

Université Lille Nord de France – École doctorale SPI – ED072
Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement (LSEE)

THÈSE

Présentée en vue d'obtenir le grade de
Docteur de l'Université d'Artois

par

Vasile MIHAILA

Discipline : Génie Électrique

Nouvelle conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt

Soutenue publiquement à Béthune le 14 décembre 2011 devant le jury composé de :

Rapporteurs :	E. LABOURÉ	Professeur, LGEP/SPEE labs – SUPELEC
	D. MALEC	Professeur, LAPLACE – Université Paul Sabatier
Examineurs :	S. DUCHESNE	Maître de conférences, LSEE – Université d'Artois, Co-directeur de thèse
	N. IDIR	Professeur, L2EP – Université Lille 1, Président du jury
	P. Y. LIEGEOIS	Ingénieur R&D, Messier-Bugatti-Dowty
	D. ROGER	Professeur, LSEE – Université d'Artois, Directeur de thèse

Travail effectué au Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement (LSEE), Faculté des Sciences
Appliquées, Technoparc Futura, 62400 Béthune

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement (LSEE) de l'Université d'Artois à Béthune dirigé par Monsieur Jean-François BRUDNY. Je le remercie vivement de m'avoir confié ce sujet et de m'avoir accueilli dans son équipe. Qu'il trouve ici l'expression de ma sincère et profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier Monsieur Daniel ROGER d'avoir encadré mes travaux et guidé tout au long de ma thèse. Sa motivation, sa disponibilité, ses compétences, ses encouragements et son aide ont été déterminants pour moi et pour ce travail. Je souhaite remercier Monsieur Stéphane DUSCHESNE qui a mené la codirection de ce travail, qu'il trouve ici ma sincère gratitude.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des membres du jury pour leur collaboration à l'examen de ce travail et leur participation à la soutenance.

Je remercie profondément Monsieur Eric LABOURÉ, professeur au laboratoire de génie électrique de Paris, ainsi que Monsieur David MALEC, professeur à l'Université Paul Sabatier et chercheur au laboratoire LAPLACE, pour l'intérêt qu'ils ont accordé à mes travaux de recherche en acceptant d'en être rapporteurs. Je suis très honoré de leur présence dans ce jury, qu'ils trouvent ici le témoignage de ma profonde reconnaissance.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Nadir IDIR, professeur à Université Lille 1 et chercheur au laboratoire L2EP, qui a eu la gentillesse d'être le président de ce jury.

Je remercie Monsieur Pierre-Yves LIEGEOIS, ingénieur d'études chez Messier-Bugatti-Dowty pour le suivi des travaux tout au long de cette thèse et la participation au jury.

Je tiens à remercier Monsieur Thierry BESSEDE pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en apportant le point de vue de l'industriel et à Monsieur Joël GIDEL pour l'aide technique apportée lors de la réalisation des bobines de test.

Mes remerciements vont aussi à tous les personnels techniques, administratifs et scientifiques du LSEE que j'ai côtoyés au cours de ces trois années de thèse et en particulier à Emmanuel MATEO pour l'élaboration des circuits imprimés.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Ilie NUCA, professeur à l'Université Technique de Moldavie, qui a établi les premiers contacts avec le laboratoire LSEE et grâce à qui j'ai pu saisir l'opportunité de réaliser cette thèse.

Je souhaite exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur Remus PUSCA pour son soutien au-début de mon séjour à Béthune, la période un peu difficile d'adaptation à la langue Française.

Ma gratitude va également à la région Nord-Pas de Calais, le Fonds Européen de Développement Régional (FEDER) et l'entreprise Hispano-Suiza qui ont soutenu financièrement ce travail.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des doctorants avec qui j'ai eu plaisir à travailler au LSEE et en particulier à mes collègues de bureau : Andrian CEBAN, Farid ZIDAT, Sana JELASI, Walid BOUGHANMI, Serghei SAVIN, et tous les autres.

Enfin, je remercie ma famille et mes amis pour leur soutien moral durant ces années de thèse.

Sommaire

Introduction générale	11
I État de l'art	15
<i>I.1 Contexte du travail.....</i>	<i>17</i>
<i>I.2 Technologie des convertisseurs à MLI.....</i>	<i>18</i>
<i>I.3 Conséquences sur l'isolation des machines électriques.....</i>	<i>20</i>
I.3.1 Alimentation classique en alternatif basse fréquence.....	20
I.3.2 Alimentation comportant des fronts raides de tension.....	22
Influence du câble de liaison.....	22
Distribution non linéaire de la tension entre les spires de la bobine	22
Décharges partielles et effet corona.....	23
Fils corona résistant	24
I.4 Aspect normatif concernant les SIE soumis à des impulsions de tension répétitives.....	25
CEI 62068-1 et CEI/TR 62068-2	25
IEC/TS 60034-25	26
CEI/TS 60034-18-41.....	27
I.5 Modèles capables de prédire la distribution de la tension inter-spires.....	28
I.6 Conclusion.....	29
II Dispositif expérimental imposant des fronts raides et mesure des tensions inter-spires	31
II.1 Générateur d'impulsions	33
II.2 Bobines expérimentales.....	37
II.3 Mesure des tensions.....	39
II.4 Conclusion.....	45
III Modèle prédictif de la distribution des tensions inter-spires	47
III.1 Présentation du modèle.....	49
III.2 Détermination des paramètres du modèle.....	51
Détermination des paramètres du modèle par méthodes analytiques.....	51
Détermination des paramètres du modèle par mesures.....	52
Détermination des paramètres du modèle par éléments finis.....	53
III.2.1 Impédance équivalente de la bobine montée sur un noyau magnétique.....	54
Inductance propre de chaque spire	54
Résistance parallèle représentative des courants induits dans le noyau magnétique.....	58
III.2.2 Inductance mutuelle entre les spires	58
III.2.3 Résistance propre de chaque spire	60
Effet pelliculaire	61

Effet de proximité.....	62
III.2.4 Capacités inter-spires et spires-masse.....	65
III.2.5 Résistance représentative des pertes dans l'isolant.....	69
III.3 Mise en œuvre du modèle.....	71
III.3.1 Outil de simulation	71
III.3.2 Validation du modèle.....	75
III.3.3 Évaluation de la robustesse du modèle	79
III.4 Conclusion	81
IV Optimisation des bobinages soumis à des fronts raides	83
IV.1 Introduction.....	85
IV.2 Approche stochastique de Monte-Carlo.....	86
IV.3 Algorithme génétique d'optimisation.....	91
IV.4 Choix parmi les arrangements définis de manière intuitive.....	93
IV.5 Simulations avec changements des paramètres.....	97
IV.6 Gains obtenus avec des conducteurs en parallèle	99
IV.7 Conclusion	101
Conclusion générale et perspectives.....	103
Annexe.....	109
Annexe A.....	111
Générateur d'impulsions.....	111
Annexe B.....	113
Impédance HF d'une bobine montée sur un noyau magnétique feuilleté.....	113
Pénétration du champ magnétique dans un noyau feuilleté.....	113
Impédance de la bobine	118
Annexe C.....	121
Essais sur une bobine industrielle.....	121
Mesure de tensions.....	122
Mise en œuvre du modèle	123
Optimisation du bobinage avec l'algorithme génétique.....	125
Choix parmi les arrangements définis de manière intuitive	126
Gains obtenus avec des conducteurs en parallèle	129
Conclusion	131
Liste des figures et tableaux	133
Bibliographie.....	139

Introduction générale

Les travaux présentés dans ce mémoire font partie de l'étude des phénomènes de dégradation du système d'isolation électrique (SIE) des machines basse tension alimentées en modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les bobines statoriques de ces machines sont soumises à des contraintes particulières, la répartition de la tension dans les enroulements se fait d'une manière non linéaire car les convertisseurs statiques modernes imposent des fronts de tension très raides qui correspondent à des dV/dt très élevés. Les oscillations pseudopériodiques qui suivent les fronts raides sont à l'origine de champs électriques intenses dans les isolants qui peuvent dépasser le seuil d'apparition des décharges partielles souvent appelé *partial discharge inception voltage* (PDIV) et provoquer une dégradation rapide des isolants classiques à base de polymères. Deux grands axes de recherche sont envisageables pour répondre à cette problématique de vieillissement accéléré :

- modifier la nature chimique des revêtements isolants déposés sur les fils de bobinage pour qu'ils supportent les décharges partielles (DP) et assurer une bonne durée de vie du SIE en présence de DP ; ce type de fil émaillé est appelé *corona résistant* ;
- utiliser des fils classiques, fabriqués avec des polymères et assurer, par une disposition plus judicieuse des conducteurs au sein du bobinage, l'absence de DP lorsque la machine est alimentée en MLI.

Le travail présenté dans ce mémoire est centré sur le second axe de recherche. Pour arriver à ce but, le principal volet de l'étude consiste à analyser les contraintes subies par les couches isolantes des fils émaillés et à élaborer un bobinage ordonné, conçu pour minimiser les contraintes subies par l'isolation lorsque la machine est soumise à des fronts de tension répétitifs à forts dV/dt . Cette thèse propose une nouvelle méthode de conception des bobinages statoriques capables de supporter des fronts raides de tension en conservant une durée de vie satisfaisante.

Pour bien situer les travaux développés dans le contexte scientifique et industriel international actuel, une étude bibliographique est présentée dans le premier chapitre. Les articles analysés montrent bien que l'isolation des machines électriques alimentées en MLI est beaucoup plus sollicitée que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale classique. Une analyse générale de l'impact des fronts raides sur les enroulements statoriques est présentée. Cette analyse englobe également une étude des principales normes concernant les systèmes d'isolation électrique soumis à des impulsions de tension répétitives. Une synthèse des principaux modèles utilisés pour reproduire la distribution des tensions inter-spores est également présentée.

Le second chapitre porte sur la conception et la mise au point du dispositif expérimental permettant de réaliser des mesures de contraintes subies par des bobines simples mais semblables aux bobinages réels des machines tournantes. Ces essais consistent en des analyses temporelles des signaux relevés sur les bobines sélectionnées lorsqu'elles sont soumises à des fronts raides de tensions. Le dispositif expérimental est construit autour d'un générateur d'impulsions permettant d'obtenir des fronts très raides paramétrables qui sont appliqués à des bobines représentatives de celles qui existent dans les machines électriques. L'étude expérimentale est menée sur plusieurs bobines, elle met en évidence les phénomènes à prendre en compte

sous une telle alimentation, leur gamme de fréquence, et donne une première idée des axes d'optimisation possibles.

Le troisième chapitre est consacré à un modèle prédictif, valable dans le domaine des hautes fréquences, capable de prédire la distribution de la tension inter-spires d'une bobine en fonction des données géométriques et physiques qui la caractérisent. Dans un premier temps le modèle et ses éléments constitutifs sont présentés, il s'agit d'un modèle RLC (résistance, inductance, capacité) à éléments discrets construit sur la base d'une cellule élémentaire par spire. La détermination des paramètres constitutifs du modèle est présentée en utilisant des méthodes analytiques, des mesures et des simulations basées sur la méthode d'éléments finis (MEF). Compte tenu de la complexité du modèle, un outil numérique automatisé est présenté. Cet outil est capable de construire automatiquement des schémas équivalents complexes à partir de considérations géométriques simples. Les résultats obtenus par simulations sont confirmés par les mesures. La robustesse du modèle est enfin étudiée, elle permet de déterminer quels sont les paramètres les plus sensibles et d'estimer la précision requise pour chacun élément du schéma équivalent.

Dans le quatrième chapitre l'outil numérique développé est utilisé pour analyser les contraintes subies par l'isolation inter-spires des bobinages en vrac et pour définir des solutions meilleures se rapprochant de la solution optimale théorique. Cette optimisation, qui consiste à diminuer la tension inter-spires, est possible en agissant sur l'arrangement des spires dans les encoches et en changeant la répartition des capacités inter-spires. Un algorithme génétique donne des résultats intéressants et reproductibles pour diverses options de bobinages. Ces résultats ont été pris en compte afin de tester plusieurs configurations obtenues de façon intuitive et de sélectionner les arrangements les plus intéressants du point de vue de la contrainte inter-spires maximale et de la difficulté de réalisation technique. Les méthodes développées permettent également d'étudier des solutions avec plusieurs conducteurs en parallèle qui apportent des avantages supplémentaires dans certaines conditions.

Cette thèse entre dans le cadre des travaux du pôle MEDEE (Maîtrise Énergétique Des Entraînements Électriques), et plus particulièrement dans l'opération 9.1. Les travaux ont été réalisés au sein du laboratoire LSEE (Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement) de l'Université d'Artois à Béthune en collaboration avec les sociétés Hispano-Suiza, Messier-Bugatti-Dowty et SAGEM du groupe SAFRAN. Le financement est porté par l'entreprise Hispano-Suiza, la région Nord-Pas de Calais, le ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche (MESR) et le Fonds Européen de Développement Régional (FEDER).

I État de l'art

I.1 Contexte du travail

Les systèmes embarqués dans les avions imposent le recours à différents moyens pour obtenir des sources d'énergie dans les endroits où elles sont nécessaires. Elles se présentent sous forme hydraulique, électrique ou aéraulique. Dans un avion, les moteurs actionnent les équipements qui permettent de créer ces différentes sources d'énergie [LAN06]. Par exemple, dans le cas des turboréacteurs actuels, le conditionnement d'air est obtenu par prélèvement d'air sur les étages compresseurs basse et haute pression des réacteurs. L'énergie hydraulique utilisée pour actionner les commandes de vol est obtenue par une pompe entraînée mécaniquement par la turbine du réacteur par l'intermédiaire d'un réducteur de vitesse. Le principe est le même pour entrainer les alternateurs qui alimentent le réseau électrique de bord.

Actuellement, les équipements hydrauliques sont massivement utilisés dans les avions, la puissance mise en œuvre est importante. L'énergie électrique est principalement utilisée pour alimenter les nombreux équipements de faible puissance (calculateurs, instruments de navigation, éclairages, appareils assurant le confort et le divertissement des passagers). La demande en électricité est en constante augmentation car les avantages sont nombreux. L'avion plus électrique de demain sera moins hydraulique et, par conséquent, moins cher en maintenance, il sera également moins aéraulique, c'est-à-dire que le prélèvement de gaz sur les réacteurs sera supprimé ce qui permettra d'augmenter la poussée à consommation égale. Avec cette évolution, les équipements électriques prennent une place de plus en plus importante. Cette progression est possible grâce au développement de l'électronique de puissance qui permet une grande souplesse d'utilisation des équipements électriques. Aussi cette transition implique de nombreux changements dans les réseaux de bord :

- l'augmentation de la puissance des générateurs électriques ;
- la modification de la structure du réseau de bord avec des tensions plus élevées ;
- l'introduction massive de l'électronique de puissance pour contrôler les flux d'énergie dans l'avion et commander les actionneurs.

Avec le réseau de bord classique, cette puissance accrue provoquerait des sections de cuivre prohibitives du point de vue de la masse embarquée ; pour répondre aux besoins croissants en puissance électrique, les constructeurs ont prévu de passer à un réseau de bord de ± 270 VDC, qui dépasse la tension industrielle classique qui a servi très longtemps de référence pour concevoir les SIE des moteurs électriques. Cette augmentation de la tension en association avec les fronts raides imposés par les convertisseurs fonctionnant en MLI provoque des contraintes supplémentaires dans les SIE des machines électriques embarquées [GUB95, MAE94]. Les surtensions qui suivent les très nombreux fronts raides imposés par les convertisseurs sont un élément important des contraintes nouvelles [KAU00, KAU96, LEB98].

Le processus d'apparition de défauts dans les bobinages des moteurs électriques est bien connu, il débute le plus souvent par une rupture ponctuelle et intermittente de l'isolation inter-spires. Ce premier défaut est difficilement détectable, il augmente les contraintes thermiques locales ce qui conduit à des phénomènes irréversibles et, à terme, à une destruction du bobinage du moteur [MEL98]. La haute fiabilité requise dans le domaine de l'aéronautique impose de bien connaître la valeur maximale de la tension inter-spires qui doit rester inférieure au PDIV, avec une marge de sécurité suffisante si l'on souhaite continuer à utiliser des fils de bobinage isolés avec des polymères qui possèdent de très bonnes caractéristiques mécaniques pour un faible coût. Cette contrainte doit être prise en compte lors de la conception des bobinages à haute fiabilité.

I.2 Technologie des convertisseurs à MLI

Le schéma fonctionnel d'alimentation d'une charge par un onduleur de tension à MLI est présenté à la Figure I.1. La charge est alimentée par un convertisseur statique réversible, c'est-à-dire que le transfert de puissance se fait dans les deux sens (source – récepteur ou récepteur – source). Le système de commande de l'onduleur contrôle parfaitement les variables nécessaires au bon fonctionnement de la charge à son échelle de temps qui est souvent de l'ordre de la milliseconde. Mais pour fonctionner, il a besoin d'un maximum de degrés de liberté à l'échelle de temps du découpage MLI qui correspond à quelques dizaines de microsecondes. À cette échelle de temps, il y a des échanges importants de puissance instantanée dans les deux sens. Le filtre d'entrée du convertisseur permet cet échange de puissance instantanée sans perturber le réseau continu d'alimentation, car il représente une certaine capacité de stockage de l'énergie. Pour limiter les contraintes supplémentaires provoquées par le câble d'alimentation la plupart des convertisseurs industriels sont équipés d'un filtre à la sortie ; mais dans le domaine de l'aéronautique ce filtre est souvent supprimé pour limiter les masses embarquées.

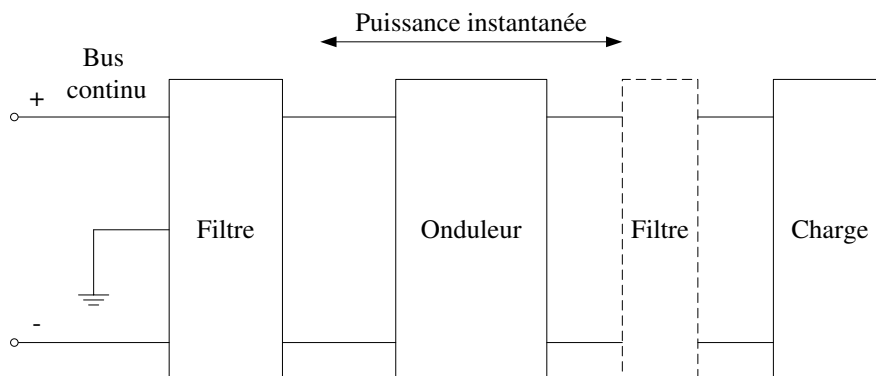


Figure I.1 : Schéma fonctionnel d'alimentation d'une charge par un onduleur de tension.

Une application de ce type d'alimentation sur un moteur asynchrone est présentée à la Figure I.2. Le câblage interne et la qualité de la réponse haute fréquence (HF) du condensateur de filtrage sont particulièrement soignés de façon à obtenir une tension quasiment constante sur le bus continu quelque soient les impulsions de courant demandées par les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Ceci est généralement obtenu en utilisant des condensateurs spéciaux au polypropylène ou à base de céramique et un système de câblage plat à faible inductance (busbar). La tension continue résultante est transformée en une

tension alternative de fréquence variable par un onduleur type MLI. L'onduleur est composé de trois bras qui fonctionnent en commutation unidirectionnelle en tension et bidirectionnelle en courant ; le rôle de la diode en antiparallèle sur l'interrupteur principal est d'assurer la réversibilité en courant. À l'entrée du câble qui est connecté au moteur sont appliqués des trains d'impulsions de tension à front raides et de largeur variable.

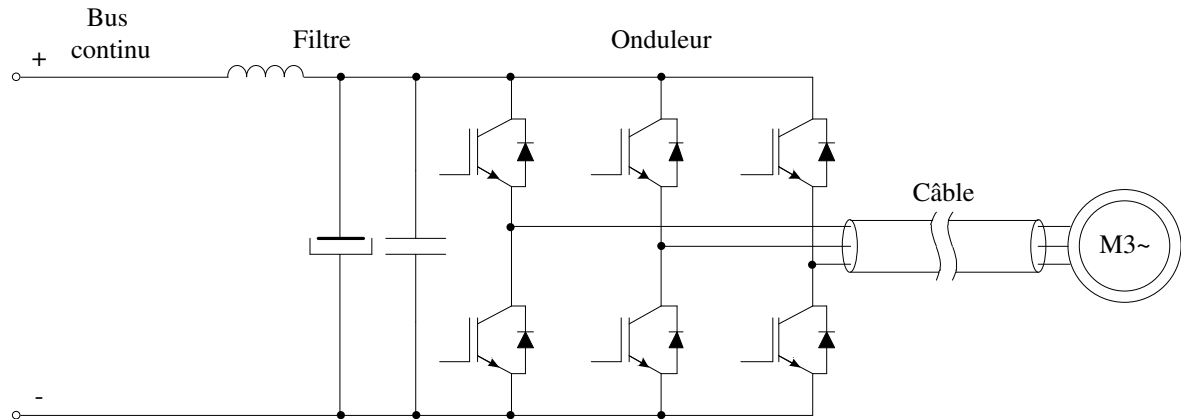


Figure I.2 : Schéma structurel d'alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur de tension de type MLI.

Les onduleurs modernes sont réalisés avec des IGBT performants en termes de vitesse de commutation, avec des temps de montée et de descente très réduits. Ceci est avantageux du point de vue thermique : les faibles pertes à la commutation offrent la possibilité d'une bonne compacité de l'ensemble module IGBT – dissipateur. Des temps de montée et de descente encore plus réduits peuvent être obtenus suite à l'utilisation des MOS-FET dans des applications qui requièrent des tensions et des courants plus faibles.

Des nouveaux convertisseurs MLI utilisant des composants électroniques à base de carbure de silicium (SiC) apparaissent sur le marché. Ce matériau peut travailler efficacement au sein d'environnements hostiles grâce à ses propriétés intrinsèques (large bande interdite, mobilité importante des porteurs, bonne conductivité et stabilité thermique, bonne résistance mécanique, bonne résistance aux rayonnements). Grâce à la mobilité importante des porteurs les composants en SiC sont mieux adaptés aux applications haute température comme c'est le cas en aéronautique [DUP04]. De plus, la rapidité de commutation et la faible chute de tension réduit considérablement les pertes à la commutation dans ces composants. Si le potentiel des transistors à base de SiC a bien été montré sur des prototypes, leur utilisation reste rare. Les convertisseurs utilisant des composants électroniques à base de SiC sont plus performants en termes de vitesse de commutation, en imposant des fronts très raides. La référence [MOU09] montre que les temps de monté d'un JFET-SiC est inférieur à 40 ns. Donc, l'étude expérimentale des bobines soumises à des fronts raides doit être menée en prenant en compte ces données.

I.3 Conséquences sur l'isolation des machines électriques

I.3.1 Alimentation classique en alternatif basse fréquence

La qualité de l'isolation électrique des bobinages statoriques des machines électriques est un facteur important de leur fiabilité. Une étude portant sur les causes des défaillances des machines électriques utilisées dans le milieu industriel montre que 37% des défauts constatés sont provoqués par une rupture d'un élément du SIE statorique [TOL04]. Cette étude montre également que la plupart des autres défauts sont d'origine mécanique et que la probabilité qu'ils surviennent peut être fortement réduite par des opérations de maintenance préventive, ce qui est impossible pour prévenir les problèmes d'isolation.

Le SIE des enroulements statoriques peut être décomposé en trois parties :

- l'isolation par rapport à la carcasse métallique de la machine (encoche) ;
- l'isolation entre les phases ;
- l'isolation inter-spires.

L'isolation par rapport à la carcasse métallique de la machine constitue une partie importante du SIE d'un moteur. Cette isolation subit des contraintes électriques et mécaniques plus importantes que l'isolation inter-spires. Elle doit donc avoir une tenue en tension plus grande ; elle est d'une épaisseur plus importante. L'isolation entre les phases est également plus épaisse que l'isolation inter-spires. En basse tension ces deux parties d'isolation sont obtenues par des feuilles de matériaux isolants organiques à base des polymères (Nomex, Mylar, ...) qui ont de très bonnes caractéristiques mécaniques. Ils tiennent des températures assez élevées et présentent des résistances thermiques assez faibles de façon à évacuer facilement la chaleur produite par les pertes Joules dans les bobinages.

L'isolation inter-spires est la plus vulnérable aux contraintes car elle est la plus fine. Les machines électriques basse tension sont souvent bobinées en vrac et les différents conducteurs sont soumis à des tensions différentes. Le premier et le dernier conducteur peuvent être adjacents, dans ce cas leur isolation est soumise à la tension entière de la bobine. Dans le cas d'un bobinage en vrac, l'isolation inter-spires doit donc supporter la totalité de la tension d'alimentation de la bobine.

Les critères de choix des propriétés de l'isolant sont également mécaniques car la couche isolante doit résister aux contraintes subies par le fil émaillé pendant le processus automatique de fabrication de la machine. L'épaisseur des couches isolantes a une influence sur le dimensionnement du moteur et son efficacité énergétique : des isolants fins permettent des encoches plus petites, donc moins de fer. La température maximale admissible est un autre facteur important, elle détermine la classe de température de la machine et donc, indirectement, sa densité volumique de puissance.

La plupart des machines basse tension sont actuellement fabriquées avec des isolants organiques à base de polymères. La Figure I.3 présente les couches isolantes d'un fil émaillé classique qui est largement utilisé pour fabriquer les bobinages statoriques. Ce fil est d'abord isolé avec un vernis à base des polyesters modifiés par des groupes imides, le polyester-imide (THEIC). La surcouche de polyamide-imide lui confère une thermo-plasticité élevée, une très bonne tenue aux chocs thermiques et d'excellentes performances mécaniques. Ces deux couches de base peuvent être recouvertes d'un polyamide aromatique thermo-

adhérent. Cette couche supplémentaire permet le maintien des bobines par simple collage. Elle peut en effet être utilisée pour remplacer le vernis d'imprégnation. Dans ce cas, le collage des bobines est le plus souvent obtenu en augmentant leur température par effet Joule en faisant passer un fort courant pendant un court laps de temps.

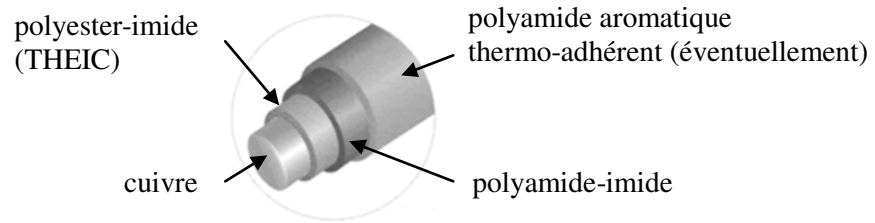


Figure I.3 : Les différentes couches d'isolant d'un fil émaillé.

L'ouvrage de référence [DIS92] fournit une approche physique et théorique des problèmes liés à l'utilisation des polymères dans les SIE. Il montre que les polymères sont composés de macromolécules organiques complexes intégrées autour d'un squelette central constitué d'atomes de carbone. Les mécanismes du vieillissement sont multiples et agissent principalement sur les liaisons de valence entre les atomes des macromolécules [RIC11]. Le vieillissement du SIE est associé aux contraintes thermiques, mécaniques, électriques et environnementales. Les mécanismes de dégradation des isolants sont issus de combinaisons complexes de différentes actions physico-chimiques : la scission des chaînes moléculaires, l'oxydation, la perte des agents plastifiants, la réticulation de la surface isolante ... [TOL04].

Les contraintes thermiques sont liées à l'augmentation de la température du moteur causée principalement par les pertes Joules. L'augmentation de la température entraîne alors l'accélération de processus chimiques irréversibles dans l'isolant et un vieillissement plus rapide.

Les contraintes mécaniques sont générées par les forces électromagnétiques diverses dans le moteur. Les forces électromagnétiques ont tendance à faire vibrer les bobinages. Si les bobines ne sont pas totalement solidaires du stator, l'isolation sera exposée à des frottements mécaniques qui accélèrent le vieillissement.

Les contraintes électriques sont diverses mais la présence de décharges partielles dans les vacuoles résiduelles d'air présentes dans les bobinages jouent un rôle important. Les DP provoquent une accélération nette du processus de vieillissement. Dans les machines basse tension alimentées en alternatif basse fréquence il n'y a pas de décharges partielles car habituellement la tension d'alimentation est inférieure au PDIV. De plus, la répartition de la tension au sein du bobinage se fait d'une manière linéaire [GUB95] de façon qu'il n'y a pas de spires soumises à des contraintes plus fortes que les autres. Pour ce type d'alimentation l'influence des capacités inter-spires est négligeable. Il n'en est pas de même lorsque la machine est connectée à un convertisseur statique fonctionnant en MLI qui impose des fronts de tension très raides et des phénomènes oscillatoires hautes fréquences dans les bobinages.

I.3.2 Alimentation comportant des fronts raides de tension

De nombreuses publications scientifiques nationales et internationales montrent que l'analyse des phénomènes rapides dans les machines alimentées par les convertisseurs statiques modernes, qui imposent des dV/dt très élevés, demande de considérer le système de conversion d'énergie dans son ensemble, c'est-à-dire le convertisseur, les câbles de connexion, le moteur et les liaisons entre les masses métalliques et la terre. Plusieurs études traitent des effets indésirables provoqués par les courants HF introduits par les capacités qui existent entre les spires du bobinage ainsi qu'entre le bobinage et les masses métalliques [VID08]. Le SIE soumis à une telle alimentation, outre les contraintes présentées dans le paragraphe précédent, subit des contraintes électriques spécifiques qu'il convient d'analyser un peu plus en détail.

Influence du câble de liaison

De nombreuses publications traitent des contraintes supplémentaires provoquées par le câble qui relie la machine au convertisseur [LOI96, MEL98]. Ces articles décrivent les phénomènes de propagation et de réflexion des ondes dans le câble d'alimentation. Ils mettent en évidence le fait que l'impédance interne du convertisseur d'alimentation et celle de la machine sont différentes de l'impédance caractéristique du câble : pour les phénomènes rapides, le câble se comporte comme un résonateur plus ou moins amorti. Les fronts de tension se réfléchissent plusieurs fois à chaque extrémité du câble et se combinent entre eux pour former des surtensions brèves. L'amplitude de ces ondes réfléchies est fonction des coefficients de réflexion, qui à leur tour sont déterminés par l'impédance caractéristique du câble, l'impédance HF de la bobine statorique du moteur et celle de la source. La longueur du câble et le temps de montée du front de tension influencent également ces phénomènes. Plus le câble est long, plus le pic de la première oscillation est grand, dans la limite de deux fois la tension du bus continu qui fixe la tension d'entrée de l'onduleur. Une étude permet de calculer la longueur du câble au-delà de laquelle la première oscillation correspond à cette asymptote [KER97].

Pour limiter les contraintes résultantes de ces phénomènes de propagation, il est possible d'utiliser des filtres qui réduisent le spectre fréquentiel des signaux appliqués à l'entrée du câble [JOU96, NEA02]. Il est également possible de limiter l'amplitude des fronts de tension et par conséquent de réduire la taille des filtres en utilisant des convertisseurs multi-niveaux. L'inconvénient de ce type de convertisseur réside dans la valeur importante du courant de mode commun qu'il provoque. Des stratégies de commande adaptées peuvent être utilisées afin de réduire cet inconvénient ; l'article [VID08] propose un algorithme de commande adapté à cette problématique. Leur utilisation reste donc délicate.

Distribution non linéaire de la tension entre les spires de la bobine

L'article [GUB95] montre que, sous une alimentation sinusoïdale basse fréquence, la distribution de la tension entre les spires des enroulements statoriques est linéaire alors que pour une alimentation en MLI cette distribution ne l'est pas. Il précise que c'est seulement les capacités spires-spires et spires-masse qui sont responsables de ce phénomène. La référence [BID01] précise que les pertes dans le noyau magnétique par les courants de Foucault ont une influence sur ces phénomènes. Le caractère non linéaire de la

distribution des tensions inter-spires est bien montré par les auteurs [BEL94, NEA02, SUR99]. Ils mettent en évidence que les premières spires de la bobine supportent des tensions plus importantes que les autres spires.

Décharges partielles et effet corona

En MLI, des phénomènes tels que les décharges partielles et l'effet corona peuvent apparaître dans l'isolation des bobinages [OKU07, SCH09]. Ces effets ont une influence importante sur la durée de vie de l'isolation car les fils émaillés classiques supportent mal ces phénomènes. Une décharge partielle est une ionisation des atomes du gaz contenu dans les vacuoles qui subsistent dans une structure isolante. La DP apparaît lorsque la vacuole s'ionise brutalement sous l'action d'un champ électrique intense. Ce phénomène est très rapide car, tant que la couche isolante n'est pas percée, les charges déplacées par l'ionisation s'accumulent sur les surfaces isolantes et annulent le champ électrique qui a permis l'ionisation. L'effet corona est un phénomène analogue dans l'air qui entoure le conducteur mais les volumes de gaz ionisés sont plus importants et le gaz ionisé est plus libre de se déplacer.

Lorsque le gaz s'ionise il y a une émission ultraviolette qui correspond à des photons très énergétiques qui risquent de casser des liaisons de valence dans les polymères. Il y a en outre un bombardement ionique des surfaces isolantes et une élévation locale de la température. Ces effets combinés attaquent les liaisons de l'isolant et ont des conséquences irréversibles. Les DP sont caractérisées par la quantité d'électricité libérée par les décharges $\int idt$ exprimée en pico-coulombs. Donc, pour des formes géométriques simples comme des éprouvettes torsadées, la présence des DP est visible sur l'image du courant. L'impulsion de courant associée à chaque DP émet également une impulsion électromagnétique et un signal sonore provoqué par les phénomènes thermiques dans le gaz. Il est possible à localiser les DP respectivement avec une antenne HF de petite taille et avec un microphone directionnel : dans une machine, l'opérateur peut localiser les encoches ou les zones où l'activité liée aux DP est la plus importante.

Dans une étude précédente [WER06], des mesures de détection des DP en fonction du vieillissement du diélectrique ont été faites sur des éprouvettes torsadées avec de fil émaillé classique. La Figure I.4 montre l'influence des DP sur la courbe du courant et leur évolution en fonction de temps de vieillissement. Les mesures ont été faites avec un niveau de tension de 800 V efficace à une fréquence de 30 kHz, on voit nettement que le nombre des DP augmente rapidement et provoque une rupture de l'éprouvette après un temps assez court (38 minutes). Il faut mentionner que cette mesure ne distingue pas l'effet corona (l'ionisation de l'air entourant le fil) de la DP proprement dite.

L'article [HUD00] classe et explique les phénomènes physiques qui réduisent la durée de vie de l'isolation en fonction du niveau de la contrainte électrique. Il met en évidence l'importance d'un seuil lié à la tension d'apparition des décharges partielles, le PDIV. Au-dessus de ce seuil, la durée de vie de l'isolant est fortement réduite. Au-dessous du PDIV, un petit nombre de décharges partielles peut encore être constaté mais l'énergie globale est faible. Certains travaux, centrés sur les petites machines dont le bobinage est en vrac, ont abouti à la mise au point d'un système de sélection des machines où les décharges partielles sont naturellement absentes car le champ électrique y est partout au-dessous du seuil d'apparition des décharges

partielles. Ces machines résistent beaucoup mieux aux contraintes imposées par une alimentation en MLI [NEA02].

