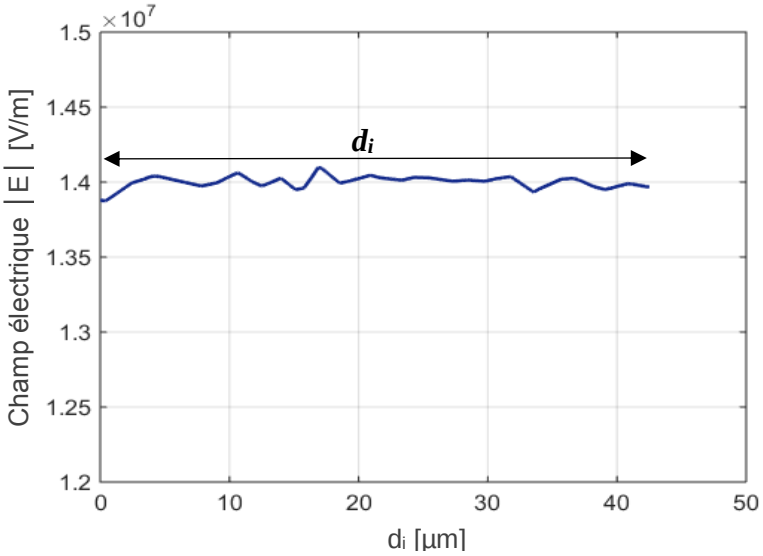


Figure III.9 : Champ électrique pratiquement constant le long d'une ligne droite $U = 900V, e = 30\mu m, \varepsilon_r = 3.5$

Pour des distances plus grandes, une estimation de l'erreur commise sur la longueur de ligne de champ par approximation linéaire est donnée en figure III.10. Cette figure montre que l'erreur est de plus en plus importante à mesure que la longueur des lignes de champ augmente, jusqu'à atteindre 20% quand on s'approche de la distance maximale entre les surfaces des isolants.

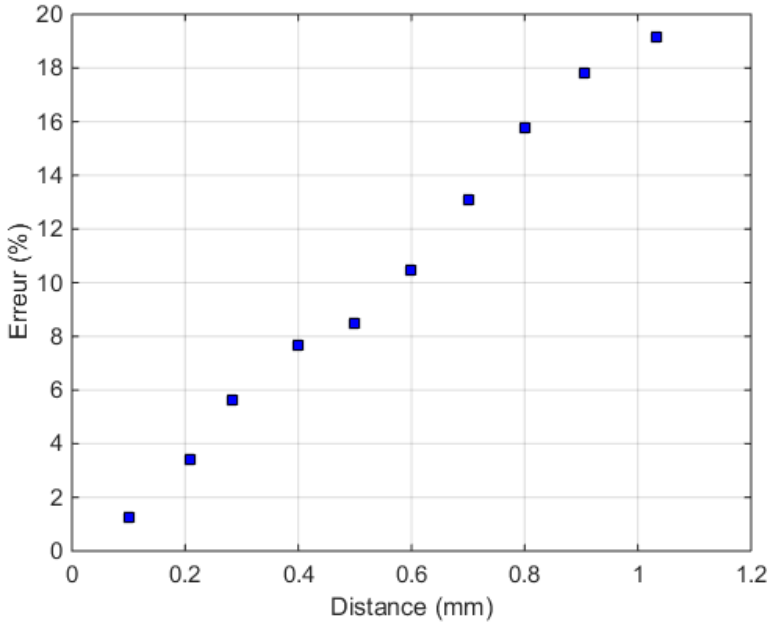


Figure III.10 : Estimation de l'erreur sur les longueurs des lignes du champ électrique $U = 900V, e = 30\mu m, \varepsilon_r = 3.5$

III.5 Résultats

En appliquant la méthode décrite ci-dessus, plusieurs simulations ont été menées. Le but est d'évaluer si, pour une tension *U* appliquée entre les conducteurs de deux spires voisines, une partie de la courbe obtenue *V(d)* présente des valeurs de *V* supérieures ou égales à celles de la courbe de Paschen.

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.

La TADP est obtenue par itérations successives ; elle correspond à la tension *U* pour laquelle la courbe *V(d)* est tangente la courbe de Paschen, c'est-à-dire la tension à partir de laquelle il y a claquage de l'intervalle gazeux, et donc apparition de DP.

La figure III.11, présente la courbe *V(d)* résultante (courbe rouge) obtenue pour une tension appliquée de $U = 830V$, avec la géométrie et les conditions présentées précédemment ($e = 30\mu m, er = 3.5$). On peut voir qu'elle possède une forme plutôt concave, et tangente à la courbe de Paschen expérimentale (courbe verte). La TADP dans ce cas est alors de 830V.

On constate également que la zone où les DP sont susceptibles d'apparaitre en premier lieu se situe entre 10µ et 40µm de distance entre les deux surfaces d'isolants. Comme discuté dans le paragraphe précédent, les lignes du champ électrique ayant des longueurs inférieures à 50µm peuvent raisonnablement être approximées par des droites.

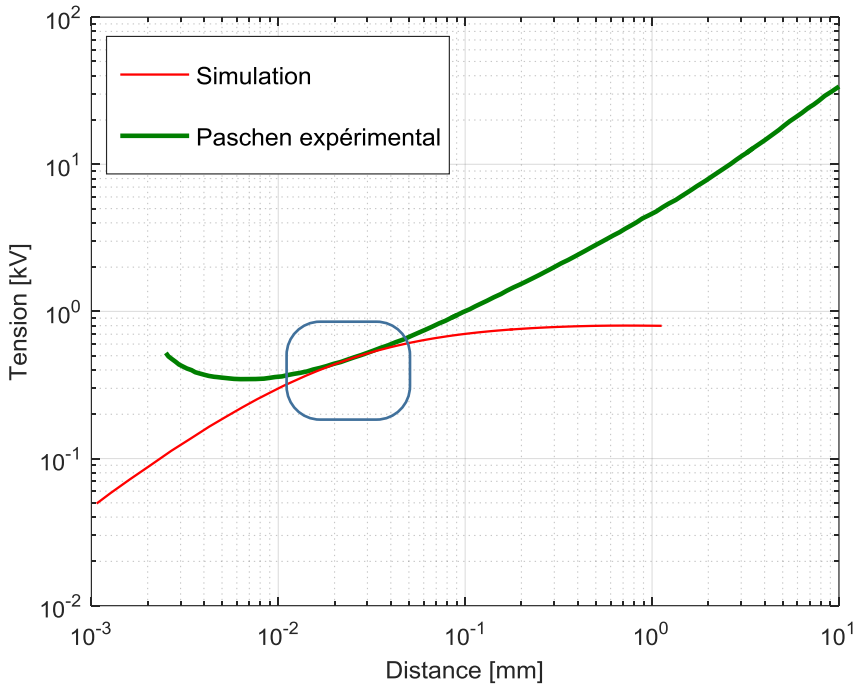


Figure III.11 : Comparaison de la courbe V(d) obtenue par simulation avec la courbe de Paschen expérimentale, pour $U = 830V, e = 30\mu m, \varepsilon_r = 3{,}5$

III.6 Influence des paramètres du bobinage sur les TADP

La répartition du champ électrique entre les deux conducteurs est régie par plusieurs paramètres. Parmi ces derniers, on retrouve des paramètres liés à la géométrie des conducteurs et aux matériaux utilisés pour l'isolation des conducteurs. Dans ce qui suit, nous allons voir l'influence sur les TADP de certains paramètres, qui peuvent être contrôlés dans le modèle EF 2D.

III.6.1 Influence de la permittivité relative

Il est assez difficile de connaître précisément la valeur de la constante diélectrique des matériaux isolants constituant le vernis des fils considérés car, pour la plupart, ils sont constitués de plusieurs couches ayant des propriétés différentes. De plus, c'est un paramètre qui évolue en fonction de la température et de la fréquence [90] (dans cette étude nous n'avons considéré que les valeurs de permittivité à température ambiante et à basse fréquence).

Afin de pouvoir quantifier l'influence de ce paramètre sur les TADP, plusieurs simulations ont été menées en faisant varier la permittivité relative de l'isolant de 1 à 9. La figure III.12 montre les courbes *V(d)* obtenue pour chaque valeur de ε_r, la tension U est la même que précédemment $U = 830V$.

On peut voir que pour les petites distances inter-spires ($di < 100\ \mu m$), la différence de potentiel dans l'intervalle gazeux augmente avec la permittivité relative, et par conséquent la TADP diminue. Pour les plus grandes distances, 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 III.21. Par conséquent, le potentiel imposé à l'intervalle gazeux pour une tension U est d'autant plus important que la permittivité est élevée.

$$\Delta V = \frac{Q}{C} = \frac{Q}{\varepsilon_0 \varepsilon_r S} e \qquad \text{III.21}$$

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 $\varepsilon_0 = 8{,}854187\ Fm^{-1}$ la permittivité du vide.

Dans notre cas, nous n'avons malheureusement pas pu obtenir la valeur exacte de la permittivité de l'isolant des fils utilisés. Néanmoins, on peut trouver dans la littérature des valeurs comprises soit dans la plage de [6,7 - 7,5], soit [2,9 - 4,3] selon que le matériau comporte une charge minérale ou pas [91]. Dans la suite de cette partie, la permittivité est fixée à $\varepsilon_r = 3{,}5$.

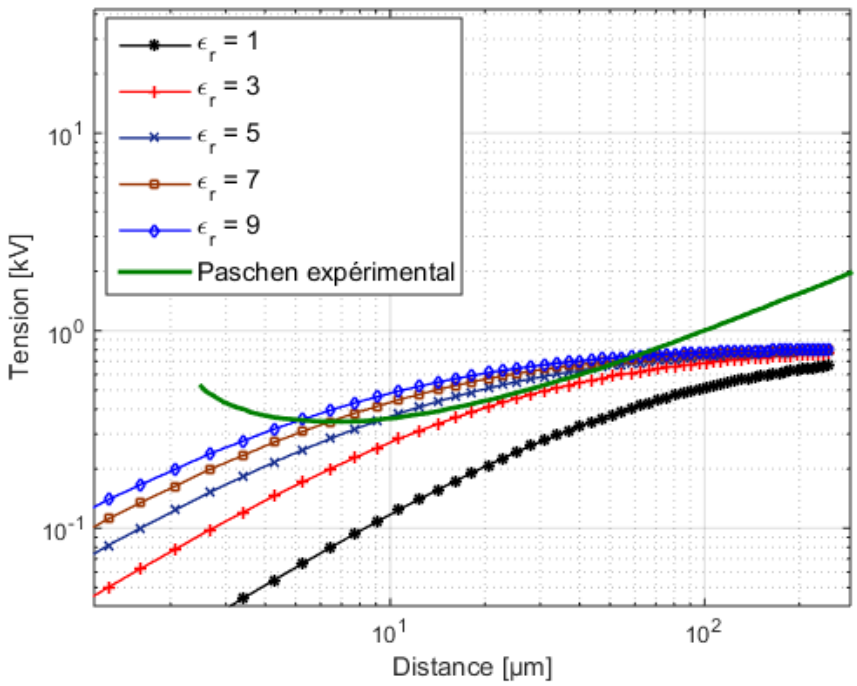


Figure III.12 : Courbes V(d) pour différentes valeurs de permittivité relatives, $U = 830V, e = 30\mu m$

III.6.2 Influence de l'épaisseur d'isolant

L'isolation des fils élémentaires dans un bobinage dépend de la tension maximale qui peut apparaitre entre les spires. Le choix du type d'isolant est souvent fait en tenant compte de la rigidité diélectrique souhaitée, une caractéristique intrinsèque de ce dernier qui dépend de son épaisseur. Justement, dans le modèle proposé ici, l'épaisseur de la couche isolante intervient également dans le calcul de la chute de tension entre l'âme de cuivre et la surface de l'isolant.

Comme évoqué dans le paragraphe I.3.3 du chapitre I, les isolants des fils utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories en fonction de l'épaisseur du vernis qui les constitue. On retrouve par exemple des fils de grade 1 avec une certaine épaisseur, et des fils de grade 2 avec une épaisseur pouvant aller jusqu'à deux fois celle du fil de grade 1.

Ici, une évaluation de l'influence de cette épaisseur sur les TADP est menée. Pour cela, plusieurs simulations ont été conduites en faisant varier l'épaisseur de l'isolant. Le diamètre de cuivre reste cependant inchangé ; à la fin de chaque simulation, la courbe V(d) correspondante est tracée. Les résultats des simulations sont présentés sur la figure III.13. On peut constater que plus l'épaisseur de l'isolant est élevée et plus la tension dans l'intervalle gazeux est faible, par conséquent la TADP est élevée. On peut voir que dans la zone la plus critique (pour des distances entre 10µm et 50µm), lorsque l'épaisseur d'isolant est doublée, la TADP est augmentée de près de 40%.

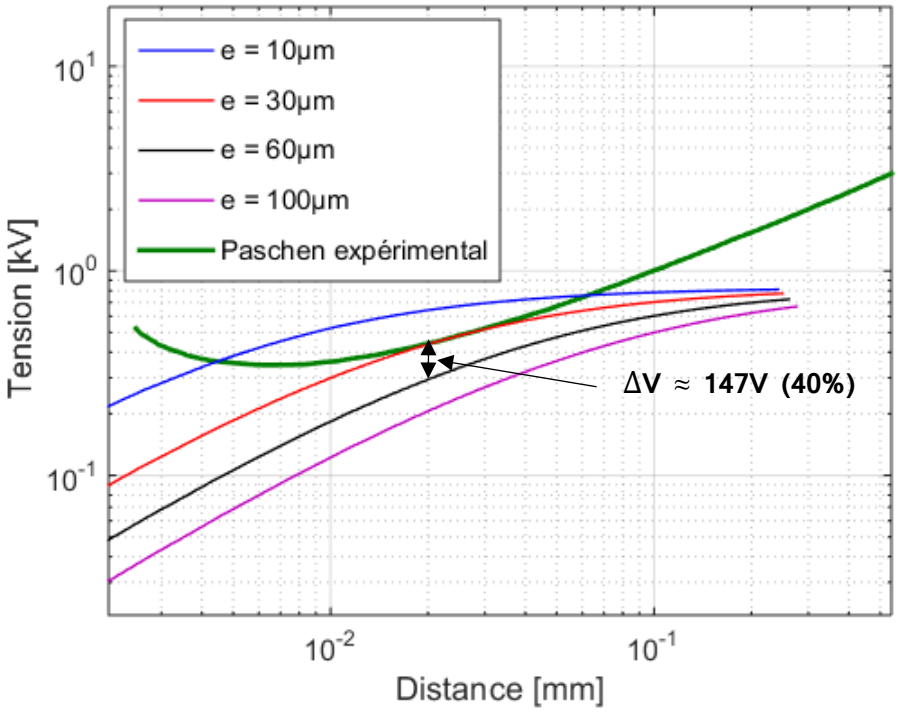


Figure III.13 : Courbes V(d) pour différentes épaisseurs d'isolant, $U = 830V, \varepsilon_r = 3{,}5$

III.6.3 Influence de la présence de vacuoles d'air dans une imprégnation

Dans une bobine imprégnée, les zones critiques où peuvent apparaitre les DP sont censées être remplies de vernis, mais les techniques d'imprégnation ne garantissent pas l'absence de bulle d'air car il n'est pas possible de contrôler parfaitement la pénétration du vernis [67], [90].

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés au cas de la présence de vacuoles d'air au sein d'une imprégnation, pour cela, nous avons remplacé l'air entre les deux spires par un matériau d'imprégnation classique (Araldite® MY 740), cela se traduit, dans le modèle, par l'introduction d'une permittivité relative différente de celle de l'air (ε_r(imprégnation) = 3).

Nous avons ensuite introduit des vacuoles d'air de forme sphérique (On considère ici de l'air sec à pression atmosphérique). Ces vacuoles ont différents diamètres $\emptyset_{vacuole}$ et sont positionnées à différents emplacements y_i dans l'intervalle séparant les deux spires suivant un axe vertical y. Sur la figure III.14 deux cas de présence de vacuoles dans l'imprégnation sont représentés. Une première vacuole d'un diamètre de $\emptyset = 100\mu m$ est positionnée à une hauteur $y_i = 400\mu m$ où elle est quasiment en contact avec les surfaces des isolants, et une seconde vacuole, avec un plus grand diamètre $\emptyset = 400\mu m$ est positionnée à $y_i = 1000\mu m$. On peut voir que dans les deux cas le champ électrique est renforcé dans les vacuoles.

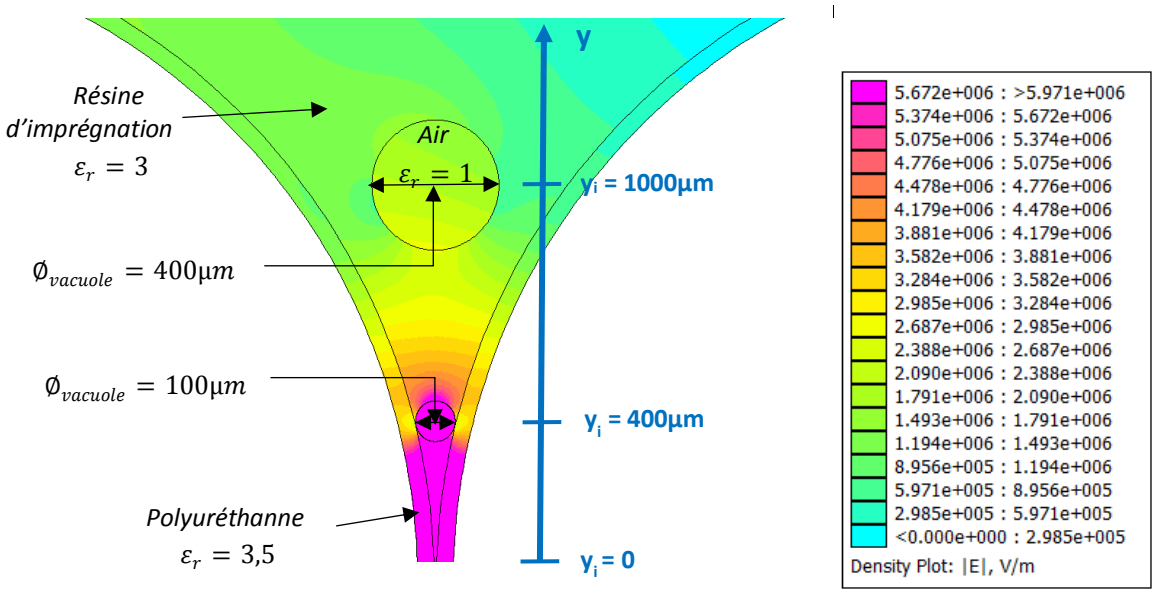


Figure III.14 : Implantations possibles de vacuoles d'air dans une imprégnation, $U = 1000V, e = 42\mu m$

La figure III.15 présente les résultats obtenus. À la différence des cas précédent, où la courbe *V(d)* est la différence de potentiel imposée dans le gaz délimité par les surfaces des isolants, ici c'est la différence de potentiel imposée dans la vacuole (contenant le gaz) qui est relevée. Plusieurs points *V* ($\emptyset_{vacuole}$) ont été alors obtenus. Ils sont comparés à la courbe de Paschen expérimentale et à une courbe *V(d)* que l'on obtiendrait dans les mêmes conditions ($U = 1000V, et\ e = 42\mu m$) si, comme dans les cas précédents, l'intervalle entre les spires n'était pas imprégné (courbe rouge).

Cette figure montre que selon la position verticale au centre de la vacuole (y_i) et le diamètre de la vacuole ($\emptyset_{vacuole}$), dans certains cas, la présence de celle-ci dans l'imprégnation est similaire au cas d'absence d'imprégnation : les cas de vacuoles les plus critiques correspondent à des vacuoles situées près, voire au contact des spires, et plus particulièrement dans les zones de distances comprises entre 20µm et 60µm. On peut voir sur la figure III.14 que dans le cas de d'une vacuole de 100µm de diamètre positionnée à $y_i = 400\mu m$, l'imprégnation est quasiment absente entre les spires. On y retrouve alors des différences de potentiel élevées car la permittivité y est plus faible.

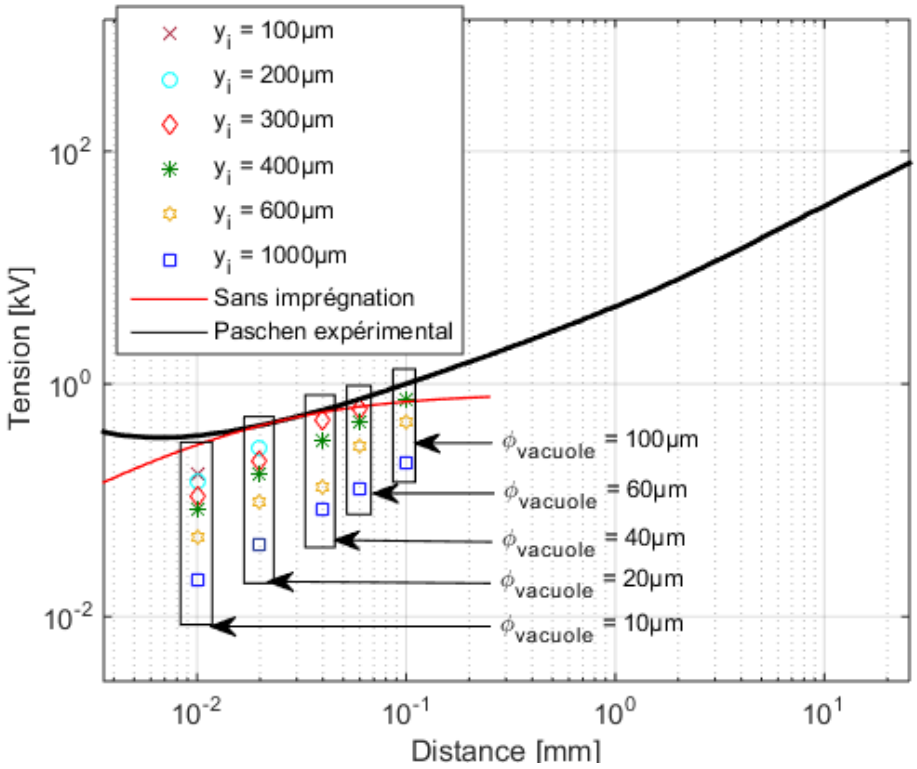


Figure III.15 : Comparaison d'une courbe V(d) dans l'air avec le cas de présence de vacuoles dans une imprégnation, $U = 830V, e = 30\mu m, \varepsilon_r(isolant) = 3{,}5, \varepsilon_r(imprégnation) = 3$

III.6.4 Influence de la géométrie du fil

Dans cette section, nous allons nous intéresser 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.

Généralement, le fil méplat est privilégié pour des applications haute tension, car il est plus facile à « ranger ». Pour des applications de machines plus basse tension, ce type de fil présente des résistances AC plus élevées par rapport au fil rond à cause des effets de peau et de proximité ; il permet, par ailleurs d'avoir un meilleur taux de remplissage des encoches et ainsi limiter les pertes DC.

Il est donc intéressant de modéliser une géométrie de fil méplat et de comparer les résultats à ceux obtenus avec le fil rond. Pour cela, nous avons considéré un fil ayant une section rectangulaire. Les épaisseurs et matériau de l'isolant utilisé sont les mêmes que pour le cas du fil rond comme illustré dans la figure III.16.

Sur cette figure, on distingue deux parties du fil méplat : la partie plane, et la partie courbée. La distribution du champ électrique dans le l'air séparant les deux spires n'est pas la même dans

les deux parties. Nous avons donc calculé les tensions *V(d)* correspondantes à ces deux parties prises séparément.

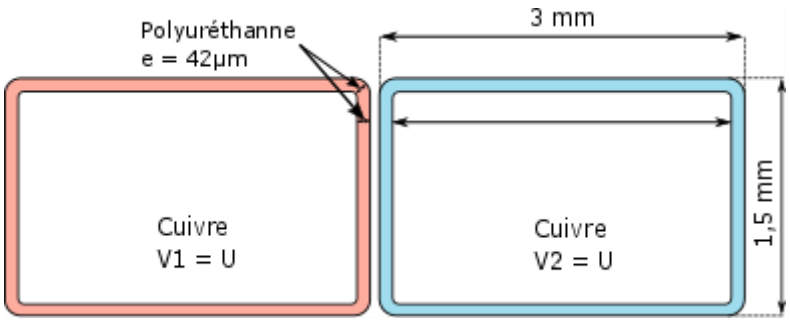


Figure III.16 : Configuration de fil méplat

Sur la partie plane, comme illustré sur la figure III.17, le champ électrique est constant le long d'une ligne droite *di* séparant les deux spires ; on peut alors appliquer le critère de Paschen le long de cette ligne.

La méthode de calcul consiste ici à éloigner les spires l'une de l'autre d'un pas *di*. Pour chaque pas, la différence de potentiel est calculée aux bords des isolants.

La figure III.18 montre la courbe *V(d)* obtenue (courbe rouge), comparée à celle obtenue avec un fil rond (courbe bleue) dans les mêmes conditions ($U = 1000V, e = 42\mu m, \varepsilon_r = 3{,}5$).

Cette figure montre que la courbe correspondant au fil méplat se superpose à celle du fil rond, traduisant ainsi le fait qu'il n'y a pas de différence marquante entre ces deux configurations.

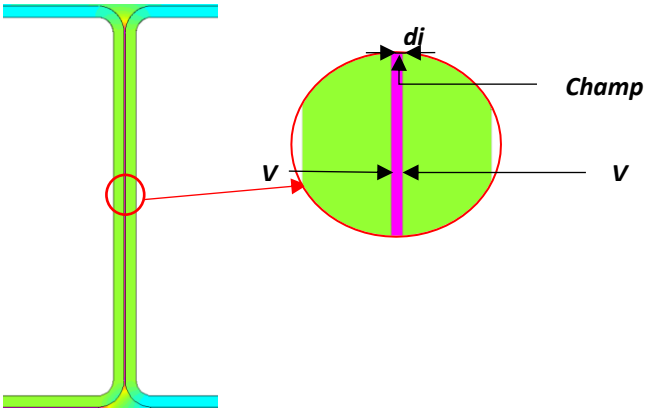


Figure III.17 : Distribution du champ électrique sur la partie plane du fil méplat, $U = 1000V, e = 42\mu m, \varepsilon_r = 3{,}5$

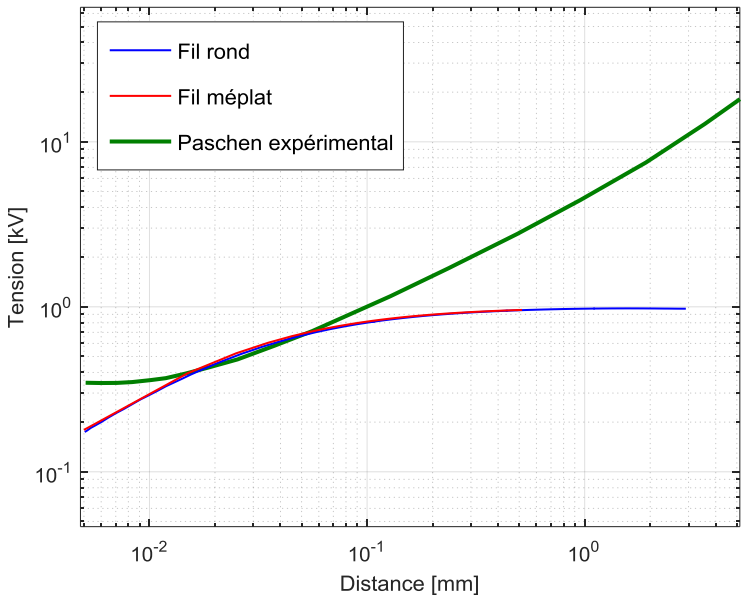


Figure III.18 : Comparaison d'une courbe V(d) obtenue sur la partie plane du fil méplat et celle obtenue avec un fil rond, $U = 1000V, e = 42\mu m, \varepsilon_r = 3{,}5$

Nous allons à présent nous intéresser à la partie courbée du fil méplat, et ainsi regarder l'influence du rayon de courbure sur les TADP.

Pour cela, nous avons appliqué la méthode de calcul utilisée pour le fil rond, décrite précédemment, sur la partie courbée du fil méplat. De même que pour le fil rond, on a vérifié que l'approximation de lignes de champs linéaires demeure acceptable pour des petites distances *di* entre les surfaces d'isolants.

Deux rayons de courbures différents ont été comparés ici : *Rc=0,1mm* et *Rc=0,05mm*, comme illustré sur la figure III.19.

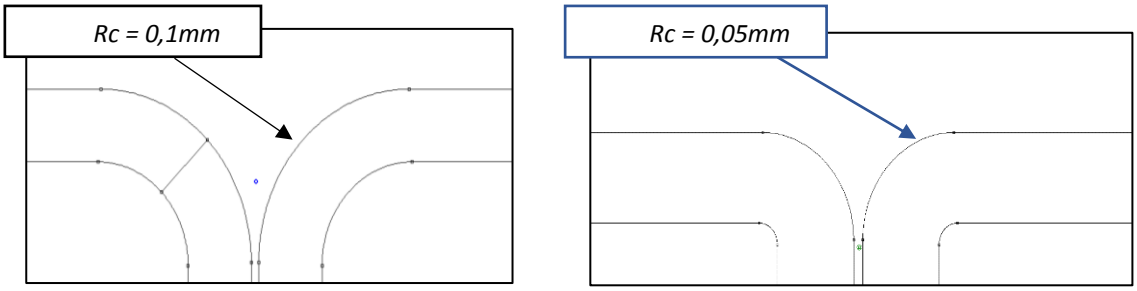


Figure III.19 : Fil méplat avec différents rayons de courbure

La figure III.20 montre que le fil méplat présente des TADP plus élevées que celles calculées pour le fil rond. En effet, pour un rayon de courbure de 0.1 un gain de 14% en termes de TADP est observé, tandis qu'avec un rayon de 0.05mm le gain est plus important et atteint 25%.

Bien que le rayon de 0.05mm soit difficile à réaliser d'un point de vue mécanique, vis-à-vis de la tenue des décharges partielles, il semble être assez intéressant (du moins plus intéressant qu'un fil rond avec la même épaisseur d'isolant).

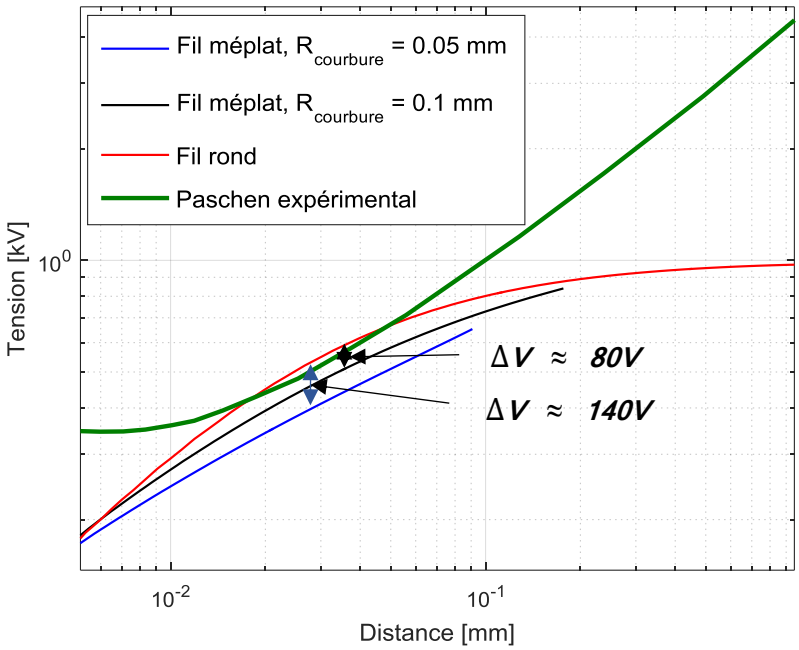


Figure III.20 : Comparaison d'une courbe V(d) d'un fil rond avec celle obtenue pour la partie courbée d'un fil méplat, $U = 1000V, e = 42\mu m, \varepsilon_r = 3{,}5$

III.7 Conclusion

Après un bref rappel sur la théorie des décharges, les différents types de situations dans lesquelles ces phénomènes peuvent apparaître dans le système d'isolation d'un stator de machine électrique ont été exposées. Les méthodes et techniques de détection de ces décharges ont été succinctement décrites. Un modèle simplifié d'évaluation des TADP pour un type de bobinage donnée en tenant compte de certains paramètres du fil est proposé. Ce modèle électrostatique n'a pas vocation à être confronté aux résultats expérimentaux. En effet, si des précautions ont été prises pour tenir compte de la géométrie des conducteurs et de la présence d'isolant solides, les phénomènes de polarisation de ces derniers ou encore de montée en température, n'ont pas été examinés. Par conséquent, ce modèle sert simplement d'outil

d'évaluation du risque d'apparition de DP dans un bobinage dont le concepteur de machine peut se servir pour avoir une première approximation du niveau de tension à partir duquel une activité de DP peut être amorcée.