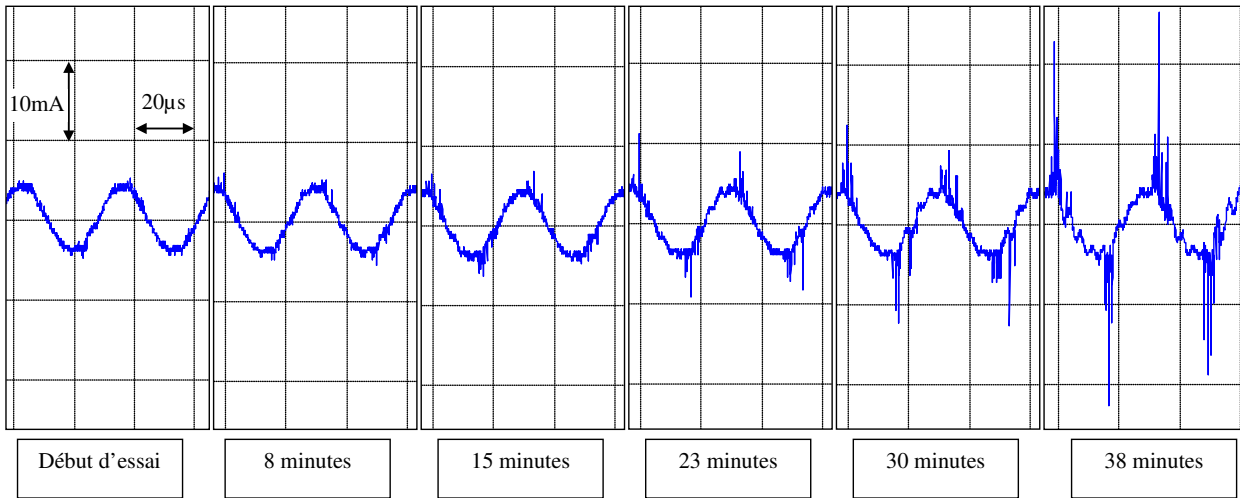


Figure I.4 : Évolution de DP en fonction du vieillissement [WER06].

La pression est un autre paramètre qui influence les décharges partielles. Cette corrélation est connue sous le nom de la loi de Paschen qui a été démontrée expérimentalement en 1889 par F. Paschen. Cette loi prouve que la tension d'ionisation d'un gaz peut être décrite par une fonction du produit pression-distance. L'allure générale des courbes de Paschen est semblable pour tous les gaz, elle indique qu'il existe une valeur du produit pression-distance qui rend l'amorçage de la décharge plus facile. Par ailleurs, il a été démontré que l'effet de l'humidité sur l'apparition de phénomènes liés aux décharges partielles est moins sévère que celui dû à la pression ou la température [KOL08]. Selon les auteurs, les conditions les plus favorables au claquage sont atteintes pour des pressions assez basses et des températures élevées ; ce cas de figure est courant dans les applications liées à l'aéronautique.

Fils corona résistant

Des études menées en partenariat avec l'industrie ont permis de mettre au point des fils émaillés qui résistent mieux aux décharges partielles. Dans la littérature on parle des fils *corona résistant*. Ces fils sont obtenus en joignant aux vernis des composites inorganiques sous forme des poudres formées des grains à l'échelle microscopique ou des nano composants (SiO_2 , TiO_2). La qualité des fils dépend de l'uniformisation de dispersion de ces micro ou nanoparticules dans les polymères. Cependant, pour obtenir ceci, il subsiste des difficultés car les nanoparticules possèdent une très haute énergie de surface et vont naturellement former des agglomérats. Il existe plusieurs techniques pour charger les polymères avec des nanoparticules, parmi les plus importantes on peut citer la technique Sol-Gel et le mécanisme avec ultrasons [LIU03].

Beaucoup d'articles présentent des études comparatives entre les fils émaillés classiques et *corona résistant*, la conclusion est la même : les fils *corona résistant* résistent beaucoup mieux aux DP et ont une durée de vie nettement supérieure aux fils émaillés classiques [FIL03, HUD00, PEI03]. La Figure I.5 présente une comparaison entre le fil *corona résistant* Kapton® 100CR et le fil émaillé classique Kapton® 100HN fabriqués par DuPont. Pour une contrainte de 20 kV/mm, 50 Hz le fil corona résistant a une durée de

vie plus de 100000 heures en comparaison avec le fil classique qui a une durée de 200 heures. Les mesures ont été faites suivant la norme CEI 60343 qui prévoit des essais accélérés destinés à estimer le stress correspondant à une durée de vie de 100000 heures.

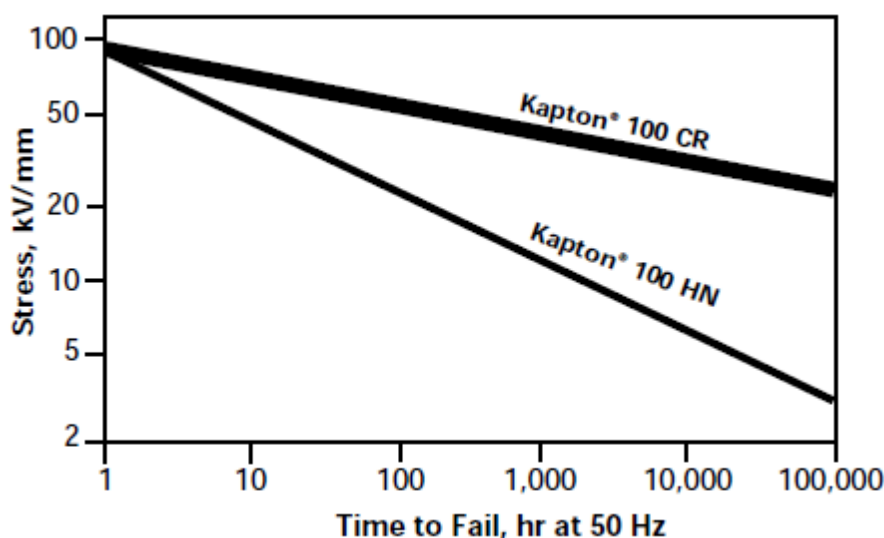


Figure I.5 : Comparaison entre le fil *corona résistant* Kapton® 100CR et le fil émaillé classique Kapton® 100HN fabriqués par DuPont (selon les données techniques fournies par le fabricant).

L'article [NGU09] montre que l'ajout des nanoparticules dans les vernis d'imprégnation du bobinage augmente également le PDIV.

En contrepartie les fils *corona résistant* ont des caractéristiques mécaniques moins bonnes principalement à cause de la dispersion des particules minérales dans le polymère qui n'est pas toujours parfaite. En effet, l'article [MIN04] montre que pour un allongement du fil de 9%, qui correspond à l'ordre de grandeur des contraintes imposées lors des essais de qualification des fils émaillés classiques, les contraintes mécaniques provoquent une réduction de la durée de vie de 60 à 70%.

I.4 Aspect normatif concernant les SIE soumis à des impulsions de tension répétitives

CEI 62068-1 et CEI/TR 62068-2

Les normes CEI 62068-1 et CEI/TR 62068-2 sont deux documents normatifs importants concernant les systèmes d'isolation électriques soumis à des impulsions de tension répétitives. La première partie éditée en 2003 est la norme proprement dite qui définit les méthodes générales d'essais qui permettent de faciliter la sélection des systèmes d'isolation électriques et de déterminer, de façon relative, l'endurance d'une isolation soumise à des impulsions de tension appliquées périodiquement. Ce document ne précise pas la nature de l'échantillon soumis au vieillissement, il rappelle les lois générales et les méthodes de test et donne également des précisions sur la nature des impulsions de tension.

La deuxième partie est un rapport technique qui fait le point sur l'état de l'art à sa date de publication (2001). Il fait référence à de nombreux articles scientifiques (74 articles). Des études expérimentales à caractère industriel, mettant en œuvre des convertisseurs et des machines entières, montrent que les machines

électriques alimentées par des convertisseurs statiques subissent un vieillissement accéléré de leur isolation. Deux références de ce rapport disent que les phénomènes de réflexion des impulsions de tension produites par un onduleur placé en extrémité d'un câble peuvent provoquer le doublement, voire le triplement de la valeur initiale de la tension crête appliquée. Une conclusion importante est faite dans ce rapport : lorsque la valeur du dV/dt de la tension imposée par l'onduleur augmente, la contrainte sur l'isolation des premières spires des bobinages augmente. Les phénomènes physiques liés au vieillissement de l'isolation soumis à des impulsions de tension sont présentés. Chaque référence, citée dans ce rapport, est plus ou moins en relation avec les phénomènes suivants :

- les décharges partielles qui sont un des mécanismes les plus défavorables aux systèmes d'isolation électriques ;
- les effets liés à la polarité des impulsions : la durée de vie des isolants soumis à des impulsions unipolaires est plus longue que pour les impulsions bipolaires de même amplitude. Ce phénomène peut s'expliquer par les différences qui existent lors de la formation des charges d'espace dans les isolants ;
- l'effet de la fréquence des impulsions : avec la fréquence les contraintes sont plus nombreuses et donc le vieillissement plus rapide ;
- les effets de la température et de l'humidité.

De nombreuses références, qui décrivent les conséquences d'un remplacement d'une alimentation basse tension par un onduleur pour les machines tournantes sont citées dans ce rapport, certaines d'entre elles d'ailleurs sont citées dans ce mémoire. Les auteurs souvent cités dans le rapport CEI/TR 62068-2 sont Gary L. Skibinski et M. Melfi, qui font partie d'une même équipe (Rockwell Automation, Mequon, WI). Leurs études sont centrées sur la distribution de tension inter-spires des bobinages soumis à des impulsions de tension, et sur l'élaboration des modèles capables d'expliquer la distribution de tension inter-spires.

IEC/TS 60034-25

Le document IEC/TS 60034-25 édité en 2007 est un rapport technique qui présente des indications à prendre en compte lors de la conception d'une machine destinée à une alimentation à MLI. Les indications trouvées dans ce rapport ne concernent pas seulement le système d'isolation électrique mais le moteur dans son ensemble. Les performances du moteur sont influencées par le système de conversion d'énergie dans son ensemble, c'est-à-dire le convertisseur, les câbles de connexion, le moteur et l'arbre de transmission mécanique. L'influence des différents paramètres est présentée, par exemple l'influence des courants de mode commun sur l'usure prématurée des roulements. En ce qui concerne le SIE, la conclusion principale reste qu'un moteur alimenté en MLI est plus sollicité que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale classique. Un aperçu des principales contraintes provoquées par une telle alimentation et les éléments qui influencent l'amplitude de ces contraintes est présenté. Les surtensions provoquées par le câble de liaison sont fortement réduites si le convertisseur est intégré dans la machine, c'est-à-dire que la longueur du câble de connexion est réduite à quelques dizaines de centimètres.

Des surtensions qui dépassent deux fois la tension du bus continu peuvent apparaître dans les cas suivants :

- lors d'une transition double, lorsqu'une phase commute dans un sens pendant qu'une autre commute en sens inverse ;
- lorsque le temps entre deux impulsions est le même que le temps de propagation entre le convertisseur et le moteur ;
- lorsque les fils du câble de connexion sont de différentes sections, cela cause des différences dans les impédances caractéristiques.

Cette norme définit également le temps de montée par l'intervalle de temps séparant les valeurs à 10% et 90% de la tension crête du front. Il faut préciser que les autres normes mentionnées dans ce sous-paragraphe font la différence entre « le temps de montée » et « le temps de montée de l'impulsion ». Ce dernier étant défini comme l'intervalle de temps séparant les valeurs à 0% et 100% de l'impulsion ou il est estimé à 1,25 fois la durée pour que la tension passe de 10% à 90%. La définition du dV/dt utilisé dans ces normes est le rapport entre la différence entre les valeurs à 10% et 90% de la tension sur le temps de montée. Les valeurs de dV/dt utilisées dans ce mémoire sont calculées en suivant cette définition.

Un autre paramètre mis en évidence dans ce rapport est le PDIV ainsi que les facteurs qui influencent ce seuil, comme par exemple, le type du bobinage (en vrac ou préformé), l'imprégnation, le diamètre du fil (un fil avec un diamètre plus grand a un PDIV plus élevé), le type d'isolation, l'épaisseur de l'isolation, la température et les conditions atmosphériques (pression, humidité).

Finalement, des méthodes pour réduire les contraintes sur le moteur sont présentées. Ces méthodes sont plus ou moins déjà mentionnées et concernent principalement le câble de connexion, comme par exemple, diminuer la longueur du câble ou quasiment le supprimer en intégrant le convertisseur au moteur et utiliser des filtres.

CEI/TS 60034-18-41

Le document IEC/TS 60034-18-41 publié en 2006 est un rapport technique qui présente la qualification et les essais des systèmes d'isolation dans les machines alimentées par les convertisseurs de tension. Ce rapport concerne les systèmes d'isolation de type I, c'est-à-dire les SIE qui ne sont pas susceptibles d'endurer des décharges partielles pendant leur fonctionnement. Ce type d'isolation est généralement utilisé dans des machines dont la tension d'alimentation est inférieure à 700 V et dont le bobinage est généralement en vrac. La Figure I.6 montre les différentes isolations d'un bobinage qui vont subir des contraintes supplémentaires lors d'une alimentation à fronts raides : entre les conducteurs des phases différentes dans les encoches et dans les têtes de bobines (repère a) ; entre un conducteur et la terre (repère b) ; entre des spires adjacentes (repère c). Les contraintes correspondantes sont appliquées respectivement aux parties conductrices repérées par 1, 2 et 3.

Une attention particulière est donnée à l'isolation inter-spires, car c'est cette isolation qui est la plus vulnérable. Ce document met également en évidence le caractère non-linéaire de la distribution de la tension inter-spires et explique que cela dépend aussi de la position relative des spires dans les encoches. Lorsque la

bobine est en vrac, la première et la dernière spire peuvent être adjacentes et la différence de tension entre ces spires peut être celle correspondant à l'ensemble de la bobine. Les effets associés aux décharges partielles sont décrits dans ce document, et il est mis en évidence que c'est l'isolation inter-spires qui va céder en premier conduisant à un court-circuit entre les spires.

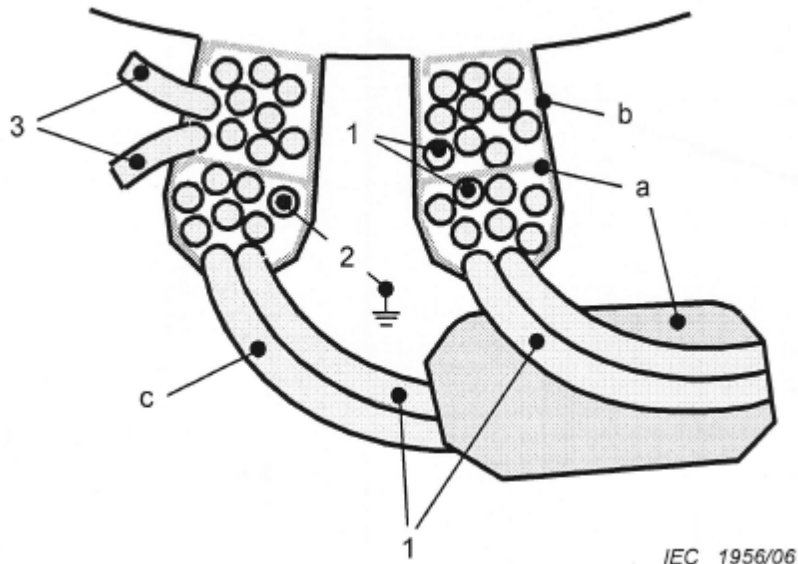


Figure I.6 : Exemple de contraintes dans les bobinages aléatoires (selon IEC/TS 60034-18-41).

I.5 Modèles capables de prédire la distribution de la tension inter-spires

Pour simuler la distribution des tensions inter-spires d'une bobine statorique il faut réaliser un schéma équivalent de la bobine et estimer les paramètres en haute fréquence. De nombreux travaux s'intéressent à l'impact des fronts raides sur les bobinages et proposent divers modèles prédictifs de la distribution des tensions inter-spires. Ces modèles peuvent être divisés en deux catégories selon la théorie sur laquelle sont basés :

- les modèles basés sur la théorie des lignes ;
- les modèles RLC à éléments discrets.

Dans les modèles basés sur la théorie des lignes, les fils dans les encoches sont remplacés par un ensemble des lignes équivalentes [GUA05, ISL97, LAR98]. Ces modèles simulent assez bien le comportement temporel d'un bobinage entier en donnant la forme d'onde à l'entrée. La principale difficulté consiste à relever la tension sur chaque spire du bobinage lors d'un changement de la position relative des spires dans les encoches. L'article [GER10] précise les équations décrivant le comportement d'une ligne équivalente.

L'autre grande tendance repose sur un modèle RLC de chaque spire [MIR09, PER07, SUR99], cette approche 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 modélisés. Cette démarche permet de prédire les tensions inter-spires et reste valable lors d'un changement de la position relative des spires dans les encoches.

Dans les deux cas, la principale difficulté est de donner au modèle des paramètres pertinents : un modèle numérique n'est valable que si ses prédictions ont été comparées à des relevés expérimentaux faits dans des conditions précises. Cette démarche permet de cerner le domaine de validité du modèle. On retient ici deux modalités de détermination des paramètres du schéma équivalent : les mesures et le calcul par éléments finis. Les articles [BOG99, GUB95] présentent la détermination des paramètres du modèle à partir des mesures. Dans [HUM04, HUM04-1] la bobine statorique a été divisée en régions avec différentes impédances : les encoches et les têtes de bobines. Les paramètres ont été mesurés pour chaque spire de chaque région. La méthode d'éléments finis est utilisée pour déterminer les paramètres du schéma équivalent dans [GER10, SUR99]. En réalité le schéma équivalent de la bobine statorique est très compliqué. Par exemple, une spire située à côté de la paroi d'encoche a une capacité spire-masse différente de celle située au milieu de l'encoche. Une autre difficulté pour les machines basse tension bobinées en vrac est liée au fait que la position d'une spire dans l'encoche est inconnue. Ces facteurs compliquent le schéma équivalent ; la méthode d'éléments finis permet d'écarter certains problèmes. Elle consiste à utiliser un simulateur de champ pour déterminer les paramètres du schéma équivalent. Par exemple, une encoche du stator est simulée en considérant les paramètres géométriques et physiques de l'encoche. La simulation permet de calculer l'inductance et la résistance de chaque spire ainsi que les capacités inter-spires et spire-masse.

I.6 Conclusion

Cette étude bibliographique permet de mettre en évidence l'importance de la problématique du vieillissement du SIE des machines électriques alimentées par des convertisseurs qui imposent des ondes de tension à fronts raides. Elle montre que l'isolation inter-spires est la partie la plus vulnérable sur laquelle un effort de recherche particulier doit être accompli. Elle met également en évidence les contraintes supplémentaires qui réduisent la durée de vie de l'isolation des bobinages des machines alimentées en MLI. La contrainte principale réside dans la présence des décharges partielles lorsque le PDIV est atteint ou dépassé. La lecture des normes et des documents connexes permet de situer ce travail sur le plan industriel. Les principes des mesures mis en œuvre sont largement inspirés de ces normes.

Pour répondre à cette problématique de vieillissement accéléré de l'isolation, différents axes de recherche sont envisageables. Parmi plusieurs méthodes, comme par exemple le renforcement de l'isolation, l'arrangement des spires dans les encoches peut être une solution intéressante et prometteuse car elle permet de limiter l'ensemble des contraintes locales en tension à des valeurs inférieures au PDIV. Pour étudier de façon plus approfondie cette possibilité, il est important de commencer par une étude expérimentale et la définition du dispositif permettant de mesurer la distribution de la tension inter-spires dans des bobinages soumis à des fronts raides semblables à ceux qui existent dans la réalité industrielle actuelle et celle qui est envisageable à court terme.

***II Dispositif expérimental imposant des fronts raides et
mesure des tensions inter-spires***

Ce chapitre est consacré aux expérimentations menées sur des bobines simples comparables à celles qui forment les bobinages des machines tournantes de faibles et moyennes puissances. Ces mesures consistent à faire des analyses temporelles des tensions inter-spires dans ces bobines lorsqu'elles sont soumises à des fronts raides de tensions. Dans un premier temps le dispositif expérimental permettant de réaliser ces essais est présenté. Il repose sur un générateur d'impulsions capable de produire des fronts raides paramétrables. Ensuite des résultats obtenus sur différentes bobines sont présentés. Une analyse de ces résultats est faite, en prenant en compte les différents phénomènes tels que l'influence du noyau magnétique, du câble d'alimentation ou du dV/dt sur la tension maximale inter-spires en vue de valider la procédure de mesure développée.

II.1 Générateur d'impulsions

Le dispositif expérimental permettant d'effectuer les mesures de la tension inter-spires d'une bobine comprend un générateur d'impulsions et un oscilloscope numérique couplé à des sondes de tension (Figure II.1). La photographie de la Figure II.2 montre un aperçu de l'ensemble du montage expérimental, elle met en évidence la nécessité de travailler avec un câblage court. Pour analyser expérimentalement les contraintes dans les bobinages soumis à des impulsions de tension périodique à fronts raides, il est nécessaire de disposer d'un générateur d'impulsions qui impose ces fronts et qui soit doté d'un système de réglage du niveau de tension. Le générateur d'impulsions réalisé (Figure II.3) est alimenté par une source de tension continue réglable. Un transistor MOS-FET rapide (type STP5NB100FP) réalise la commutation de la tension. La commande de ce MOS-FET est autonome afin de limiter les problèmes de CEM (compatibilité électromagnétique) liés au câblage. Les détails du circuit de commande sont présentés à l'Annexe A.

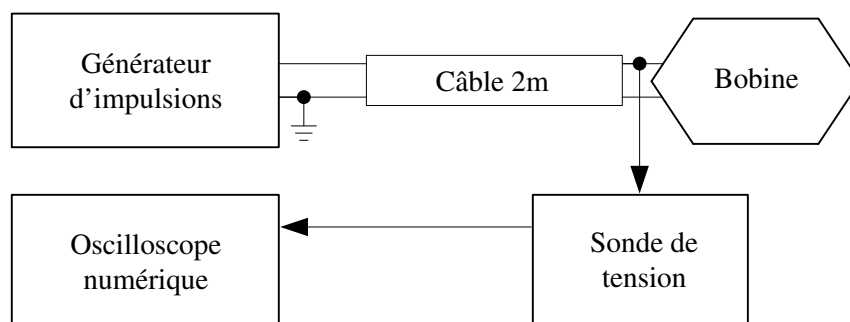


Figure II.1 : Schéma global du dispositif expérimental.

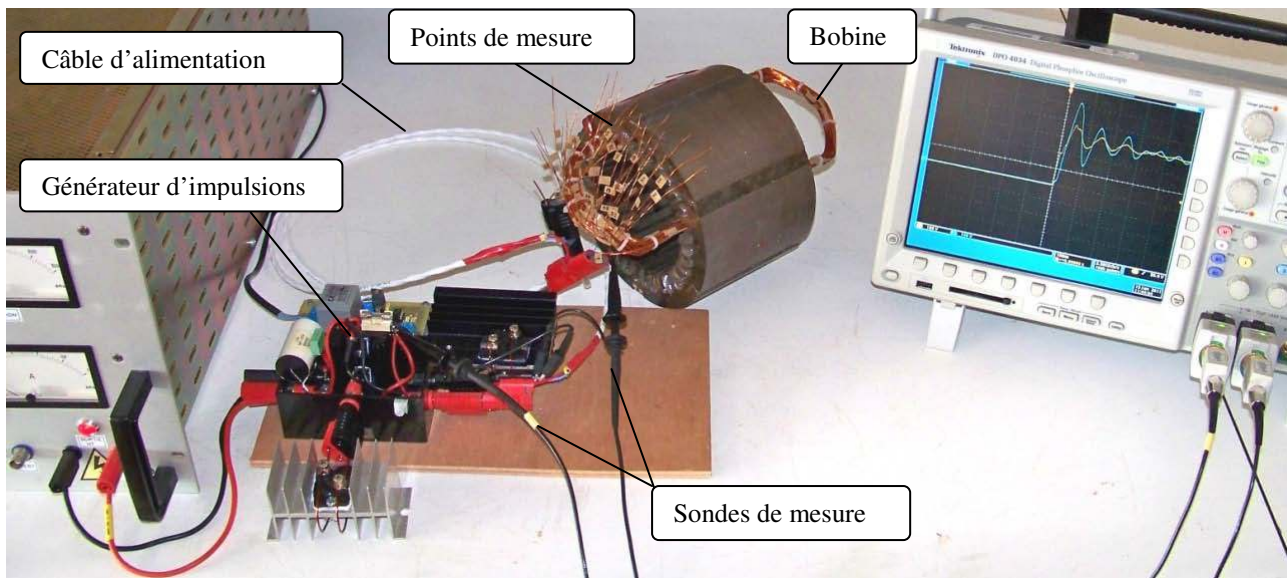


Figure II.2 : Aperçu d'ensemble du montage expérimental.

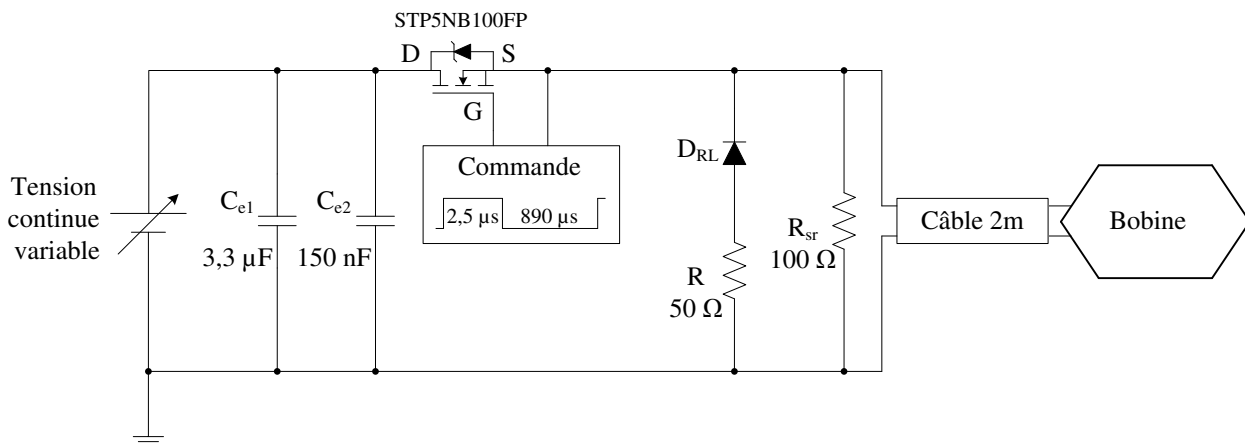


Figure II.3 : Schéma du générateur d'impulsions.

Du point de vue de la CEM, les techniques de prévention classiques sont utilisées. Le montage est isolé du réseau par un transformateur et connecté en mode commun avec un seul point de masse. Les connexions sont réalisées avec des câbles les plus courts possibles pour diminuer l'influence parasite du câblage. À l'entrée du générateur (Figure II.3) deux condensateurs en parallèle assure le découplage de la source de tension. Le premier, C_{e1} , d'une valeur importante sert comme condensateur de découplage, mais possède une fréquence de résonance assez faible. Le deuxième, C_{e2} , d'une valeur plus faible, mais disposant une fréquence de résonance plus haute assure une impédance faible en haute fréquence. La résistance R (Figure II.3) sert à dissiper l'énergie emmagasinée dans la bobine pendant la phase de démagnétisation entre les impulsions. Afin d'assurer des impulsions nettes dépourvues des oscillations créées par les paramètres parasites, une résistance R_{sr} qui crée un amortissement supplémentaire, est connectée en parallèle à la sortie du générateur.

Grace au MOS-FET rapide utilisé et à la simplicité du montage le générateur impose un front rapide, le temps de montée est d'environ 10 ns qui reste constant pour une tension du bus continu variable, et il permet également de régler le dV/dt . Les différentes vitesses du front s'obtiennent en modifiant la résistance de grille. La Figure II.4 montre deux fronts relevés sur la résistance de sortie, c'est-à-dire quand le générateur est à vide. Ces deux fronts représentent les extrêmes imposés par le générateur en termes de temps de montée, déterminés selon la norme IEC/TS 60034-25 : 8 ns ($30 \text{ kV}/\mu\text{s}$) et 175 ns ($1,37 \text{ kV}/\mu\text{s}$) pour un niveau de tension de 300 V.

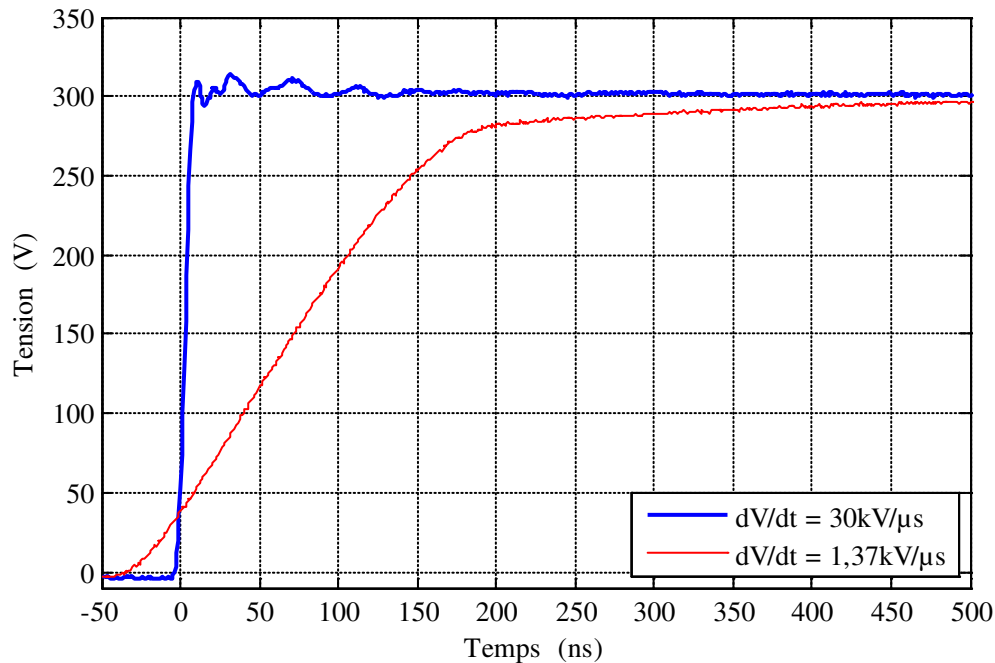


Figure II.4 : Tension relevée sur la résistance de sortie (à vide) pour différents temps de montée.

À titre d'exemple la Figure II.5 montre la tension relevée entre deux phases à la sortie d'un onduleur industriel classique type Leroy-Somer connecté à une machine de 4 kW par un câble de 2 m. Le temps de montée du front de tension est de 115 ns soit un $dV/dt \approx 3,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Le générateur réalisé donne alors des impulsions avec des fronts plus raides qu'un onduleur industriel du commerce, et permet un réglage fin de la contrainte imposée à la bobine. L'étude bibliographique, présentée dans le chapitre I, sur les composants à base de SiC montre que le temps de montée de ces composants est inférieur à 40 ns. Le générateur expérimental est capable d'imposer des fronts très raides comparables à ceux imposés par un composant à base de SiC. Le front de tension relevée sur la résistance de sortie est relativement propre, sans oscillations, cela veut dire que l'influence des paramètres parasites du générateur est minimisée ce qui nous permettra de ne mesurer que les phénomènes dus à la bobine seule ou à la bobine associée à son câble d'alimentation.

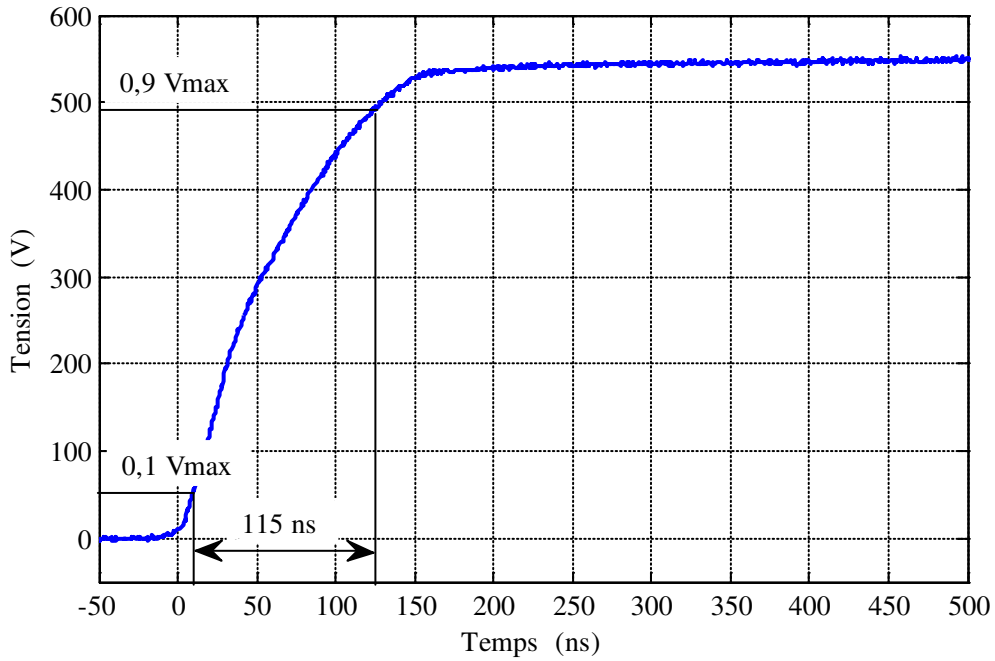


Figure II.5 : Tension relevée sur un onduleur industriel classique et mesure du temps de montée.

Les bobines expérimentées ont une résistance et une inductance relativement faibles, il est nécessaire de limiter le courant moyen à une valeur raisonnable en imposant des impulsions courtes et une phase de démagnétisation beaucoup plus longue qui permet de partir de zéro à chaque impulsion. La Figure II.6 montre la tension et le courant pour la durée d'une impulsion relevés sur une bobine de 41 spires représentative d'une bobine réelle d'un moteur asynchrone.

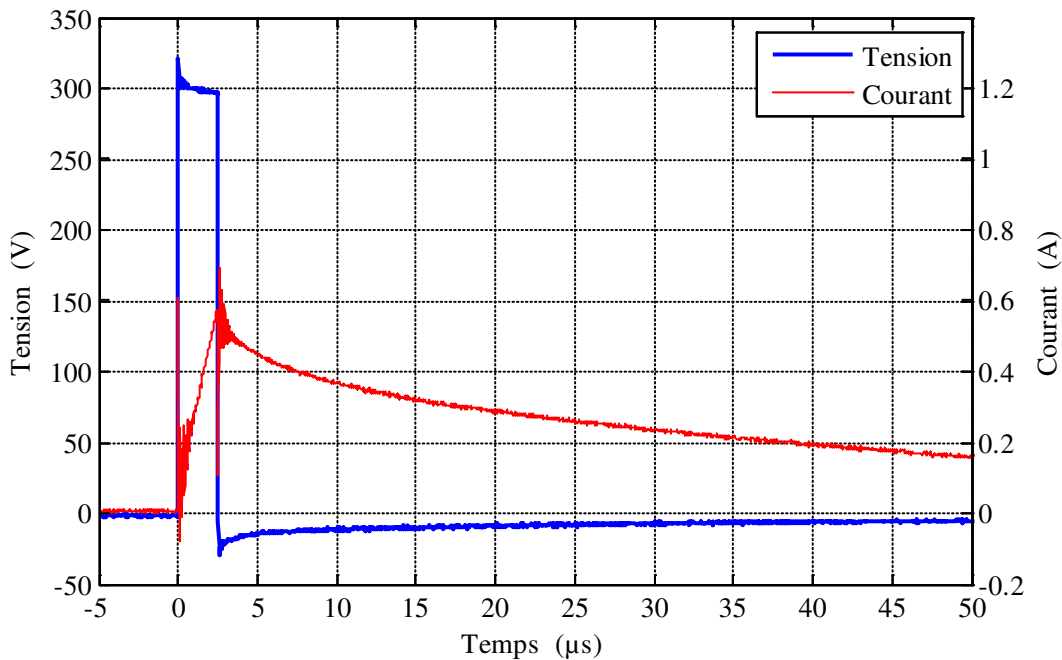


Figure II.6 : Tension et courant pour une impulsion entière relevés sur la bobine de 41 spires connecté à la sortie du générateur.