Afin de simplifier les calculs une approximation linéaire des lignes de champ électrique dans l'intervalle gazeux a été adoptée. Cette approximation est valide pour des petites distances séparant les conducteurs. Or, c'est dans cette situation (petites distances) que les premières DP apparaissent.

Un certain nombre de paramètres ont un rôle important dans les TADP entre spires. Parmi ces paramètres, on retrouve la permittivité relative et l'épaisseur de l'isolant des conducteurs, la présence de vacuoles d'air dans l'imprégnation ainsi que la forme géométrique du fil.

L'utilisation d'un fil méplat avec un faible rayon de courbure présente des TADP plus élevées par rapport à un fil rond de même épaisseur d'isolant. Il semble alors plus intéressant du point de vue de la fiabilité vis-à-vis des DP.

Les résultats de la présence de bulles d'air dans le vernis d'imprégnation montrent que tant que le « process » d'imprégnation du bobinage ne peut pas garantir l'absence totale de vacuoles d'air, il est plus judicieux, dans l'étude de la tenue des isolant vis-à-vis des DP, de s'intéresser aux cas de bobinage non-imprégné, c'est-à-dire ne considérer que le pire cas en termes de TADP.

Chapitre IV

Évaluation expérimentale du risque des décharges partielles

IV.1 Introduction

Jusqu'ici, nous nous sommes intéressés à la distribution des fronts de tension le long des spires d'un bobinage, dans le but d'estimer les différences de potentiel maximales qui peuvent apparaitre entre spires adjacentes. Nous avons ensuite essayé d'évaluer le risque de décharges partielles pour un type de fil donné en fonction de certains paramètres de bobinage, en utilisant un modèle simple basé sur le calcul de champ par éléments finis en 2D.

Ce chapitre se situe dans la continuité de cette étude, le but étant d'évaluer, par des mesures expérimentales, le risque d'apparition de DP, pour un type de fil donné, en faisant varier la forme (AC, DC et MLI) et les paramètres de l'alimentation.

Les différents dispositifs expérimentaux utilisés pour cette étude ainsi que les méthodes de mesure des décharges partielles sont d'abord présentés. La méthode d'acquisition du signal de DP et de son filtrage est discutée avant la présentation et l'analyse des résultats de mesure.

Une étude paramétrique est menée dans la deuxième partie de ce chapitre. Elle consiste à observer l'influence de certains paramètres tels que le temps de montée et le rapport cyclique de l'alimentation MLI sur les TADP.

IV.2 Dispositifs expérimentaux

IV.2.1 Objet sous test

Afin de se rapprocher au mieux de la géométrie modélisée et ainsi de valider les résultats obtenus à l'aide des simulations électrostatiques, une géométrie permettant l'étude de 2 fils en parallèle a été construite comme le montre la figure IV.1. Le dispositif permet de maintenir les deux fils quasiment parallèles sur une longueur de 15 cm. Les fils sont attachés au milieu afin d'assurer un bon contact entre eux, sans modifier la répartition du champ électrique entre les deux conducteurs. Le système de maintien des fils a été réalisé à l'aide d'une imprimante 3D.

Figure IV.1 : Dispositif utilisé pour la détermination expérimentale de la TADP – Validation du modèle de deux fils parallèle

IV.2.2 Bancs de mesure

Dans un premier temps, le but est de comparer les valeurs de TADP sous différents types d'alimentation : AC 50Hz, MLI unipolaire et MLI bipolaire. Les dispositifs expérimentaux utilisés pour chaque type d'alimentation sont présentés ci-dessous.

IV.2.2.1 Alimentation sinusoïdale (AC)

Le schéma électrique du banc expérimental utilisé dans cette partie est présenté en figure IV.2. L'alimentation en AC 50 Hz est assurée ici par un autotransformateur de 15kV RMS, une résistance de protection de $20M\Omega$ est connectée en série avec le générateur de tension afin de protéger le dispositif contre les forts courants de décharges. La détection de DP est réalisée à l'aide d'un transformateur de courant de type CT1 ayant une bande passante de 1GHz et un temps de montée caractéristique de 350 ps. La tension est mesurée à l'aide d'une sonde haute tension (20kV DC – 75 MHz de bande passante) de type Tektronix P6015A. Les signaux de tension et de courant sont enregistrés à l'oscilloscope (Tektronix MDO3104, 1GHz, 5GS/s).

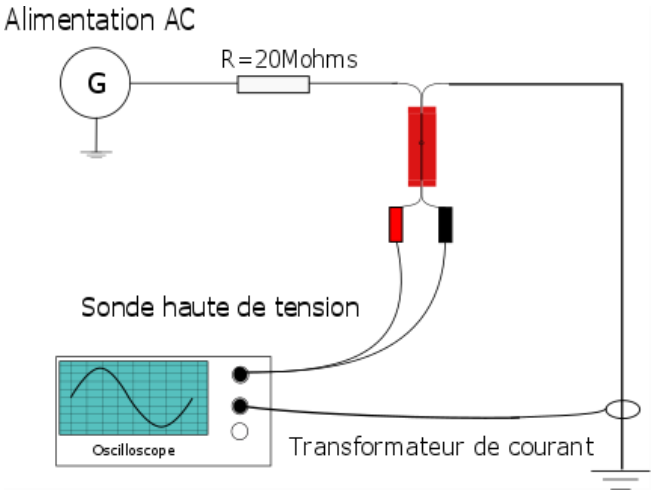


Figure IV.2 : Schéma du banc expérimental : alimentation AC

IV.2.2.2 Alimentation en MLI unipolaire

Le banc expérimental utilisé dans cette partie est présenté en figure IV.3. Il est constitué d'une alimentation à courant continu de 3kV-10mA, d'un module de puissance utilisant des IGBT pouvant commuter 1700V-125A (en configuration demi-pont), d'une sonde haute tension et d'un oscilloscope. L'oscilloscope utilisé dans cette partie (Lecroy Waverunner 625Zi) permet d'acquérir des signaux très rapides car il possède une large bande passante de 2.5GHz et une fréquence d'échantillonnage de 40GS/s. L'échantillon est mis dans une cage de Faraday afin d'atténuer le bruit environnant.

Un câble bifilaire d'une longueur de 2m relie la sortie du bras de pont à la charge ; cette liaison bifilaire a pour effet d'introduire une surtension pouvant atteindre jusqu'à 150% de la tension DC comme illustré sur la figure IV.4.

La commande des IGBT est réalisée à l'aide d'un Générateur Basse Fréquence (GBF). Les caractéristiques du signal de tension en sortie du pont sont les suivantes :

- fréquence de découpage : $f_d = 100\ Hz$
- rapport cyclique : $\alpha = 20\%$
- temps de montée de la tension (10% à 90% de V_{dc}) : $t_r = 70\ ns$

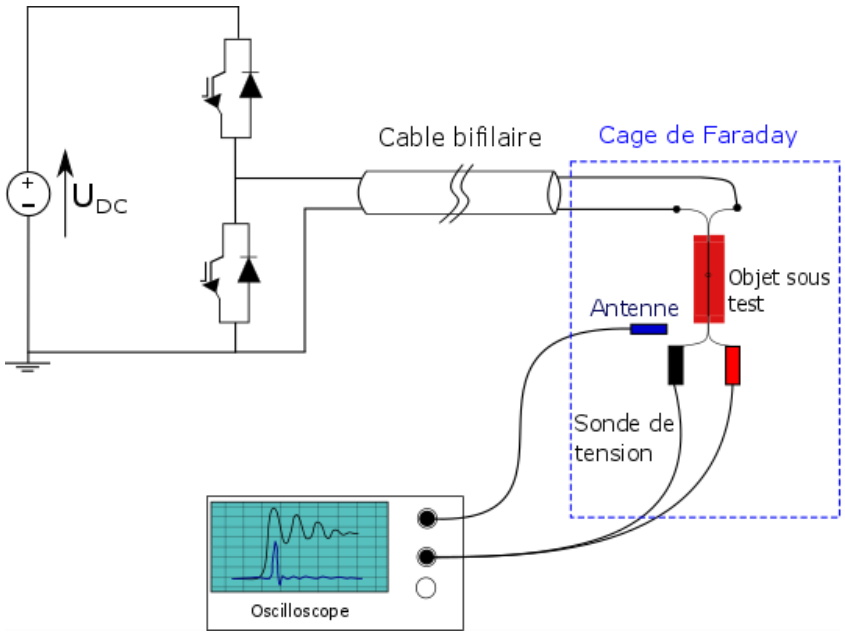


Figure IV.3 : Schéma du banc expérimental : alimentation en MLI unipolaire.

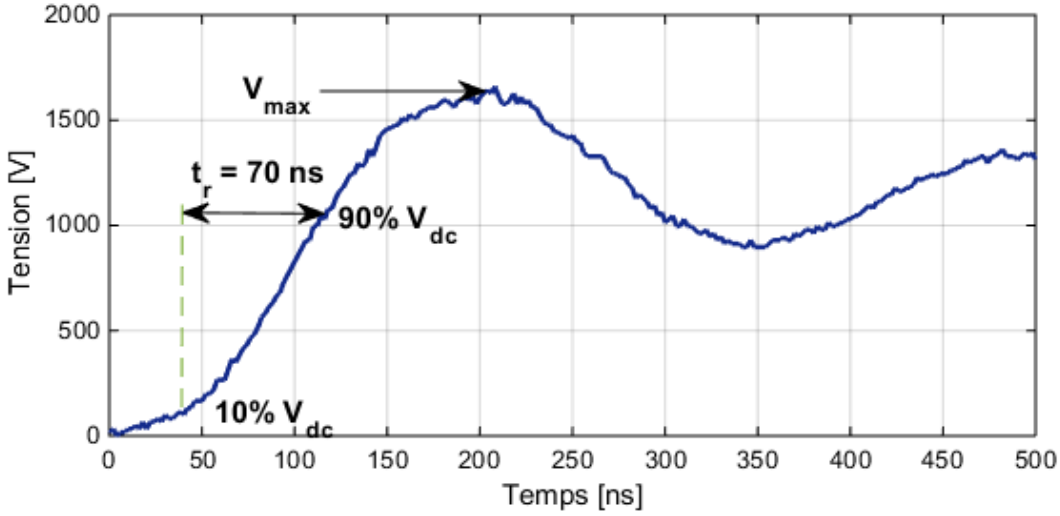


Figure IV.4 : Forme d'onde de la tension, alimentation en MLI (tension DC V_{DC} = 1100V)

IV.2.2.3 Alimentation en MLI bipolaire

Le banc de mesure pour ce type d'alimentation est similaire à celui présenté dans le paragraphe précédent, les mêmes modules IGBT sont utilisés ici mais en configuration « pont en H » comme illustré en figure IV.5.

La différence par rapport à l'alimentation unipolaire réside d'une part dans la commande des deux demi-ponts et d'autre part dans la mesure de tension, nécessitant ici une mesure différentielle, réalisée à l'aide de deux sondes de tension de type Lecroy ADP305 (1000V_{rms}, 100MHz de bande passante). La différence est calculée directement à l'oscilloscope par soustraction des deux signaux de tension mesurés sur chaque bras de pont. Un exemple de cette mesure est donné dans la figure IV.6 : les courbes du haut représentent les tensions mesurées sur chaque bras de pont (V1 et V2), tandis que la courbe du bas représente le résultat de la soustraction des deux tensions (V1-V2) ; c'est cette dernière qui servira pour la détermination des TADP. Enfin, La détection de DP est réalisée en utilisant une antenne qui sera présentée dans le paragraphe suivant.

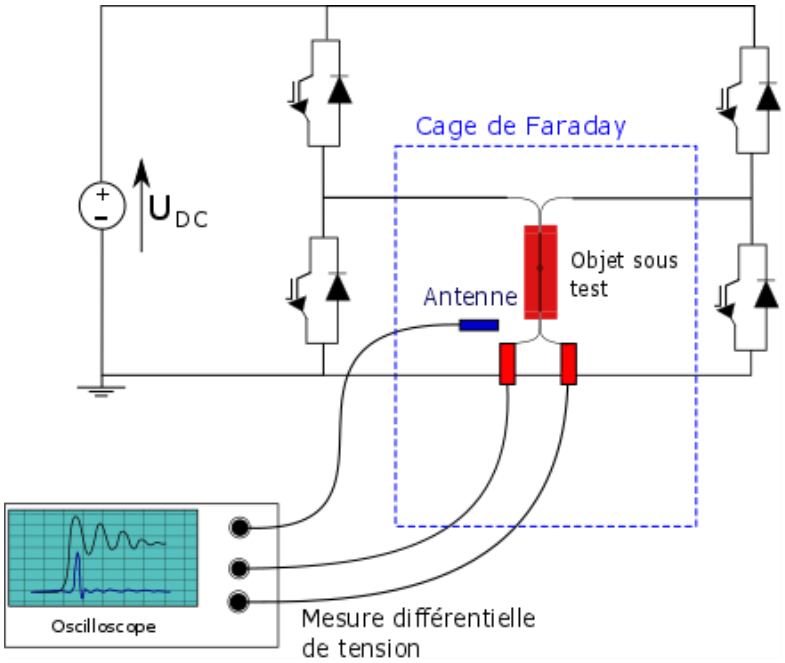


Figure IV.5 : Schéma du banc expérimental : MLI bipolaire

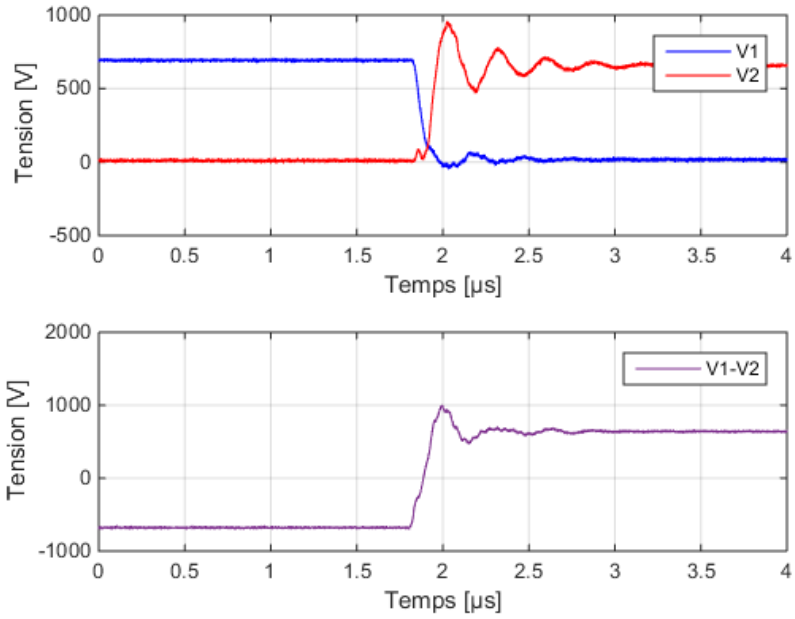


Figure IV.6 : Mesure différentielle de la tension, alimentation en MLI bipolaire

IV.2.3 Méthode de détection des DP

Lorsqu'une alimentation AC 50Hz est utilisée, la méthode repose sur la détection d'impulsions de courant mesurées à l'aide de sondes de courant à large bande passante (type CT1). Dans ces conditions, ces impulsions de courant sont *a priori* les seules sources de signaux

transitoires dans le système. Tandis que lorsqu'une alimentation en MLI est adoptée, la détection des DP est perturbée par les commutations des IGBT qui introduisent un bruit haute fréquence interférant avec les signaux de DP.

La figure IV.7 présente un exemple de mesure ; en jaune, la tension d'alimentation, en magenta, le signal délivré par la sonde de courant et en vert, et le signal de l'antenne. On peut voir que pour la sonde de courant, le signal de DP est complètement masqué par le bruit de la commutation de l'IGBT, tandis qu'avec l'antenne, on arrive à distinguer le signal de DP de la commutation.