La durée de l'impulsion est de $2,5 \mu\text{s}$, pendant ce temps le courant croit rapidement ; après l'impulsion ce courant continue de passer dans la résistance R via la diode de roue libre D_{RL} (Figure II.3) avant d'atteindre zéro. Si la phase de démagnétisation n'est pas suffisamment longue, le courant ne redescend pas à zéro entre les impulsions et il augmente inexorablement un peu à chaque impulsion. La nécessité d'assurer des impulsions courtes et une période longue est importante car la résistance de sortie R_{sr} doit dissiper une puissance instantanée relativement importante pendant l'impulsion. Cette résistance doit être non-inductive, il faut donc choisir des technologies de résistances dites à « couches métalliques » ce qui limite la gamme des puissances disponibles. Pour ces raisons le circuit de commande a été réglé de sorte que les impulsions obtenues sont très courtes ($2,5 \mu\text{s}$) devant la période ($890 \mu\text{s}$). Pour un tel rapport cyclique la puissance dissipée dans la résistance R_{sr} est raisonnable et le courant moyen dans le MOS-FET reste bien en dessous de la valeur maximale admissible.

II.2 Bobines expérimentales

Dans un premier temps une bobine élémentaire de 6 spires a été confectionnée avec du fil de diamètre $1,25 \text{ mm}$ (Figure II.7). La simplicité de cette bobine ainsi que l'uniformité des arrangements des spires et donc des paramètres, nous a permis de mettre au point à la fois le système expérimental et le modèle théorique utilisé pour prédire la distribution de la tension inter-spires. Les dimensions géométriques de la bobine de 6 spires ainsi que celles des autres bobines expérimentées sont celles présentées à la Figure II.8, elles correspondent à celles d'une machine asynchrone classique de quelques dizaines de kW.

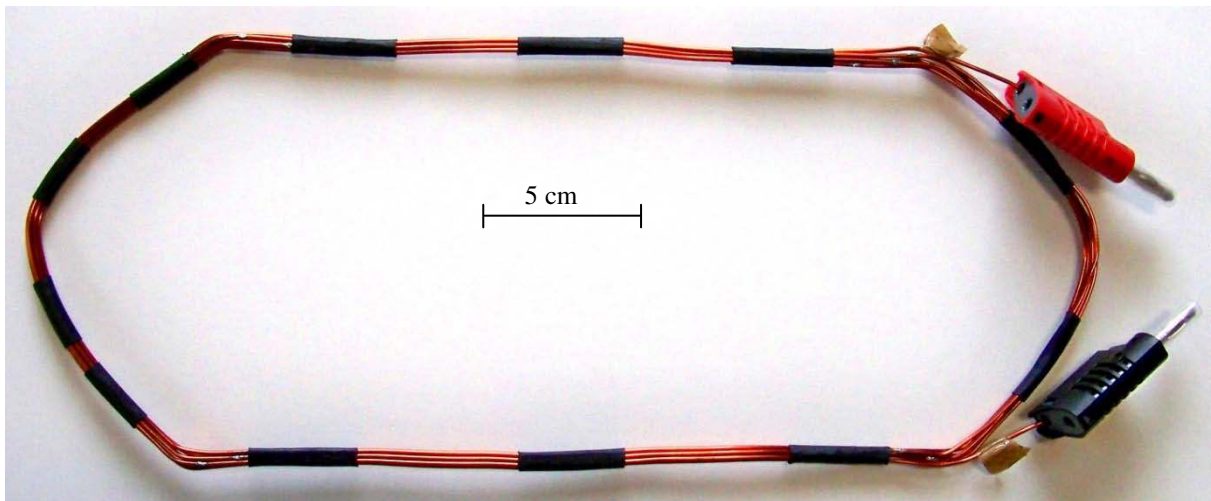


Figure II.7 : Aperçu de la bobine de 6 spires dans l'air.

Une bobine plus représentative de 41 spires a ensuite été réalisée avec le même type de fil (Figure II.9). Avec un tel nombre de spires, cette bobine est similaire à des bobines réelles qui équipent les moteurs électriques standards. Pour étudier l'influence d'une mise en parallèle des conducteurs sur la distribution de la tension inter-spires, une bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle a également été construite. Afin de préserver la même section effective de cuivre, le diamètre du fil doit être de $0,884 \text{ mm}$ soit $0,95 \text{ mm}$ si on considère la valeur la plus proche disponible. Dans tous les cas les bobines ont été construites avec du fil émaillé standard qui répond à la norme CEI 60317-38 et porte la référence MAGNEBOND CAB-200.

Les bobines ne sont pas ni thermocollées ni imprégnées, les fils sont serrés avec des colliers en plastique répartis régulièrement le long des spires.

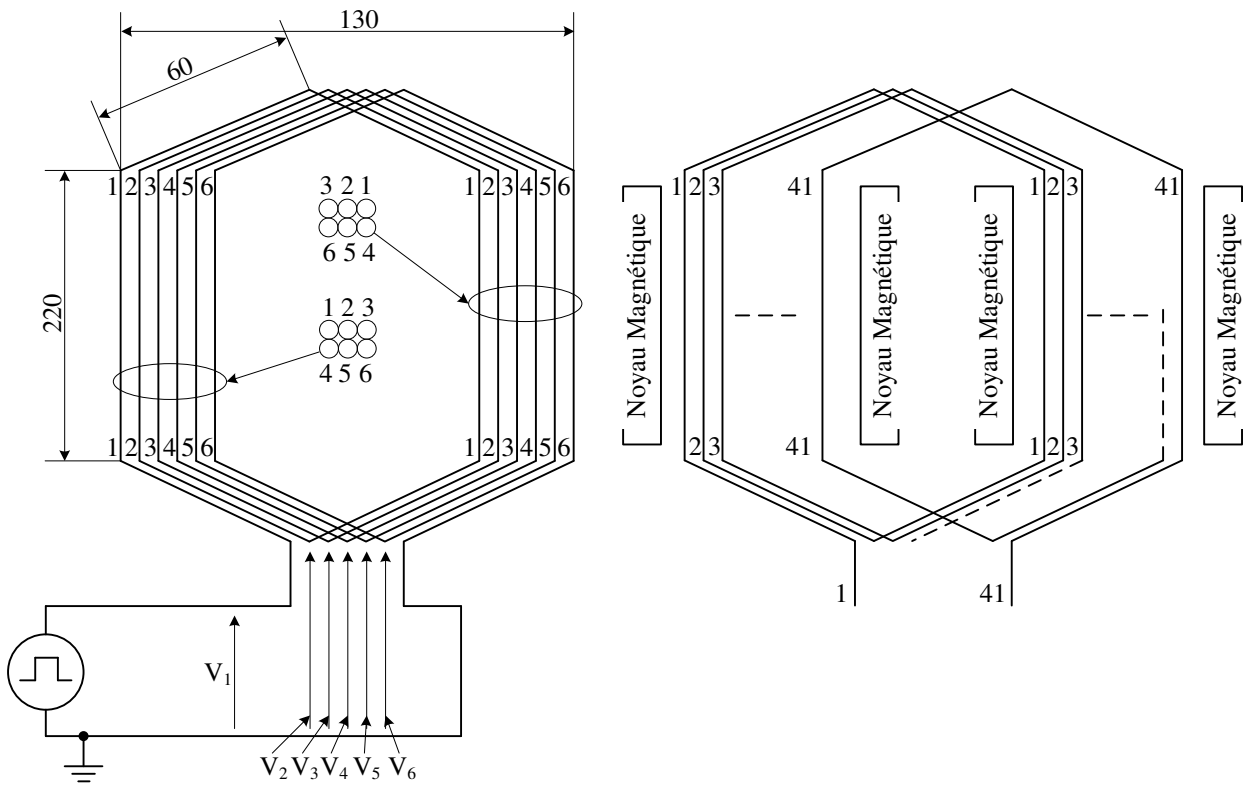


Figure II.8 : Schéma de la bobine de 6 spires (à gauche) avec les dimensions géométriques (mm) et la bobine de 41 spires positionnée dans le noyau magnétique (à droite).

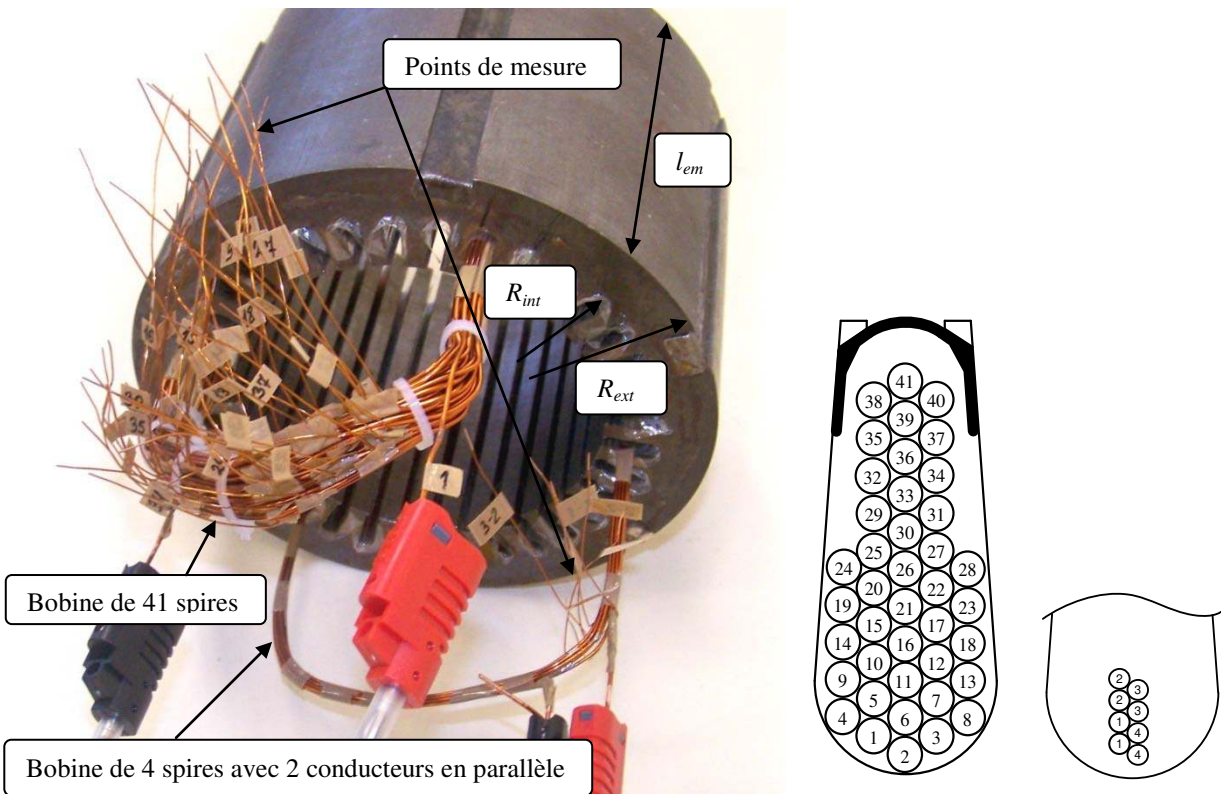


Figure II.9 : Aperçu des bobines de 41 spires et 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle positionnées dans les encoches du fer et l'arrangement des spires dans les encoches.

Le Tableau II.1 rassemble les dimensions géométriques issues de la norme CEI 60317-0-1 pour les fils utilisés dans les expérimentations.

Tableau II.1 : Dimensions géométriques des fils (selon la norme CEI 60317-0-1).

Diamètre nominal du conducteur (mm)	Tolérance du conducteur (\pm mm)	Accroissement minimal dû à l'isolant pour le grade 2 (mm)	Diamètre extérieur maximal pour le grade 2 (mm)	Épaisseur moyenne de l'isolant pour le grade 2 (mm)
0,95	0,01	0,063	1,044	0,035
1,25	0,013	0,067	1,349	0,04

Pour mesurer la tension inter-spices, des points de mesure ont été soudés sur l'âme de cuivre de chaque spire (Figure II.9). Ces points, de petites dimensions, respectent l'isolation entre les spires et modifient très peu la forme du bobinage. Ils sont accessibles grâce à des grips-fils. La Figure II.9 donne l'arrangement des spires dans les encoches, respectivement, pour la bobine de 41 spires et la bobine de 4 spires avec deux conducteurs en parallèle. D'autres bobines fabriquées sur une machine automatique puis thermocollées ont été testées. Des points de tests ont également été soudés sur les spires accessibles en périphérie de la bobine.

II.3 Mesure des tensions

Les bobines expérimentées sont alimentées par le générateur d'impulsions réalisé. Pour tous les essais le niveau de tension du bus continu est fixé à 300 V. Le choix d'un tel niveau de tension est lié au fait que notre étude est faite dans l'hypothèse de linéarité car le but est de rester sous le PDIV. Pour des tensions plus élevées, comme par exemple dans l'aéronautique ($2 \times 270 = 540$ V) on risque d'atteindre le PDIV et de sortir du cadre théorique basé sur le principe de linéarité. Toutes les mesures présentées dans ce mémoire sont faites en considérant ce niveau de tension et les mesures sont présentées en valeurs relatives par rapport à la tension du bus continu.

Les mesures ont été effectuées avec des sondes passives 1/10 classiques (Tek P6139A). Ces sondes mesurent la tension par rapport à un point commun : la masse de tous les éléments. Ensuite, les tensions différentielles s'obtiennent en faisant la différence entre les tensions mesurées sur chaque spire. La sonde Tek P6139A a une capacité d'entrée de 8 pF ce qui est comparable à la capacité spire-masse mesurée. Il faut donc prendre en compte l'effet perturbateur de la sonde.

Pour évaluer l'erreur introduite par la sonde de mesure un autre type de sonde a été utilisé. Il s'agit d'une sonde différentielle active qui porte la référence Tek TDP0500. Le constructeur garantit une capacité d'entrée inférieure à 1 pF sur une gamme de tension s'étendant de ± 42 V. La différence entre les mesures effectuées avec ces deux sondes est inférieure à 5% pour presque toutes les spires de la bobine et atteint 10% pour les dernières spires. Ces résultats peuvent être interprétés car la capacité d'entrée de la sonde 1/10 classique reste négligeable devant la capacité équivalente de l'ensemble des spires vu du point considéré de la bobine. L'influence de la capacité d'entrée de la sonde devient plus importante sur les dernières spires où il ne subsiste qu'une capacité globale plus faible. En conclusion, l'influence de la capacité de la sonde 1/10 classique reste faible et permet de travailler avec une tension plus importante.

Grace à la résistance ajoutée en parallèle à la sortie du générateur d'impulsions (R_{sr}) le montage reçoit des impulsions propres, dépourvues de toutes les oscillations créées par les paramètres parasites du générateur. La Figure II.10 montre les tensions relevées aux bornes d'entrée des différentes bobines lorsqu'elles sont connectées directement à la sortie du générateur (sans câble d'alimentation). On observe que le générateur impose bien un front de montée très raide avec des phénomènes oscillatoires assez faibles. Pour la bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle la tension commence à diminuer à $t = 300$ ns car le courant devient important et crée des chutes de tension dans le MOSFET du générateur. Cependant le phénomène principal, l'application d'un front raide, reste quasiment identique pour les trois bobines.

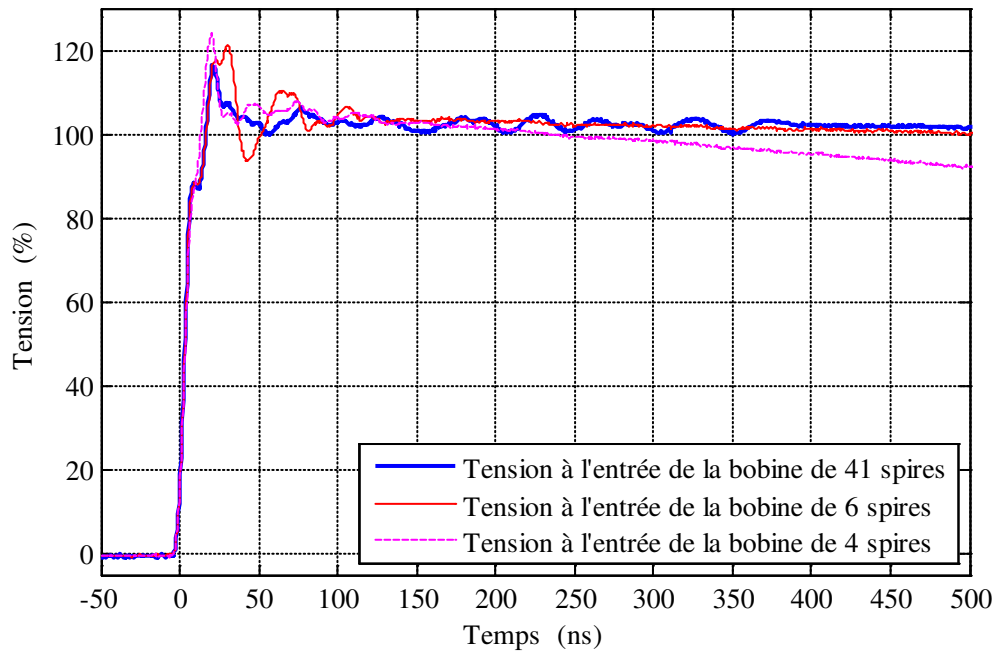


Figure II.10 : Tensions relevées sur différentes bobines connectées directement à la sortie du générateur sans câble d'alimentation (en % du bus continu de 300 V).

Pour que les mesures soient plus proches des conditions réelles d'utilisation d'un moteur, elles ont été effectuées en alimentant les bobines par un câble de 2 m. C'est un câble tri-filaire blindé utilisé dans l'aéronautique (type EN MLC 14 FRF10 de la gamme Filotex® fabriqué par Nexans). Ce câble répond à la norme EN 2714-013 et a été fourni par SAFRAN Engineering Services. La mesure a été faite en utilisant deux fils de ce câble sans connecter le blindage. La capacité linéique de l'ensemble de ces deux fils est de 140 pF/m et l'inductance linéique de 0,4 μ H/m, ce qui donne une impédance caractéristique $\sqrt{\frac{L}{C}}$ voisine de

54 Ω et une vitesse de propagation $v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cong 1,34 \cdot 10^8$ m/s. Les formes d'ondes des tensions relevées à la

sortie du générateur et à l'extrémité du câble, juste à l'entrée de la bobine de 41 spires, pour un front de montée de 10 ns est présentée à la Figure II.11 et pour un front de 85 ns est présentée à la Figure II.12. Sur la Figure II.11 on constate un retard Δt de la montée de la tension, cette valeur correspond au temps de propagation du front le long du câble est estimée à 16 ns. Ce phénomène est moins net sur la Figure II.12 qui correspond à un dV/dt plus faible.

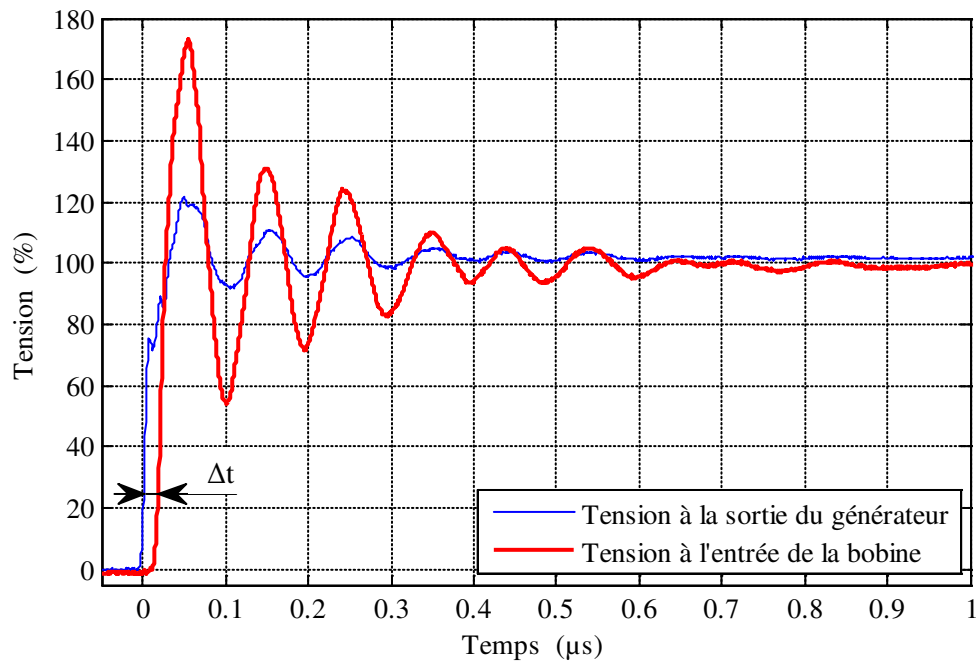


Figure II.11 : Tension relevée sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble pour un front de 10 ns.

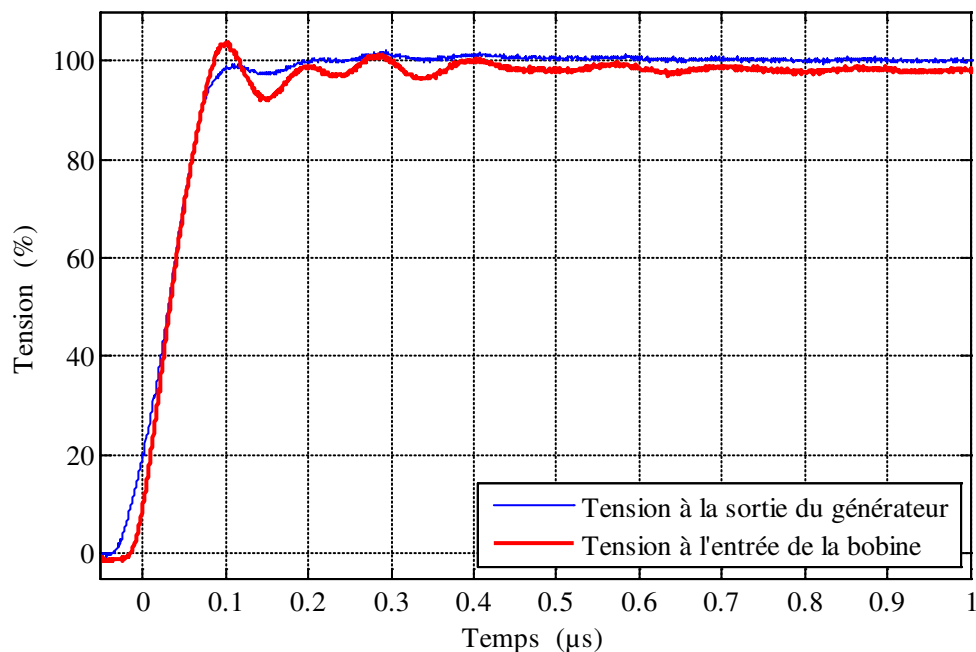


Figure II.12 : Tension relevée sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble pour un front de 85 ns.

Ces figures montrent que le câble de liaison entre la machine et le convertisseur joue un rôle important dans la sévérité des surtensions qui apparaissent à l'entrée de la machine pour les forts dV/dt . Dans des conditions défavorables, la première oscillation qui suit le front raide atteint 1,73 fois la tension du bus continu. L'influence du câble est encore plus importante lorsque la longueur du câble augmente [JOU95, KER97].

Les résultats obtenus confirment un résultat attendu : les oscillations suivant le front raide dépendent du temps de montée du front. Plus le front est rapide, plus l'amplitude des oscillations est grande [MIH09]. Des mesures faites sur la bobine de 41 spires mettent en évidence ce fait (Figure II.12). Un moyen efficace de

diminuer les oscillations qui suivent le front de tension est d'augmenter le temps de montée du front, c'est-à-dire de diminuer le dV/dt . Pour un temps de montée du front de 85 ns les surtensions disparaissent et la bobine est alimentée avec des impulsions trapézoïdales quasi pures (Figure II.12), la distribution de la tension inter-spires se fait alors d'une manière quasi linéaire.

La Figure II.13 montre les tensions relevées sur différentes spires de la bobine de 6 spires positionnée dans l'air puis dans les encoches du circuit magnétique. La différence entre ces deux mesures est infime pour les premières oscillations qui nous intéressent. Les petites différences notées à la fin du relevé sont dues à la chute de tension supérieure provoquée par un courant plus important.

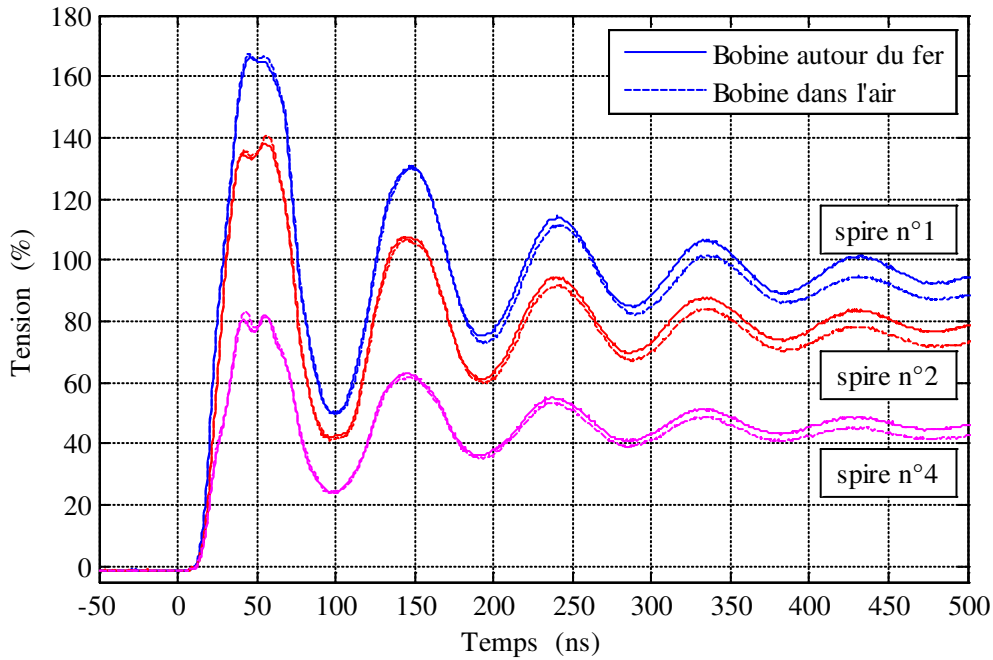


Figure II.13 : Tension relevée sur la bobine de 6 spires dans l'air puis dans les encoches du fer alimentée par un câble.

Les mesures sur la bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle ont montrées que les tensions sont identiques sur chaque conducteur qui forme une spire. Cela facilite les choses en diminuant le nombre de relevés de tension à faire, tant pour les mesures que pour les simulations. Un seul relevé par spire quel que soit le nombre des conducteurs en parallèle est nécessaire.

La Figure II.14 montre la distribution de la tension au sein de la bobine de 41 spires. Cette figure est dilatée sur une échelle de temps de 0 à 100 ns, l'instant $t = 0$ correspond au front de commande du MOS-FET du générateur.

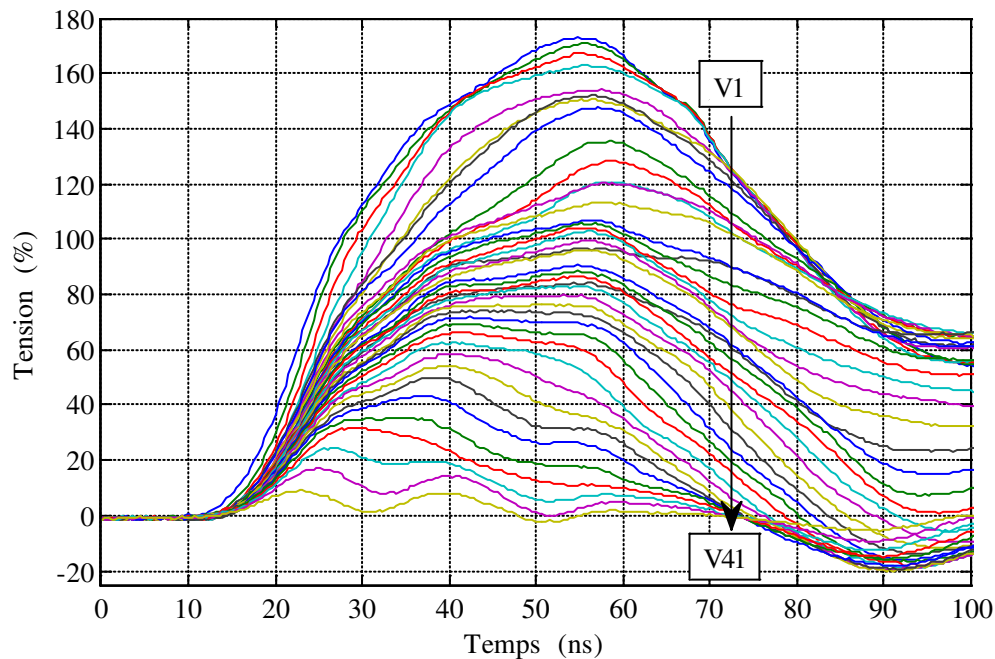


Figure II.14 : Tensions relevées par rapport à la masse sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble.

On remarque que l'amplitude de la première oscillation est plus importante pour les premières spires et que le front est plus raide. Le front raide de tension imposé par le générateur sur la première spire se retrouve sur les spires suivantes avec un dV/dt de plus en plus faible à mesure que l'on avance dans le bobinage. Le front de tension sur les dernières spires est dépourvu d'oscillations, parce que le front de tension « se couche » en parcourant le bobinage.

Les contraintes subies par l'isolation inter-spires ne sont pas seulement dépendantes de la rapidité du front montant mais également de la différence des numéros entre les spires adjacentes. Ainsi, la tension maximale inter-spires de la bobine de 41 spires apparaît entre la 4^{ème} et la 9^{ème} spire qui se trouvent adjacentes (Figure II.15) ; la différence entre les rangs de ces spires est 5. De plus, ces spires sont parmi les premières et voient donc un front relativement raide. C'est principalement cette cause qui mène à un maximum de tension à cet endroit du bobinage. Et ce malgré le fait qu'il existe des différences de 6 spires au sein de la bobine, par exemple entre la 5^{ème} et la 11^{ème} spire. Pour des moteurs bobinés en vrac la probabilité que la première spire soit adjacente avec la dernière est non négligeable, dans ce dernier cas l'isolation entre ces spires subit des tensions très importantes et donc de forts champs électriques qui risquent de créer des décharges partielles. Une des voies à envisager pour diminuer les tensions inter-spires est donc de diminuer la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes au sein du bobinage. Un autre moyen de diminuer les tensions inter-spires serait de « coucher » le front montant de tension en augmentant les capacités inter-spires. Ces deux voies seraient étudiées dans le chapitre IV de ce mémoire.

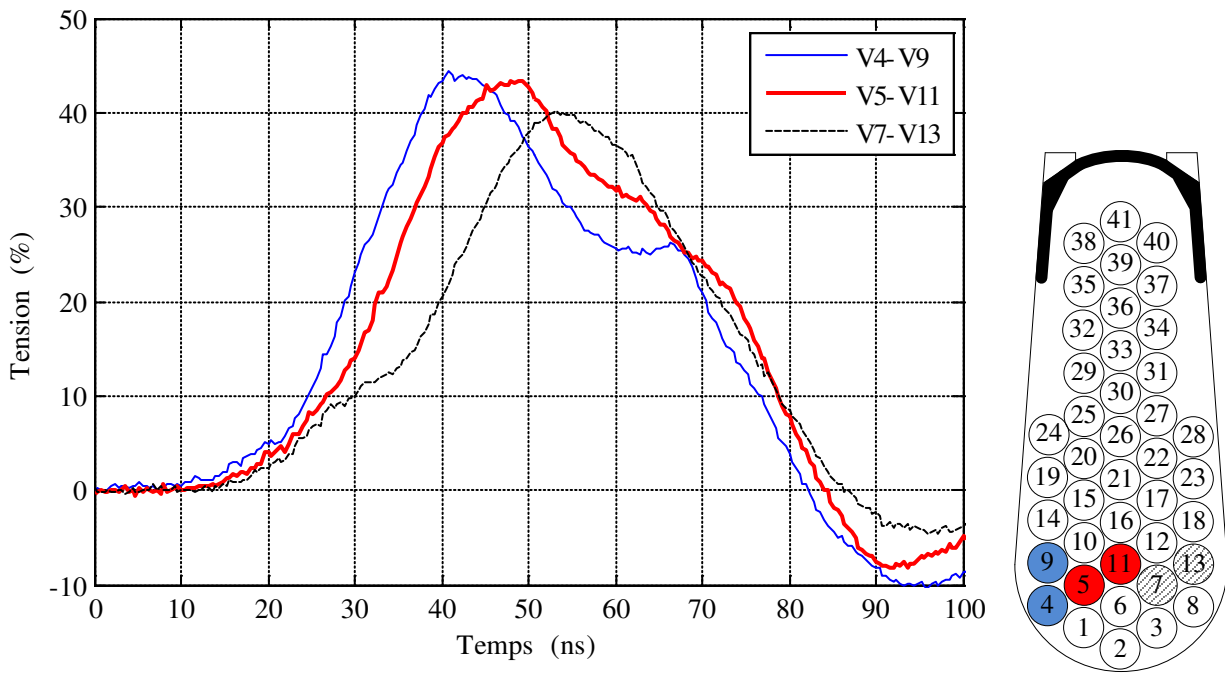


Figure II.15 : Tensions inter-spaires relevées sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble.

Une dernière mesure a été menée sur moteur standard afin de compléter la validité de notre procédure de test. La Figure II.16 montre les tensions relevées sur une phase statorique d'un moteur standard de 4 kW alimenté par le générateur d'impulsions expérimental par un câble de 2 m. On observe une légère augmentation du temps de montée et par conséquent une petite diminution du pic de la première oscillation qui est maintenant de 1,59 fois la tension du bus continu. La présence de plus de spires dans le bobinage diminue la fréquence de résonance et donc la fréquence des oscillations qui suivent le front de tension.