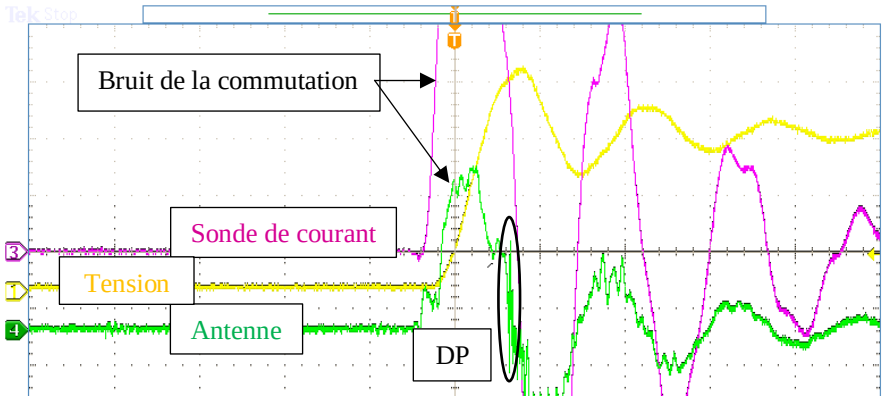


Figure IV.7 : Exemple illustrant la détection de DP en utilisant une sonde de courant et une antenne

Dans le cadre de cette étude, nous avons également opté pour ce type de détection. Un capteur simple est utilisé, il s'agit d'un câble coaxial, ayant une impédance caractéristique de 50Ω, dénudé à une de ces extrémités sur une longueur de 1 cm (figure IV.8) afin d'exposer son âme conductrice aux variations de champ causées par l'apparition de DP. L'autre extrémité du câble est composée d'une connexion BNC qui est reliée à l'entrée 50Ω de l'oscilloscope à très large bande passante.

Lorsqu'un événement de DP se produit à proximité de l'antenne, le courant de déplacement ($\frac{dD}{dt}$) créé par la DP est capté par l'antenne : cela se traduit par une différence de potentiel entre l'âme conductrice et la tresse métallique qui constitue le blindage.

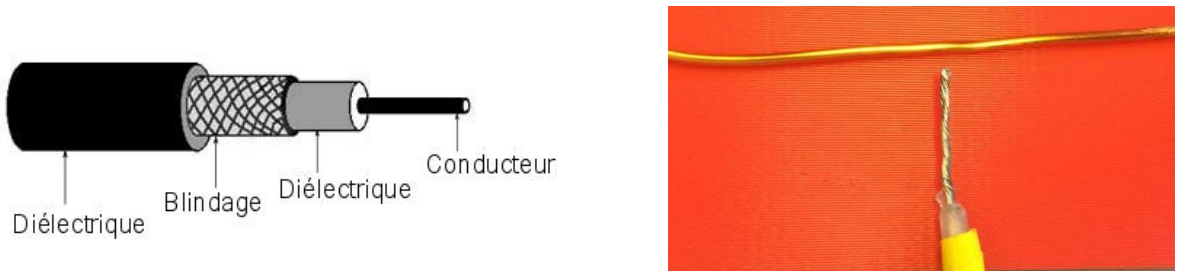


Figure IV.8 : Schéma et photographie de l'antenne de détection de DP

Ce capteur est un moyen efficace de détection de DP ; il présente l'avantage d'être très simple d'utilisation pour un coût très abordable [92]. Cependant, il doit être complété par un filtre passe-haut lors des mesures afin d'augmenter le rapport signal sur bruit [93].

Dans cette étude, nous avons opté pour une méthode simple afin de réaliser le filtrage à l'aide des fonctions de déclenchement de l'oscilloscope. En effet, la séparation entre les signaux de commutation des IGBT et les signaux de DP peut être obtenue en programmant le déclenchement (trigger) de l'oscilloscope sur des événements transitoires ayant un temps de montée inférieur à 1ns.

Afin de vérifier la validité de cette méthode de mesure, nous avons effectué une comparaison entre un signal présentant des DP et un signal sans DP pour des tensions d'amplitudes égales imposées au moyen d'une alimentation MLI. La figure IV.9 montre les signaux délivrés par l'antenne avec et sans décharge (courbes du bas) ainsi que les signaux de tension correspondant (courbes du haut).

Les courbes représentant la réponse de l'antenne montrent que dans les deux cas, on peut voir que les signaux issus des commutations des IGBT sont détectés. Cependant, on peut clairement distinguer des signaux de DP. En effet, le signal de DP présente une constante de temps beaucoup plus faible par rapport au bruit de commutation.

La figure IV.10 montre la transformée de Fourrier des deux signaux avec et sans DP. Il peut être aisément observé que la gamme de fréquence associée au bruit des commutations est de l'ordre de quelques dizaines de MHz tandis que celle associée au signal de DP se situe plutôt entre 100MHz et 2GHz.

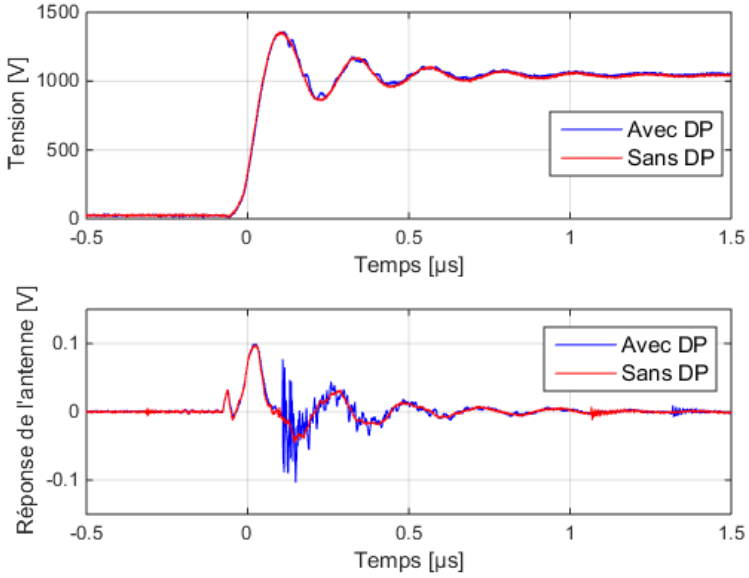


Figure IV.9 : Comparaison d'un signal avec et sans DP ; haut : signal de tension imposée ; bas : signal de l'antenne.

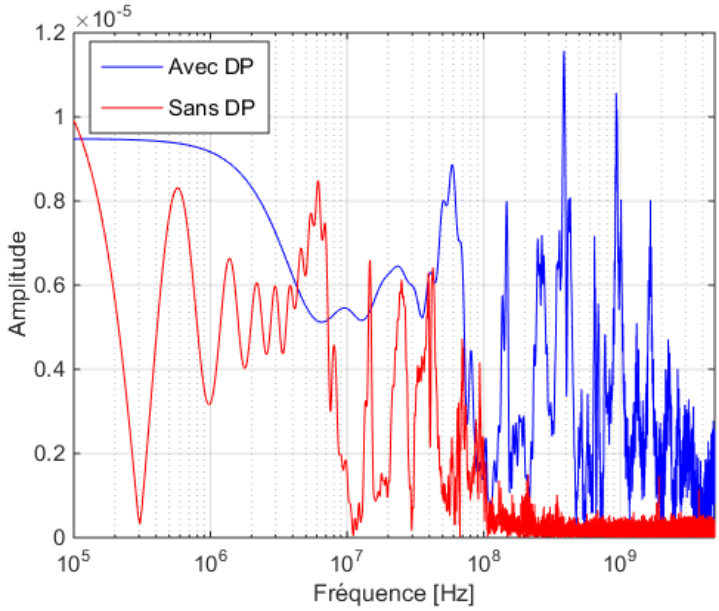


Figure IV.10 : FFT du signal délivré par l'antenne avec et sans DP

IV.2.4 Protocole expérimental

Le temps d'exposition à la tension pouvant fortement influencer les TADP, nous avons tenu à fixer ce paramètre. En effet, les résultats de la figure IV11. [94] montrent l'influence du temps d'exposition sur la tension de claquage entre deux électrodes métalliques dans le cas d'une géométrie sphère–plan, et pour différents couples pression/distances inter-électrodes. On voit

cependant que pour un temps d'attente de 20s, dans un peu plus de 90% des cas, le claquage a lieu.

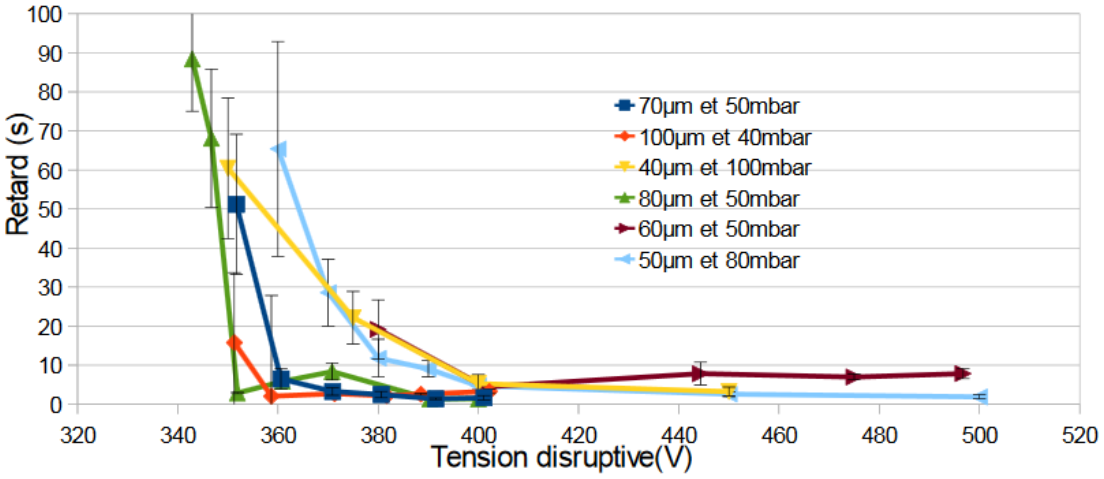


Figure IV.11 : Retard au claquage en fonction de la tension pour différentes valeurs de distance et de pression [94].

Afin de se mettre dans les mêmes conditions pour tous les tests, le protocole expérimental de mesure de DP adopté consiste à augmenter la tension par paliers de 50V toute les 20s. Pour chaque configuration, dix mesures sont réalisées, la valeur moyenne et l'écart type sont donnés pour chaque configuration.

IV.3 TADP sous différents types de sources de tension

Un des objectifs de cette étude expérimentale est l'estimation et la comparaison des niveaux de TADP entre une alimentation AC 50Hz et une alimentation en MLI unipolaire et bipolaire.

À titre d'exemple et pour bien illustrer la façon dont a été estimée la TADP, on présente sur la figure IV.12-a, IV.12-b et IV.12-c des signaux de tension et de signal de DP pour les trois types d'alimentation. Les TADP mesurées correspondent à l'amplitude maximale de la tension V_{max} et ce, en tenant compte de la surtension dans le cas de l'alimentation en MLI, car les DP apparaissent systématiquement au niveau de V_{max} comme illustré sur ces figures.

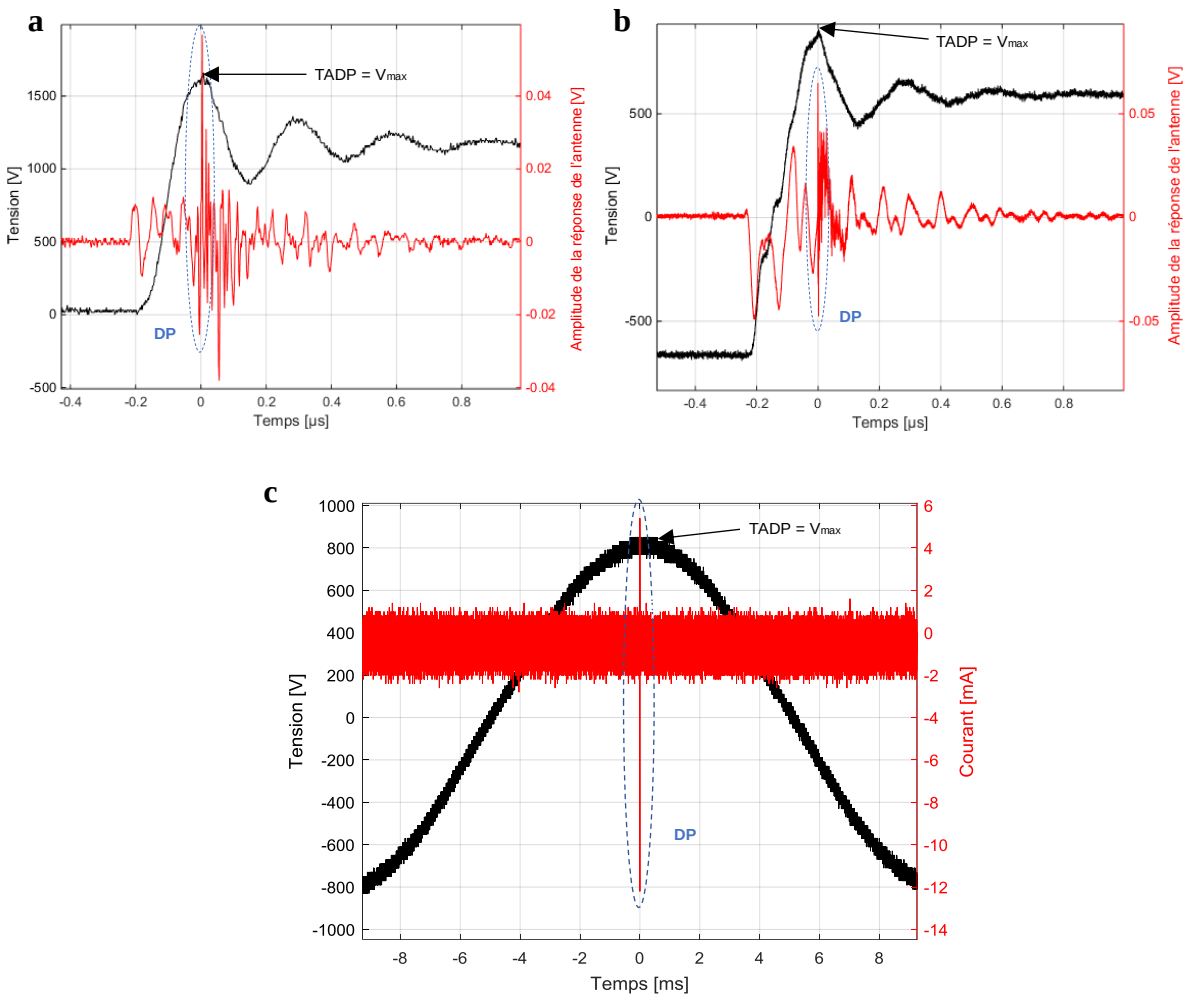


Figure IV.12 : Illustration de la méthode de détermination des TADP pour les différents types d'alimentations: MLI unipolaire (a), MLI bipolaire (b), AC 50Hz (c)

La figure IV.13 montre la valeur moyenne de la TADP mesurée et l'écart type pour chaque source de tension. Sur cette figure sont représentés également deux résultats de TADP issus des simulations décrites dans le chapitre précédent, elles correspondent à deux permittivités relatives différentes.

Plusieurs observations peuvent être faites suite à ces mesures :

- D'abord, on peut observer que la TADP mesurée en alimentation AC est proche de la valeur théorique obtenue en simulation pour une permittivité relative de $\varepsilon_r = 3{,}5$.
- La TADP en MLI bipolaire est plus faible qu'en unipolaire. Une explication à cela réside dans la polarité de la tension. On suppose alors qu'un mécanisme de transfert de charges sur la surface de l'isolant s'opère pendant le temps d'application de la tension. Ce déplacement de charges réduit le potentiel dans l'intervalle gazeux dans le cas d'une tension unipolaire. Alors que dans le cas bipolaire, au moment de l'inversion du signe

de la tension, ce champ s'ajoute au champ appliqué, augmentant ainsi le champ résultant dans l'intervalle gazeux et favorisant l'apparition de DP.

- On peut également noter que la TADP en AC est légèrement plus faible qu'en MLI bipolaire. Cela peut être expliqué par la durée d'exposition de l'intervalle gazeux à la tension. En effet, le dépassement de tension en MLI ayant un temps de montée et une durée très courte (de l'ordre de 100ns) réduit la probabilité de présence d'un électron germe initiateur de la décharge, contrairement au cas AC où le temps de montée de la tension est beaucoup plus lent. La probabilité de présence d'un électron-germe dans la zone soumise au champ électrique peut être traduite par un retard statistique entre l'imposition de la tension et l'amorçage de l'avalanche électronique. Dans l'air à pression atmosphérique, on admet que ce retard statistique est de l'ordre de 100 ns [95].