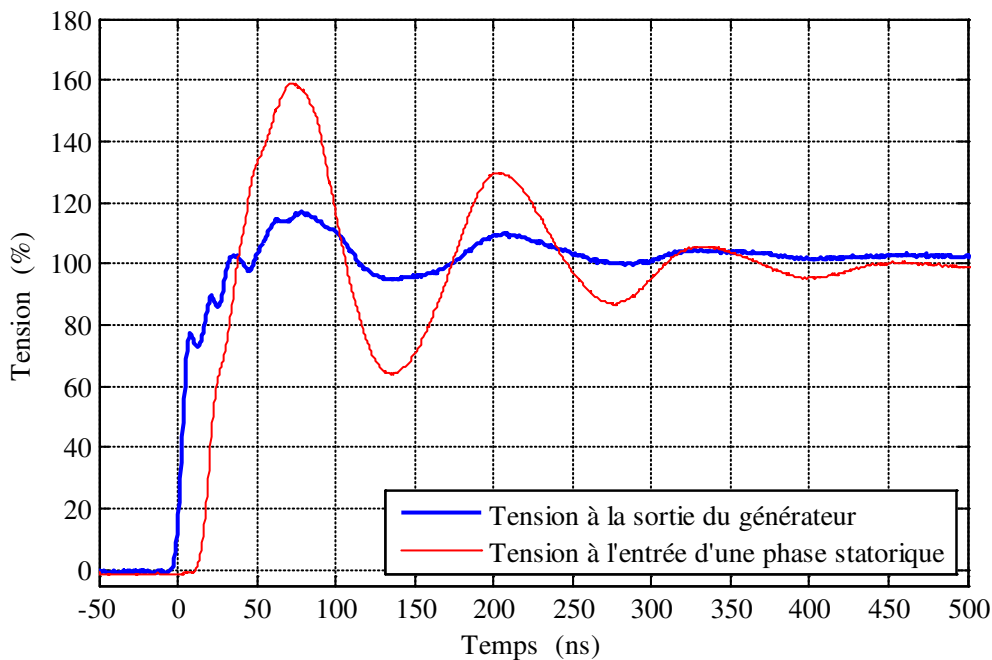


Figure II.16 : Tension relevée sur une phase statorique d'un moteur standard alimentée par un câble.

II.4 Conclusion

La mise en place du dispositif expérimental a permis de réaliser des relevés des formes d'ondes des tensions entre les spires des différentes bobines, lorsqu'elles sont alimentées par des impulsions à forts dV/dt . Le générateur élaboré permet un réglage sur le niveau de tension et du temps de montée. Les problèmes de CEM sont maîtrisés grâce à l'autonomie de la commande du transistor et au montage réalisé avec un seul point de masse. Le générateur d'impulsions réalisé est plus performant en termes de vitesse de commutation que les convertisseurs industriels et impose des dV/dt du même ordre de grandeur que ceux qui seront vraisemblablement imposés par les premiers onduleurs réalisés avec des composants à base de SiC. Il est doté également d'un réglage sur le temps de montée des fronts de façon à ce qu'il assure des valeurs du fronts comprises entre 8 ns et 175 ns quel que soit le niveau de tension.

Le dispositif expérimental a été testé dans diverses configurations : bobine de 6 spires, de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle et bobine de 41 spires. Dans tous les cas des mesures fiables et répétitives des tensions inter-spires ont pu être faites. L'analyse des mesures obtenues a montré que le front de tension imposé à l'entrée du bobinage devient de moins en moins raide à mesure que le point de mesure est pris plus profondément dans le bobinage. Ces mesures laissent percevoir l'importance du rôle des capacités inter-spires dans les phénomènes observés. Des mesures similaires ont également été testées sur des bobines de fabrication industrielle réalisées par des machines automatiques.

III Modèle prédictif de la distribution des tensions inter-spires

À ce stade des travaux on cherche à étudier l'impact d'un changement de l'arrangement des spires sur la répartition des tensions inter-spires d'une bobine alimentée par des impulsions à fronts raides. Pour cela est présenté un modèle RLC à éléments discrets de la bobine, capable de déterminer les tensions inter-spires. Le choix d'un tel modèle est justifié par rapport à celui basé sur la théorie des lignes. Dans un premier temps le modèle et ses éléments constitutifs sont définis. Les paramètres sont déterminés en utilisant des méthodes analytiques, des mesures sur des circuits élémentaires et des simulations avec des logiciels qui appliquent la méthode d'éléments finis. Dans un second temps la mise en œuvre du modèle est présentée, puis il est validé en comparant les prédictions qu'il fournit avec des mesures faites sur des bobines instrumentées soumises à des fronts raides.

III.1 Présentation du modèle

Un modèle RLC est utilisé dans le but de simuler le comportement transitoire des bobines alimentées par des fronts raides et calculer toutes les tensions inter-spires. Le but principal est de déterminer l'amplitude du premier dépassement qui correspond vraisemblablement à la contrainte maximale. C'est un schéma équivalent utilisant des paramètres discrets [MIH11]. Chaque élément du schéma équivalent représente une portion du bobinage beaucoup plus petite que la longueur d'onde correspondant aux oscillations qui suivent le front raide. La fréquence des oscillations observées expérimentalement est située à environ 10 MHz, soit une longueur d'onde d'environ 20 m en prenant une vitesse de phase de l'onde de $2 \cdot 10^8$ m/s. La longueur d'onde est donc beaucoup plus grande que la longueur d'une spire pour la plupart des machines basse tension utilisées dans le domaine aéronautique. Pour des bobinages de plus grande taille, un découpage plus fin serait nécessaire, par exemple un élément par demi spire, voire par quart de spire. Les bobines qui sont utilisées pour valider le modèle sont les bobines de 6 spires, de 41 spires et de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle, présentées dans le paragraphe précédent. Pour ces bobines la longueur d'une spire est de 68 cm, donc un élément par spire est suffisant. La Figure III.1 montre le modèle RLC de la bobine de 6 spires ; celui de la bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle est présenté à la Figure III.2 à titre d'exemple.

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

- la résistance propre de chaque spire R_s (image de la loi d'Ohm à la fréquence considérée) ;
- l'inductance propre de chaque spire L_p ;
- la résistance représentative des courants de Foucault dans le noyau magnétique R_p ;
- l'inductance mutuelle entre les spires M (non représentée sur la figure) ;
- la capacité inter-spires C_t ;
- la capacité spire-masse C_m ;
- la résistance représentative des pertes dans l'isolation inter-spires R_t ;
- la résistance représentative des pertes dans l'isolation spires-masse R_m .

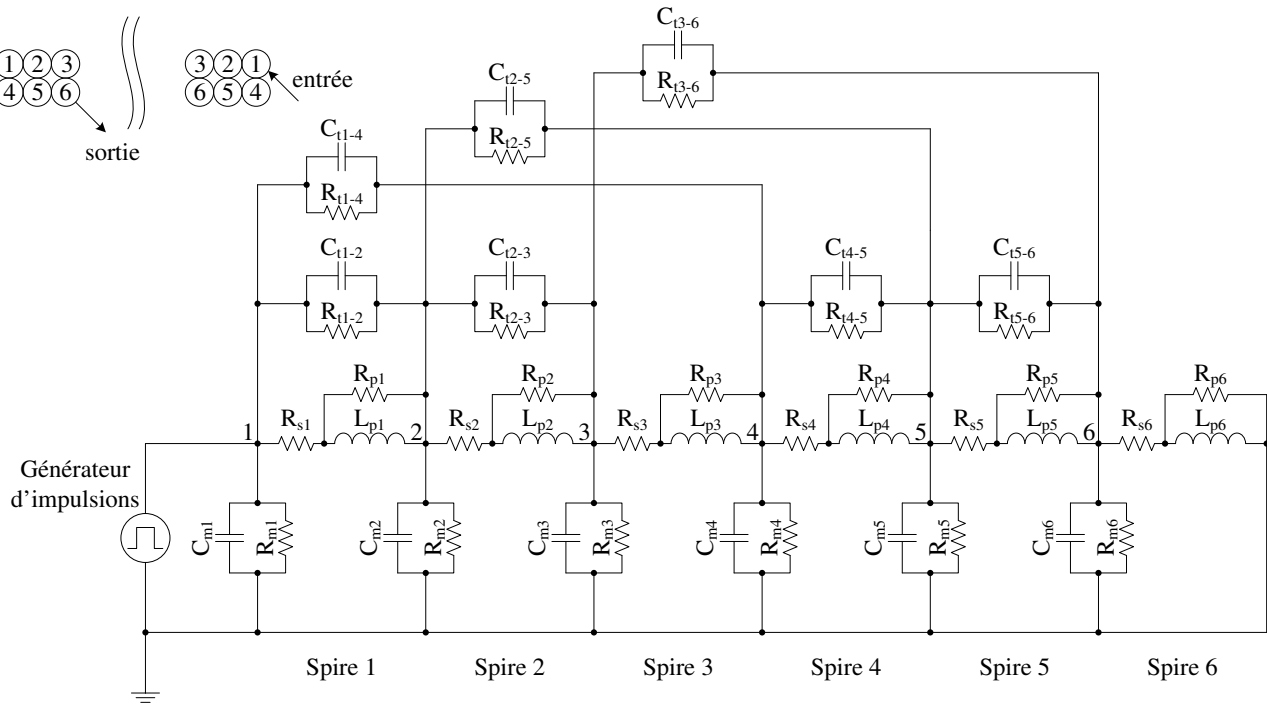


Figure III.1 : Schéma équivalent RLC de la bobine de 6 spires et l'arrangement des spires.

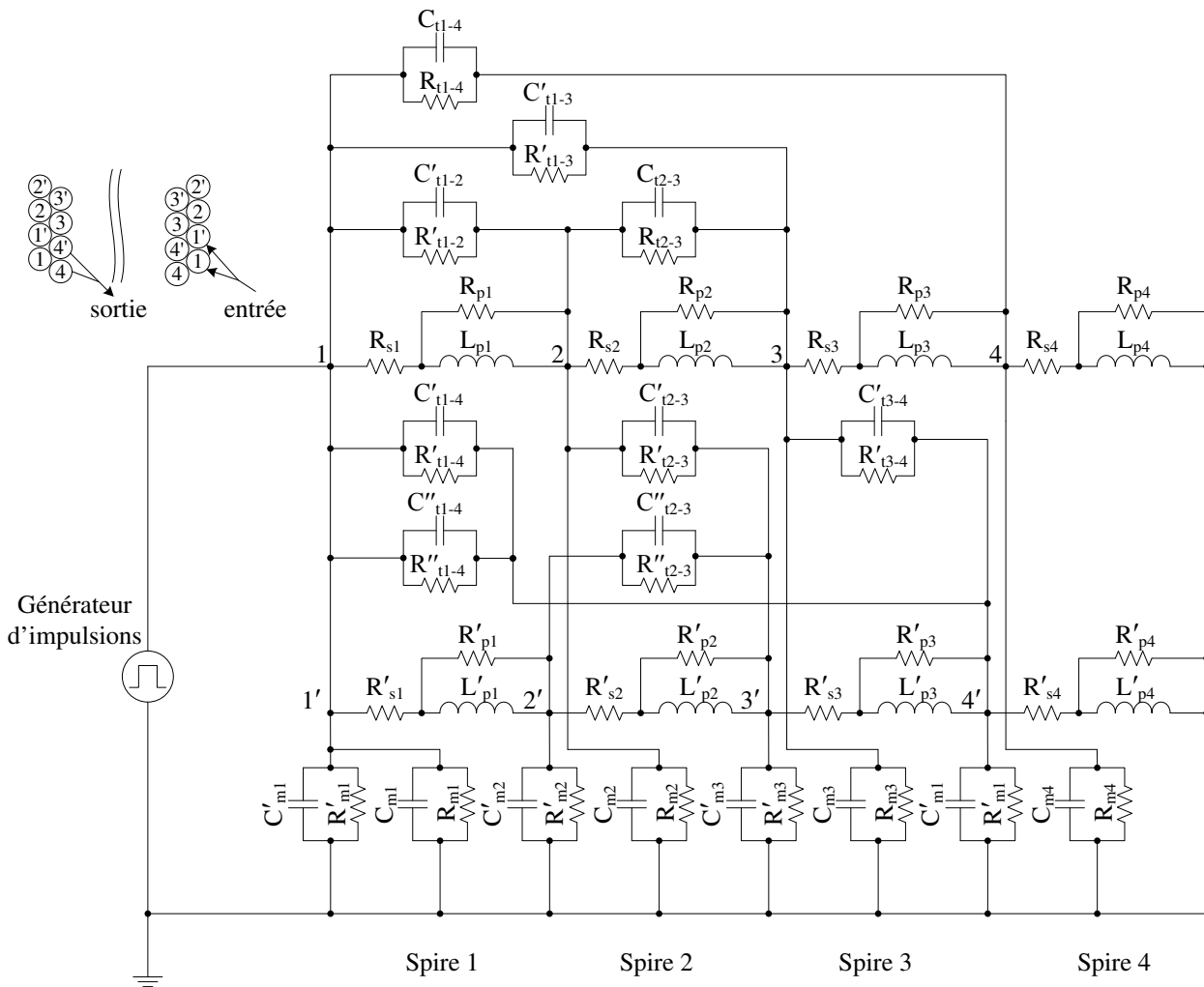


Figure III.2 : Schéma équivalent RLC de la bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle et l'arrangement des spires.

Les nœuds numérotés correspondent aux points de début de chaque spire, les points sur lesquels les tensions sont mesurées sur les bobines expérimentales et relevées lors d'une simulation. C'est à ces points également que les capacités inter-spires et spires-masse sont connectées. Prenons par exemple le nœud n°2 qui correspond à la seconde spire de la bobine de 6 spires (Figure III.1). Il est connecté aux nœuds n°1 et n°3 par l'ensemble R_s, L_p, R_p auxquels s'ajoutent les inductances mutuelles qui expriment les effets magnétiques. Les couplages capacitifs avec les spires environnantes sont exprimés par les ensembles C_t et R_t d'indices 1-2, 2-3 et 2-5 qui expriment l'adjacence de la spire n°2 avec les spires n°1, n°3 et n°5, les capacités avec les autres spires sont négligées. Pour cette spire il n'y a qu'une capacité par rapport à la masse C_{m2} associée à sa résistance R_{m2} . La même démarche est appliquée aux autres spires et au bobinage réalisé avec 2 fils en parallèle (Figure III.2).

Malgré le fait que les bobines représentent un nombre réduit de spires les schémas sont assez complexes, ils se composent de 48 éléments pour la bobine de 6 spires et 58 éléments pour la bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle. Dans le cas d'une bobine avec un nombre de spires plus grand comme la bobine de 41 spires représentative d'un moteur classique d'une dizaine de kW, le modèle RLC est très complexe (360 éléments), il est pratiquement impossible de le faire manuellement avec un outil graphique classique. Pour réaliser les schémas équivalents complexes représentatifs des bobines réelles une méthode originale est développée. Elle consiste à introduire le modèle automatiquement par un programme qui génère un fichier texte, représentatif du schéma équivalent, à partir des données d'entrée qui incluent la position relative des conducteurs de la bobine.

III.2 Détermination des paramètres du modèle

La difficulté liée à la complexité des schémas équivalents pouvant être surmontée par des outils informatiques, le problème principal, est de donner au modèle des paramètres pertinents. Les paramètres du modèle sont déterminés en utilisant :

- des méthodes analytiques ;
- des mesures ;
- des simulations numériques faites avec un logiciel d'éléments finis.

Détermination des paramètres du modèle par méthodes analytiques

Les méthodes analytiques utilisées sont basées sur les équations de Maxwell. Une étude de la pénétration du champ magnétique dans le noyau de fer est présentée dans l'Annexe B. Elle montre que lorsque la fréquence augmente le principal phénomène à prendre en compte est l'effet pelliculaire.

Les phénomènes électromagnétiques dans les tôles ont été étudiés précédemment [DUC07, HEN03, WER06]. Ils peuvent s'expliquer par la présence des courants induits dans les tôles magnétiques. Les phénomènes peuvent alors être classés selon la fréquence. En BF, lorsque l'épaisseur de peau est supérieure ou égale à la moitié de l'épaisseur de tôle, l'influence des courants induits sur la répartition du champ magnétique reste faible, et le champ magnétique est approximativement uniforme à l'intérieur de chaque tôle. Le circuit magnétique feuilleté joue son rôle classique de canalisation des lignes de champ.

En HF, lorsque l'épaisseur de peau est petite devant celle d'une tôle, le champ magnétique est concentré dans une toute petite épaisseur de la tôle. Les courants induits dans chaque tôle provoquent une réaction, ils créent un champ qui s'oppose au champ d'excitation, cette réaction annule le champ au milieu des tôles sur une zone dont la largeur dépend de la fréquence. Le champ magnétique n'existe que dans une faible épaisseur sous la surface de chaque tôle. Pour les fréquences que nous intéressent, à environ 10 MHz, l'épaisseur de peau est de l'ordre du micron, qui est du même ordre de grandeur que l'épaisseur de l'isolant entre les tôles, donc très petit devant l'épaisseur de chaque tôle. Ainsi, à cette fréquence le noyau fabriqué avec des tôles classiques se comporte quasiment comme un matériau neutre d'un point de vue magnétique.

Les équations présentées dans l'Annexe B sont utilisées pour déterminer l'inductance équivalente de la bobine montée sur un noyau magnétique feuilleté et la résistance parallèle qui représente les effets résistifs des courants induits dans le fer.

Des méthodes analytiques sont également utilisées pour estimer l'influence des effets de peau et de proximité sur le calcul de la résistance du fil de cuivre aux fréquences élevées.

Détermination des paramètres du modèle par mesures

Les mesures des paramètres du modèle RLC sont effectuées avec un analyseur d'impédance Agilent 4294A. Ce dernier utilise des petits signaux et effectue la mesure par la méthode à quatre points. La connexion avec l'analyseur est réalisée par une soudure directe de la bobine à mesurer sur la connexion prévue à cet effet (16047D Test Fixture). Ainsi, tous les paramètres parasites liés au câblage de connexion sont écartés.

La Figure III.3, issue de la documentation technique de l'appareil, montre la précision de l'appareil. Plusieurs paramètres varient en fonction de la fréquence, donc les mesures doivent être faites avec une bonne précision sur une plage large de fréquence, notamment dans les hautes fréquences, dans notre cas autour de 10 MHz. Habituellement, une mesure est considérée bonne si la précision de mesure est située en dessous de 1%, or pour une fréquence supérieure à 10 MHz la précision de mesure de l'appareil sort de la zone des 1% mais reste située dans la zone de 3%, ce qui demeure une précision acceptable.

Concernant l'inductance, les valeurs mesurées pour les bobines expérimentales sont situées dans la zone gris claire. L'ordre de grandeur de l'inductance d'une spire est de 0,5 à 2 μH , ces valeurs sont comprises dans la zone de 1% de précision pour une bande de fréquence allant de 100 kHz à 10 MHz.

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

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

La résistance parallèle R_p représentative des pertes dans l'isolant dans le domaine des basses fréquences est de quelques centaines de M Ω ce qui sort également de la zone de 10%. Cet appareil n'est donc capable

que de donner un ordre de grandeur de la valeur de cette résistance. En revanche, en HF l'ordre de grandeur de cette résistance est de quelques dizaines de kilo ohms, valeurs qui entrent dans les zones de 1% ou 3%.

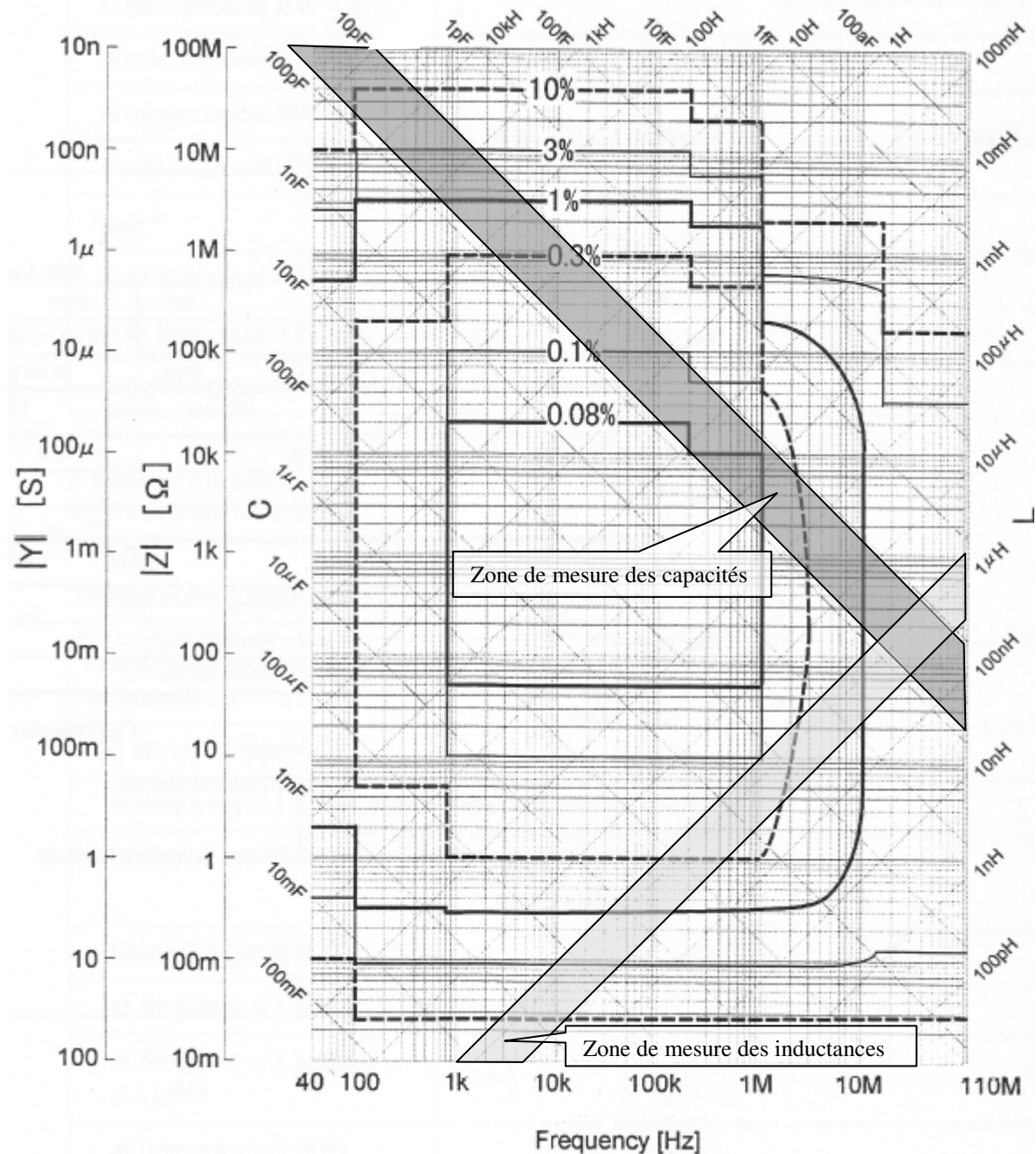


Figure III.3 : Précision de mesure pour l'analyseur d'impédances Agilent 4294A.

Détermination des paramètres du modèle par éléments finis

La seconde technique utilisée pour déterminer les paramètres du modèle est une méthode numérique basée sur les éléments finis. Cette dernière permet de déterminer les paramètres de chaque spire en prenant en compte leur position dans l'encoche. Les simulations sont faites avec un simulateur de champ 2D, le logiciel d'éléments finis FEMM version 4.2. Les problèmes d'électromagnétisme traités sont ceux qui peuvent être considérés comme des « problèmes en basse fréquence », dans lesquels les courants de déplacement sont négligés. La prise en compte des courants de déplacement n'est pertinente que lorsque les dimensions de l'objet sont au moins du même ordre de grandeur que la longueur d'onde [MEE07]. Comme

nous l'avons précisé précédemment, les dimensions d'une spire sont beaucoup plus petites que la longueur d'onde, donc les courants de déplacement n'ont pas d'influence notable et peuvent être négligés. Avec ce logiciel, les problèmes électriques et magnétiques doivent être traités séparément. En électrostatique, seul le champ électrique est considéré tandis que le champ magnétique est négligé et inversement en magnéto-harmonique.

Pour déterminer les résistances et les inductances le modèle est simulé en magnéto-harmonique. Chaque spire est définie comme une source de courant, le logiciel calcule les lignes de champ, la chute de tension sur les spires, les courants induits, et donne la résistance et l'inductance d'une spire ou de la bobine entière.

Pour déterminer les capacités inter-spices, le modèle est simulé en électrostatique. Chaque fil est placé à un potentiel connu, le logiciel calcule alors les lignes de champ électrique et donne la quantité de charge sur chaque fil, la capacité est alors facilement déduite.

III.2.1 Impédance équivalente de la bobine montée sur un noyau magnétique

Inductance propre de chaque spire

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

$$L = N \frac{\Phi}{I} \quad (\text{III.1})$$

Il faut préciser que le concept d'inductance est valable pour une spire entière qui forme une boucle. Dans notre cas, que ce soit les méthodes analytiques, les mesures ou les éléments finis, l'inductance est déterminée toujours pour une spire entière ou pour toute la bobine. En revanche, pour une grande machine comme pour un câble (l'inductance linéique), il faut diviser l'inductance de la spire par le nombre de cellules choisies lors de la création du modèle, le concept d'inductance devient plus artificiel.

L'inductance de la bobine est un paramètre qui dépend de la fréquence. Lorsque la bobine est positionnée dans les encoches d'un noyau magnétique, les courants induits dans les milieux conducteurs modifient la carte de champ magnétique et par conséquent l'inductance de la bobine. L'Annexe B présente une étude analytique concernant le comportement du noyau de fer lorsque la fréquence augmente. Cette étude montre que le comportement de l'acier magnétique peut être caractérisé par deux paramètres locaux indépendants de la fréquence : μ_r et σ , et que l'effet de peau est le principal phénomène à prendre en compte lorsque la fréquence augmente. Elle montre que l'inductance de la bobine montée sur un noyau de fer diminue avec la fréquence et que la résistance représentative des courants de Foucault augmente.

Les bobines expérimentales, représentatives d'un bobinage de moteur, ont une forme assez complexe avec des têtes de bobines assez grandes où le flux de fuites dans l'air joue un rôle non négligeable. La détermination de l'inductance de telles bobines avec un modèle théorique comme celui présenté en Annexe

B est très difficile. Les résultats généraux restent cependant transférables : en HF quand l'épaisseur de peau est beaucoup plus petite que l'épaisseur des tôles, l'influence du fer devient négligeable. Cette hypothèse est vérifiée expérimentalement par les courbes de la Figure III.4 obtenues sur la bobine élémentaire de 6 spires présentée précédemment, lorsqu'elle est positionnée dans l'air puis dans les encoches du circuit magnétique. Sur cette figure, la remontée des courbes au-delà de 2 MHz est due aux effets capacitifs qui provoquent des résonances aux fréquences élevées, ils ne doivent pas être pris en compte pour le moment.

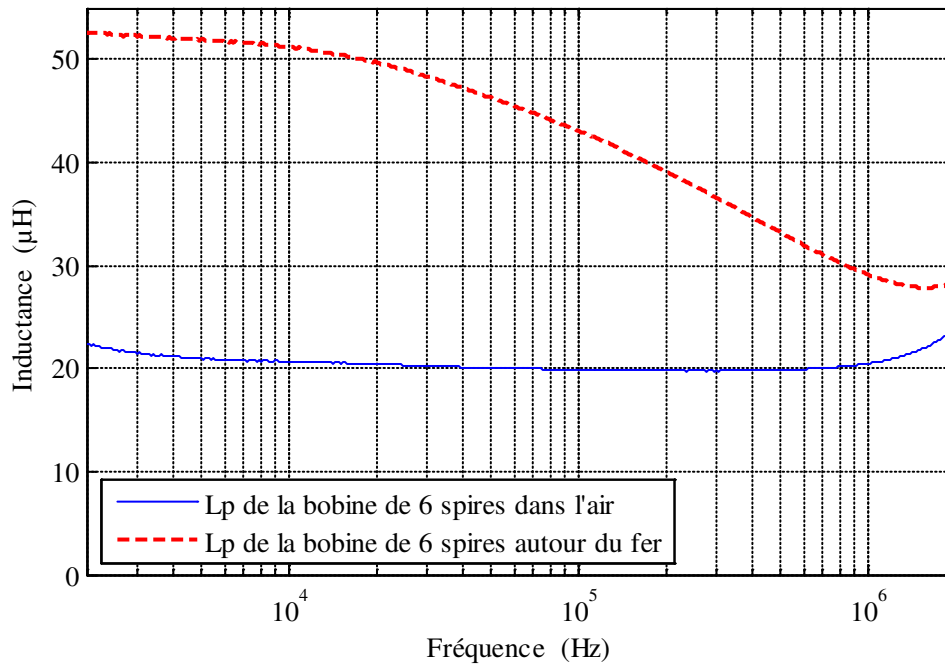


Figure III.4 : Évolution fréquentielle de l'inductance mesurée de la bobine expérimentale de 6 spires.

En analysant les courbes de la Figure III.4 on trouve les mêmes conclusions formulées précédemment. En BF l'inductance de la bobine positionnée dans les encoches du fer est supérieure à celle de la bobine dans l'air, le fer a une grande influence sur l'inductance de la bobine ; en HF l'inductance de la bobine placée dans les encoches ou dans l'air ont des valeurs qui se rapprochent beaucoup, le noyau magnétique feuilleté a donc peu d'influence sur l'inductance de la bobine. Lorsque la bobine est dans l'air son inductance diminue légèrement avec la fréquence. Cela est dû aux courants induits dans les spires. En BF (< 2 kHz) la mesure est limitée à cause des erreurs de mesure de l'analyseur tandis qu'en HF elle est limitée par les résonances dans le circuit de mesure.

L'inductance des bobines expérimentées a été déterminée avec la méthode d'éléments finis en utilisant le logiciel FEMM. Avec ce logiciel on simule la bobine de 41 spires, dont l'ouverture correspond à un bobinage d'un moteur à deux paires de pôles. La géométrie et le maillage de la partie du fer avec la bobine sont présentés à la Figure III.5 (a) ; la Figure III.5 (b) montre un zoom sur une encoche avec la bobine. Le maillage est très fin, il permet de prendre en compte l'effet pelliculaire dans le cuivre. Pour déterminer les résistances et les inductances le modèle est simulé en magnéto-harmonique. Pour une bobine de N spires chaque spire est définie comme une source de courant, le courant dans la première spire est $I_1 = 1$ A et dans les autres est $I_{2-n} = 0$ A. Le logiciel calcule les lignes de champ, la chute de tension sur les spires, les courants

induits, et donne la résistance et l'inductance de la première spire. Ensuite, le courant dans la deuxième spire est $I_2 = 1$ A et dans les autres est $I_{1,3-n} = 0$ A, on obtient la résistance et l'inductance de la deuxième spire, et ainsi de suite. Après chaque simulation le logiciel détermine les résistances et les inductances de chaque spire.

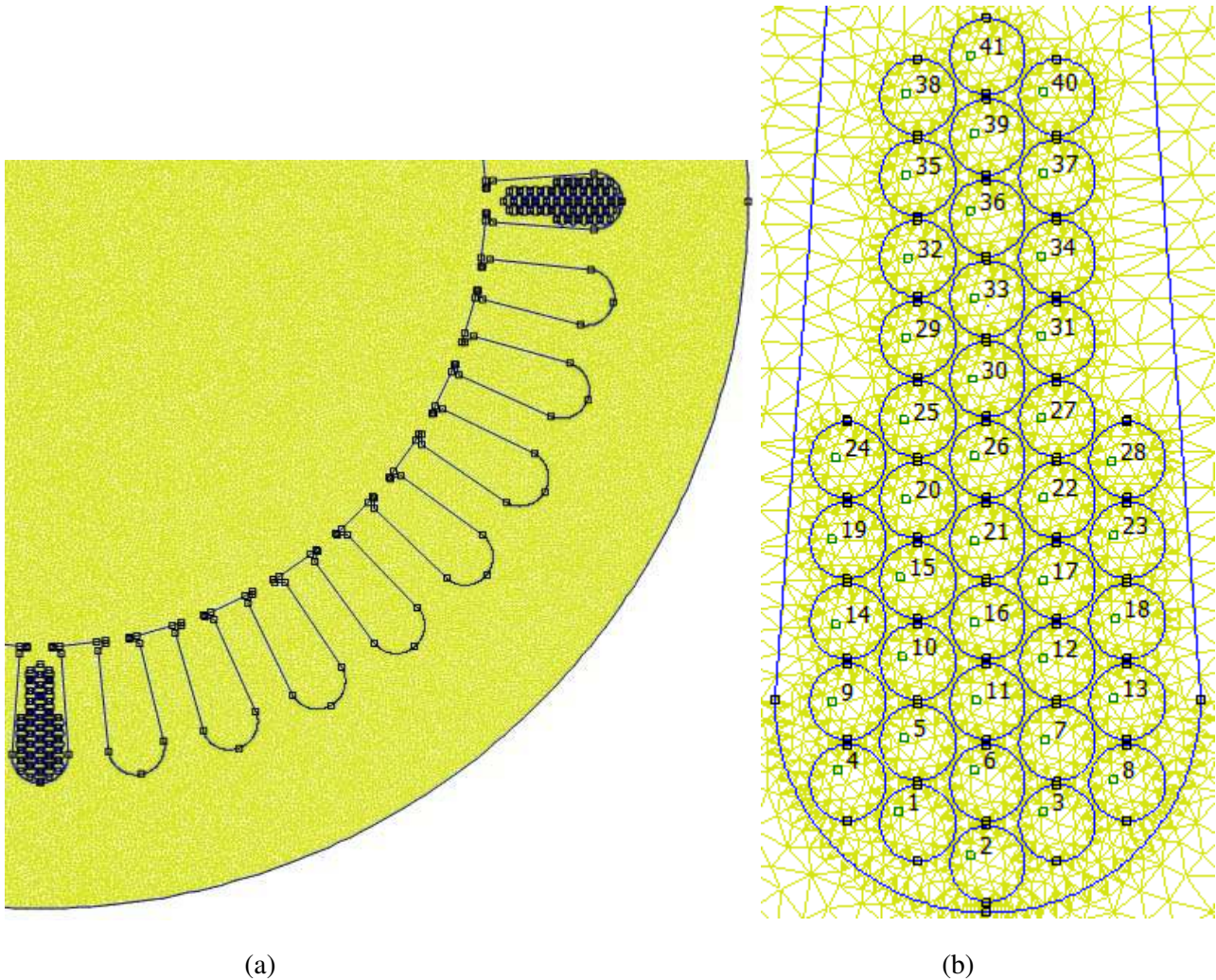


Figure III.5 : Géométrie et le maillage d'une partie du noyau de fer avec la bobine expérimentée de 41 spires (a) et un zoom sur une encoche avec les spires de la bobine (b).

Les têtes des bobines ont une taille non négligeable qu'il n'est pas possible de simuler avec un logiciel 2D. Pour cela, la bobine est coupée en deux parties, comme la montre la Figure III.6, la partie dans le fer et la partie dans l'air. La section offerte au flux dans l'air est prise en compte en considérant que la bobine est de forme rectangulaire et de la même section. Les simulations sont faites pour la partie qui est dans l'air et la partie qui est positionnée dans les encoches statoriques, l'inductance totale de la bobine étant équivalente à la somme des deux parties.

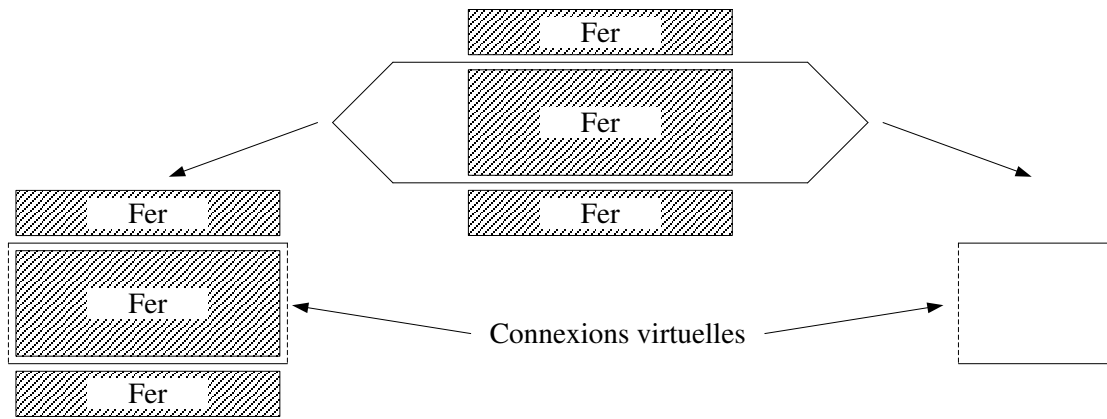


Figure III.6 : Séparation de la bobine en deux parties.

Le Tableau III.1 donne les valeurs de l'inductance de quelques spires de la bobine de 41 spires positionnée dans les encoches du stator et les mesures faites sur une seule spire située au fond et au bord de l'encoche. Les résultats obtenus montrent que les inductances de chaque spire sont différentes car elles dépendent de leur position dans les encoches.

Tableau III.1 : Inductance des différentes spires de la bobine de 41 spires positionnée dans les encoches du fer.

Inductance (μH)		N° de spire	1	2	3	11	19	31	41	Valeur moyenne (41 spires)
			fond d'encoche			milieu			haut	
FEMM	partie dans l'air	F=100 Hz	0,39	0,38	0,39	0,4	0,39	0,39	0,37	0,38
	partie dans le fer		1,23	1,27	1,23	1,13	1,05	0,85	0,59	0,97
	spire entière		1,62	1,58	1,62	1,53	1,44	1,24	0,96	1,35
Mesure	une seule spire dans le fond d'encoche					1,6				
	une seule spire du côté de l'entrefer					1				
FEMM	partie dans l'air		F=10 MHz	0,22	0,23	0,22	0,21	0,22	0,22	0,23
	partie dans le fer	0,45		0,46	0,45	0,44	0,44	0,42	0,4	0,42
	spire entière	0,67		0,69	0,67	0,65	0,66	0,66	0,63	0,64
Mesure	une seule spire dans le fond d'encoche					0,6				
	une seule spire du côté de l'entrefer					0,6				

On observe une bonne concordance entre les valeurs mesurées et celles calculées par élément finis. Les résultats obtenus, à la fois expérimentaux et simulés, montrent qu'en basse fréquence pour la partie de la bobine dans l'air les inductances ne dépendent pas de la position des spires dans la bobine, tandis que pour la partie dans le fer l'inductance de chaque spire est différente, étant plus grande pour les spires qui sont au fond de l'encoche. La valeur moyenne de l'inductance d'une seule spire déterminée avec FEMM à partir de l'inductance de chacune des 41 spires (Tableau III.1) est de $1,35 \mu\text{H}$; cette valeur est située dans les limites de 1 à $1,6 \mu\text{H}$, valeurs mesurées pour une spire positionnée dans le fond d'encoche et du côté de l'entrefer. En haute fréquence lorsque le fer ne joue plus son rôle classique de canalisation des lignes de champ,

l'inductance de chaque spire est indépendante de la position des spires dans l'encoche tant pour la partie dans l'air que pour celles dans le fer. Le modèle permettant de prédire les tensions inter-spires fonctionnera en supposant une valeur constante de l'inductance pour chaque spire, en l'occurrence, la valeur moyenne.

Résistance parallèle représentative des courants induits dans le noyau magnétique

Les pertes dans le fer dues aux courants de Foucault, sont prises en compte par une résistance R_p connectée en parallèle sur l'inductance de chaque spire. L'effet global du fer diminue avec la fréquence et l'influence des courants induits également, ce qui correspond à une résistance croissante. Cette affirmation est confirmée par le résultat obtenu par mesure sur une seule spire de la même forme que les bobines expérimentales pour la partie dans le fer seulement (Figure III.7).

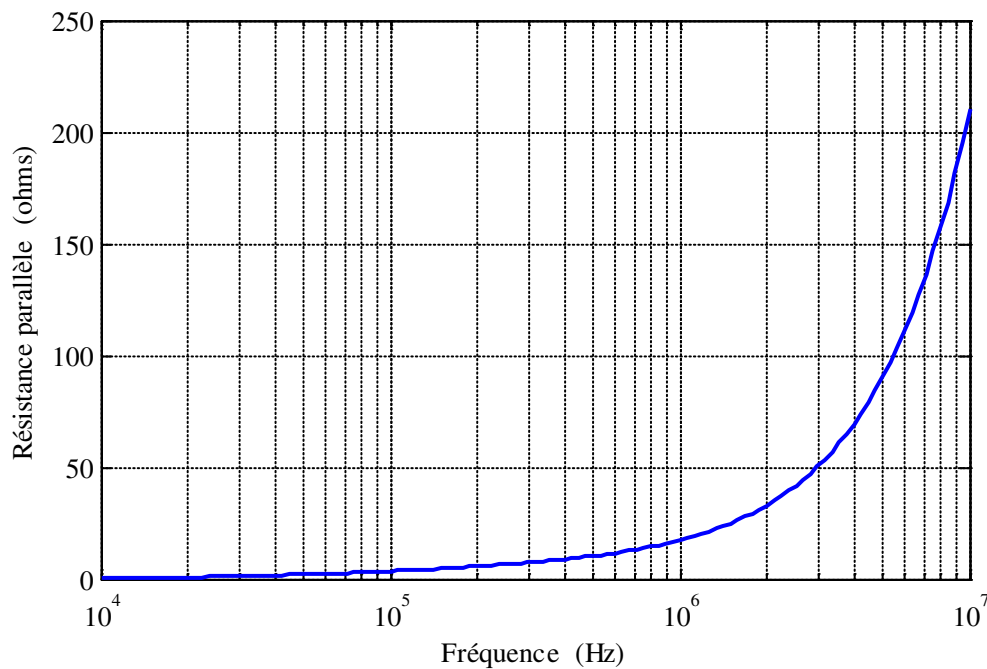


Figure III.7 : Évolution fréquentielle de la résistance parallèle mesurée pour une spire placée dans les encoches.

Lors de la mesure il n'est évidemment pas possible de découpler ce phénomène de celui du à la résistance du fil de cuivre. La courbe de la Figure III.7 montre un léger phénomène parasite aux environ 7 MHz provoqué par une résonance due aux connexions. La mesure n'est donc pas très facile, elle peut cependant montrer que l'ordre de grandeur de la résistance R_i à placer en parallèle sur chaque spire est de 200 Ω environ à 10 MHz. La précision de la détermination de ce paramètre n'est pas bonne, cependant l'étude de la robustesse du modèle faite plus loin montre que l'influence de ce paramètre sur l'ensemble est très faible.

III.2.2 Inductance mutuelle entre les spires

L'inductance mutuelle est un paramètre qui décrit l'influence magnétique d'un circuit électrique sur un autre. Elle traduit le fait qu'une variation de courant dans un circuit électrique peut entraîner l'apparition d'une tension dans un circuit électrique placé à son voisinage. Dans le cas d'une bobine, chaque spire peut être considérée comme un circuit qui va influencer les circuits formés par les autres spires, cette influence étant traduite par l'inductance mutuelle entre les spires. Par exemple, pour une bobine élémentaire de trois

spires parcourue d'un courant I , avec les inductances présentées à la Figure III.8, le flux magnétique total à travers la surface s'appuyant sur la spire 1 vaut Φ_1 et pour les autres spires, respectivement, Φ_2 et Φ_3 :

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= L_1 I + M_{12} I + M_{13} I \\ \Phi_2 &= L_2 I + M_{21} I + M_{23} I \\ \Phi_3 &= L_3 I + M_{31} I + M_{32} I\end{aligned}\quad (\text{III.2})$$

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

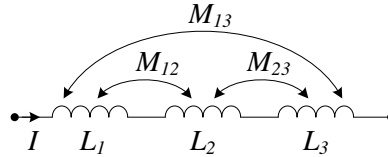


Figure III.8 : Inductances d'une bobine élémentaire de trois spires.

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

$$\underline{U}_2 = j\omega M_{12} \underline{I}_1 \quad (\text{III.3})$$

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

$$M_{12} = \frac{\underline{U}_2}{j\omega \underline{I}_1} \quad (\text{III.4})$$

Les deux grandeurs nécessaires pour déterminer l'inductance mutuelle avec la relation (III.4) sont en quadrature, ce qui est exprimé par le j du dénominateur, les inductances mutuelles sont bien des grandeurs réelles à déterminer en faisant le rapport des valeurs efficaces mesurées. Pour caractériser le couplage mutuel entre les deux spires, on introduit le coefficient de couplage mutuel qui s'écrit :

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (\text{III.5})$$

Dans la littérature on trouve des valeurs de k comprises entre 0,7 et 1 [GUB95, JIA02]. L'auteur [MAR08] précise que ce coefficient dépend de l'écartement entre les spires. Pour estimer ce paramètre une mesure a été faite ; elle permet de déterminer les limites dans lesquelles se situe la valeur de ce coefficient. Deux spires côte à côte de même forme que les bobines expérimentées ont été utilisées, la première spire est alimentée avec un courant de fréquence variable et trois paramètres ont été mesurés (valeurs efficaces) : le courant I_1 et la tension U_1 sur la première spire, et la tension induite U_2 dans la deuxième spire. À partir de ces paramètres et en utilisant les relations (III.4) et (III.5) le coefficient de couplage mutuel a été déterminé en associant les valeurs de L_1 mesurées avec l'analyseur d'impédances. Le Tableau III.2 donne les valeurs du coefficient k en fonction de la fréquence pour deux spires adjacentes lorsqu'elles sont positionnées dans l'air

puis dans les encoches du fer. Les résultats obtenus confirment encore une fois que le fer se comporte comme un matériau assez neutre en haute fréquence. Lorsque les spires sont dans l'air le coefficient de couplage mutuel a logiquement une valeur constante qui ne dépend pas de la fréquence. Mais, lorsque les spires sont placées dans les encoches du noyau de fer, en BF le coefficient est plus grand tandis qu'en HF la valeur de ce coefficient diminue et devient égale à celle mesurée dans l'air. Les lignes de champ sont en effet perturbées par les modifications de caractéristiques du fer en fonction de la fréquence.

Tableau III.2 : Coefficients de couplage mutuel entre deux spires côte à côte (mesure).

f, Hz	1k	5k	10k	50k	100k	500k	1M	5M	10M
k air	0,798	0,796	0,793	0,798	0,794	0,795	0,794	0,796	0,792
k fer	0,965	0,976	0,933	0,881	0,881	0,861	0,852	0,806	0,802

Un autre paramètre influençant le coefficient de couplage mutuel est l'écartement entre les spires. La même mesure effectuée sur deux spires écartées de 8 mm montre que le coefficient diminue lorsque la distance entre les spires augmente (Tableau III.3). Cela est dû au fait qu'il y a moins de flux magnétique qui embrasse la seconde spire. Ainsi, à la fréquence qui nous intéresse la valeur du coefficient de couplage mutuel entre les spires des bobines expérimentées se situe entre 0,4 et 0,8. Comme les spires dans les bobines sont situées à des distances différentes les unes des autres, il en résulte que le coefficient de couplage mutuel n'est pas identique pour chacune des spires de la bobine. En pratique, avec le schéma équivalent très complexe représentant un bobinage de plusieurs dizaines de spires, ces différences ne peuvent pas être prises en compte. Afin de rendre l'utilisation du modèle possible il a été supposé que les coefficients de couplage mutuel sont les mêmes pour toutes les spires, en considérant la valeur moyenne.

Tableau III.3 : Coefficients de couplage mutuel entre deux spires côte à côte écartées de 8 mm (mesure).

f, Hz	1k	5k	10k	50k	100k	500k	1M	5M	10M
k air	0,564	0,561	0,512	0,427	0,441	0,441	0,427	0,433	0,431
k fer	0,724	0,758	0,674	0,642	0,632	0,582	0,528	0,427	0,416

III.2.3 Résistance propre de chaque spire

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

$$R = \rho \frac{l}{S} \tag{III.6}$$

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

Effet pelliculaire

Pour les phénomènes rapides qui nous intéressent, la formule (III.6) doit être corrigée en prenant en compte l'effet pelliculaire. Le modèle le plus simple consiste à supposer que le courant ne circule que dans une couronne d'épaisseur δ située à la périphérie du conducteur (Figure III.9).

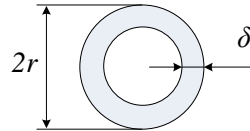


Figure III.9 : Conducteur de rayon r et d'épaisseur de peau δ .

L'épaisseur de peau diminue avec la fréquence comme montre la formule classique de l'épaisseur de peau : $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}$. Lorsque la profondeur de peau δ devient plus petite que le rayon r du fil, la résistance du fil augmente avec la fréquence. En prenant en compte l'effet pelliculaire la relation (III.6) devient :

$$R_{(\delta \leq r)} = \rho \cdot \frac{l}{\pi r^2 - \pi(r - \delta)^2} \quad (\text{III.7})$$

Pour vérifier cette hypothèse par une mesure, il est intéressant de travailler avec une résistance assez grande pour entrer dans la limite de mesure de l'analyseur d'impédance avec une erreur de mesure inférieure à 3%. Ceci correspond à un fil de diamètre de 0,5 mm et une longueur de 2 m. La Figure III.10 montre l'évolution de la résistance de ce fil en fonction de la fréquence. La courbe en rouge en trait plein donne la résistance du fil qui a la forme d'une seule grande boucle (une spire), on observe une bonne concordance entre la mesure et le calcul de la relation (III.7).

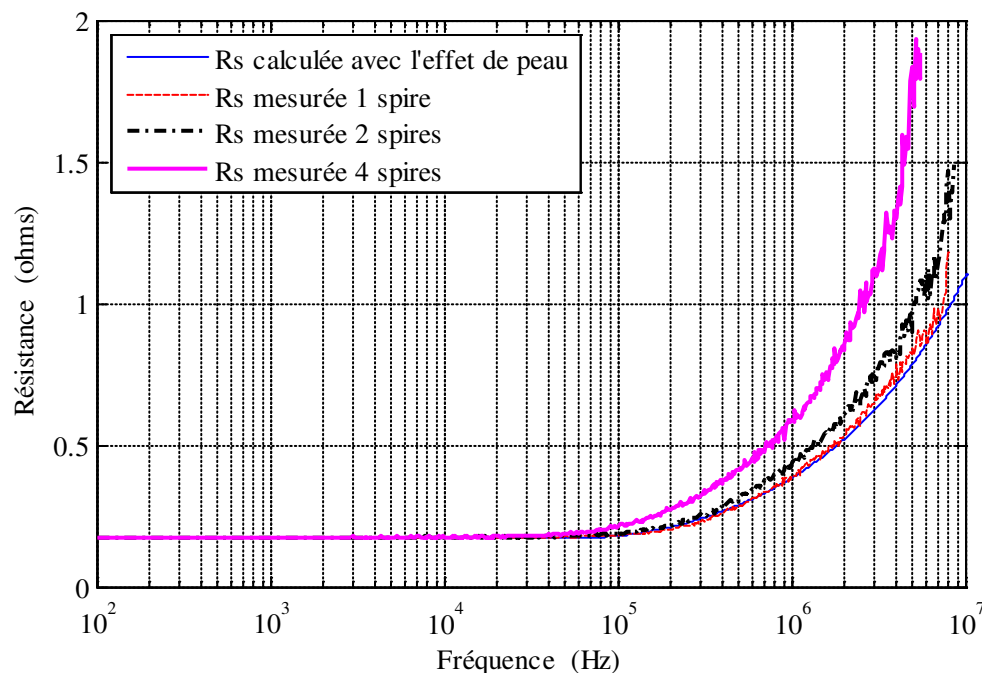


Figure III.10 : Évolution fréquentielle de la résistance d'un fil de diamètre 0,5 mm et longueur 2 m pour différentes formes.

En revanche, lorsque le même fil forme 2 spires jointives d'un diamètre plus petit un écart est observé entre le calcul et la mesure au-delà de 1 MHz. Cet écart est plus important encore lorsque le même fil prend la forme d'une bobine de 4 spires jointives et notamment en haute fréquence. Le seul effet de peau n'est donc pas suffisant pour modéliser la résistance série d'un fil lorsque celui-ci prend la forme d'une bobine, il y a un autre phénomène qui intervient : l'effet de proximité.

Effet de proximité

Dans le cas d'une bobine, la distribution de courant dans un conducteur sera influencée par le champ magnétique créé par les autres courants traversant les conducteurs voisins. Les courants induits par le champ magnétique de ceci vont modifier la répartition globale du courant qui traverse le premier conducteur. Dans la littérature scientifique ce phénomène est nommé l'effet de proximité. La prise en compte de l'effet de proximité est un problème complexe qui fait intervenir de nombreux paramètres. À la base du calcul il y a des fonctions qui dépendent du champ magnétique, des dimensions géométriques et du nombre de spires. Une voie possible pour prendre en compte l'effet de proximité est de considérer que R_{ac} , la résistance en courant alternatif, augmente par rapport à R_{dc} , celle en courant continu, suivant un coefficient $k_{pr} = R_{ac}/R_{dc}$ [OYE00, WRI83]. Ces auteurs donnent une relation simplifiée de ce coefficient $k_{pr} = \left(1 + \frac{2}{3}(m^2 - 1)\right)$, où m est le nombre de couches de conducteurs plats dans la bobine. Le calcul pour des bobines avec des conducteurs ronds étant plus complexe, les auteurs [DIX03, DOW66] proposent des modèles dans lesquels une couche de conducteurs est approximée par une feuille équivalente rectangulaire. Un modèle plus complexe encore est proposé par [FER92, NAN04, TOU01], ce modèle prend en compte le fait que les conducteurs dans la bobine sont ronds, ainsi l'erreur liée à la transformation conducteurs ronds – feuille équivalente rectangulaire est écartée.

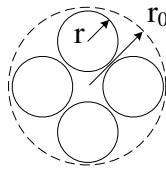
Dans ce qui suit un modèle simplifié qui calcule la résistance due à l'effet de proximité est présenté [LAM66]. Ce modèle est valable pour un fil multibrin, les bobines sont alors considérées comme un gros fil multibrin ; ce modèle donne des résultats intéressants avec une très bonne approximation. Pour un fil multibrin de rayon r_0 composé de N brins de rayon r (Figure III.11), la résistance due à l'effet de proximité est donnée par l'approximation :

$$R_{pr} = \frac{1}{2\pi\sigma} \frac{p}{r^2} g \left(\frac{r}{\delta}\right) l_{bob} \quad (III.8)$$

avec

$$p = \frac{N\pi r^2}{\pi r_0^2} \quad (III.9)$$

le facteur de remplissage, l_{bob} la longueur de la bobine et la fonction $g = \frac{r_0}{\delta} - \frac{1}{2}$ pour $r_0 > \delta$.

Figure III.11 : Section transversale du fil multibrin de rayon équivalent r_0 .

Dans notre exemple le nombre de brins est $N = 4$, le rayon équivalent de l'ensemble de 4 spires $r_0 = 0,8$ mm et le facteur de remplissage calculé avec la relation (III.9) est $p = 0,4$. La Figure III.12 donne l'évolution de la résistance du même fil sous la forme d'une bobine de 4 spires calculée avec la relation (III.8). La somme des deux effets (pelliculaire et de proximité) donne la résistance équivalente (la courbe noire en trait mixte). La courbe expérimentale est limitée en fréquence à cause de la résonance causée par l'effet capacitif et qui n'est pas pris en compte dans l'estimation de la résistance.

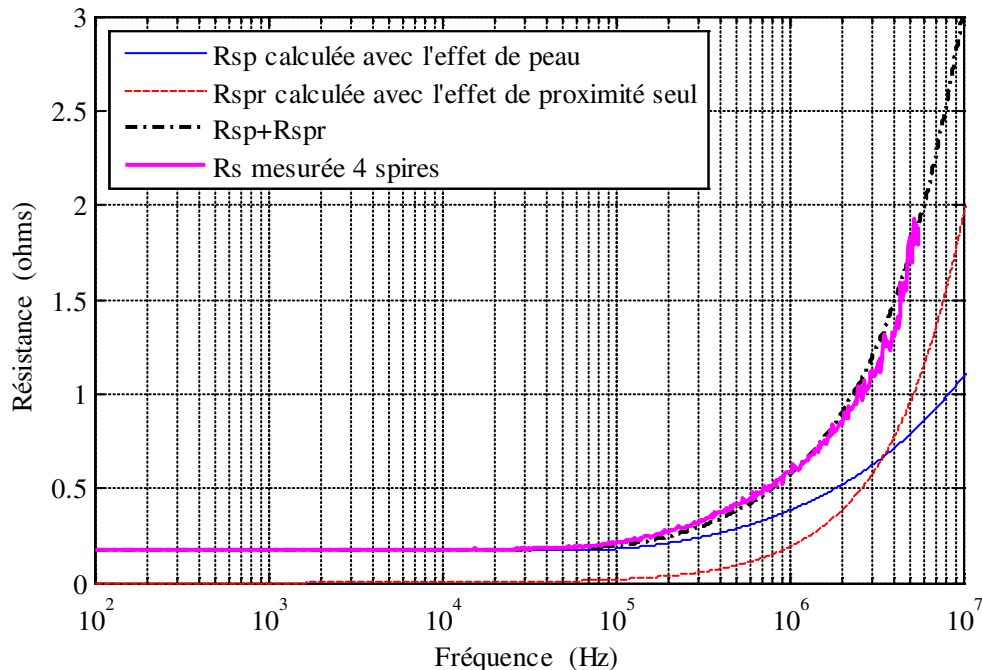


Figure III.12 : Évolution fréquentielle de la résistance d'un fil de diamètre 0,5 mm et longueur 2 m sous une formes d'une bobine de 4 spires.

Un autre moyen d'estimer l'effet de proximité est d'utiliser la méthode d'éléments finis [COU09]. En effet, l'effet de proximité seul ne peut pas être délimité en éléments finis car le logiciel FEMM englobe les deux phénomènes (pelliculaire et de proximité) en donnant une résistance équivalente. La Figure II.13 montre la carte de dégradés représentant la densité de courant à 100 Hz et 100 kHz pour la bobine de 41 spires. Les spires sont considérées comme des sources de courants et sont reliées en série, c'est-à-dire que le même courant est imposé dans chaque spire, le sens du courant est celui indiqué dans la figure.

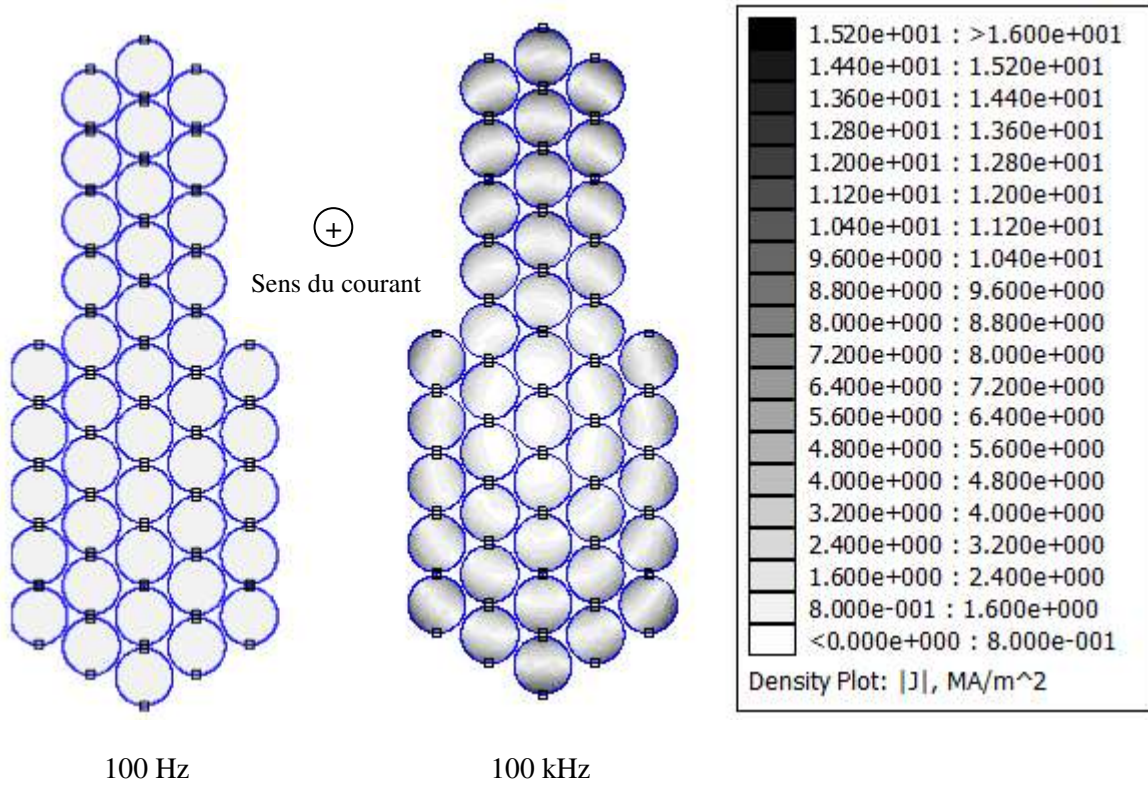


Figure III.13 : Carte des dégradés représentant la densité de courant à 100 Hz et à 100 kHz pour la bobine de 41 spires.

En BF lorsque les effets de proximité et pelliculaire sont négligeables la densité de courant est uniforme dans chaque spire, tandis qu'en HF lorsque ces effets deviennent plus importants et la densité n'est plus uniforme ; la résistance de la bobine devient plus grande. En analysant la densité de courant à 100 kHz on constate que la densité de courant sur le bord des spires est plus grande, or le courant imposé est le même dans toutes les spires, cela s'explique par les courants induits qui sont plus forts dans ces spires. Les courants induits s'opposent toujours au courant d'excitation en annulant une partie de ce dernier, le courant total dans chaque spire restant le même. Les valeurs de la résistance série présentées dans le Tableau III.4 montrent bien l'effet de proximité et l'effet pelliculaire, ces effets étant pris en compte par le logiciel d'éléments finis. Les mesures directes ne sont plus possibles au-delà de 10 kHz à cause des effets capacitifs qui commencent à apparaître.

Tableau III.4 : Résistance série de la bobine de 41 spires.

Fréquence (Hz)		100	10k	100k	1M	10M
Résistance d'une seule spire de la même forme que la bobine (Ω)	Mesure	0,009	0,009	0,019	0,05	0,17
	FEMM	0,0095	0,0097	0,017	0,049	0,161
Résistance de la bobine de 41 spires, R_b (Ω)	FEMM	0,39	1,18	8,05	30,43	116,06
		$R_b/41$ (Ω)	0,0095	0,0288	0,1963	0,7422
Résistance de la bobine de 41 spires, R_b (Ω)	Mesure	0,37	1,2	–	–	–
		$R_b/41$ (Ω)	0,009	0,029	–	–

La résistance série équivalente déterminée à partir de celle de la bobine est plus grande que celle d'une seule spire, notamment en haute fréquence. Cela est dû à l'influence des autres spires, donc l'effet de proximité. Le modèle prédictif des tensions inter-spires fonctionnera en considérant la valeur déterminée avec le logiciel FEMM à 10 MHz, c'est-à-dire 3Ω .

III.2.4 Capacités inter-spires et spires-masse

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

$$C = \frac{Q}{U} \quad (\text{III.10})$$

où C est la capacité en farads, Q est la charge électrique en coulombs et U est la différence de potentiel entre les deux conducteurs en volts. Supposons trois conducteurs, de mêmes dimensions positionnés côte à côte comme montre la Figure III.14, lorsque le potentiel sur le conducteur n°1 est égal à 1 V et reste égal à zéro sur les autres conducteurs, la quantité de charge sur chaque conducteur sera donnée par :

$$\begin{aligned} Q_1 &= C_{11}U_1 + C_{12}U_2 + C_{13}U_3 \\ Q_2 &= C_{21}U_1 + C_{22}U_2 + C_{23}U_3 \\ Q_3 &= C_{31}U_1 + C_{32}U_2 + C_{33}U_3 \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

où C_{11}, C_{22}, C_{33} dans la littérature sont nommés les coefficients de capacité, et $C_{12} = C_{21}$, $C_{13} = C_{31}$, $C_{23} = C_{32}$ sont nommés les coefficients d'influence [PER97]. Dans le cas de conducteurs de mêmes dimensions et de caractéristiques identiques la capacité entre la première spire et les autres sera :

$$C_{21} = C_{31} = \frac{Q_2}{U_1} = \frac{Q_3}{U_1} \quad (\text{III.12})$$

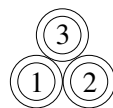


Figure III.14 : Position des trois conducteurs qui forment des capacités entre eux.

Pour déterminer les capacités inter-spires des bobines expérimentales le même logiciel d'éléments finis que précédemment a été utilisé. Les résultats obtenus sont comparés avec les mesures faites sur des circuits simples. La Figure III.15 montre schématiquement la modalité de mesure de la capacité entre deux spires et de la résistance parallèle représentative des pertes dans l'isolant ; les deux spires côte à côte étant en circuit ouvert.

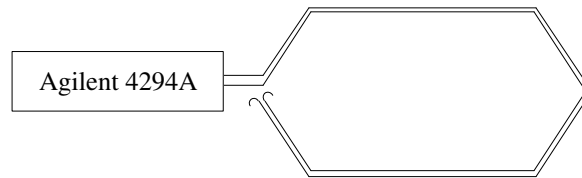


Figure III.15 : Schéma de montage pour mesurer la capacité inter-spires et la résistance parallèle représentative des pertes dans l'isolant.

Pour déterminer les capacités inter-spires avec le logiciel FEMM, le modèle est simulé en électrostatique, le maillage est très fin pour avoir une bonne précision de calcul. Chaque conducteur est défini comme une source de tension, le potentiel sur le premier est $U_1 = 1 \text{ V}$, sur les autres est $U_{2-n} = 0 \text{ V}$ et la simulation est lancée. Ensuite, le potentiel sur le second conducteur est $U_2 = 1 \text{ V}$ et sur les autres $U_{1,3-n} = 0$. Après chaque simulation le logiciel calcule les lignes de champ électrique et détermine la quantité de charge sur chaque conducteur, la capacité étant déduite facilement avec la relation (III.12).

La Figure III.16 montre une carte de dégradés représentant l'intensité du champ électrique pour une spire située au milieu de la bobine. On observe que les points « chauds », là où le champ est plus fort, sont à l'endroit où les spires sont en contact, c'est au niveau de ces points que l'isolation va commencer à se détériorer si l'intensité du champ est suffisante pour provoquer l'apparition des décharges partielles dans l'air résiduel impossible d'éliminer totalement du cœur des bobinages. On observe également que le champ électrique est quasiment nul autour des spires qui entourent la spire concernée. Cela veut dire qu'une spire quelconque n'a de capacités qu'avec la première couche de spires qui l'entoure.

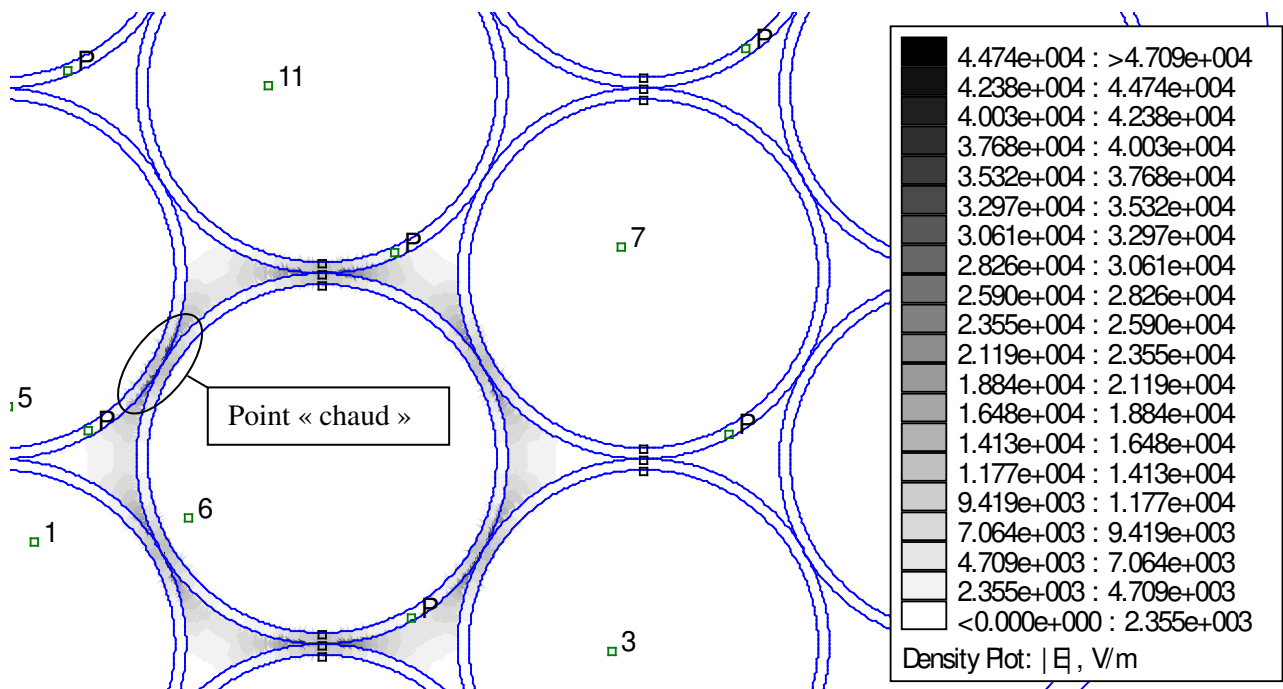


Figure III.16 : Carte des dégradés représentant l'intensité du champ électrique pour une spire qui est au milieu de la bobine ($U = 1 \text{ V}$).

La Figure III.17 montre la carte des dégradés représentant l'intensité du champ électrique pour une spire qui est au voisinage de la paroi d'encoche. On remarque l'influence de l'air supplémentaire entre la spire et la masse sous la spire n°1 de la Figure III.17, les capacités entre les spires n°1 et n°2, n°1 et n°4 sont plus grandes que celles entre les spires n°1 et n°5, n°1 et n°6. Ainsi on obtient deux valeurs pour les capacités inter-spires : une première valeur pour les fils qui sont complètement entourés d'autres spires et une seconde valeur pour les spires qui sont situées à proximité de la paroi d'encoche.

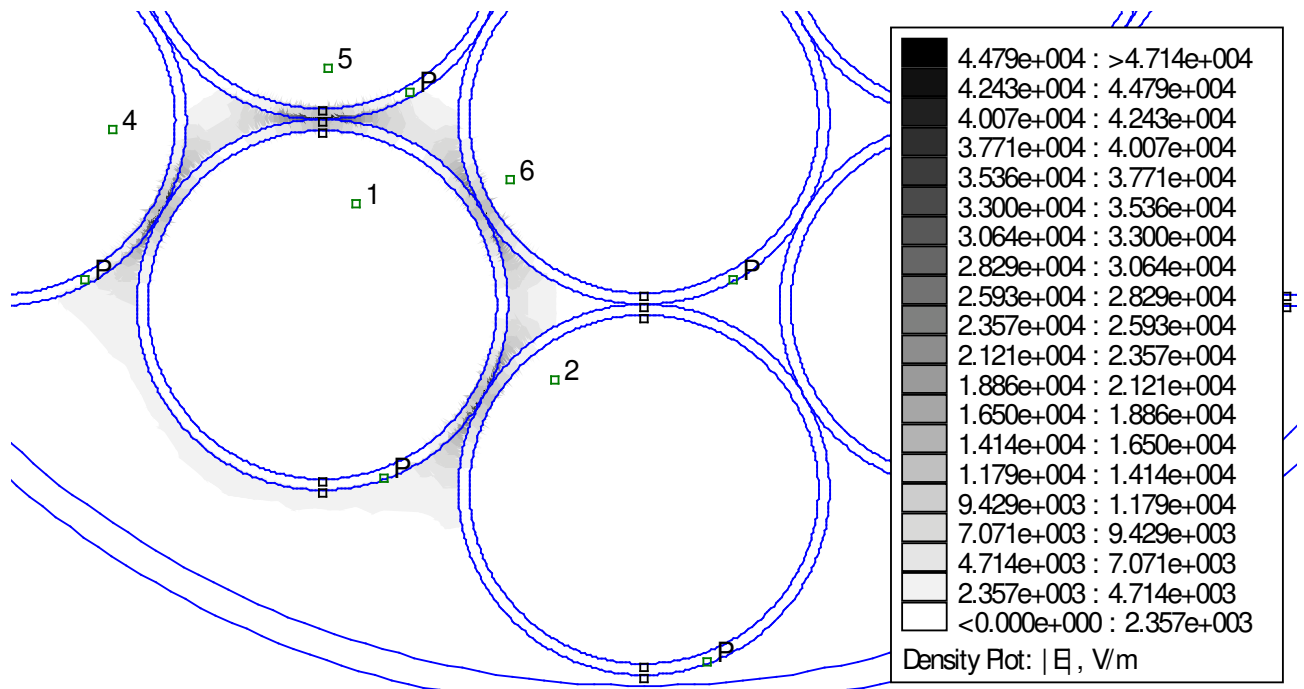


Figure III.17 : Carte des dégradés représentant l'intensité du champ électrique pour une spire qui est au voisinage de la paroi d'encoche ($U = 1 \text{ V}$).