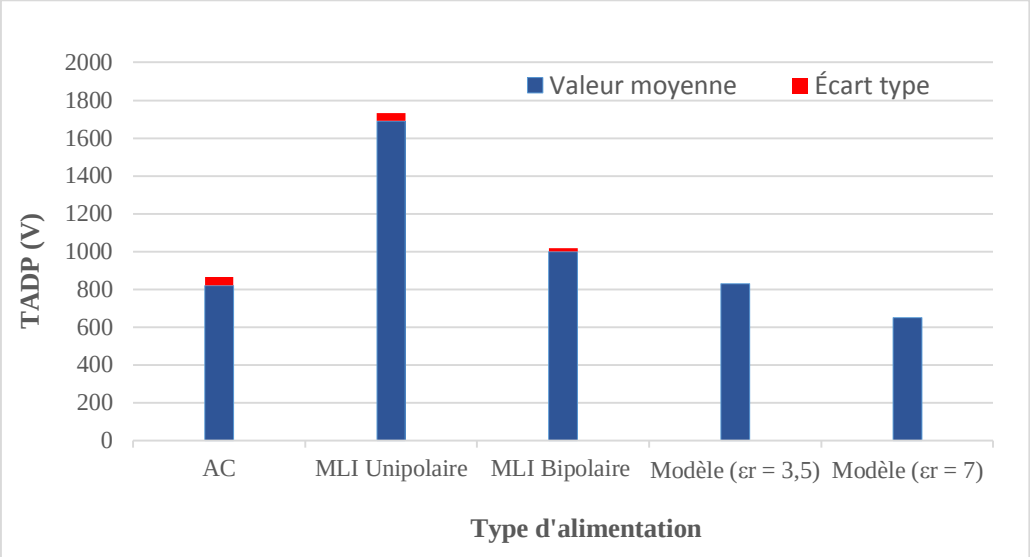


Figure IV.13 : Comparaison des TADP mesurées sous différents types d'alimentations et simulées par EF 2D

IV.4 Influence des paramètres d'alimentation sur les DP

Dans le chapitre précédent, nous nous sommes intéressés à l'influence de certains paramètres liés au bobinage sur les TADP. Dans cette partie, nous allons explorer l'influence des paramètres d'une alimentation en MLI unipolaire sur les TADP.

En effet, comme discuté dans le chapitre I, plusieurs paramètres du convertisseur influent sur les contraintes imposées au système d'isolation des machines électriques. Ils peuvent avoir un effet soit sur la création et la distribution de surtensions transitoires au niveau du bobinage,

ou directement sur les niveaux de TADP pour un type de fil donné. Ici, une étude paramétrique est menée, le critère d'évaluation est l'amplitude de la TADP

En plus du temps de montée illustré sur la figue IV.4, les paramètres explorés dans cette étude sont schématiquement représentés sur la figure IV.14, et sont les suivants :

- le temps de montée de la tension (**t_r**)
- le rapport cyclique (**α**)
- l'amplitude de surtension (***overshoot***)
- la fréquence de découpage (**f_d**)

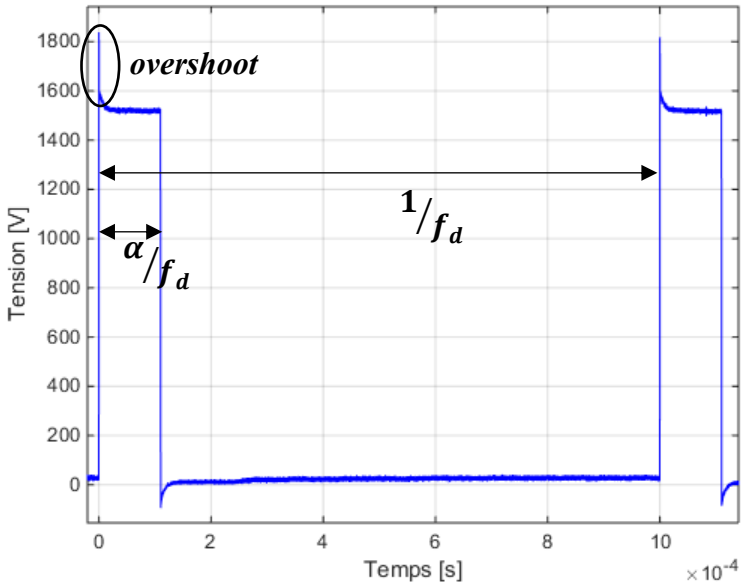


Figure IV.14 : Paramètres de l'alimentation en MLI

Comme dans le cas précédent, le protocole expérimental consiste à augmenter la tension par palier de 50V toute les 20s. Pour chaque configuration, dix mesures sont réalisées ; une moyenne et un écart type sont donnés à chaque fois. Après chaque mesure, la surface de l'isolant est neutralisée avec de l'éthanol pour évacuer les charges accumulées suite à des évènements de DP. Dans cette partie, nous avons choisi de travailler avec une paire de fils torsadée plutôt qu'avec les fils en parallèle décrits dans le paragraphe IV.1.1. Il est ainsi plus simple de neutraliser à l'éthanol toute la surface des fils hormis les points de contact. (Dans le cas des fils parallèles on a plus difficilement accès à la surface en contact avec le support). Par ailleurs, nous avons vérifié que les deux dispositifs donnent des résultats du même ordre en termes de TADP.

IV.4.1 Contrôle des paramètres environnementaux

Nous avons vu dans le chapitre II que la courbe de Paschen, qui permet d'évaluer la tension de claquage de l'air entre deux électrodes, est établie en fonction d'un seul paramètre environnemental qui est la pression (à température précisée). Cependant, le phénomène de claquage est également sensible à d'autres paramètres environnementaux que sont la température et l'humidité de l'air.

Dans la littérature, des corrections à la courbe de Paschen tenant compte des variations de la température ont été proposées. On peut citer les travaux de Peek [96] et de Dunbar [97]. Un autre paramètre influant sur l'activité de DP est l'humidité de l'air [74], [98], [99].

Afin de se mettre dans les mêmes conditions environnementales pendant les mesures, l'échantillon est placé dans une chambre climatique (figure IV.15) permettant de contrôler la température, la pression et l'humidité.

Pour l'ensemble des mesures, les paramètres environnementaux ont été fixés comme suit :

- *pression = 1013 mbar,*
- *température T = 20°C (+/-2°C),*
- *humidité relative = 40% (+/-5%).*

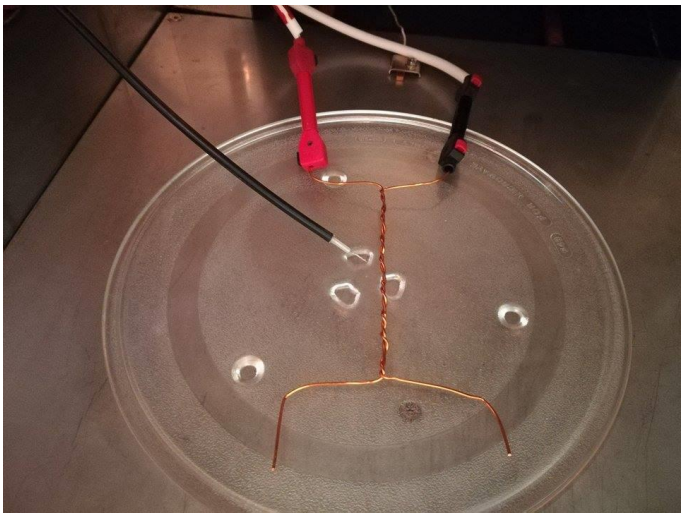


Figure IV.15 : Photographie du dispositif expérimental de détection de DP sous conditions environnementales contrôlées.

IV.4.2 Effet du rapport cyclique et de la fréquence

Le rapport cyclique, dans une alimentation par MLI, permet d'ajuster le niveau de tension à l'entrée de la machine. Nous nous sommes intéressés ici à l'effet que peut avoir la variation

de ce paramètre sur les TADP. Pour cela, nous l'avons fait varier en agissant sur la commande réalisée par le GBF. Trois rapports cycliques ont été comparés : $\alpha = 10\%, \alpha = 50\%, \alpha = 90\%$.

La variation de ce paramètre, à fréquence de découpage constante, conduit à la variation, sur une période de temps ($\frac{1}{f_d}$), de la durée d'exposition de l'échantillon aux impulsions de tension, qu'on notera T_c (avec $T_c = \alpha \times \frac{1}{f_d}$). Par conséquent, la durée de non-conduction ($\frac{1}{f_d} - T_c$) sur cette période variera également avec le rapport cyclique. Il faut noter cependant que la durée d'exposition aux surtensions transitoires n'est pas dépendante du rapport cyclique. Par ailleurs, pour un rapport cyclique constant, le nombre de ces surtensions transitoires est proportionnel à la fréquence de découpage.

Sur la figure IV.16 sont représentées les formes d'ondes de la tension d'alimentation pour deux rapports cycliques différents et deux fréquences de découpage. On peut observer que ces deux paramètres n'ont pas d'influence significative sur la forme d'onde de la tension, et plus particulièrement sur son front montant.

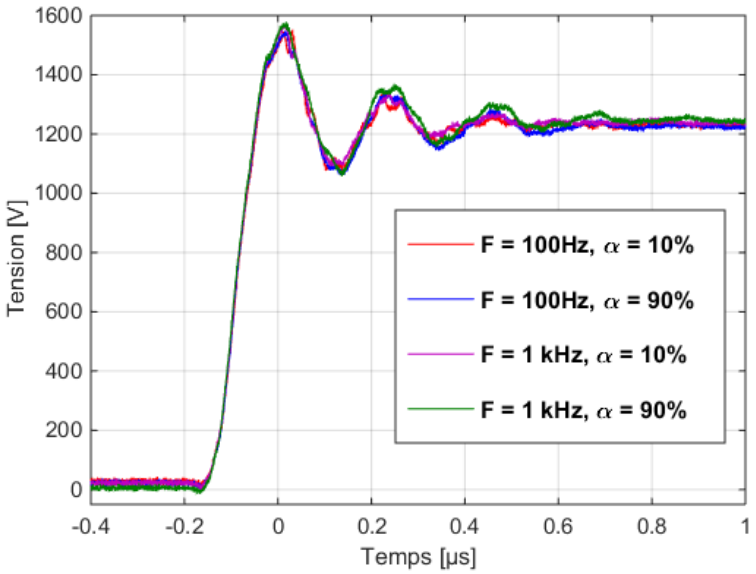


Figure IV.16 : Effet de la fréquence de découpage et du rapport cyclique sur la forme d'onde de tension

Pour chaque rapport cyclique, 10 mesures de TADP ont été réalisées selon le protocole présenté précédemment, les autres paramètres d'alimentation (temps de montée, fréquence, amplitude de surtension) étant inchangés pendant ce test.

La figure IV.17 représente l'évolution de la TADP (courbe rouge) en fonction du rapport cyclique, pour une fréquence de 100Hz. Pour chaque point de TADP, le niveau de tension d'alimentation DC, noté $V_{plateau}$, est également donnée par la courbe bleue qui suit la même tendance que la courbe rouge (le ratio $V_{max}/V_{plateau} \approx 1.26$ étant constant).

Ces deux courbes montrent que le rapport cyclique a un impact sur l'activité de DP. En effet, la TADP augmente d'un peu plus de 100 V lorsque le rapport cyclique augmente de 10% à 90%.

On pourrait penser que l'apparition des DP dépend du temps d'exposition à l'impulsion de tension (surtension comprise). Or, l'évolution observée ne va pas dans ce sens. De plus, la durée de la surtension n'est pas influencée par le rapport cyclique (figure IV.16). Il apparaît alors légitime de s'interroger sur la croissance de 100 V de la TADP. Correspond-elle réellement à une évolution ou bien à une dispersion de mesures ?

Nous avons alors effectué un changement continu du rapport cyclique en observant à l'oscilloscope l'évolution de l'apparition de DP. Nous avons commencé l'expérience avec un rapport cyclique de 90% et une tension d'alimentation légèrement en dessous de la TADP correspondant à ce rapport cyclique : dans ces conditions aucune DP n'apparaît. Nous avons ensuite fait décroître continument le rapport cyclique tout en gardant la tension d'alimentation constante. Nous avons alors pu observer une activité de DP croissante. Ceci va dans le même sens que les résultats de la figure IV.17 quant à la dépendance de la TADP vis-à-vis du rapport cyclique.

Nous avons également effectué une comparaison entre deux points de fonctionnements en agissant à la fois sur le rapport cyclique et sur la fréquence de découpage afin d'obtenir quasiment la même durée d'exposition à la tension sur une période.

Les figures IV.18 et IV.19 représentent les enregistrements de tension correspondant à ces deux points de fonctionnement :

- dans le premier cas (figure IV.18), un rapport cyclique de 10% est appliqué pour une fréquence de $f_d = 100\ Hz$, la durée totale de l'impulsion de tension (à $+V_{DC}$) est de $T_c = 1{,}02\ ms$.
- dans le second cas (figure IV.19), le rapport cyclique est de 96% et la fréquence a été augmentée à $f_d = 1\ kHz$, la durée de l'impulsion de tension résultante est de $T_c = 0{,}96\ ms$.

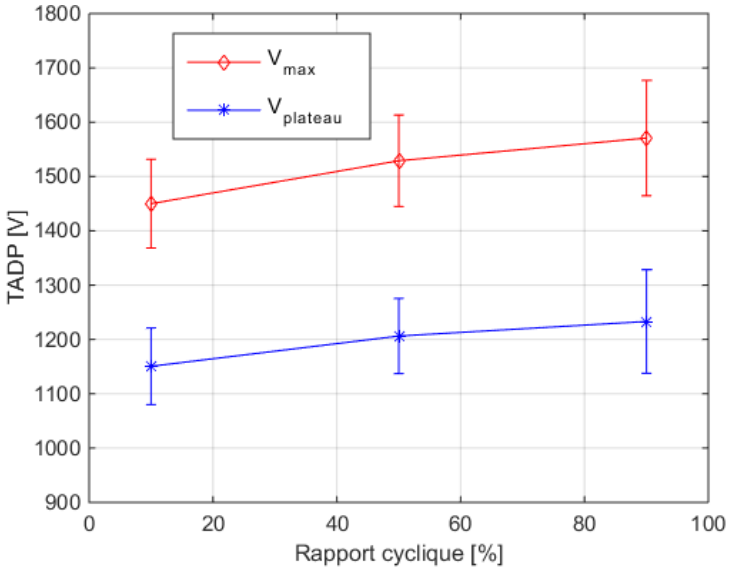


Figure IV.17 : Influence du rapport cyclique sur les TADP (f_d=100Hz)

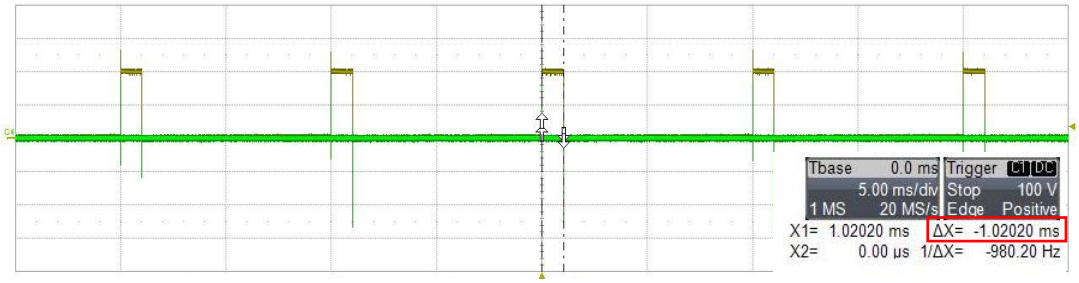


Figure IV.18 : Enregistrement à l'oscilloscope : signal de tension (f_d=100 Hz, a=10%, base de temps : 5ms/div)

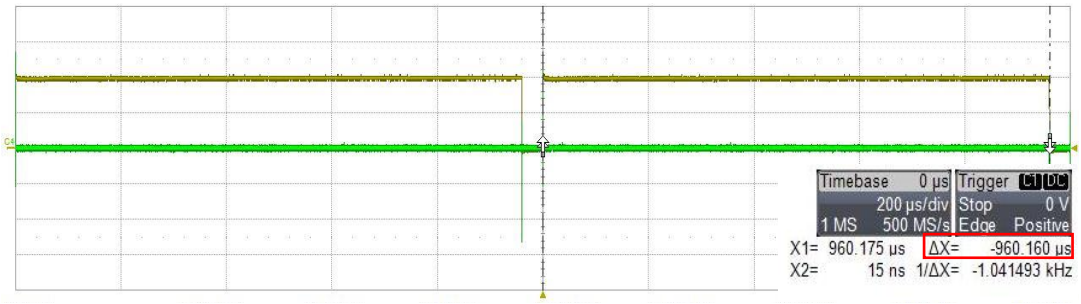


Figure IV.19 : Enregistrement à l'oscilloscope : signal de tension (f_d=1 kHz, a=96%, base de temps : 200µs/div)

Les courbes de la figure IV.20 montrent les TADP obtenues pour les deux points de fonctionnements (entourés dans la figue IV.20). On voit que le point (1 kHz - 96%) présente une TADP de près de 100V supérieure à celle du point (100 Hz - 10%). Par ailleurs, on peut également constater que la fréquence a une influence moins marquée sur les TADP. En effet,

pour les trois rapports cycliques considérés, la TADP à $f_d = 1\ kHz$ (courbe noire), présente peu de différences avec celle à $f_d = 100\ Hz$ (courbe rouge). Par conséquent, cela montre que la durée totale de l'exposition à la tension (et également aux surtensions transitoires) a peu d'influence sur les TADP. Autrement dit, l'influence du taux de répétition des impulsions de tension ne semble pas être du premier ordre vis-à-vis des TADP.