Une comparaison entre les simulations et les mesures est faite sur des fils d'un diamètre de 1,25 mm avec une épaisseur de l'isolant grade 2. La norme CEI 60317-0-1 donne les dimensions du fil ; dans notre cas l'épaisseur d'isolant est 0,04 mm et le type d'isolant est du polyester-imide (THEIC) (permittivité diélectrique relative $\epsilon_r = 3,5$). La longueur du conducteur vaut 68 cm.

Avec le logiciel de simulation 2D, il est implicitement supposé que la géométrie est parfaite : les deux conducteurs sont adjacents, leurs points de contact forment une droite. En pratique les bobines faites à la main présentent des petits défauts, les fils adjacents ne sont pas en contact sur toute leur longueur, cela se traduit par un écartement moyen qu'il est possible d'évaluer en comparant les résultats simulés avec les mesures faites sur les bobines réelles. Cet écart est évalué à 0,03 mm pour deux spires côte à côte et à 0,2 mm pour les bobines expérimentales réalisées à la main. Il est nécessaire de définir le coefficient k_c qui prend en compte ce phénomène :

$$k_c = \frac{\text{valeur réelle}}{\text{valeur simulée par une géométrie parfaite}} \quad (\text{III.13})$$

Ce coefficient prend en compte le fait que les spires dans les bobines réalisées sont écartées entre elles, tandis qu'avec le logiciel FEMM les spires sont en contact sur toute leur longueur. Pour les bobines

expérimentales faites à la main ce coefficient est estimé à $k_c = 0,34$. Le Tableau III.5 donne les capacités obtenues grâce aux mesures ainsi qu’avec le logiciel d’éléments finis entre deux conducteurs pour différents cas. Pour les bobines industrielles réalisées par des machines automatiques cet écart disparaît parce que les bobines sont thermocollées et il n’y a plus d’air entre les spires.

Tableau III.5 : Capacités entre deux spires ($\varnothing 1,25 \text{ mm}$, $l = 68 \text{ cm}$).

	C (pF)
Côte à côte, FEMM	100
Côte à côte, mesure	67
Écartées de 0,03 mm, FEMM	68
Écartées de 0,2 mm, FEMM	34

Des expérimentations ont été faites sur des bobines de fabrication industrielle avec un procédé de thermocollage. Les résultats obtenus montrent que la capacité inter-spices est plus grande. Cet écart est dû au fait que l’espace vide entre les spires est rempli par la thermo-colle qui a une permittivité supérieure à celle de l’air (pour le polyamide aromatique la permittivité diélectrique relative est $\epsilon_r = 4,3$). Lorsque les spires sont thermocollées (Figure III.18 à droite), le champ électrique entre deux spires est plus uniforme et moins important ($E_{max} = 12,8 \text{ kV/m}$) que dans le cas des spires non-thermocollées (Figure III.18 à gauche) où le champ électrique est plus intense aux points de contact entre les spires ($E_{max} = 46,4 \text{ kV/m}$) si toutes les autres épaisseurs sont égales.

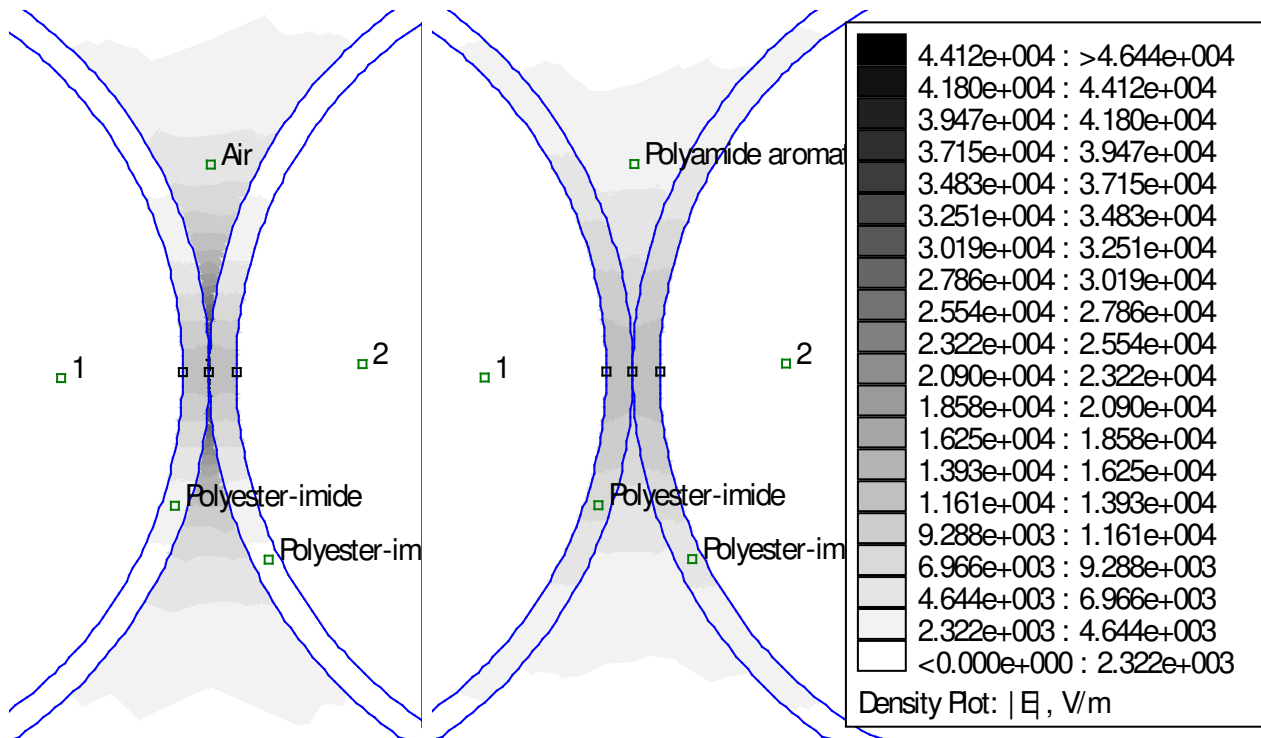


Figure III.18 : Carte des dégradés représentant l’intensité du champ électrique entre deux spires non-thermocollées (à gauche) et thermocollées (à droite) pour une tension $U = 1 \text{ V}$.

Par ailleurs, cette information est à pondérer car souvent les constructeurs réduisent un peu les épaisseurs des couches principales de leurs fils thermocollés. Le thermocollage joue donc un rôle bénéfique en ce qui concerne le seuil d'apparition des décharges partielles à condition que cette couche soit faite sans réduction des épaisseurs des autres couches en polyester-imide et en polyamide-imide.

III.2.5 Résistance représentative des pertes dans l'isolant

Les pertes dans l'isolant sont prises en compte par une résistance équivalente connectée en parallèle sur la capacité du schéma équivalent. Ces pertes sont dues au facteur de dissipation diélectrique, $\tan(\delta)$. Les vernis d'isolation accusent une perte diélectrique certes minime, mais décelable (de manière similaire aux condensateurs). Il s'agit avant tout de pertes dipolaires par friction. Si un courant alternatif est appliqué sur une couche de vernis, les dipôles de la structure moléculaire vibrent, ils se frottent en produisant de la chaleur. Ces pertes par friction dépendent en grande partie du degré de cuisson de la couche de vernis mais aussi de sa structure chimique, de la température et de la fréquence [TOU09].

Un condensateur réel est équivalent à une capacité C_t en parallèle avec une résistance R_t (Figure III.19), ces grandeurs varient en fonction de la fréquence, de la température mais également au cours du vieillissement.

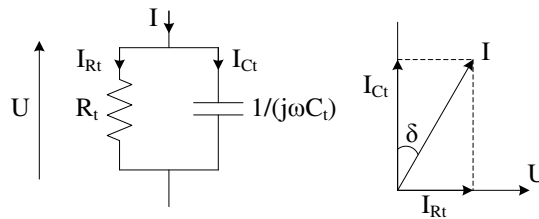


Figure III.19 : Schéma équivalent parallèle d'un condensateur réel [TOU09].

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

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j \varepsilon_r'' \quad (\text{III.14})$$

$$Z = \frac{1}{j C_0 \varepsilon_r \omega} \quad (\text{III.15})$$

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

$$\varepsilon_r' = \frac{C}{C_0} \quad \varepsilon_r'' = \frac{1}{C_0 R_t \omega} \quad (\text{III.16})$$

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (\text{III.17})$$

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

Les mesures de R_t effectuées à température ambiante avec un analyseur d'impédance selon le schéma présenté précédemment (Figure III.15) montrent que la résistance parallèle diminue en fonction de la fréquence. La Figure III.20 montre l'évolution de la résistance parallèle mesurée entre deux spires de même forme que les bobines expérimentées (la courbe fine) lorsqu'elles sont positionnées dans l'air. Le diamètre du fil est de 1,25 mm et l'épaisseur de l'isolant correspond au grade 2 soit 0,04 mm avec une longueur de 68 cm. Pour un isolant (polyester-imide) on constate que la résistance parallèle est assez faible en HF, de l'ordre de quelques centaines de kilo ohms pour une fréquence de 1 MHz. Pour confirmer cette valeur il nous a paru intéressant de faire une mesure dans une configuration plus simple où le champ électrique est perpendiculaire en tout point à la couche isolante. La solution idéale aurait été de faire des mesures sur un échantillon plan, mais devant la difficulté d'obtenir un tel film, une expérience sur un fil standard a constituée la seule option. Elle consiste à mesurer la résistance parallèle de l'isolation d'un fil rectiligne immergé dans une cuve d'eau salée, le conducteur étant la première électrode et l'eau salée qui entoure l'isolation du conducteur la deuxième électrode. Une grande concentration du sel assure une bonne conductivité de l'eau salée car son impédance est beaucoup plus faible que R_t mesurée. La variation de la résistance parallèle de l'isolation d'un fil avec les mêmes paramètres ($l = 68$ cm, $\varnothing = 1,25$ mm) est donnée à la Figure III.20 (la courbe en gras). On constate que la résistance est beaucoup plus petite que dans le cas précédent (à 1 MHz une valeur de 2,67 k Ω contre une valeur de 312 k Ω pour deux fils côte à côte dans l'air). Cela s'explique par le fait que lors de l'essai dans l'eau salée le champ électrique existe partout dans l'isolant alors qu'il est concentré autour de la zone de contact dans le premier cas.

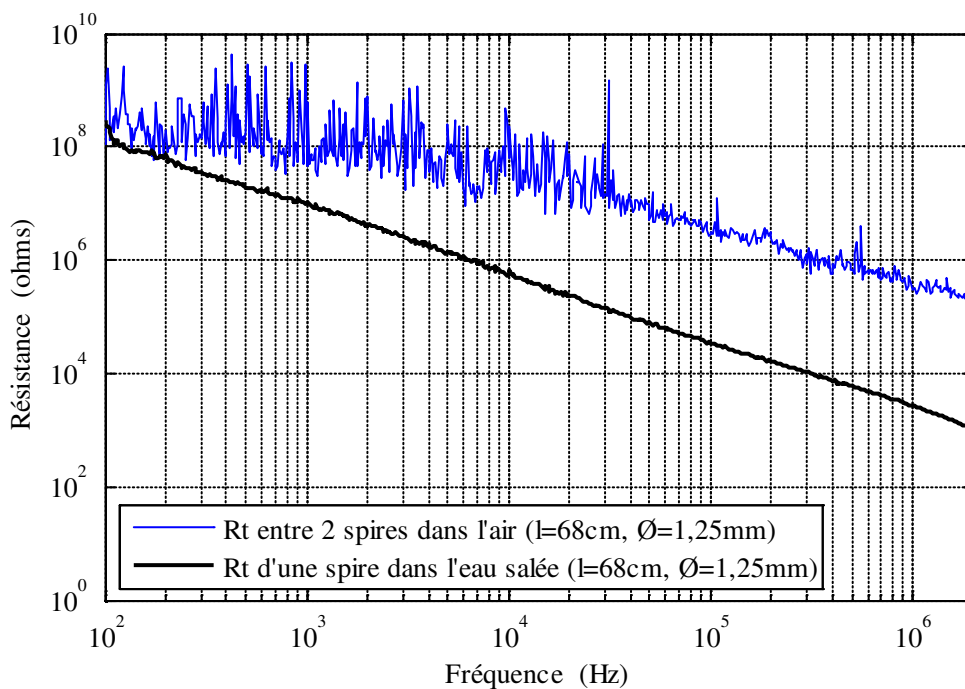


Figure III.20 : Évolution fréquentielle de la résistance parallèle mesurée entre deux spires et d'une spire dans l'eau salée.

Le thermocollage des spires dans la bobine joue un rôle important sur la valeur de la résistance parallèle de l'isolation car il modifie la répartition du champ dans la couche isolante principale. La Figure III.21 montre la résistance parallèle R_t mesurée entre deux spires de la bobine industrielle thermocollée, avec un diamètre de fil de 0,85 mm et une épaisseur de l'isolant correspondant au grade 2, c'est-à-dire 0,03 mm de base et 0,01 mm de couche thermocollante (conforme la norme CEI 60317-0-1). La mesure donne des valeurs similaires en BF (< 1 kHz), et des valeurs beaucoup plus faibles en HF pour les spires thermocollées. Par exemple à 1 MHz une valeur de 95 k Ω pour les spires thermocollées contre une valeur de 975 k Ω pour les spires non-thermocollées.

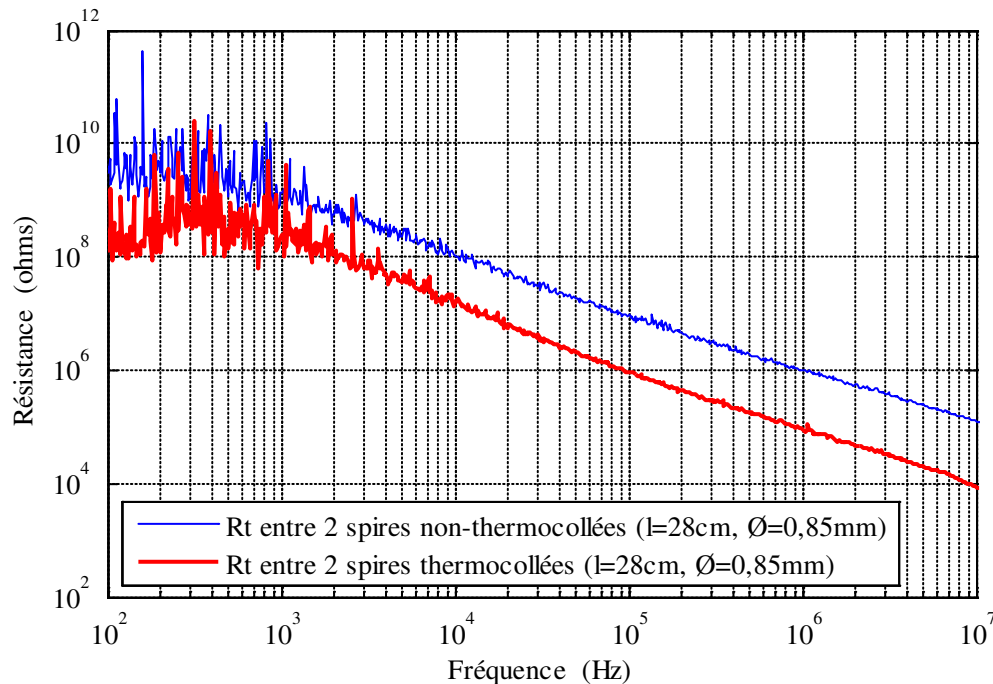


Figure III.21 : Évolution fréquentielle de la résistance parallèle mesurée entre deux spires.

III.3 Mise en œuvre du modèle

III.3.1 Outil de simulation

Pour étudier facilement diverses solutions de bobinage des machines électriques, il est nécessaire de développer un outil de simulation souple avec lequel il est possible de modifier facilement la position relative des spires dans les encoches pour en déduire les contraintes maximales sur l'isolation inter-spires. De nombreux logiciels d'analyse des schémas électriques sont disponibles dans le commerce. L'outil proposé est construit autour de l'un d'eux, PSpice (Personal Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis), qui est un outil généraliste très utilisé dans le domaine de l'électronique et qui a largement fait ses preuves. L'entrée standard de ce logiciel est une interface graphique qui permet d'entrer le schéma électrique du circuit à analyser. Dans le cas de notre étude, les schémas équivalents sont beaucoup trop complexes pour une interface graphique. Un programme a donc été développé pour générer automatiquement le circuit équivalent d'un bobinage compte tenu de la position relative des spires et des paramètres électriques caractérisant chaque spire [MIH10]. Il est en effet possible d'attaquer le moteur de

résolution de PSpice directement avec un fichier texte. Ce fichier est appelé « netlist » (extension .net). Les résultats de la simulation existent également sous la forme d'un fichier texte (extension .out) avec lequel il est possible de localiser les numéros des nœuds qui correspondent à la contrainte maximale. La logique sur laquelle est basée la création du fichier d'entrée netlist est assez simple et permet de le créer de façon automatique en faisant appel à un environnement de programmation, MATLAB dans notre cas.

Quelques hypothèses simplificatrices sont nécessaires :

- les paramètres électriques sont supposés les mêmes pour toutes les spires ;
- les paramètres sont supposés constants dans la bande de fréquence considérée.

L'outil réalisé comprend un ensemble de deux logiciels (MATLAB et PSpice) et son fonctionnement est divisé en trois étapes :

1. interprétation de la géométrie et élaboration du schéma équivalent (netlist) à partir des données d'entrée ;
2. analyses avec PSpice qui fait des simulations temporelles du circuit introduit et exporte les données de sortie dans un fichier ;
3. interprétation des résultats, recherche de la contrainte maximale.

Les données initiales sont :

- les valeurs des paramètres du modèle dans la bande de fréquence considérée ($R_s, L_p, R_p, M, C_t, R_t, C_m, R_m$) ;
- la matrice qui définit la position relative de chaque conducteur (matrice des adjacences) ;
- le vecteur qui définit les conducteurs situés près du circuit magnétique (vecteur des adjacences) ;
- l'ordre des spires dans l'encoche, représenté par la suite des numéros des spires depuis l'entrée jusque la sortie de la bobine (vecteur des liaisons électriques, VLE).

Le fichier netlist qui traduit le schéma équivalent est créé automatiquement par un programme qui prend en compte les paramètres élémentaires du modèle et les attribue aux différentes spires en fonction de leurs positions réelles dans la bobine. Un arrangement se distingue d'un autre par les capacités inter-spires, les capacités spires-masse et les résistances caractérisant les imperfections des isolants, alors que les autres paramètres restent constants lors d'une modification d'un arrangement des spires.

Pour une bobine de N spires l'arrangement des fils dans les encoches définit les adjacences des conducteurs, ce qui est représenté par une matrice de dimensions $N \times N$. Chaque coefficient de cette matrice est binaire ; un 1 signifie que les spires sont adjacentes et que les capacités inter-spires doivent être prises en compte ; 0 exprime le cas contraire. Cette matrice traduit la géométrie interne de la bobine. Lorsque la bobine est positionnée dans une encoche, il faut prendre en compte les capacités de certaines spires par rapport au circuit magnétique (masse). Pour cela, la même technique est utilisée ; un vecteur de dimensions N est construit avec des coefficients binaires, un 1 exprime le fait qu'un conducteur est sur le bord de l'encoche et que la capacité spire-masse doit être prise en compte, un 0 que le conducteur est au centre du faisceau.

Le diagramme de la Figure III.22 résume la démarche adoptée.

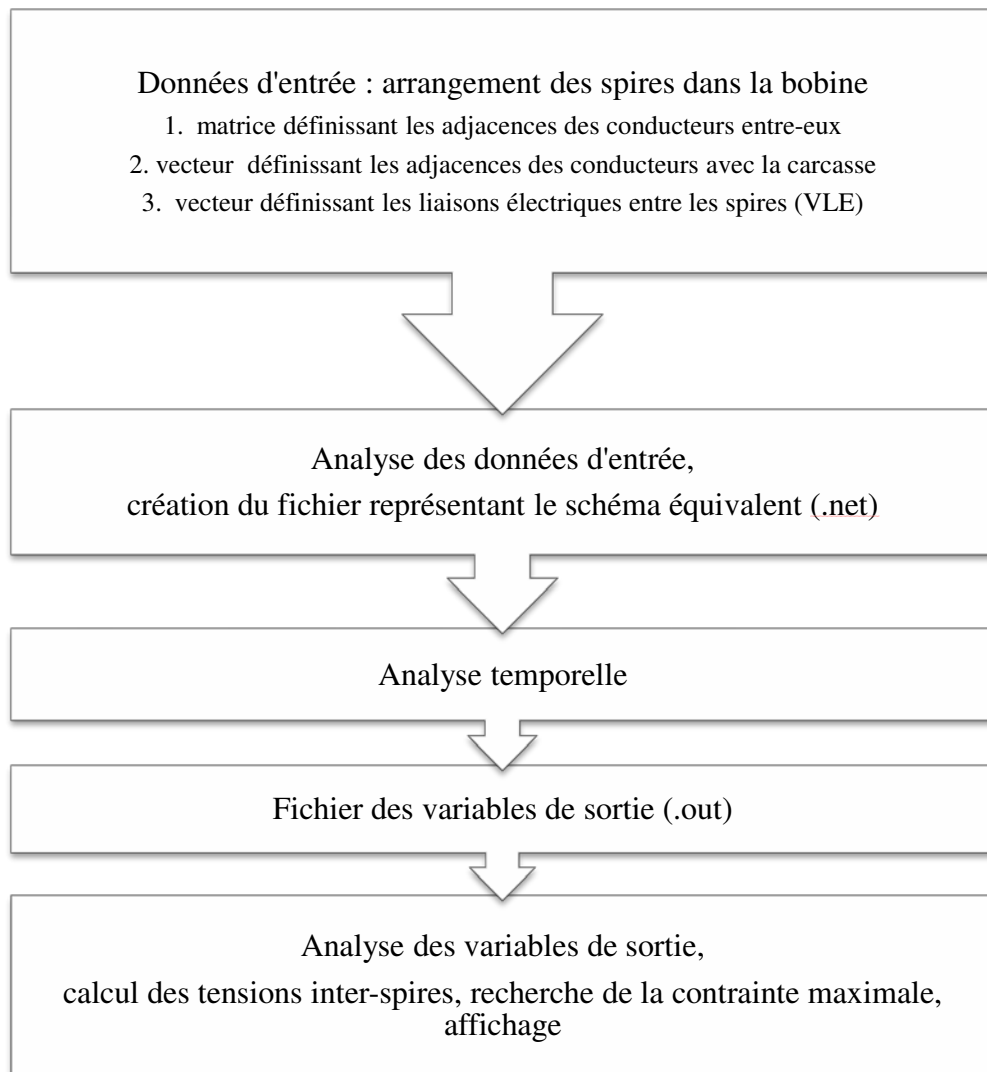
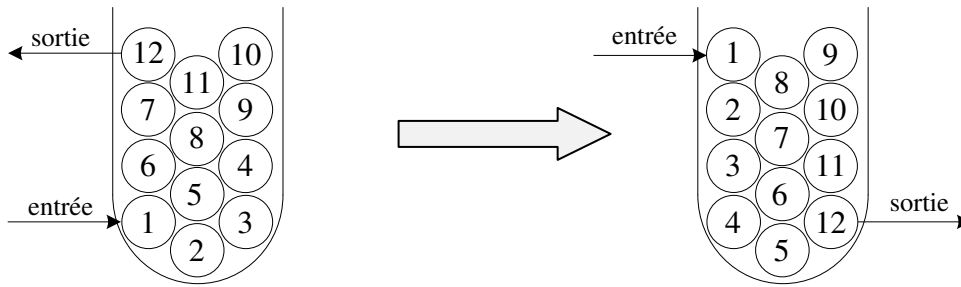


Figure III.22 : Schéma-bloc de l'outil réalisé pour déterminer les tensions inter-spices.

Voici l'explication de la démarche sur l'exemple concret d'une bobine de 12 spires positionnée dans une encoche. La configuration d'origine avec la matrice des adjacences et le vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse est présenté à la Figure III.23 (à gauche). La spire n°1 est adjacente avec les spires n°2, n°5 et n°6 et dans la matrice des adjacences, à l'intersection de la ligne n°1 avec les colonnes n°2, n°5 et n°6 on trouve donc le coefficient 1 qui signifie que ces spires sont adjacentes. Pour ne pas compter deux fois les capacités entre deux conducteurs, la partie en dessous de la diagonale principale de la matrice sera remplie avec des zéros par le programme. Le principe est le même pour construire le vecteur qui représente les capacités par rapport à la masse : les spires n°5, n°8 et n°11 ne sont pas adjacentes avec le bord de l'encoche et dans le vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse les cellules respectives sont remplies avec des zéros alors que les 1 représentent les spires proches de la masse.



Configuration d'origine												Nouvelle configuration															
Matrice des adjacences des conducteurs												Matrice des adjacences des conducteurs															
N°spires	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	N°spires	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		
	VLE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		VLE	12	7	6	1	2	5	8	11	10	9	4	3
1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	12	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
2	2	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	2	7	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0
3	3	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	3	6	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
4	4	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	4	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0
5	5	1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	5	2	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1
6	6	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	6	5	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
7	7	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	7	8	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
8	8	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	8	11	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0
9	9	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1	0	9	10	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0
10	10	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	10	9	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0
11	11	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	11	4	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1
12	12	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	12	3	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0
Vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse												Vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse															
N°spires	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	N°spires	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		
	VLE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		VLE	12	7	6	1	2	5	8	11	10	9	4	3
		1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1			1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1

Figure III.23 : Explication de la notion de matrice des adjacences des conducteurs et du vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse pour une bobine de 12 spires.

Normalement, pour changer un arrangement des spires dans une bobine, il faut changer manuellement la matrice des adjacences des conducteurs et le vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse, une procédure d'autant plus fastidieuse que le nombre de spires est grand. Pour écarter cet inconvénient une astuce est utilisée : c'est le rôle du vecteur des liaisons électriques (VLE) entre les spires. Pour une matrice des adjacences donnée correspondant à une configuration d'origine, ce vecteur, de dimension N, est composé d'une suite de numéros consécutifs de 1 à N et prend la forme [1 2 3 ... N], il montre l'ordre des connexions des spires. L'entrée est sur la spire n°1, la sortie est sur la spire n°N, la spire n°1 est liée à la spire n°2 et ainsi de suite. Pour modifier l'arrangement des spires dans l'encoche, c'est-à-dire pour passer de l'arrangement d'origine (Figure III.23 à gauche) vers le nouvel arrangement (Figure III.23 à droite), il suffit de modifier l'ordre des éléments de seul ce vecteur de liaisons électriques (VLE) tout en gardant la même matrice des adjacences. Pour cette nouvelle configuration le VLE prend la forme [12 7 6 ... 3], cela veut dire que la spire n°1 qui correspondait à l'entrée de la bobine, n'est plus à sa place, mais qu'elle prend la place de la spire n°12, la spire n°2 prend la place de la spire n°7, la spire n°3 prend la place de la spire n°6 et ainsi de suite. Ainsi l'entrée de la bobine se fait maintenant sur la spire n°12 (le premier chiffre du VLE) et la sortie

sur la spire n°3 (le dernier chiffre du VLE). Le programme va modifier automatiquement la matrice des adjacences qui, pour cette nouvelle configuration, prend la forme indiquée à la Figure III.23 (à droite). Le premier élément du VLE est 12, la colonne n°12 de la matrice correspondant à la configuration d'origine devient la colonne n°1 de la nouvelle matrice et la ligne n°12 devient la ligne n°1. Le deuxième élément du VLE est 7, donc la colonne et la ligne n°7 deviennent n°2 et ainsi de suite pour les autres éléments. La nouvelle matrice obtenue correspond à une nouvelle configuration dans laquelle la spire n°1 est adjacente avec les spires n°2 et n°8 ce qui se traduit par un 1 à l'intersection de la ligne n°1 avec les colonnes n°2 et n°8. Le principe reste le même pour construire le nouveau vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse.

De cette façon, la génération du VLE peut être automatique, soit avec des fonctions qui génèrent une suite des numéros aléatoires, soit en suivant une logique définie par un algorithme d'optimisation.

Le programme réalisé fonctionne sous MATLAB, il crée automatiquement le fichier netlist en fonction des données initiales, ensuite il appelle le logiciel PSpice, celui-ci lance le calcul et donne les tensions entre les spires et le point neutre sous forme de vecteurs et les exportent dans un fichier de sortie (.out). Ensuite le programme importe les vecteurs avec les tensions, fait la différence entre les tensions des spires adjacentes (grâce à la matrice des adjacences) et donne les spires où la tension est maximale.

III.3.2 Validation du modèle

Ce paragraphe présente la réponse temporelle de la bobine à des fronts de tension. Afin de mieux modéliser les phénomènes réels, en plus du modèle de la bobine, il faut également prendre en compte les paramètres parasites du générateur et les paramètres du câble d'alimentation. La Figure III.24 montre le modèle de l'ensemble formé par le générateur et le câble d'alimentation utilisé pour faire les simulations. Ce modèle prend en compte les paramètres parasites, ainsi R_{f1} , R_{f2} et L_{f1} , L_{f2} représentent les résistances et les inductances des fils de connexions. Étant donné que les fils sont relativement éloignés les uns des autres, les capacités entre eux sont négligeables. Les résistances du générateur (R et R_{sr}), sont fabriquées à partir d'un film fin et plat afin d'être le moins inductives possible, elles ont cependant une inductance parasite de 60 nH et également une capacité par rapport à la masse de 50 pF. Ces valeurs sont faibles mais, aux fréquences considérées, leur influence n'est pas négligeable. Les paramètres parasites des composants électroniques (la diode et le MOSFET) sont pris en compte grâce au modèle de chaque composant existant dans la bibliothèque de PSpice. Le câble de liaison au moteur, d'une longueur de 2 m, est divisé en quatre cellules de façon à ce que la longueur de chaque cellule soit très inférieure à la longueur d'onde pour pouvoir garder le cadre théorique des circuits à éléments discrets.

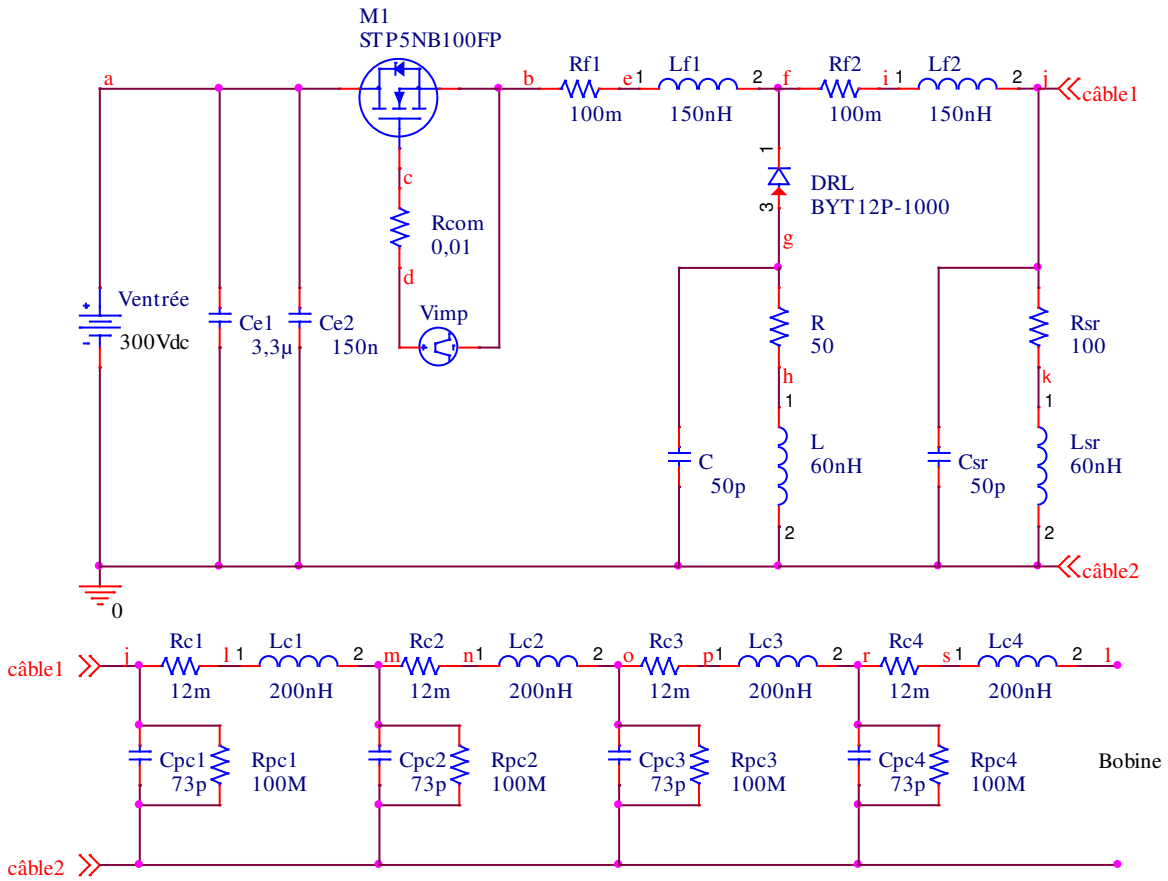


Figure III.24 : Schéma du modèle de l'ensemble générateur et câble d'alimentation.

Le fichier netlist correspondant à ce schéma (Figure III.24) est présenté à la Figure III.25. Les nœuds sont notés avec des lettres, de a à s. La numérotation de nœuds dans la bobine se fait avec des chiffres. Ainsi le nœud avec le numéro 1 correspond à la spire n°1, numéro 2 à la spire n°2 et ainsi de suite, cela rend plus facile la création du fichier netlist et le calcul des tensions inter-spires.