Les courbes de la figure IV.21 présentent, pour les deux fréquences en question, l'évolution de la TADP en fonction de la durée entre deux impulsions de tension successives. Elles montrent que plus cette durée est élevée par rapport à la durée de conduction (Tc) et plus la TADP baisse.

Une explication de ce résultat proviendrait du mécanisme de transfert de charges sur la surface de l'isolant. En effet, ce déplacement de charges engendré par l'application de la tension crée un champ électrique en opposition au champ électrique appliqué. Le champ électrique total dans l'intervalle gazeux se retrouve alors réduit. Lors de l'annulation de la tension, c'est-à-dire pendant la durée de non conduction $(\frac{1}{f_d} - T_c)$, ces charges sont redistribuée. On peut alors considérer que quand cette durée est faible devant le temps d'exposition à la tension (T_c), seule une fraction de cette charge nette s'évacue.

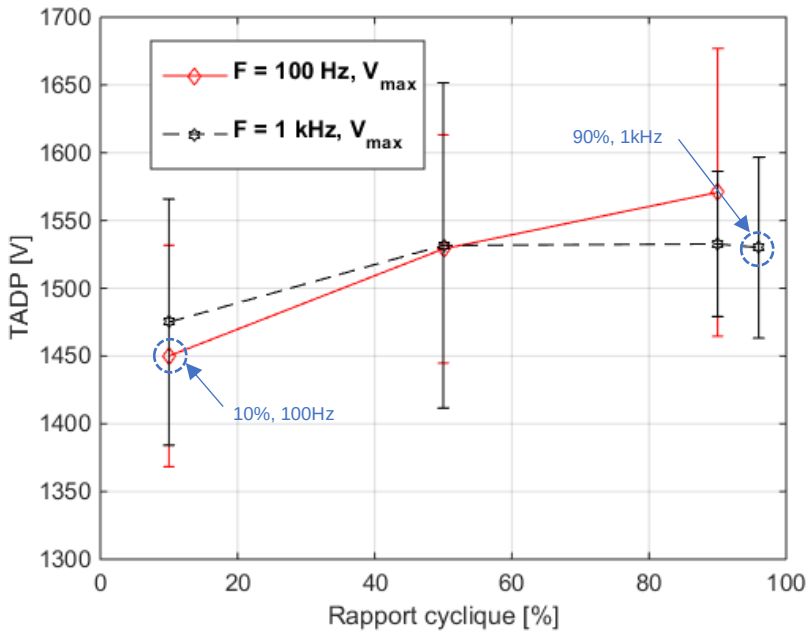


Figure IV.20 : Influence de la fréquence de découpage et du rapport cyclique sur la TADP

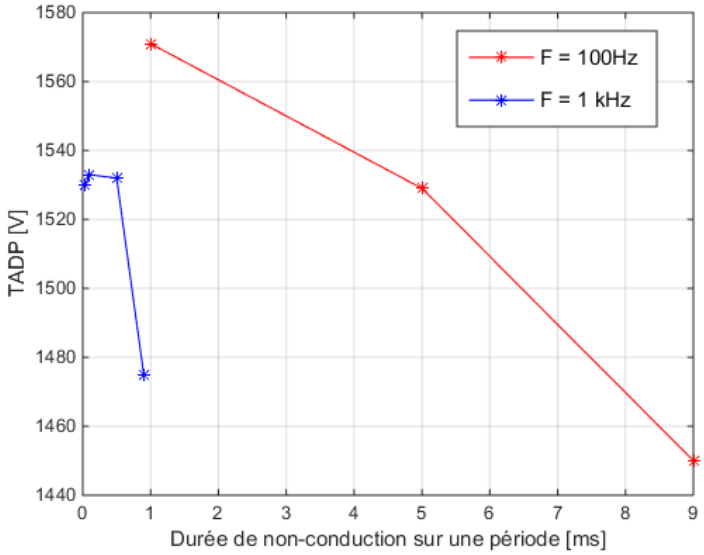


Figure IV.21 : Évolution de la TADP en fonction du temps de non-conduction sur une période de découpage

IV.4.3 Effet du temps de montée

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à l'effet du temps de montée de la tension sur les TADP. Un effet évident de ce dernier est son influence sur les surtensions. En effet, la réduction des temps de commutation des convertisseurs induit des surtensions transitoires au niveau de la machine [30], [47]. Il est à préciser ici que le but est d'évaluer l'effet dynamique du temps de montée sur les niveaux de TADP.

Nous avons donc procédé à une comparaison de TADP en alimentant l'échantillon avec des signaux de tension ayant des temps de montée différents. Deux cas de figure ont été considérés : dans le premier cas, l'augmentation du temps de montée engendre une diminution significative de l'amplitude de la surtension, alors que dans le second cas, le temps de montée a été augmenté tout en maintenant des niveaux de surtension à des valeurs voisines.

IV.4.3.1 Cas 1 : niveaux de surtensions différents

Une manière de faire varier le temps de montée de la tension au niveau de la charge est d'agir sur les paramètres du convertisseur, plus particulièrement sur le « driver ». Les temps de montée et de descente de la tension peuvent être contrôlés en ajustant les valeurs des résistances de gate (R_g) du driver des IGBT (R_{g_on} pour le temps de montée et R_{g_off} pour le temps de descente).

La configuration de base permet d'obtenir un temps de montée de $70ns$; dans ce cas les valeurs des résistances R_{g_on} et R_{g_on} sont de 5Ω. Le temps de montée a été augmenté pour passer

à 250ns en augmentant les résistances de gate à 27Ω, avec pour conséquence de diminuer la raideur du front de tension et d'abaisser l'amplitude de la surtension pour passer de 28% à 5%. Dans les deux cas, le niveau de la tension $V_{plateau}$ est le même. La figure IV.22 illustre bien cet effet, elle montre la forme d'onde des signaux de tension pour les deux temps de montée considérés.

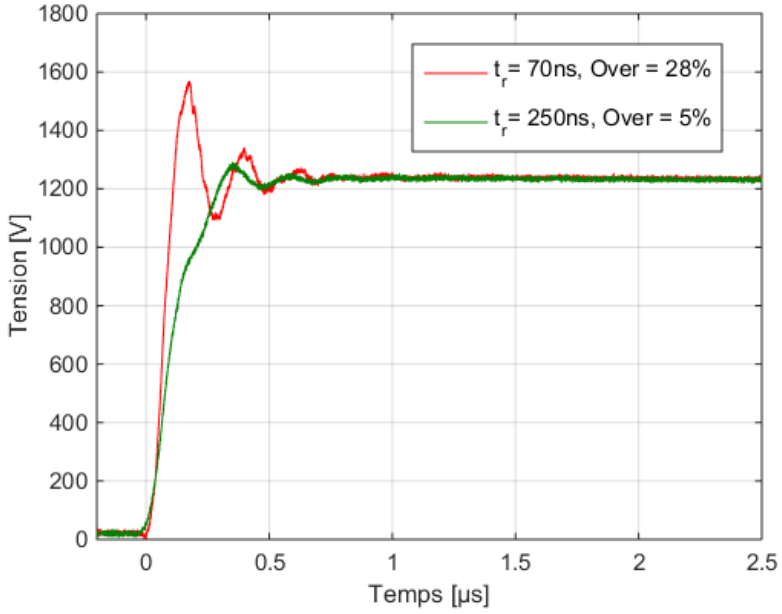


Figure IV.22 : Forme d'onde de la tension : influence du temps de montée avec des niveaux de surtension différents

L'influence de l'augmentation du temps de montée sur les TADP est illustrée par les courbes de la figure IV.23, la courbe rouge est la même que celle présentée précédemment, la fréquence de découpage a été fixée à 100 Hz.

Dans cette nouvelle configuration, le niveau de surtension demeurant très faible, les événements de DP n'apparaissent pas systématiquement sur le front montant de la tension et donc sur la tension maximale, comme cela se produisait avec le temps de montée de 70ns. C'est pourquoi les niveaux de TADP sont notés $V_{instantanée}$ pour la courbe verte car ils correspondent aux niveaux de tension à l'instant où un événement de DP a lieu.

Afin de confirmer la tendance de l'évolution de la TADP en fonction du rapport cyclique, ce test est fait pour les trois valeurs de rapports cycliques précédentes (10%, 50%, 90%). La comparaison de ces deux courbes montre une légère diminution de la TADP quand le temps de montée de la tension augmente. Une explication à ce résultat proviendrait de la forme d'onde de la tension : le déclenchement d'une décharge est régi par la probabilité qu'un électron germe soit suffisamment accéléré pour acquérir l'énergie nécessaire et ioniser une particule neutre du

gaz pendant son parcours (voir paragraphe III.2.1). Lorsque la durée de l'oscillation de tension est faible (environ150ns dans le cas du temps de montée de 70ns), la probabilité de présence d'un électron germe est faible par rapport au cas d'une durée plus longue tel que c'est le cas avec le temps de montée de 250ns.

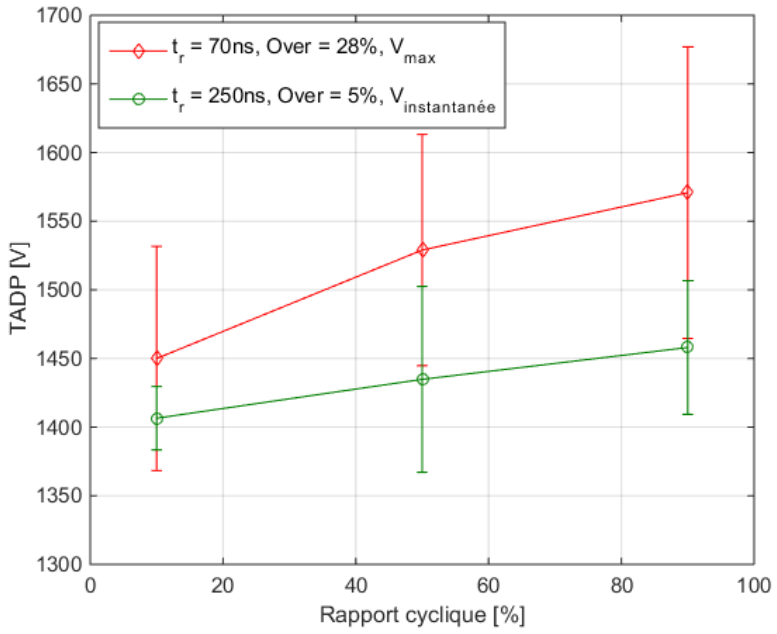


Figure IV.23 : Influence du temps de montée sur la TADP pour des niveaux de surtension différents

IV.4.3.2 Cas 2 : iso-niveau de surtension

Dans un deuxième temps, un câble bifilaire d'une longueur de 13m a été ajouté entre la sortie du convertisseur et l'échantillon, ce qui a pour effet de créer une surtension importante à l'entrée de la charge mais aussi de baisser le temps de montée (de 250ns à 150ns) comme on peut le voir sur la courbe bleue de la figure IV.24.

Les résultats de mesure de la TADP en fonction du rapport cyclique sont présentés dans la figure IV.25. Ils sont comparés à ceux obtenus avec le temps de montée de 70ns. On peut voir que la TADP dans ce cas est d'un peu plus de 100 V plus basse dans le cas d'un temps de montée de 150 ns (pour un rapport cyclique de 50%). Comme dans le cas précédent, ceci est probablement lié à la forme d'onde de tension. En effet, dans ce cas, la durée de l'oscillation de surtension pour le temps de montée de 150ns est d'environ trois fois plus élevée que celle pour 70ns.

Ces résultats montrent qu'un temps de montée faible ne favorise pas nécessairement l'apparition des premières DP. Cependant, il a un effet évident sur la forme d'onde de la tension : il contribue fortement à la création et/ou à l'amplification de la surtension.

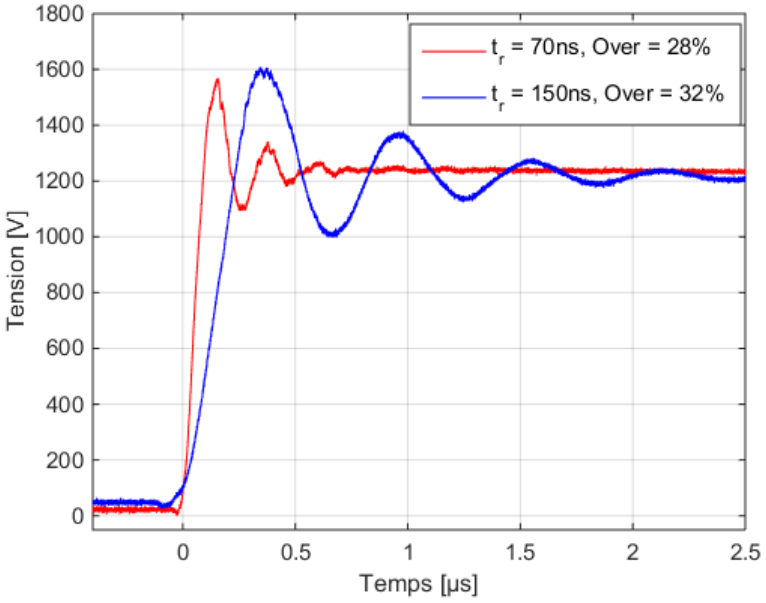


Figure IV.24 : Forme d'onde de la tension : influence du temps de montée à iso-niveau de surtension

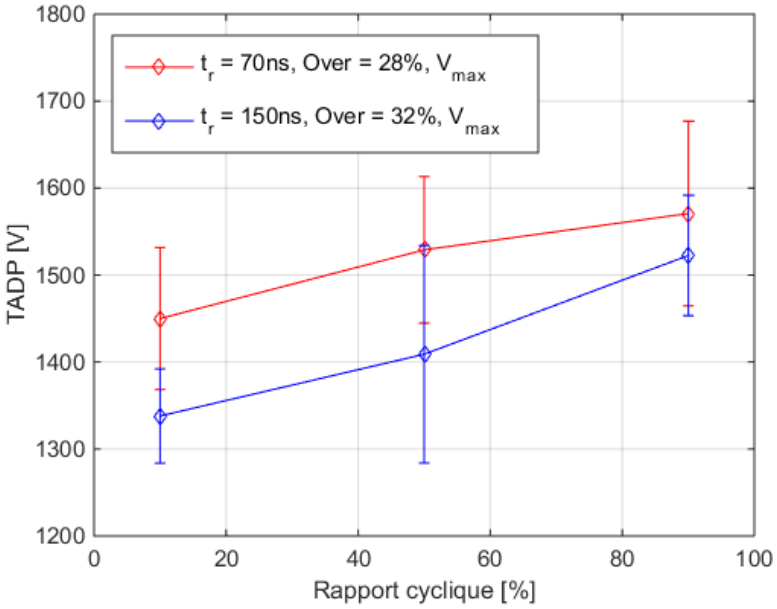


Figure IV.25 : Influence du temps de montée sur la TADP à iso-niveau de surtension

IV.4.4 Effet de la surtension

Pour augmenter le temps de montée de la tension, nous avions agi sur les paramètres du driver. Dans cette partie, le but est d'augmenter l'amplitude de la surtension sans pour autant impacter significativement le temps de montée. Pour ce faire, un câble d'une longueur de 13m a été mis en série entre la sortie du convertisseur et l'échantillon, la résistance de gate quant à elle est fixée à 5Ω. La figure IV.26 montre la forme d'onde du signal de tension obtenu (courbe noire), le niveau de surtension atteint 60% de la tension V_{DC}. Comme les cas précédents, les TADP mesurées avec cette configuration sont comparées à celles obtenues avec une surtension de 28%.