V_Ventrée	a 0	300Vdc	R_Rc1	j 1	12m
C_Ce1	a 0	3.3u	L_Lc1	l m	200n
C_Ce2	a 0	150n	R_Rc2	m n	12m
X_M1	a c b	STP5NB100FP	L_Lc2	n o	200n
R_Rcom	c d	0.01	R_Rc3	o p	12m
V_Vimp	d b		L_Lc3	p r	200n
+PULSE	0 15 0	2e-9 2e-9 2.500e-6 10e-6	R_Rc4	r s	12m
R_Rf1	b e	100m	L_Lc4	s 1	200n
L_Lf1	e f	150nH	C_Cpc1	j 0	73p
R_Rf2	f i	100m	C_Cpc2	m 0	73p
L_Lf2	i j	150nH	C_Cpc3	o 0	73p
D_DRL	g f	BYT12P1000	C_Cpc4	r 0	73p
R_R	g h	50	R_Rpc1	j 0	100Meg
L_L	h 0	60nH	R_Rpc2	m 0	100Meg
C_C	g 0	50p	R_Rpc3	o 0	100Meg
R_Rsr	j k	100	R_Rpc4	r 0	100Meg
L_Lsr	k 0	60nH	C_Csr	j 0	50p

Figure III.25 : Netlist du modèle de l'ensemble générateur et câble d'alimentation.

Les valeurs des paramètres du modèle présentées dans le Tableau III.6 ont été obtenues en utilisant les méthodes définies dans le paragraphe III.2, elles sont utilisées pour les simulations.

Tableau III.6 : Valeurs des paramètres du modèle RLC utilisées pour faire les simulations.

		Haute fréquence (10 MHz)
Bobine de 6 spires (Ø 1,25 mm)	R_s résistance propre d'une spire	0,42 Ω
	L_p inductance propre d'une spire	0,6 μ H
	R_p résistance représentative des courants induits dans le fer	200 Ω
	k coefficient de couplage mutuel	0,8
	C_t capacité inter-spires	45 pF
	C_m capacité spires-masse	10 pF
	R_t résistance de l'isolation inter-spires	40 k Ω
	R_m résistance de l'isolation entre les spires et masse	800 k Ω
Bobine de 41 spires (Ø 1,25 mm)	R_s résistance propre d'une spire	3 Ω
	L_p inductance propre d'une spire	0,6 μ H
	R_p résistance représentative des courants induits dans le fer	200 Ω
	k coefficient de couplage mutuel	0,7
	C_t capacité inter-spires	35 pF
	C_m capacité spires-masse	10 pF
	R_t résistance de l'isolation inter-spires	40 k Ω
	R_m résistance de l'isolation entre les spires et masse	800 k Ω
Bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle (Ø 0,95 mm)	R_s résistance propre d'un conducteur	0,8 Ω
	L_p inductance propre d'un conducteur	0,6 μ H
	R_p résistance représentative des courants induits dans le fer	200 Ω
	k coefficient de couplage mutuel	0,8
	C_t capacité inter-conducteurs	35 pF
	C_m capacité conducteurs-masse	8 pF
	R_t résistance de l'isolation inter-conducteurs	100 k Ω
	R_m résistance de l'isolation entre les conducteurs-masse	1 M

On peut noter, par exemple, que la différence entre les valeurs de la résistance propre d'une spire pour différentes bobines est due au phénomène de proximité. L'écart entre les valeurs de la capacité inter-spires est causé par la différence géométrique entre les fils et le fait que les bobines sont fabriquées manuellement avec un écart moyen entre les spires qui a été estimé.

Les prédictions du modèle théorique sont comparées aux mesures pour diverses bobines, les résultats sont présentés dans les pages suivantes. Le générateur d'impulsions impose un niveau de tension de 300 V, le temps de montée est de 10 ns soit un front de tension de 24 kV/ μ s. Le pas de calcul de PSpice est fixé à 1 ns, soit 10% du temps de montée. Les résultats sont présentés en % du niveau de tension du bus continu (300 V). Les bobines testées sont les suivantes :

- bobine de 6 spires (Figure III.26) ;
- bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle (Figure III.27) ;
- bobine de 41 spires (Figure III.28).

Ces figures correspondent d'une part à la tension d'entrée de la bobine (figure de gauche) et d'autre part à la tension inter-spires maximale (figure de droite).

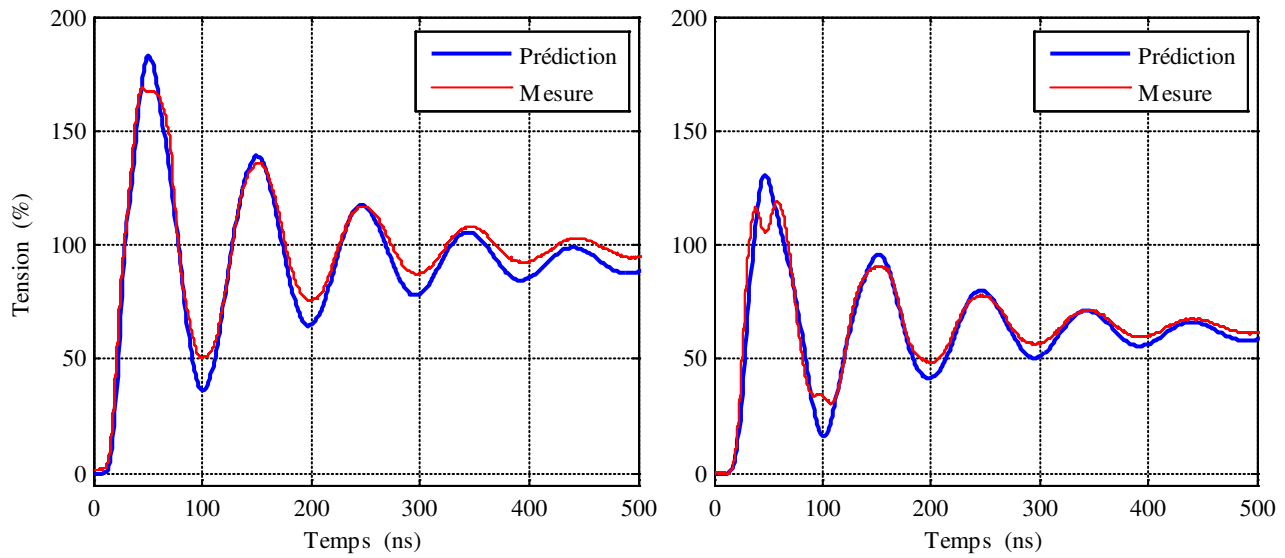


Figure III.26 : Tension à l'entrée (à gauche) de la bobine de 6 spires et la tension inter-spires maximale (à droite) entre la 2^{ème} et la 6^{ème} spire (en % du bus continu de 300 V).

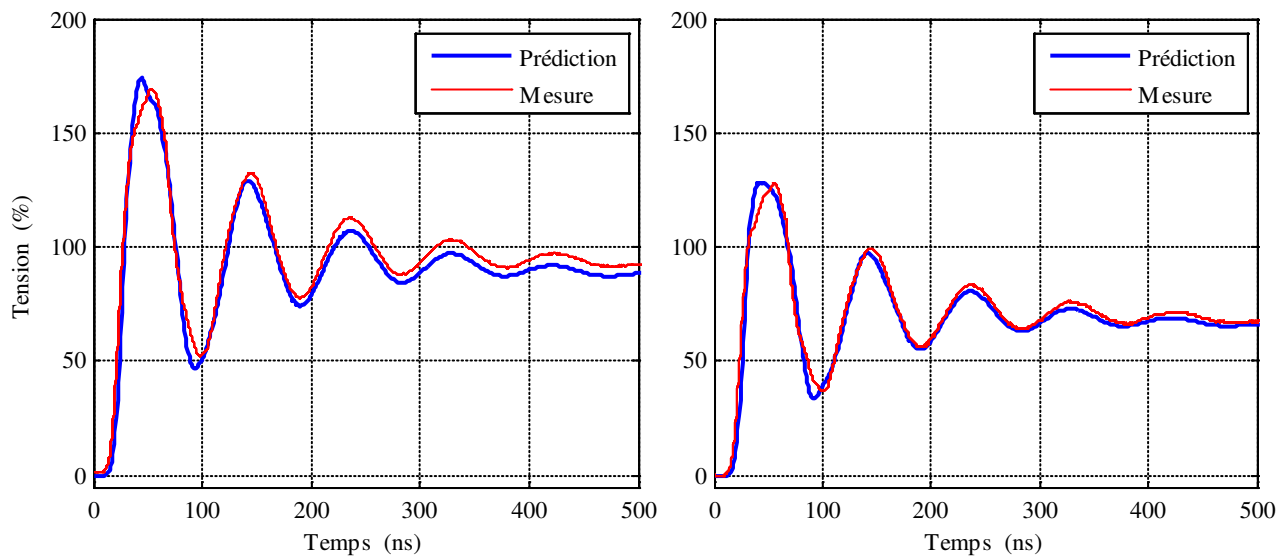


Figure III.27 : Tension à l'entrée (à gauche) de la bobine de 4 spires avec deux conducteurs en parallèle et la tension inter-spires maximale (à droite) entre la 1^{ème} et la 4^{ème} spire (en % du bus continu de 300 V).

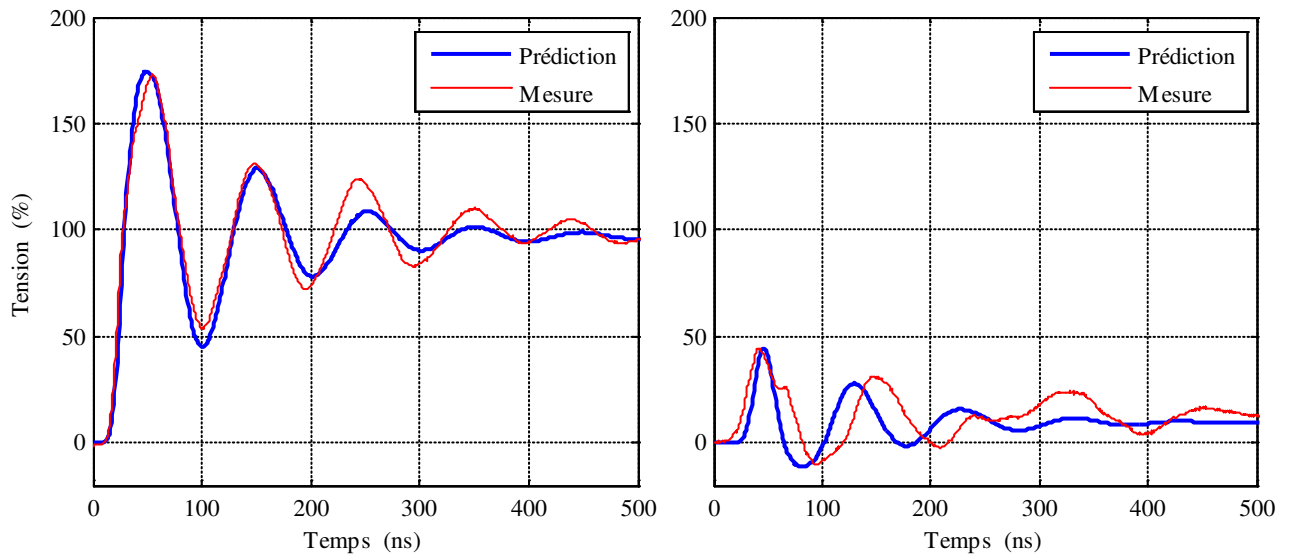


Figure III.28 : Tension à l'entrée (à gauche) de la bobine de 41 spires et la tension inter-spires maximale (à droite) entre la 4^{ème} et la 9^{ème} spire (en % du bus continu de 300 V).

Les résultats obtenus par simulations sont proches des relevés expérimentaux ce qui permet de conclure que le modèle proposé représente bien les phénomènes HF dans la bobine. Ces résultats montrent que quel que soit le nombre de spires, la tension d'entrée de la bobine réelle est très proche de la valeur prédite par la simulation. La prédiction de la valeur maximale de la tension inter-spires est un peu moins bonne lorsque la bobine possède un grand nombre de spires. Mais dans tous les cas testés, le modèle donne une bonne prédiction de la première pointe de tension qui est la plus grande donc de la contrainte critique qui doit rester à une valeur inférieure à la contrainte correspondant au PDIV.

Les écarts constatés entre les mesures et les prédictions sont liés aux hypothèses prises pour réaliser le modèle, la principale approximation consiste à estimer que la résistance est identique pour chaque spire. Dans la réalité l'effet de proximité impose une distribution de la densité de courant qui n'est pas la même dans chaque spire bien que le courant soit le même. En HF, la résistance de chaque spire dépend de sa position dans l'encoche, elle est plus importante pour les spires pour lesquelles la densité de courant est fortement inhomogène. Comme cet effet a été négligé, l'amortissement simulé est un amortissement moyen et non l'amortissement réel de l'onde de tension entre telle et telle spire. Cet effet est d'autant plus important que le nombre de spires est grand.

III.3.3 Évaluation de la robustesse du modèle

Une analyse de la sensibilité du modèle aux variations de ses paramètres d'entrée a été faite pour vérifier sa robustesse. Cette analyse nous permet de déterminer quels sont les paramètres critiques du modèle. La bobine réaliste de 41 spires a été prise comme référence. Le Tableau III.7 donne les résultats obtenus, chaque paramètre du modèle étant modifié de $\pm 5\%$ un par un, par rapport à sa valeur de référence définie précédemment.

Tableau III.7 : Évaluation de la robustesse du modèle pour la bobine de 41 spires.

			Tension maximale à l'entrée de la bobine		Tension maximale entre les spires	
			(V)	Différence (%)	(V)	Différence (%)
Paramètres de référence			524		136,15	
R_s (3 Ω)	+ 5 %	3,15 Ω	523,74	-0,05	136,16	+0,01
	- 5 %	2,85 Ω	523,89	-0,02	135,42	-0,54
L_p (0,6 μ H)	+ 5 %	0,63 μ H	522,7	-0,25	137,41	+0,93
	- 5 %	0,57 μ H	524,99	+0,19	134,2	-1,43
R_p (200 Ω)	+ 5 %	210 Ω	524,02	+0,00	135,97	-0,13
	- 5 %	190 Ω	523,73	-0,05	136	-0,11
k (0,7)	+ 5 %	0,735	526,02	+0,39	132,13	-2,95
	- 5 %	0,665	522,07	-0,37	139,78	+2,67
C_t (35 pF)	+ 5 %	36,75 pF	523,91	-0,02	134,73	-1,04
	- 5 %	33,25 pF	524,13	+0,02	137,79	+1,20
C_m (10 pF)	+ 5 %	10,5 pF	521,93	-0,4	137,72	+1,15
	- 5 %	9,5 pF	526,02	+0,39	134,3	-1,36
R_t (40 k Ω)	+ 5 %	42 k Ω	523,95	-0,01	136,13	-0,01
	- 5 %	38 k Ω	523,93	-0,01	135,85	-0,22
R_m (800 k Ω)	+ 5 %	840 k Ω	523,97	-0,01	136,1	-0,04
	- 5 %	760 k Ω	524,12	+0,02	136,22	+0,05

Si on regarde la tension maximale à l'entrée de la bobine, la différence par rapport à la valeur obtenue avec les paramètres de références reste inférieure à 1% quel que soit le paramètre modifié. En revanche, la tension maximale inter-spires est plus sensible au changement de certains paramètres. Ainsi, le paramètre critique est le coefficient de couplage mutuel : pour une variation de $\pm 5\%$, la variation correspondante de la tension inter-spires calculée est de $\pm 3\%$.

Cette analyse nous donne également une première idée des pistes envisageables pour diminuer la tension maximale inter-spires. Il est possible de chercher quels sont les paramètres susceptibles d'être changés dans la pratique pour arriver à cette diminution. Si on cherche dans la colonne tension maximale inter-spires la différence négative la plus importante, on observe que c'est le cas lorsque l'on diminue l'inductance propre de chaque spire, qu'on augmente le coefficient de couplage mutuel, qu'on augmente la capacité inter-spires ou qu'on diminue la capacité spires-masse. L'inductance propre de chaque spire et le coefficient de couplage mutuel sont des paramètres très difficiles à contrôler pour un bobinage donné. En revanche, le changement des capacités inter-spires et spires-masse est envisageable en jouant sur la permittivité des vernis d'imprégnation. Par exemple, en ajoutant des poudres avec une forte permittivité dans la couche thermocollante, il est possible d'augmenter la capacité inter-spires. Pour diminuer les capacités spires-masse on peut envisager un isolant de fond d'encoche un peu plus épais.

III.4 Conclusion

Le modèle présenté dans ce chapitre est valable pour les machines dont les dimensions sont telles que la longueur d'une spire est inférieure à 1 m car il est défini pour des éléments dont la longueur est beaucoup plus petite que la longueur d'onde à la fréquence des phénomènes modélisés. Pour les machines utilisées dans l'aéronautique, un élément par spire est suffisant. Pour les très grandes machines il serait nécessaire de découper chaque spire en plusieurs éléments. Les paramètres ont été déterminés pour une spire entière avec des parties situées dans les encoches et d'autres dans l'air. Les paramètres qui sont influencés par la carcasse statorique ont été déterminés pour la partie dans le fer seulement, en l'occurrence les capacités spires-masse et les résistances représentatives des courants de Foucault dans le noyau magnétique.

Le schéma équivalent du bobinage est construit automatiquement à partir d'un module d'analyse des données géométriques qui précisent la position géométrique de chaque spire dans l'encoche. L'ordonnement des spires est défini par le vecteur des liaisons électriques (VLE). Par conséquent, le module d'analyse de la géométrie permet d'analyser assez facilement un grand nombre de configurations possibles.

Le modèle prédictif développé donne des résultats en bonne concordance avec les mesures pour la contrainte maximale qui correspond à la première oscillation qui suit le front raide. Ce modèle permet donc de prédéterminer la tension maximale subie par l'isolation inter-spices pour une configuration géométrique donnée des conducteurs des bobines dans les encoches. Par la suite le modèle pourra être utilisé pour réduire les contraintes maximales et pour obtenir, en tout point du bobinage, une tension inter-spices inférieure au PDIV, en prenant en compte une marge de sécurité calculée pour chaque technologie d'isolation.

IV Optimisation des bobinages soumis à des fronts raides

IV.1 Introduction

Le modèle HF des bobinages mis au point et validé expérimentalement dans les chapitres précédents permet d'évaluer l'amplitude des surtensions qui suivent chaque front raide de tension appliqué à une bobine. Cette surtension peut provoquer un vieillissement rapide de l'isolation inter-spices lorsqu'elle provoque des décharges partielles. En effet, les phénomènes d'ionisation de l'air contenu dans les vacuoles qui subsistent inévitablement au cœur des bobinages malgré l'imprégnation provoquent des modifications chimiques irréversibles dans les polymères [MBA96]. Ces phénomènes apparaissent lorsque la tension appliquée dépasse le PDIV [HUD00-1] qui est de l'ordre de 700 V pour les fils émaillés standards de grade 2.

Pour éviter les phénomènes de vieillissement accéléré, deux stratégies peuvent être développées. La première consiste à durcir l'isolation des fils émaillés en améliorant leur résistance aux DP. Ces produits existent, ils sont qualifiés de fils *corona résistant*. Cette voie de recherche a fait l'objet de nombreuses publications [BEL98, FIL03, HUD00, MIN04, NGU10]. L'amélioration de la durée de vie des vernis soumis aux contraintes imposées par l'ionisation de l'air ambiant est obtenue en ajoutant des composés minéraux aux polymères, de la silice par exemple. Les grains de silice peuvent être des nanoparticules ou des microparticules, le problème étant d'obtenir une bonne homogénéité du nouveau composite [LIU03] pour des concentrations assez faibles afin de ne pas dégrader les excellentes propriétés mécaniques des polymères. Cette solution est très intéressante mais elle présente quelques inconvénients car les fils *corona résistant* sont un peu plus difficiles à manipuler avec les machines automatiques qui réalisent les bobinages des moteurs. D'autres inconvénients plus concrets sont liés à la nécessité d'approvisionner des fils émaillés spécifiques à un coût supérieur.

La seconde solution, développée dans ce chapitre, consiste à modifier l'arrangement des spires du bobinage dans le but de limiter les pointes de la tension inter-spices à une valeur inférieure au PDIV partout dans le bobinage. Cette démarche a l'avantage de ne pas introduire le phénomène physique d'ionisation (DP) ce qui permet de garder les fils émaillés classiques avec leur faible coût et leur excellentes propriétés mécaniques éprouvées depuis de nombreuses années.

En effet, lorsque toutes les tensions inter-spices restent à un niveau inférieur au PDIV avec une marge de sécurité suffisante, la probabilité d'avoir des DP est très faible. Pour réduire les contraintes sur l'isolation inter-spices, il faut limiter le nombre de spires qui séparent deux fils adjacents. Autrement dit, en considérant une numérotation croissante des spires de la bobine d'une extrémité à l'autre, la contrainte est maximale là où il y a une différence maximale entre les numéros des spires adjacentes. Il est possible d'utiliser des méthodes d'optimisation dans le but de minimiser cette variable. Dans un premier temps, l'analyse des bobinages en vrac est faite en appliquant une méthode stochastique de type Monte-Carlo. Ensuite un algorithme génétique d'optimisation permet de trouver des arrangements proches de la solution optimale. Cette dernière méthode produit un éventail de solutions très large, certaines sont réalisables avec un gain substantiel, bien que non

optimales, d'autres sont trop difficiles à mettre en œuvre. Dans un second temps, l'analyse détaillée des solutions proposées en réponse à un front raide de tension est faite avec l'outil de simulation décrit précédemment. Le but est d'estimer la marge de sécurité obtenue par rapport au PDIV. Une comparaison entre les résultats correspondant à différents arrangements, parmi lesquels et plusieurs arrangements techniquement faisables, est présentée.

Les méthodes développées permettent également d'étudier des solutions de bobinage avec plusieurs conducteurs en parallèle qui peuvent être meilleures car elles offrent des degrés de liberté supplémentaires pour placer les spires dans le bobinage.

IV.2 Approche stochastique de Monte-Carlo

Des méthodes visant à calculer une valeur numérique en utilisant des techniques probabilistes peuvent être utilisées pour déterminer les contraintes maximales subies par un bobinage en vrac, par exemple la méthode de Monte-Carlo. Son nom fait allusion aux jeux de hasard pratiqués à Monte-Carlo. Cette méthode qui a pour essence l'utilisation d'expériences répétées, est utilisée dans différents domaines comme par exemple le calcul d'intégrales, la résolution d'équations aux dérivées partielles ou la résolution des systèmes linéaires. Dans notre cas, cette méthode peut être utilisée dans le but de tester un grand nombre de combinaisons représentatives d'un enroulement en vrac. Comme cette méthode est basée sur des techniques probabilistes, la qualité de l'estimation s'améliore en augmentant le nombre d'essais et en couvrant bien toute la zone des variables aléatoires. Cette dernière condition n'est accessible qu'en utilisant un générateur aléatoire de qualité ce qui est primordiale pour avoir des tirages très diversifiés. La littérature donne un large choix des générateurs de nombres pseudo-aléatoires, ces générateurs sont basés sur des algorithmes complexes qui prennent en compte plusieurs paramètres. Une analyse concernant la simulation des variables aléatoires est donnée dans [DEV86]. On trouve aussi dans [ELI01] de nombreuses références bibliographiques concernant les méthodes de Monte-Carlo. Pour tester cette méthode dans le cadre de cette étude, le générateur de nombres pseudo-aléatoires implémenté dans la bibliothèque de MATLAB a été utilisé, la fonction correspondante est «randperm». Cette fonction génère une distribution aléatoire uniforme de permutations des éléments d'un vecteur ou d'une matrice.

Dans notre cas, comme il est précisé dans le paragraphe III.3, l'introduction d'un arrangement donné se fait par le vecteur des liaisons électriques (VLE) qui traduit les connexions entre les spires de la bobine, pour une géométrie donnée par la matrice des adjacences. Le programme de simulation génère le vecteur des liaisons électriques entre les spires qui comprend une suite de nombres compris entre 1 et N dont l'ordre est aléatoire. Après chaque simulation le programme donne la contrainte maximale inter-spires.

La Figure IV.1 montre la tension maximale inter-spires pour la bobine de 41 spires pour 100 arrangements aléatoires des conducteurs dans les encoches. Les paramètres d'alimentation sont les mêmes que ceux utilisés dans le chapitre précédent : le niveau de tension imposé par le générateur est de 300 V (le bus continu), le temps de montée du front est de 10 ns et la bobine est alimentée par son câble d'alimentation d'une longueur de 2 m. Le pas de calcul vaut 1 ns. Les résultats sont présentés en % de la valeur de tension du bus continu. Les valeurs trouvées en appliquant le tirage aléatoire sont comprises dans une zone allant de

95% jusqu'à 132% du niveau de tension du bus continu et sont donc toutes plus grandes que dans le cas de la bobine expérimentale testée (45%), pour laquelle l'arrangement des spires a été choisi en essayant de minimiser l'écart entre les numéros des spires adjacentes. Ces 100 tirages montrent que les tensions maximales sont assez importantes pour un bobinage en vrac, seules 2 combinaisons, les tirages 74 et 94 donnent des tensions maximales inter-spires inférieure à la tension du bus continu. En gardant le même générateur de nombres pseudo-aléatoires il faudrait augmenter fortement le nombre de configurations testées pour espérer de tomber par hasard sur un cas plus favorable. En prenant en considération qu'une simulation prend environ 10 s, le temps de calcul deviendrait alors prohibitif.

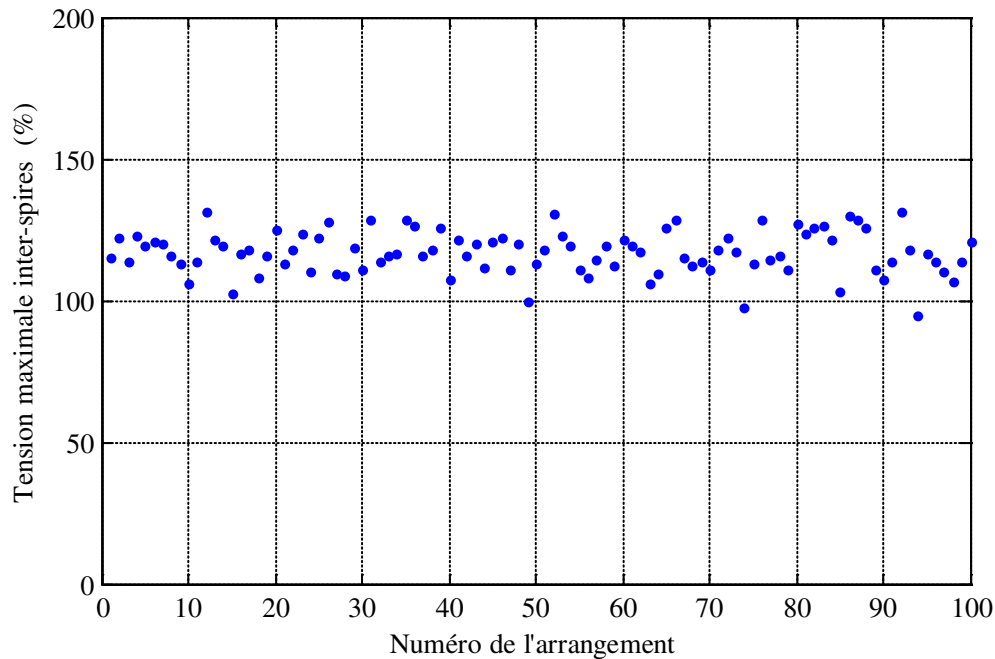


Figure IV.1 : Tension maximale inter-spires de la bobine de 41 spires pour 100 arrangements aléatoires générés avec la méthode Monte-Carlo (en % du bus continu de 300 V).

Étant donné que l'apparition de la contrainte maximale à l'endroit de la bobine où les différences entre les numéros des spires adjacentes sont les plus grandes, le critère d'analyse peut maintenant devenir la différence maximale entre les numéros des spires. Cette analyse qui donne une estimation plus grossière des phénomènes est beaucoup plus rapide ; le temps de calcul est beaucoup plus petit, dans un rapport 1000 environ. Ainsi cette approche stochastique est utilisée pour analyser les bobinages en vrac en général, en les caractérisant par la probabilité de se retrouver dans le cas le plus défavorable, c'est-à-dire lorsque le fil d'entrée est adjacent avec le fil de sortie. L'explication de la méthode sera d'abord donnée sur des exemples simples et ensuite les résultats obtenus sur la bobine de 41 spires représentative d'un bobinage réel seront présentés.

Prenons par exemple une bobine de trois spires disposées en colonne (Tableau IV.1). Le nombre total des arrangements possibles des spires dans cette bobine équivaut aux permutations des 3 éléments. Rappelons que la notion de permutation exprime l'idée de réarrangement d'objets discernables ; une permutation de N objets distincts rangés dans un certain ordre, correspond à un changement de l'ordre de succession de ces N objets, ce qui donne N! ($3! = 6$). Toutes les configurations possibles sont présentées dans

le Tableau IV.1 sous la forme d'une matrice avec un nombre de lignes égal à N (le nombre de spires dans la bobine) et un nombre de colonnes égal à (N - 1)!, ce qui donne (3 - 1)! = 2. Pour cette démonstration on cherche à exprimer la probabilité d'avoir le cas le plus défavorable, soit la spire d'entrée (n°1) à coté de la spire de sortie (n°3). On compte donc les arrangements qui donnent une différence maximale entre les numéros des spires adjacentes (les spires grisées) et on trouve un total de 4 arrangements parmi tous les arrangements possibles, soit une probabilité de 0,66 de se retrouver dans le cas le plus défavorable.

Tableau IV.1 : Explication de la démarche adoptée pour calculer la différence maximale entre les numéros des spires pour une bobine de 3 spires disposées en colonne.

Matrice des arrangements possibles	Différence maximale entre les numéros des spires (2 spires)						
<table style="border-collapse: collapse; margin: auto;"> <tr><td style="text-align: center;">①</td><td style="text-align: center;">①</td></tr> <tr><td style="text-align: center;">②</td><td style="text-align: center;">③</td></tr> <tr><td style="text-align: center;">③</td><td style="text-align: center;">②</td></tr> </table>	①	①	②	③	③	②	$\frac{1}{2} \cdot 2 = 1$
①	①						
②	③						
③	②						
<table style="border-collapse: collapse; margin: auto;"> <tr><td style="text-align: center;">②</td><td style="text-align: center;">②</td></tr> <tr><td style="text-align: center;">①</td><td style="text-align: center;">③</td></tr> <tr><td style="text-align: center;">③</td><td style="text-align: center;">①</td></tr> </table>	②	②	①	③	③	①	$\frac{2}{2} \cdot 2 = 2$
②	②						
①	③						
③	①						
<table style="border-collapse: collapse; margin: auto;"> <tr><td style="text-align: center;">③</td><td style="text-align: center;">③</td></tr> <tr><td style="text-align: center;">①</td><td style="text-align: center;">②</td></tr> <tr><td style="text-align: center;">②</td><td style="text-align: center;">①</td></tr> </table>	③	③	①	②	②	①	$\frac{1}{2} \cdot 2 = 1$
③	③						
①	②						
②	①						
Probabilité	$\frac{4}{6} = 0,66$						

Le même calcul est appliqué sur une bobine de quatre spires disposées en colonne pour laquelle le nombre total des arrangements possibles des spires dans la bobine vaut 4! = 24. Le Tableau IV.2 montre la matrice des arrangements possibles ; il comprend (4 - 1)! = 6 colonnes et 4 lignes. Dans ce tableau, les cas les plus défavorables sont grisés. On trouve un nombre total de 12 arrangements défavorables, soit une probabilité de 0,5 de se retrouver dans le cas le plus défavorable. Pour un nombre plus grand des spires dans la bobine il est impossible de tout détailler car le nombre de cas possibles devient vite très grand. En analysant ces deux cas simples on peut constater que, pour une bobine avec N spires disposées en colonne, le nombre d'arrangements qui donnent une différence maximale entre les numéros des spires adjacentes, peut être calculé avec la relation :

$$N_{arr\ max} = 2 \cdot \left(\frac{1}{N-1} \cdot (N-1)! \right) + (N-2) \cdot \left(\frac{2}{N-1} \cdot (N-1)! \right) \tag{IV.1}$$

Les résultats trouvés avec la relation (IV.1) pour des bobines de 5 et de 6 spires disposées en colonne ont été confirmés par une analyse détaillée de tous les cas possibles comme il a été fait pour les bobines de 3 et de 4 spires. On trouve une probabilité de se retrouver dans le cas le plus défavorable de 0,4 pour la bobine de 5 spires et de 0,33 pour celle de 6 spires. Cette relation est applicable pour une bobine avec des spires disposées en colonne uniquement et pour trouver seulement la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes. Il est intéressant de trouver les autres différences également. La Figure IV.2 montre les

probabilités de toutes les différences maximales possibles pour les exemples simples de 3 et de 4 spires. Ces probabilités ont été déterminées à partir de l'analyse détaillée présentée dans le Tableau IV.1 et le Tableau IV.2.

Tableau IV.2 : Explication de la démarche adoptée pour calculer la différence maximale entre les numéros des spires pour une bobine de 4 spires disposées en colonne.