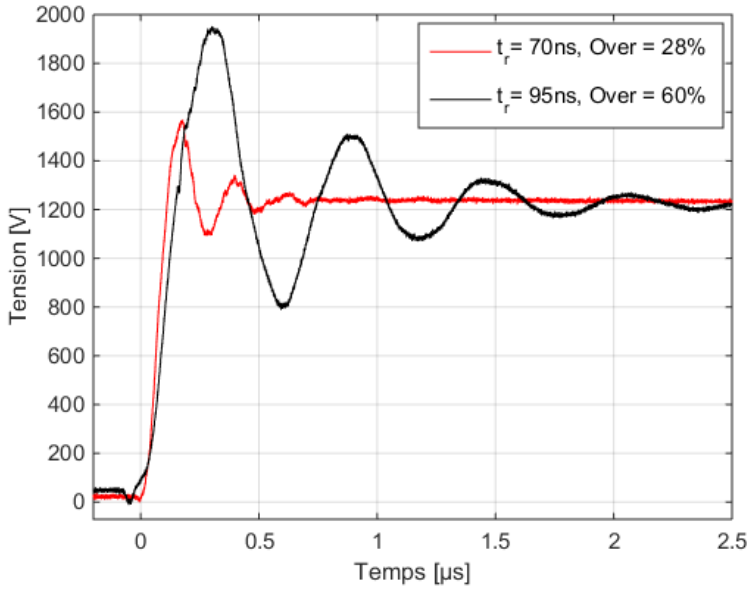


Figure IV.26 : Forme d'onde de la tension : influence de la surtension

Les résultats, présentés sur la figure IV.27, montrent que lorsque le niveau de surtension passe à 60%, la TADP baisse d'un peu plus de 100V pour un rapport cyclique de 90%, alors qu'elle est moins notable (inférieure à 50V) à 10%. Comme dans le cas précédent, l'introduction du câble modifie la forme d'onde de la tension : la fréquence des oscillations devient plus faible, la durée du pic de surtension principal augmente donc, ce qui favorise l'avènement de DP car la probabilité de présence d'un électron (germe) initiateur de la décharge est plus élevée. Par ailleurs, la figure IV.28 met en évidence l'importance de la surtension causée par l'association d'un câble d'une longueur importante et d'un temps de montée faible (courbe noire). Par conséquent la tension en régime établi est beaucoup plus faible par rapport au cas de référence (courbe rouge).

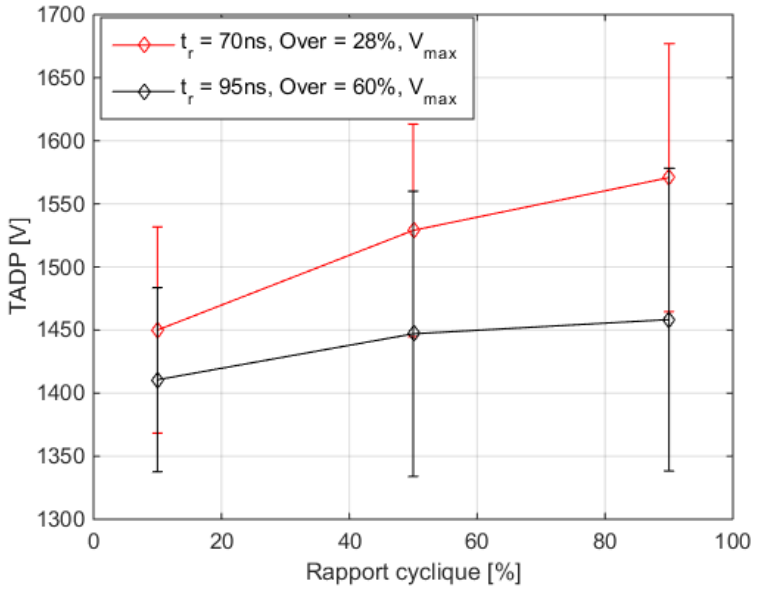


Figure IV.27 : Influence de la surtension sur la TADP

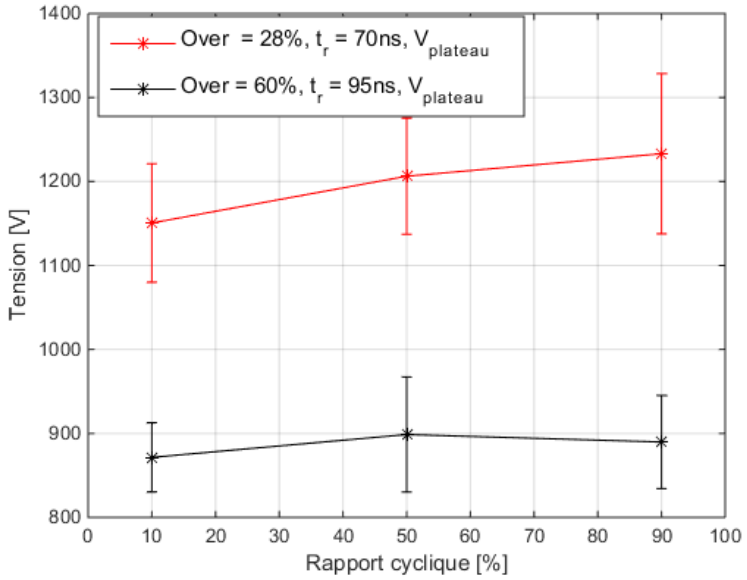


Figure IV.28 : Tensions du plateau ($V_{plateau}$) correspondant aux TADP pour des niveaux de surtension différents

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'évaluation des tensions d'apparitions de décharges partielles pour un type de fil de bobinage donné. Dans un premier temps, plusieurs sources de tension ont été comparées. Les résultats ont montré que les signaux bipolaires (MLI et sinusoïdale) présentent des TADP plus basses par rapport à un signal unipolaire. Par

conséquent, les signaux bipolaires sont plus contraignants pour le bobinage d'une machine électrique. Par ailleurs, la confrontation des résultats du modèle EF présenté dans le chapitre précédent avec les mesures, a montré que ce dernier peut être un bon outil permettant de donner une approximation des TADP pour un type de fil donné sous une alimentation sinusoïdale, d'autant plus qu'il est simple à construire et que les temps de calcul sont acceptables.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à l'exposé d'une étude permettant d'observer l'influence de certains paramètres d'une alimentation MLI unipolaire sur les TADP. Les résultats ont montré que la TADP dépend principalement de la forme d'onde de l'oscillation de tension : une oscillation de tension ayant une fréquence faible favoriserait l'apparition des DP car la probabilité de présence d'électrons germe initiateur de la décharge est plus élevée. Par ailleurs, cette forme d'onde dépend principalement du temps de montée de la tension et de la longueur du câble d'alimentation.

Un paramètre ayant également un effet non négligeable est le rapport cyclique: un faible rapport cyclique en alimentation unipolaire est favorable à l'apparition de DP. L'interprétation de cette observation repose sur le temps de redistribution des charges dans l'isolant lors de la phase d'annulation de tension. Enfin, la fréquence de découpage semble ne pas intervenir directement sur les niveaux de TADP. Elle influera toutefois sur la puissance moyenne dissipée dans la décharge et donc sur le vieillissement des isolants.

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans l'étude de la fiabilité des machines électriques utilisées notamment pour la traction des véhicules électriques. Nous nous sommes intéressés particulièrement aux contraintes électriques qui peuvent potentiellement conduire à la défaillance du système d'isolation de la machine électrique tournante.

Nous avons consacré le premier chapitre à un état de l'art sur les contraintes subies par le système d'isolation des machines électriques à basse tension. Un accent a toutefois été mis sur les contraintes électriques. 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 apparaitre 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. Les tendances actuelles de développement de la chaine de traction des véhicules électriques se traduisent par une volonté d'augmenter la tension du bus continu ainsi que l'emploi de nouveaux matériaux semi-conducteurs à grand gap (SiC, GaN). Ces deux axes de développement permettent de meilleures performances de la chaine de la traction des véhicules ; en contrepartie les contraintes électriques peuvent se retrouver amplifiées.

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. Une autre piste consiste à construire un modèle du bobinage qui permettrait de prédire la distribution des surtensions en son sein. Cela permettrait d'apporter des solutions plus localisées et moins coûteuses ; en agissant sur la disposition des conducteurs

par exemple ou en renforçant l'isolation seulement aux endroits les plus critiques. C'est dans ce sens qu'ont été réalisés les travaux présentés dans le second chapitre. Une démarche de modélisation d'une bobine élémentaire sur un noyau en ferrite, par un circuit électrique équivalent, a été proposée. 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, et entre spires et noyau magnétique ont été pris en compte. Les éléments du circuit équivalent ont été calculés par la méthode des éléments finis (EF) dans une approximation 2D axisymétrique. Le modèle construit a été validé, dans un premier temps, dans le domaine fréquentiel par la mesure d'impédance de la bobine. Puis des mesures réalisées sur un banc expérimental, permettant de générer des signaux de tension en MLI, ont permis de confronter les résultats des simulations aux mesures. Cette confrontation a montré un bon accord entre la mesure et la simulation jusqu'à un nombre important de spires. Toutefois, des différences en termes d'amplitude de surtension, de l'ordre de 16%, apparaissent pour le dernier tiers du bobinage, ainsi qu'un léger décalage temporel mais qui disparaît en présence d'un câble. Cependant, malgré cette limite, le modèle présenté ici constitue un bon outil en vue de prédire la distribution des fronts de tension dans le bobinage et ainsi localiser les zones où le champ électrique pourrait être suffisant pour amorcer une activité de DP.

Les travaux présentés dans le troisième chapitre constituent l'étape suivante de la démarche globale d'évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage. Nous avons présenté une méthode de modélisation permettant d'évaluer les tensions d'apparition des décharges partielles (TADP) pour un type de fil donné. Cette méthode est basée sur un calcul du champ électrique par éléments finis 2D. Une approximation linéaire des lignes du champ électrique dans l'intervalle gazeux a été faite afin de simplifier les calculs. Cette approximation est valide pour des petites distances séparant les conducteurs. Or, c'est dans ces distances que les premières DP apparaissent. 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 également été 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, la présence de vacuoles d'air dans l'imprégnation ainsi que la forme géométrique du fil. Nous avons notamment vu que, dans certains cas, la présence de bulles d'air dans le vernis d'imprégnation, présente des TADP similaires au cas d'absence d'imprégnation. Nous avons par conséquent considéré qu'il est plus judicieux, dans l'étude de la tenue des

isolant vis-à-vis des DP, de s'intéresser aux cas de bobinage non-imprégné, c'est-à-dire ne considérer que le pire cas en termes de TADP.

La dernière partie de ce manuscrit a été consacrée à l'évaluation expérimentale des TADP pour un type de fil donné. Plusieurs sources de tension ont été comparées : MLI unipolaire, MLI bipolaire, et sinusoïdale (AC) 50Hz. Les mesures ont été réalisées sur des échantillons de deux fils en parallèle. Les résultats ont montré que les signaux bipolaires (MLI et sinusoïdale) présentent des TADP plus basses par rapport à un signal unipolaire. Les TADP en AC sont légèrement plus faibles par rapport aux signaux MLI bipolaire. Par ailleurs, la confrontation des résultats du modèle EF avec les mesures, a montré que ce dernier peut constituer un bon outil, dont pourrait se servir le concepteur de machine, pour obtenir une approximation des TADP pour un type de fil donné sous une alimentation sinusoïdale. Des mesures de TADP ont également été menées sur une paire de fils torsadée, dans un environnement contrôlé (pression, température, humidité), en faisant varier certains paramètres d'une alimentation MLI unipolaire. Les résultats ont mis en évidence l'influence du rapport cyclique, et de la forme d'onde de l'oscillation de tension sur les TADP.

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont constitués de briques permettant l'évaluation du risque d'apparition des décharges partielles pour un bobinage donné. Ils ouvrent par ailleurs des perspectives intéressantes : une évolution possible de ce travail pourrait consister à appliquer la méthode de modélisation du bobinage, présentée dans le chapitre II, à une machine entière ou à une section de machine. D'autant plus que le modèle proposé peut tout à fait être adapté à ces configurations. Il serait également intéressant d'intégrer un modèle complet de l'onduleur de tension et un modèle du câble d'alimentation dans la démarche de modélisation, pour créer un outil complet d'évaluation des contraintes électriques dans le bobinage dès la phase de conception de la machine. La prise en compte des nouvelles contraintes exprimées plus haut (montée en tension et utilisation des composants à grand gap) dans la démarche d'évaluation des contraintes subies par l'isolation des machines constitue également une piste intéressante d'évolution de ce travail. Enfin, une autre perspective consiste à tenir compte des contraintes environnementales telles que la basse pression et les hautes températures dans l'évaluation théorique et expérimentale des TADP.

Annexe

Annexe A :

- *Méthode de calcul des distances dans le modèle éléments finis 2D :*

Le but de la modélisation de deux spires en parallèle par EF est d'évaluer la tension de claquage dans le l'air séparant les conducteurs. La courbe de Paschen, qui sert de référence, donne la tension de claquage dans l'air en fonction de la distance entre les électrodes (à pression atmosphérique). En faisant l'hypothèse de champ électrique constant le long d'une ligne droite *di*, comme discuté dans le chapitre III (voir figure III.8), nous avons calculé les distances *di* séparant les deux extrémités d'isolants des spires. La figure A.1 montre les détails géométriques permettant ce calcul à partir des dimensions des fils.

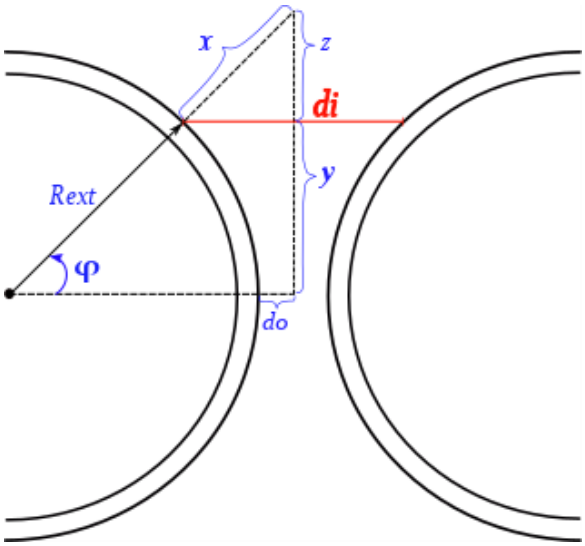


Figure A.1 : Détails géométriques du calcul des distances entre les spires

On a :

$$sin(\varphi) = \frac{z}{x} = \frac{z + y}{R_{ext} + x} \qquad \text{A.1}$$

$$x = \frac{R_{ext} \cdot z}{y} \qquad \text{A.2}$$

Par ailleurs, on a :

$$(x + R_{ext})^2 = (R_{ext} + d_0)^2 + (y + z)^2 \qquad \text{A.3}$$

En résolvant l'équation B.1 par rapport à z, on peut calculer la longueur du segment z :

$$z = \frac{\sqrt{(\frac{{R_{ext}}^2}{y} - y)^2 + \left(\frac{{R_{ext}}^2}{y^2} - 1\right) \cdot \left({d_0}^2 + y^2 + 2R_{ext}d_0\right)} - (\frac{{R_{ext}}^2}{y} - y)}{\frac{{R_{ext}}^2}{y^2} - 1} \qquad \text{A.4}$$

En appliquant le théorème de Pythagore sur le triangle formé par $(x, z, \frac{d_i}{2})$, on peut déduire la longueur *di* :

$$d_i = 2 \cdot \sqrt{(x^2 - z^2)} \qquad \text{A.5}$$

Références bibliographiques

[1] M. Martinez, “Application de la machine synchrone dans la traction automobile,” Document interne, Société AUXILEC.

[2] M. Olszewski, “Final Report on Assessment of Motor Technologies for Traction Drives of Hybrid and Electric Vehicles,” 2011.

[3] D. Dorrell, L. Parsa, and I. Boldea, “Automotive electric motors, generators, and actuator drive systems with reduced or no permanent magnets and innovative design concepts,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5693–5695, 2014.

[4] T. Hamiti, R. Benlamine, F. Vangraefschepe, and D. Lhotellier, “Analysis of ferrite assisted synchronous reluctance machines for medium sized electric,” *Proceedings - 2016 22nd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2016*, pp. 139–144, 2016.

[5] N. Faltakh *et al.*, “Design of a Low Permanent Magnet Mass Hybrid Excited Flux Switching Machine for a PHEV Application,” in *15-th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systemes (ELMA)*, 2017, pp. 3–8.

[6] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa, and D. Dorrell, “Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: An overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5696–5711, 2014.

[7] J. Saint-Michel, “Bobinage des machines tournantes à courant alternatif,” *Techniques de l’ingénieur - Traité Génie électrique*, vol. D3420, 2001.

[8] F. Magnussen and C. Sadarangani, “Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings,” *IEMDC 2003 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 1, pp. 333–339, 2003.

[9] F. Bernot, “Composants de l’électronique de puissance,” *Techniques de l’ingénieur - Traité Electronique*, vol. E3960, 2000.

[10] EIC 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,” 2014.

[11] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcov, *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & sons, Ltd, 2008.

[12] M. Chapman, N. Frost, and R. Bruetsch, “Insulation systems for rotating low-voltage machines,” *Conference Record of IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, pp. 257–260, 2008.

[13] H. A. Toliyat and G. B. Kliman, *Handbook of Electric Motors*. Taylor & Francis Group, 2004.

[14] K. Kassi, “Étude De L’Isolation Hybride En Vue De Son Application Dans Les Transformateurs De Puissance,” Université du Quebec à Chicoutimi, 2013.

[15] A. Anton, “Emaux isolants et fils émaillés,” *Techniques de l’Ingénieur*, vol. D2330, 2009.

[16] P. Bardonnet, “Résines Epoxydes EP - Mise en oeuvre et applications,” *Techniques de l’Ingénieur*, vol. A 3466, 1992.

[17] P. Brutsaert, D. Laloy, P. Robert, and D. Verbeke, “Construction des machines tournantes. Éléments constitutifs,” *Techniques de l’ingénieur, D3571*, 2006.

[18] P. O. Donnell, C. Heising, C. Singh, and S. J. Wells, “Report of Large Motor Reliability

Survey of Industrial and Commercial Installations: Part 3," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 1, pp. 153–158, 1987.

[19] A. Siddique, G. S. Yadava, and B. Singh, "A review of stator fault monitoring techniques of induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 1, pp. 106–114, 2005.

[20] E. L. Brancato, "Insulation Aging - A historical and critical review," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol. EI-13, no. 4, pp. 308–317, 1978.

[21] M. Geoffriaul, "Réduction active des vibrations et des bruits d'une machine électrique par la stratégie de commande.," CentraleSupélec, thèse soutenue, 2015.

[22] C. Guillermin, "Vieillissement électrique et thermique d'un composite résine époxyde-silice : étude des charges d'espace et de la conduction," Université Joseph Fourier Grenoble I, thèse soutenue, 2004.

[23] O. Gallot-lavallee, "Etude de la charge d'espace et des phénomènes luminescents comme précurseurs du vieillissement électrique d'une résine époxy utilisée dans l'isolation haute tension," Université Paul Sabatier (Toulouse III), thèse soutenue, 2004.

[24] T. Lebey, "A theoretical approach of partial discharges under squarevoltage wave forms," *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, pp. 257–260, 1998.

[25] P. Wang, A. Cavallini, G. Montanari, and G. Wu, "Effect of rise time on PD pulse features under repetitive square wave voltages," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 20, no. 1, pp. 245–254, 2013.

[26] W. Yin, "Failure mechanism of winding insulations in inverter-fed motors," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 13, no. 6, pp. 18–23, 1997.

[27] P. Nussbaumer, C. Zoeller, T. M. Wolbank, and M. A. Vogelsberger, "Transient distribution of voltages in induction machine stator windings resulting from switching of power electronics," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 3189–3194, 2013.

[28] C. R. Paul, "The transmission-line equations for multiconductor lines," in *Analysis of multiconductor transmission lines*, John Wiley & Sons, Inc., 2008, pp. 89–109.

[29] A. Binder, "High frequency effects in inverter-fed AC electric machinery," *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2017.

[30] L. A. Saunders, G. L. Skibinski, S. T. Evon, and D. L. Kempkes, "Riding the reflected wave-IGBT drive technology demands new motor and cable considerations," *Proceedings of 1996 IAS Petroleum and Chemical Industry Technical Conference*, pp. 75–84, 1996.

[31] Z. Peroutka and V. Kus, "Adverse effects in voltage source inverter-fed drive systems," *APEC Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat No02CH37335)*, vol. 1, no. c, pp. 557–563, 2002.

[32] C. R. Paul, "Time-domain analysis of two-conductor lines," in *Analysis of multiconductor transmission lines*, John Wiley & Sons, Inc., 2008, pp. 343–469.

[33] "Motors and Generators," *Norme NEMA MG 1*. National Electrical Manufacturers Association, 2009.

[34] S. Grzybowski, E. A. Feilat, and P. Knight, "Accelerated aging tests on magnet wires under high frequency pulsating voltage and high temperature," *1999 Annual Report*

Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, vol. 2, pp. 555–558, 1999.

[35] B. S. M.Kaufhold, G.Borner, M.Eberhardt, “Failure Mechanism of the lnterturn Insulation of low Machines Fed by Pulse-controlled Inverters,” *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 12, no. 5, pp. 9–16, 1996.

[36] F. Guastavino *et al.*, “Influence of the rise time and of the temperature on the PD inception voltage of enameled wires,” *Annual Report - Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, CEIDP*, pp. 2–5, 2010.

[37] J. P. Bellomo, T. Lebey, J. M. Oraison, and F. Peltier, “Influence of rise time on the dielectric behavior of statorinsulation materials,” *Proceedings of Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena - CEIDP ’96*, vol. 2, pp. 3–6, 1996.

[38] M. Melfi, J. Sung, S. Bell, and G. Skibinski, “Effect of Surge Voltage Risetime on the Insulation of Low Voltage Machines Fed by PWM Converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, 1998.

[39] J. P. Bellomo, T. Lebey, J. . Oraison, and F. Peltier, “Characterisation of voltage shapes acting on the insulation of rotating machines supplied by inverters,” *Proceedings of the 4th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, pp. 792–795, 1994.

[40] J. Kuang and S. A. Boggs, “Thermal-electric field distribution around a defect in polyethylene,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 1, pp. 23–27, 1998.

[41] M.Kaufkold, G.Börner, M.Berhardt, and J.Speck, “Failure Mechanism of the lnterturn Insulation of low Machines Fed by Pulse-Controlled Inverters,” *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 12, no. 5, pp. 9–16, 1996.

[42] D. Fabiani, G. C. Montanari, A. Cavallini, and G. Mazzanti, “Relation between space charge accumulation and partial discharge activity in enameled wires under PWM-like voltage waveforms,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 11, no. 3, pp. 393–405, 2004.

[43] H. Okubo, N. Hayakawa, and G. C. Montanari, “Technical development on partial discharge measurement and electrical insulation techniques for low voltage motors driven by voltage inverters,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, no. 6, pp. 1516–1530, 2007.

[44] D. Fabiani, G. C. Montanari, and A. Contin, “Aging acceleration of insulating materials for electrical machine windings supplied by PWM in the presence and in the absence of partial discharges,” *IEEE 7th International Conference on Solid Dielectrics*, pp. 283–286, 2001.

[45] G. C. Stone, I. Culbert, and S. R. Campbell, “Progress in on-line measurement of PD in motors fed by voltage source PWM drives,” *Proceedings of the 32nd Electrical Insulation Conference*, no. June, pp. 172–175, 2014.

[46] L. Gubbala, a. Von Jouanne, P. Enjeti, C. Singh, and H. Toliyat, “Voltage distribution in the windings of an AC motor subjected tohigh dV/dt PWM voltages,” *Proceedings of PESC ’95 - Power Electronics Specialist Conference*, vol. 1, 1995.

[47] P. Bidan, T. Lebey, G. Montseny, and J. Saint-Michel, “Transient voltage distribution in inverter fed motor windings:experimental study and modeling,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 92–100, 2001.

[48] C. Neacsu, “Contribution à l’étude des défaillances statoriques des machines asynchrones : Mise au point et réalisation d’un test non destructif de fin de fabrication.” Université Paul Sabatier, thèse soutenue, 2002.

[49] G. Suresh, H. a. Toliyat, D. a. Rendusara, and P. N. Enjeti, “Predicting the transient effects of PWM voltage waveform on the stator windings of random wound induction motors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 23–30, 1999.

[50] RENAULT Document interne, “Véhicule électrique de série : Guide pour les Services de Secours,” 2012.

[51] D. Tournier, “Composants de puissance en SiC: Applications,” *Techniques de l’ingénieur*, vol. D3122, 2007.

[52] L. M. Tolbert, B. Ozpineci, S. K. Islam, and F. Z. Peng, “Impact of SiC Power Electronic Devices for Hybrid Electric Vehicles.” pp. 1–8, 2002.

[53] D. Tournier, “Composants de puissance en SiC: Technologie,” *Techniques de l’ingénieur*, vol. D3120, 2007.

[54] H. Okubo *et al.*, “Lifetime characteristics of nanocomposite enameled wire under surge voltage application,” *Annual Report - Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, CEIDP*, pp. 13–16, 2007.

[55] M. Q. Nguyen *et al.*, “Silica nanofilled varnish designed for electrical insulation of low voltage inverter-fed motors,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 17, no. 5, pp. 1349–1356, 2010.

[56] A. Von Jouanne and P. N. Enjeti, “Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1138–1145, 1997.

[57] G. C. Montanari, F. Negri, and F. Ciani, “Partial Discharge and life behavior of rotating machine wire insulation under PWM waveforms: The influence of inverter characteristics,” in *IEEE Electrical Insulation Conference, EIC 2017*, 2017, pp. 161–164.

[58] V. Mihaila, “Nouvelle Conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt,” Université d’artois, thèse soutenue, 2011.

[59] V. Mihaila, S. Duchesne, and D. Roger, “A simulation method to predict the turn-to-turn voltage spikes in a PWM fed motor winding,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, no. 5, pp. 1609–1615, 2011.

[60] C. Petrarca, A. Maffucci, V. Tucci, and M. Vitelli, “Analysis of the voltage distribution in a motor stator winding subjected to steep-fronted surge voltages by means of a multiconductor lossy transmission line model,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 7–17, 2004.

[61] J. L. Guardado and K. J. Cornick, “Computer model for calculating steep-fronted surge distribution in machine windings.,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 1, pp. 95–101, 1989.

[62] V. Iosif, S. Duchesne, and D. Roger, “Voltage stress predetermination for long-life design of windings for electric actuators in aircrafts,” *Annual Report - Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, CEIDP*, vol. 2015–Decem, pp. 318–321, 2015.

[63] O. Magdun, S. Blatt, and A. Binder, "Calculation of stator winding parameters to predict the voltage distributions in inverter fed AC machines," *Proceedings - 2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED 2013*, pp. 447–453, 2013.

[64] M. T. Wright, S. J. Yang, and K. McLeay, "General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings," *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 130, no. 4, p. 245, 1983.

[65] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics," *FEMM user's manual*, 2015. .

[66] A. Ducluzaux, "Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité," *Cahier Technique Schneider Electric*, vol. 83, pp. 1–19, 1977.

[67] J. Moeneclaey, "Méthode de conception des bobinages des actionneurs électriques adaptés aux nouvelles contraintes de l'avionique," Université d'Artois, thèse soutenue, 2015.

[68] J-M Rax, *Physique des plasmas : Cours et applications*. Dunod, 2005.

[69] S. Vacquié, "Arc électrique," *Techniques de l'Ingénieur*, vol. D2870, 1995.

[70] Y. I. Davydov, "On the first townsend coefficient at high electric field," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 53, no. 5, pp. 2931–2935, 2006.

[71] E.Badareu and I.Popescu, "Gaz Ionisés." Dunod, 1968.

[72] K. Wu and L. A. Dissado, "Model for electrical tree initiation in epoxy resin," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 12, no. 4, pp. 655–668, 2005.

[73] F. Massines, N. Gherardi, N. Naudé, and P. Ségur, "Recent advances in the understanding of homogeneous dielectric barrier discharges," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 47, no. 2, p. 22805, 2009.

[74] Elyse Sili, "Etude et caractérisation des décharges partielles et du vieillissement du polyimide en environnement aéronautique," Université de Toulouse III, Thèse soutenue, 2012.

[75] G. R. Govinda and R. Hakam, "Note on Paschen Law and the Similarity Theorem At the Minimum Breakdown Voltage," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. PS-2, no. 2, pp. 63–66, 1974.

[76] A.-M. Pointu, J. Perrin, and J. Jolly, "Plasmas froids de décharge - Propriétés électriques," *Techniques de l'ingénieur*, vol. D 2830, 1998.

[77] G. Dakin, T.W. Luxa, G. Oppermann, G. Vigreux, "Breakdown of gases in uniform fields Paschen curves for nitrogen air and sulfure hexafluoride," *Electra*, vol. 32, pp. 61–82, 1974.

[78] M. G. Danikas, "The definitions used for partial discharge phenomena," *IEEE transactions on electrical insulation*, vol. 28, no. 6, pp. 1075–1081, 1993.

[79] F. H. Kreuger, E. Gulski, and a. Krivda, "Classification of partial discharges," *IEEE transactions on electrical insulation*, vol. 28, no. 6, pp. 917–931, 1993.

[80] L. Berquez and J. L. Franceschi, "Détection acoustique des décharges partielles dans les films isolants polymères minces sous contrainte électrique," *Cfa*, pp. 657–660, 2006.

[81] L. E. Lundgaard, "Partial Discharge - Part XIII: Acoustic Partial Discharge Detection - Fundamental Considerations," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 8, no. 4, pp.

25–31, 1992.

[82] E. Odic, J. Eric, V. Gaetan, and M. Claire-Sophie, "Characterization of Medium Voltage Equipment Ageing By Monitoring of Partial Discharges Chemical and Acoustical Emission," *10th International Electrical Insulation Conference (INSUCON)*, pp. 24–29, 2006.

[83] S. Karmakar, N. K. Roy, and P. Kumbhakar, "Detection of partial discharges in a high voltage equipment," *Journal of Electrical Engineering*, pp. 1–6, 2006.

[84] F. Koliatene, "Contribution à l'étude de l'existance des décharges partielles dans les systèmes de l'avionique," Université Toulouse III, thèse soutenue, 2009.

[85] N. Hayakawa and H. Okubo, "Partial discharge characteristics of inverter-fed motor coil samples under AC and surge voltage conditions," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 21, no. 1, pp. 5–10, 2005.

[86] L. L. Millet, C. D.N. Nguyen, "Case Study – High Ozone Concentration in Hydro Generators," in *IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009, pp. 178–182.

[87] T. Lebey, "Les décharges partielles dans le diagnostic des systèmes électriques," in *Journées EEA Section Electrotechnique*, 2005, vol. 4, pp. 0–17.

[88] EIC 60270, "High-voltage test techniques – Partial discharge measurements," 2000.

[89] IEEE Standard 1434, *IEEE Trial-Use Guide to the Measurement of Partial Discharges*. 2000.

[90] S. Duchesne, J. Moeneclaey, G. Vélu, and D. Roger, "Is thermo-bonded coils a good solution for electric machines fed by fast PWM inverters?," *EIC 2014 - Proceedings of the 32nd Electrical Insulation Conference*, no. June, pp. 425–429, 2014.

[91] A. Anton, "Caractéristiques électriques des matériaux isolants," *Techniques de l'Ingénieur*, vol. K712, 2003.

[92] T. Billard, "Off-line and On-line Partial Discharges Detection in Low Voltage Motors of Electric Vehicle fed by a PWM Inverter using Non-Intrusive Sensor," Université de Toulouse III, thèse soutenue, 2014.

[93] C. Abadie, T. Billard, and T. Lebey, "Influence of pressure on partial discharge spectra," *34th Electrical Insulation Conference, EIC 2016*, pp. 507–510, 2016.

[94] R. Boukadoum, R. Landfried, and T. Leblanc, "Comparison of the effect of different types of aging on partial discharge inception voltage in aerospace power connectors," *Electrical Insulation Conference (EIC)*, pp. 11–14, 2017.

[95] P. Ségur, "Gaz isolants," *Techniques de l'ingénieur*, vol. D2530, pp. 1–33, 1990.

[96] F. W. Peek, "Dielectric Phenomena in High Voltage Engineering." Mc Graw-Hill Book Company, Ltd, 1915.

[97] W. G. Dunbar, "Corona and breakdown voltage in helium-oxygen atmospheres," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol. EI-5, no. 3, pp. 79–83, 1970.

[98] M. Fenger and G. C. Stone, "Investigations into the effect of humidity on stator winding partial discharges," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 12, no. 2, pp. 341–346, 2005.

[99] Y. Kikuchi *et al.*, "Effects of ambient humidity and temperature on partial discharge characteristics of conventional and nanocomposite enameled magnet wires," *IEEE*

Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 15, no. 6, pp. 1617–1625, 2008.

Liens internet

[REN] https://media.group.renault.com/global/fr

[FEM] http://www.femm.info/wiki/HomePage

[LTC] http://www.linear.com/solutions/ltspice