Matrice des arrangements possibles	Différence maximale entre les numéros des spires (3 spires)																								
<table border="0"> <tr><td>①</td><td>①</td><td>①</td><td>①</td><td>①</td><td>①</td></tr> <tr><td>②</td><td>②</td><td>③</td><td>③</td><td>④</td><td>④</td></tr> <tr><td>③</td><td>④</td><td>②</td><td>④</td><td>②</td><td>③</td></tr> <tr><td>④</td><td>③</td><td>④</td><td>②</td><td>③</td><td>②</td></tr> </table>	①	①	①	①	①	①	②	②	③	③	④	④	③	④	②	④	②	③	④	③	④	②	③	②	$\frac{1}{3} \cdot 6 = 2$
①	①	①	①	①	①																				
②	②	③	③	④	④																				
③	④	②	④	②	③																				
④	③	④	②	③	②																				
<table border="0"> <tr><td>②</td><td>②</td><td>②</td><td>②</td><td>②</td><td>②</td></tr> <tr><td>①</td><td>①</td><td>③</td><td>③</td><td>④</td><td>④</td></tr> <tr><td>③</td><td>④</td><td>①</td><td>④</td><td>①</td><td>③</td></tr> <tr><td>④</td><td>③</td><td>④</td><td>①</td><td>③</td><td>①</td></tr> </table>	②	②	②	②	②	②	①	①	③	③	④	④	③	④	①	④	①	③	④	③	④	①	③	①	$\frac{2}{3} \cdot 6 = 4$
②	②	②	②	②	②																				
①	①	③	③	④	④																				
③	④	①	④	①	③																				
④	③	④	①	③	①																				
<table border="0"> <tr><td>③</td><td>③</td><td>③</td><td>③</td><td>③</td><td>③</td></tr> <tr><td>①</td><td>①</td><td>②</td><td>②</td><td>④</td><td>④</td></tr> <tr><td>②</td><td>④</td><td>①</td><td>④</td><td>①</td><td>②</td></tr> <tr><td>④</td><td>②</td><td>④</td><td>①</td><td>②</td><td>①</td></tr> </table>	③	③	③	③	③	③	①	①	②	②	④	④	②	④	①	④	①	②	④	②	④	①	②	①	$\frac{2}{3} \cdot 6 = 4$
③	③	③	③	③	③																				
①	①	②	②	④	④																				
②	④	①	④	①	②																				
④	②	④	①	②	①																				
<table border="0"> <tr><td>④</td><td>④</td><td>④</td><td>④</td><td>④</td><td>④</td></tr> <tr><td>①</td><td>①</td><td>②</td><td>②</td><td>③</td><td>③</td></tr> <tr><td>②</td><td>③</td><td>①</td><td>③</td><td>①</td><td>②</td></tr> <tr><td>③</td><td>②</td><td>③</td><td>①</td><td>②</td><td>①</td></tr> </table>	④	④	④	④	④	④	①	①	②	②	③	③	②	③	①	③	①	②	③	②	③	①	②	①	$\frac{1}{3} \cdot 6 = 2$
④	④	④	④	④	④																				
①	①	②	②	③	③																				
②	③	①	③	①	②																				
③	②	③	①	②	①																				
Probabilité	$\frac{12}{24} = 0,5$																								

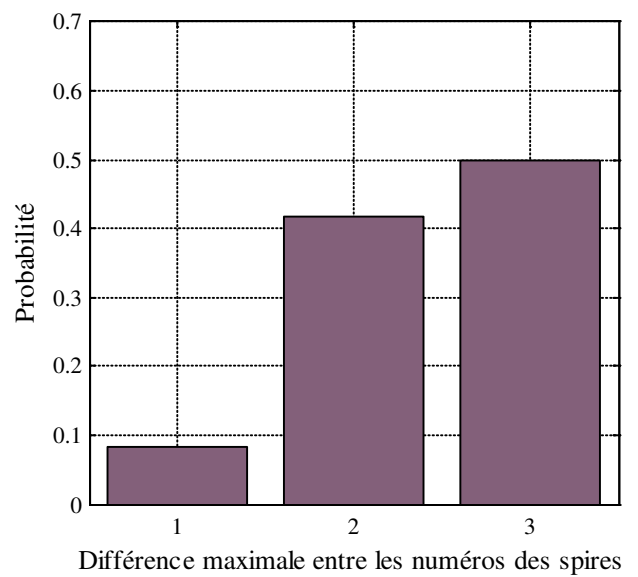
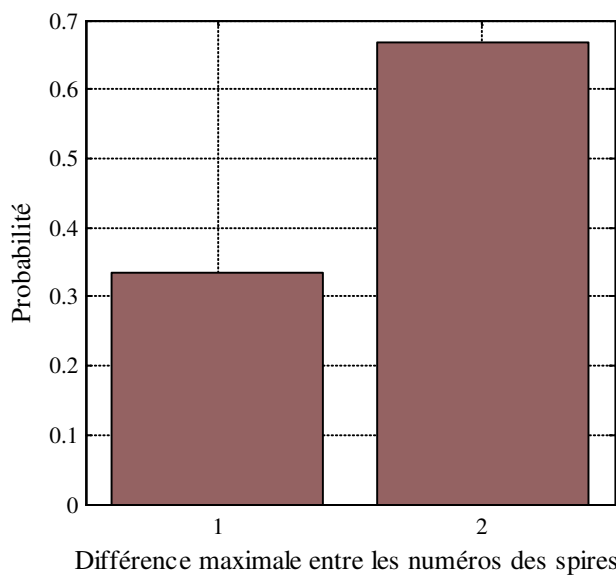


Figure IV.2 : Probabilité d'avoir les différences maximales possibles entre les numéros des spires adjacentes pour la bobine de 3 spires (à gauche) et pour la bobine de 4 spires (à droite) présentées précédemment.

Les bobines réelles qui équipent les moteurs ont des formes bien plus complexes que le type de bobine simple qui a été utilisée pour expliquer la démarche adoptée. Pour caractériser les bobinages en vrac en général, la bobine de 41 spires a été prise comme référence. L’outil numérique développé dans le paragraphe III.3.1 est utilisé pour déterminer les différences maximales entre les numéros des spires adjacentes lorsqu’on change les arrangements des conducteurs dans la bobine. Cet outil a été validé sur les configurations simples présentées plus haut, ainsi que sur d’autres configurations adoptant différentes géométries mais avec un nombre réduit des spires pour pouvoir détailler manuellement tous les cas possibles.

Le nombre total des arrangements possibles des spires dans la bobine de 41 spires est égal à $41! = 3,3453 \cdot 10^{49}$, cela signifie qu’un algorithme utilisant un milliardième de seconde pour parcourir chaque arrangement mettrait un temps supérieur à l’âge de l’univers pour vérifier toutes les configurations possibles. Dans ce cas l’approche stochastique de Monte-Carlo ne permet en aucun cas de balayer l’intégralité des cas possibles. Un échantillon représentatif plus petit est donc utilisé pour déterminer les probabilités des différences maximales entre les numéros des spires (en utilisant la fonction « randperm »). La Figure IV.3 montre cette probabilité pour un nombre de tirages égal à 500000. Comme ce nombre reste très petit devant $41!$ il faut faire plusieurs essais pour vérifier si le résultat ne change pas. Les différentes simulations effectuées ont montrées que les probabilités trouvées dans la Figure IV.3 restent les mêmes ce qui nous permet de faire quelques conclusions sur cette bobine. La différence de 38 spires qui est un cas très défavorable représente la probabilité la plus importante (21,9%). En cumulant les cas les plus défavorables on trouve une probabilité de 97% d’avoir des arrangements avec une différence maximale supérieure à 33 spires.

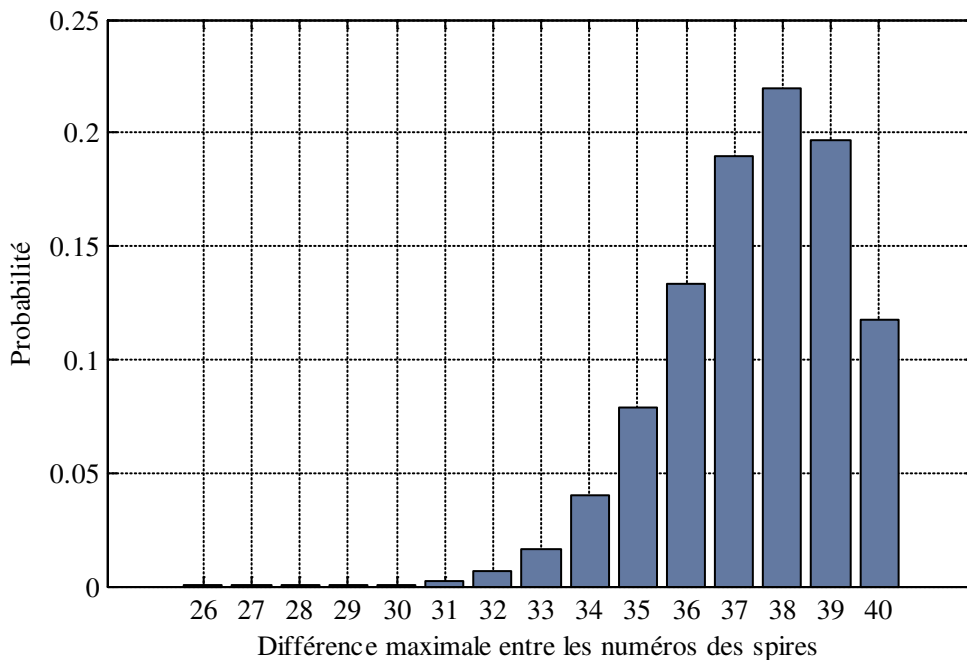


Figure IV.3 : Probabilité des différences maximales possibles entre les numéros des spires adjacentes pour la bobine de 41 spires.

La conclusion principale qu’on peut tirer de cette partie de l’étude est que le bobinage en vrac a peu de chance de limiter la contrainte maximale inter-spires. Donc pour réaliser des bobines destinées à une

alimentation à fronts raides il est nécessaire d'utiliser les techniques de bobinages qui imposent un arrangement des spires prédéfini comme le bobinage par dent par exemple. Une étude menée sur les machines asynchrones bobinées sur dents a montré que l'intérêt majeur de ce type de bobinage est la réduction significative de la longueur des têtes de bobines et que les têtes de bobines des différentes phases ne se croisent pas [DES03]. Dans ce cas, le bobinage par dent permet de réaliser de bobines ordonnées en utilisant des machines automatiques.

IV.3 Algorithme génétique d'optimisation

Pour une bobine dont l'arrangement des spires est prédéfini il est nécessaire d'optimiser cet arrangement, c'est-à-dire de trouver celui pour lequel la tension inter-spires est minimale. Compte tenu de la nature du problème, il est difficile de déterminer une relation logiquement simple entre les différents arrangements des fils dans les encoches qui sont exprimés par le vecteur des interconnexions électriques et la grandeur à minimiser qui est la valeur maximale de la tension inter-spires. Le fait de passer d'un arrangement à un autre ne présume pas du sens de variation de la grandeur à minimiser. Les algorithmes d'optimisation déterministes ne peuvent donc pas être appliqués à ce problème.

Afin d'optimiser les bobines destinées à une alimentation à fronts raides une méthode d'optimisation basée sur un algorithme génétique est proposée. Ce type d'algorithme stochastique est fondé sur les mécanismes de la génétique. Son fonctionnement est assez simple : on part d'une population initiale de solutions potentielles (chromosomes) arbitrairement choisies. On évalue leurs performances relatives par rapport à la fonction d'objectif qui est la minimisation de la tension inter-spires. Après un essai et sur la base des performances obtenues, on crée une nouvelle population de solutions potentielles en utilisant des opérateurs évolutionnaires (la sélection, le croisement et la mutation). On recommence ce cycle jusqu'à ce que l'on trouve une solution satisfaisante. Il faut noter que lorsqu'on utilise plusieurs fois l'algorithme génétique pour trouver la solution à un problème d'optimisation donné, il recherche le ou les extremums d'une fonction d'objectif sur un espace de solutions possibles et donne un ensemble des solutions d'une qualité équivalente mais pas une solution unique. Pour l'utiliser, il faut disposer des cinq éléments suivants :

- le principe de codage des solutions possibles (la population) ;
- la population initiale ;
- la fonction d'objectif ;
- les opérateurs permettant de diversifier la population (la sélection, le croisement et la mutation) ;
- les paramètres de dimensionnement (la taille de la population, le nombre total de générations ou le critère d'arrêt, les probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation).

Le principe de codage, c'est à dire la façon dont sont codées les solutions possibles (chromosomes), est un des facteurs les plus importants, la qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Dans la littérature on trouve plusieurs types de codage, on ne retiendra ici que les deux plus importants : le codage binaire et le codage réel. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine, son principe est de coder la solution selon une chaîne de bits. Le codage réel est largement utilisé dans les domaines applicatifs pour l'optimisation de problèmes à variables réelles. Le choix de la population initiale des

individus conditionne fortement la rapidité de l'algorithme. Lorsque la solution optimale se trouve parmi la population initiale la convergence de l'algorithme est rapide. Si la solution est totalement inconnue, il est alors naturel de générer aléatoirement des individus en faisant des tirages. La fonction d'objectif traduit les contraintes imposées aux solutions possibles, dans notre cas elle doit être minimisée. Le croisement a pour but d'enrichir la diversité de la population en manipulant la structure des chromosomes. Les chromosomes (ensemble des gènes) des parents sont alors copiés et recombinaison de façon à former deux descendants possédant des caractéristiques issues des deux parents. L'opérateur de mutation consiste à tirer aléatoirement un gène dans le chromosome et à le remplacer par une valeur aléatoire. La sélection permet d'identifier statistiquement, par rapport à la fonction d'objectif, les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les plus mauvais. La littérature est riche concernant ce domaine, par exemple, l'ouvrage [ALL96] présente de nombreuses autres références bibliographiques.

Dans notre cas, cette méthode est utilisée pour optimiser l'arrangement des conducteurs dans une bobine représentative, celle de 41 spires est prise en exemple. Le module « Global optimisation toolbox » de MATLAB, qui contient un algorithme génétique (fonction « ga ») est utilisé. La fonction d'objectif consiste à minimiser la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes. L'algorithme utilise un codage réel de la population : le vecteur des liaisons électriques entre les spires de la bobine (qui comprend autant d'éléments que de spires). La population initiale est générée de façon aléatoire avec la fonction « randperm ». La taille de la population initiale est fixée à 500000 chromosomes (chaque chromosome comprend 41 gènes), ce qui signifie que la population initiale est codée par une matrice de 500000 lignes et de 41 colonnes, chaque ligne représentant une suite des numéros aléatoires de 1 jusqu'à 41 qui est l'image des interconnexions entre les 41 spires de la bobine. Une ligne de cette matrice représente un arrangement donné, le programme évalue la performance de chaque arrangement de la population initiale, choisit les meilleurs individus et élimine les plus mauvais. Cette opération n'est rien d'autre que la sélection. Ensuite des autres opérateurs (croisements, mutations) permettent de diversifier la population à chaque itération. Pour une taille de la population imposée de 500000 et un nombre d'itérations de 200, le temps de calcul est d'environ 6 heures sur un ordinateur de bureau classique.

Le résultat obtenu est illustré à la Figure IV.4 (a) et montre la différence maximale entre les numéros des spires à chaque itération. Sur cette figure, on observe que la courbe commence avec une différence maximale entre les numéros des spires adjacentes égale à 25 qui correspond à la meilleure combinaison parmi les 500000 cas de la population initiale. La solution optimale, trouvée à la 115^{ème} itération, est de 6 spires d'écart au maximum entre tous les points d'adjacence. La solution trouvée est présentée à la Figure IV.4 (b) dans laquelle les spires entre lesquelles il y a une différence de 6 sont colorées. Un autre calcul peut être fait, cette fois ci, en introduisant dans la population initiale des arrangements créés de façon intuitive (parmi lesquels des arrangements avec un écart minimal), dans ce cas, le calcul converge beaucoup plus rapidement et donne une solution qui se trouve parmi ces arrangements introduits dans la population initiale.

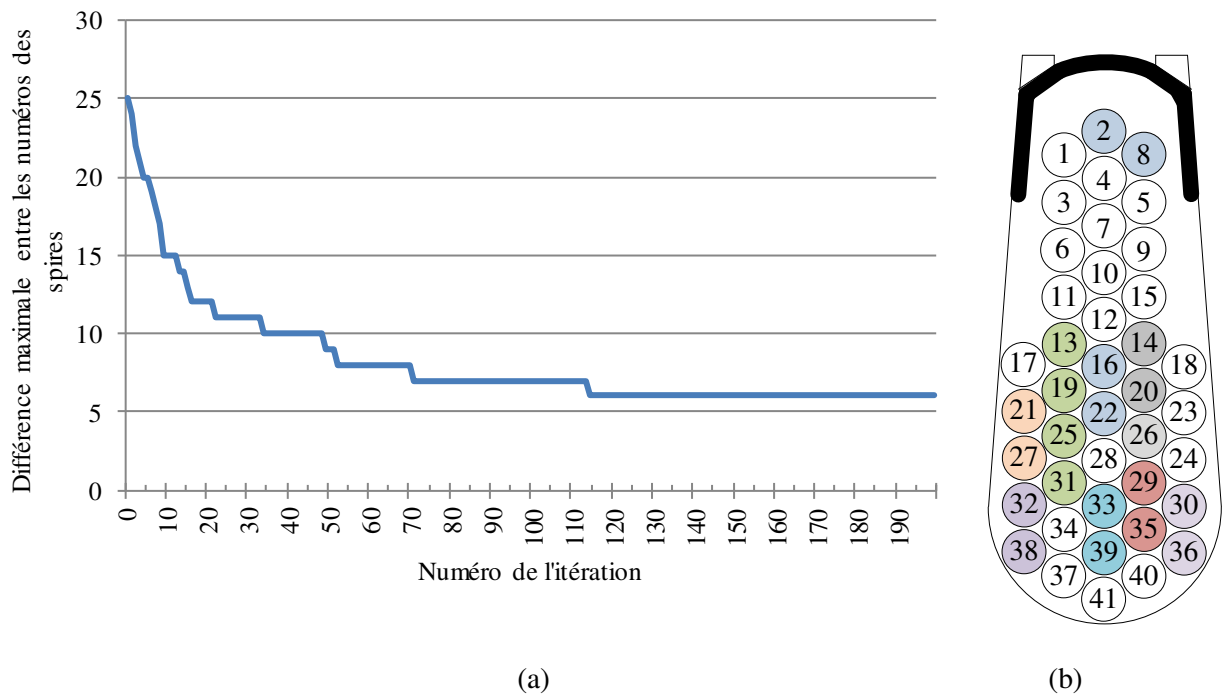


Figure IV.4 : Différence maximale entre les numéros des spires de la bobine de 41 spires à chaque itération de l'algorithme génétique (a) et la configuration optimale trouvée avec l'algorithme génétique (b).

Les solutions obtenues pour différentes simulations sont différentes mais l'écart maximal entre les numéros des spires est de l'ordre de grandeur à celui présenté à la Figure IV.4, c'est à dire 6 ou 7 spires. Il faut préciser que les configurations trouvées ne sont pas obligatoirement techniquement réalisables au vue de la complexité des arrangements des spires. L'utilisation de l'algorithme génétique nous a permis de trouver l'ordre de grandeur de la différence maximale entre les spires adjacentes pour les configurations optimales. Cela a été pris en compte afin de tester quelques arrangements obtenus de façon intuitive en essayant de ranger les spires de façon logique, avec un écart de 6 ou 7 spires au maximum, entre les numéros des spires adjacentes. Cette analyse est présentée dans le paragraphe suivant où les solutions envisagées sont classées par difficulté de réalisation croissante.

IV.4 Choix parmi les arrangements définis de manière intuitive

Après avoir utilisé l'algorithme génétique pour trouver quelques arrangements optimaux du point de vue de l'écart maximal entre les numéros des spires, une étude de plusieurs solutions techniquement réalisables a été faite. Le but de cette étude est :

- d'analyser le régime transitoire de plusieurs solutions ;
- de trouver la tension maximale entre deux spires adjacentes ;
- de trouver la tension maximale à l'entrée de la bobine.

Les arrangements testés sont présentés à la Figure IV.5 en ordre croissant en considérant la difficulté de réalisation technique (les arrangements de 1 jusqu'à 11). Ces arrangements sont obtenus en suivant la logique de l'écart électrique minimal entre les spires adjacentes. Sur la même figure les spires entre lesquelles

apparaît la tension maximale sont grisées, les spires hachurées indiquent un exemple où la différence entre les numéros est la plus grande (il peut y avoir plusieurs différences maximales dans la bobine).

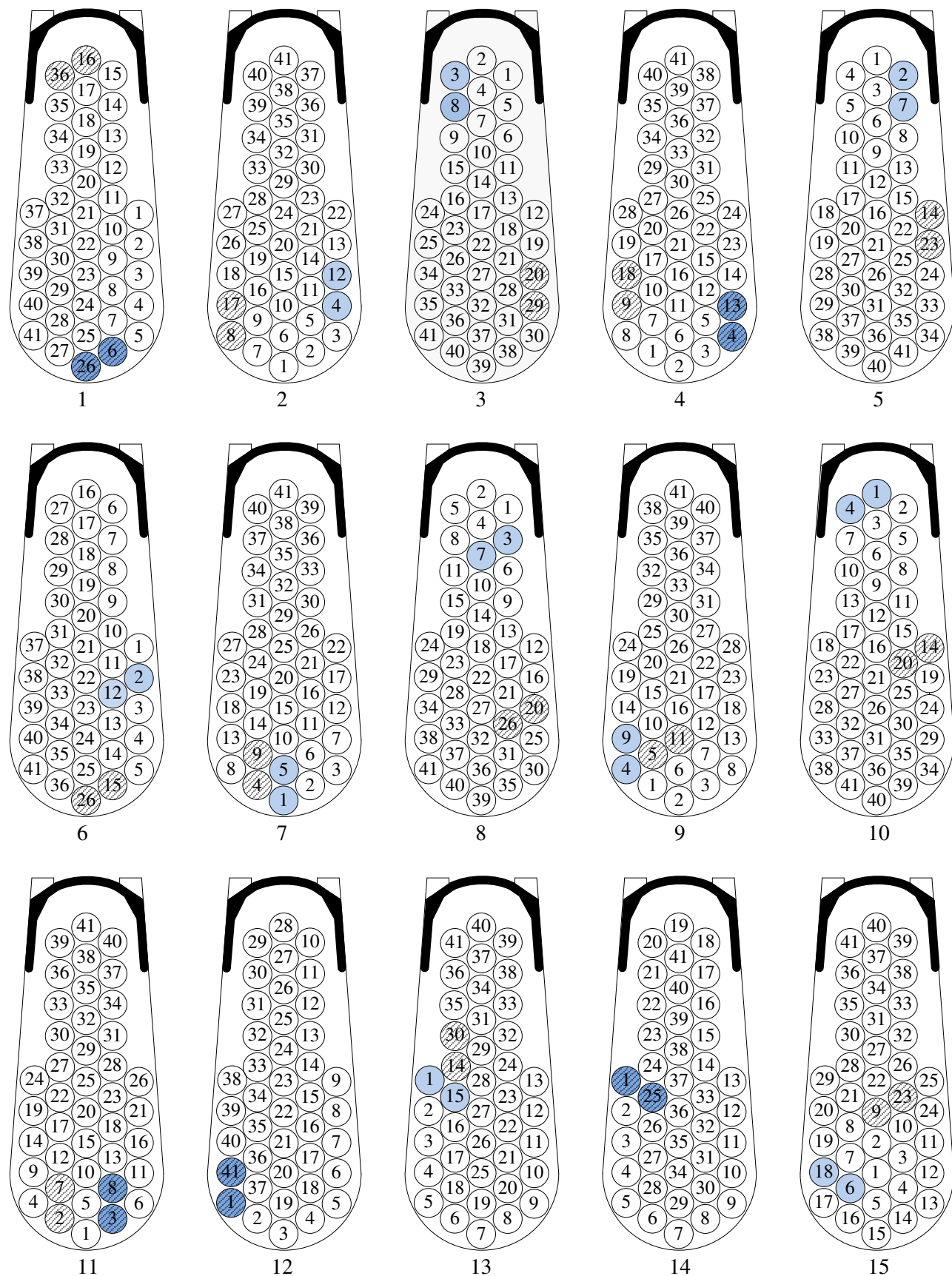


Figure IV.5 : Différents arrangements des spires dans la bobine.

Le premier arrangement (n°1) est obtenu en réalisant la bobine en couches successives sur un gabarit avant de la placer dans une encoche relativement ouverte en supposant que les spires bougent peu lors de cette opération. Cette solution correspond aux procédés actuels de fabrication automatiques des moteurs électriques. Les spires adjacentes les plus distantes du point de vue électrique sont : $36 - 16 = 20$ ou $26 - 6 = 20$ hachurées sur cette figure. L'outil de prédiction permet de calculer la contrainte inter-spires maximale dans cette configuration, elle est obtenue entre les spires $26 - 6$, et elle vaut 87% de la tension du bus continu fixé à 300 V (Figure IV.6).

L'arrangement n°2 est obtenu en changeant la forme du gabarit de bobinage, il s'agit maintenant d'un gabarit étroit avec une forme en « V » dans le fond. Il est bobiné de façon classique en « aller et retour » en commençant par le fond. Pour cette configuration la différence maximale entre les numéros des spires vaut 9 spires, par exemple entre les spires 17 et 8 hachurée sur la figure. Pour cette configuration l'outil de prédiction donne une contrainte maximale de 60% de la tension du bus continu mais cependant à un autre endroit du bobinage ($12 - 4 = 8$). En effet, la différence entre ces spires est légèrement plus petite à cette endroit mais elles (les spires) sont placées plus en amont dans la bobine et voient donc un front plus raide.

L'arrangement n°3 est conçu sur le même principe mais en sens inverse. La contrainte maximale est du même ordre de grandeur. Les arrangements suivants sont plus complexes et requièrent la mise au point de méthodes de bobinages spécifiques. Les numéros des configurations de 2 jusqu'à 6, donnent des résultats similaires en diminuant la contrainte maximale jusqu'à environ 60% de la tension du bus continu. Cette contrainte maximale est diminuée jusqu'à environ 50% pour les configurations de 7 à 11. L'arrangement n°9 correspond à la bobine expérimentale qui a servi pour mettre au point la méthode.

L'arrangement n°12 représente un des cas les plus défavorables dans lequel la première et la dernière spire sont adjacentes et la tension maximale inter-spires représente 150% de la tension du bus continu. En revanche, la tension à l'entrée de la bobine est plus faible qu'avec les autres arrangements. On a observé que, dans cette configuration, les premières spires sont adjacentes avec la masse. La position des premières spires par rapport à la masse a une influence sur les résultats. Cette affirmation est confirmée par le résultat obtenu avec l'arrangement n°14, dans lequel les 24 premières spires forment le tour du bobinage et ont par conséquent des capacités par rapport à la masse, la tension à l'entrée de la bobine pour cet arrangement est la plus basse. En revanche, l'écart entre les numéros des spires ($25 - 1 = 24$) est assez loin de la valeur optimale et la contrainte inter-spires est assez forte. De plus, cet arrangement reste techniquement très difficile voire impossible à mettre en œuvre.

L'arrangement n°15 est fait en suivant la logique d'augmenter les capacités inter-spires sur les premières spires, en les positionnant au milieu de la bobine. La tension à l'entrée de la bobine reste importante (177% de la tension du bus continu), en revanche la tension maximale inter-spires est de l'ordre de grandeur de celle obtenue pour les configurations 7 à 11. La différence entre les numéros des spires pour lesquelles la tension est maximale est $18 - 6 = 12$ pour cet arrangement alors que cette différence vaut de 3 à 5 spires pour les arrangements 7 à 11. Le résultat pour cet arrangement n°15 montre que l'augmentation de la capacité inter-spires sur les premières spires où le front est plus raide a un effet bénéfique car elle diminue la rapidité du front et par conséquent la contrainte maximale inter-spires aux points critiques.

La Figure IV.6 résume les essais en donnant la tension maximale à l'entrée de la bobine et la tension maximale inter-spices, et le Tableau IV.3 systématise les autres résultats pour les configurations testées.

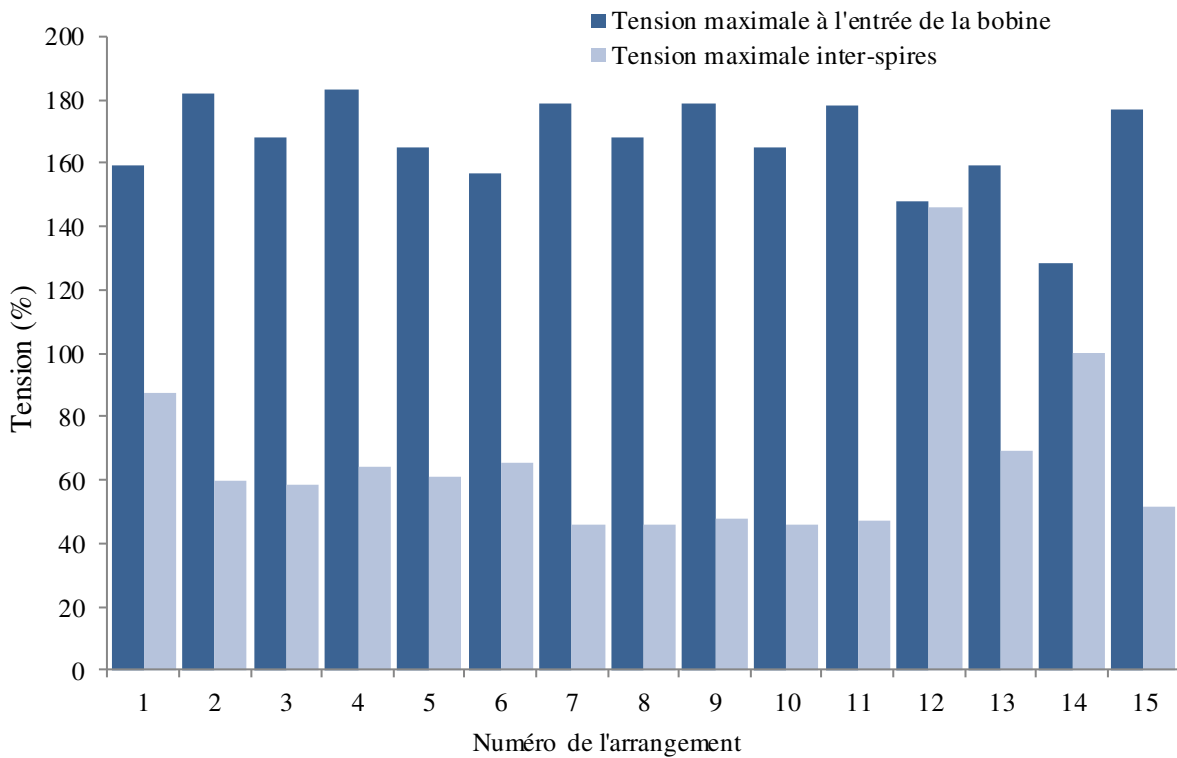


Figure IV.6 : Comparaison des résultats pour différents arrangements testés présentés à la Figure IV.5 (en % du bus continu de 300 V).

Tableau IV.3 : Résultats obtenus pour les 15 arrangements testés.

Numéro de l'arrangement	Différence maximale entre les numéros des spires adjacentes au sein de la bobine		Les spires entre lesquelles la tension inter-spices est maximale		Tension maximale inter-spices (% du bus continu de 300V)
	Les numéros des spires	Différence	Les numéros des spires	Différence	
1	6 – 26	20	6 – 26	20	87
2	8 – 17	9	4 – 12	8	60
3	20 – 29	9	3 – 8	5	58
4	4 – 13	9	4 – 13	9	64
5	14 – 23	9	2 – 7	5	61
6	6 – 17	11	2 – 11	9	66
7	4 – 9	5	1 – 5	4	46
8	20 – 26	6	3 – 7	4	46
9	10 – 16	6	4 – 9	5	48
10	14 – 20	6	1 – 4	3	46
11	3 – 8	5	3 – 8	5	47
12	1 – 41	40	1 – 41	40	146
13	14 – 30	16	1 – 15	14	68
14	1 – 25	24	1 – 25	24	98
15	9 – 23	14	6 – 18	12	51

Tous ces résultats montrent que la tension maximale inter-spices n'apparaît pas forcément entre les spires entre lesquelles il y a une différence maximale ce qui souligne la complexité des mécanismes mis en jeu. Par exemple, pour l'arrangement n°3 la contrainte maximale inter-spices est obtenue aux spires n°3 et n°8 ce qui donne une différence de 5 spires. Pour cette configuration il y a des différences plus grandes comme par exemple 9 entre les spires n°20 et n°29. Le front de tension est plus raide sur les premières spires et par conséquent la surtension est plus importante pour celles-ci.

En analysant les 15 arrangements testés, il ressort que la solution n°3 est assez facile à mettre en œuvre (pas de pèlerin) ; elle donne une contrainte maximale inter-spices relativement réduite (60% de la tension du bus continu). Elle n'est pas cependant la meilleure car les configurations 7 à 11 sont plus intéressantes du point de vue de la contrainte maximale inter-spices (environ 50% du bus continu), mais leur mise en œuvre reste plus difficile.

Cette étude nous a également permis de mettre en évidence plusieurs mécanismes liés à la contrainte maximale inter-spices. L'écart maximal entre les numéros des spires adjacentes semble être le point le plus critique, mais plusieurs phénomènes connexes interviennent pour aggraver ou soulager les contraintes :

- l'influence de la position dans la bobine des spires adjacentes éloignées. Une différence maximale entre deux spires adjacentes ne conduit pas forcément à une contrainte maximale dans cet endroit du bobinage. Elle est également fonction de la distance de ces spires par rapport à l'entrée de la bobine. Cela à cause du front qui s'amortit à mesure qu'il progresse dans la bobine ;
- l'influence de la position dans la bobine des premières spires soumises à un front plus raide ; lorsque les premières spires sont positionnées au-milieu de la bobine les capacités inter-spices sur elles augmentent ce qui entraîne une diminution de la raideur du front ;
- l'influence des capacités spires-masse, ces dernières peuvent avoir un effet positif sur la contrainte à l'entrée de la bobine lorsqu'elles s'appliquent à des spires précises.

IV.5 Simulations avec changements des paramètres

Pour un arrangement donné, les paramètres susceptibles d'être modifiés dans la pratique sont la capacité et les pertes dans l'isolant. Cela est possible, en ajoutant dans l'isolant des poudres à forte permittivité ou des poudres qui vont créer des pertes supplémentaires en haute fréquence. Compte tenu de la masse de l'isolation inter-spices et de l'échelle de temps à laquelle nous travaillons pour observer ces phénomènes, les pertes dans les isolants sont tout à fait négligeables dans le bilan énergétique global dans la machine qui se fait pour des signaux beaucoup plus lents.

Comme la capacité inter-spices est un élément important, on peut utiliser une imprégnation à plus forte permittivité pour augmenter la capacité inter-spices. De nombreuses études montrent les avantages de l'utilisation de poudres qui se présentent sous forme de nanoparticules inorganiques dans les isolants et les vernis d'imprégnations : le mélange de quelques pourcents de nanoparticules a des répercussions fortes sur les propriétés physiques, chimiques, électriques, thermiques et mécaniques des polymères [TAN04]. L'augmentation de la capacité inter-spices est possible grâce à l'utilisation de poudres à forte permittivité, comme par exemple l'oxyde de titanate de baryum BaTiO_3 . La permittivité relative de ce matériau dépend de

plusieurs paramètres comme par exemple la taille des particules [HUA11]. Cette étude montre que l'ajout de 20% de BaTiO₃ augmente la permittivité dans le rapport 2 environ. Les pertes diélectriques dans les isolants dans la bande considérée peuvent être augmentées en ajoutant d'autres charges.

Les 15 arrangements étudiés précédemment ont été simulés avec une augmentation de 50% de la valeur des capacités inter-spaires et spires-masse et une diminution de 50% de la valeur des résistances correspondant aux pertes dans l'isolant pour considérer un cas pratique réalisable avec des vernis peu chargés. Les simulations ont été faites en changeant un seul paramètre à la fois. Pour chaque simulation la tension inter-spaires maximale a été enregistrée et comparée avec la valeur obtenue pour les paramètres de référence.

Pour l'arrangement n°1 par exemple, une augmentation de la capacité inter-spaires de 50% produit une diminution de la tension maximale inter-spaires de 8%. Pour une augmentation de 50% de la capacité spires-masse le changement des tensions est moins important et se produit dans les deux sens, une augmentation de 8% pour l'arrangement n°3 et une diminution de 0,8% pour l'arrangement n°12. Une diminution insignifiante des tensions est obtenue pour la diminution des résistances correspondant aux pertes dans l'isolant pour les configurations testées. Le Tableau IV.4 rassemble les résultats obtenus pour les 15 arrangements testés dans les mêmes conditions.

Tableau IV.4 : Différences obtenues pour un changement de quelques paramètres.

	Arrangement	C _t (35 pF)	C _m (10 pF)	R _t (40 kΩ)	R _m (800 kΩ)
		+ 50% (52,5 pF)	+ 50% (15 pF)	- 50% (20 kΩ)	- 50% (400 kΩ)
		(%)	(%)	(%)	(%)
Tension inter-spaires maximale	1	-8,19%	+0,83%	-1,07%	-0,08%
	2	-8,65%	+8,85%	-0,45%	+0,06%
	3	-4,71%	+7,95%	-0,43%	-0,04%
	4	-8,95%	+8,91%	-0,56%	+0,10%
	5	-5,36%	+9,31%	-0,13%	+0,10%
	6	-6,31%	+5,51%	-0,31%	+0,05%
	7	-8,11%	+12,06%	-0,50%	-0,19%
	8	-5,43%	+10,06%	-0,26%	+0,02%
	9	-10,29%	+10,88%	-0,13%	+0,23%
	10	-2,90%	+11,15%	-0,44%	-0,24%
	11	-8,03%	+11,30%	-0,49%	+0,19%
	12	-4,47%	-0,75%	-0,48%	-0,01%
	13	-13,85%	+3,89%	-1,88%	-0,09%
	14	-11,90%	-0,47%	-2,40%	-0,05%
	15	-3,41%	+7,26%	-1,69%	+0,07%

L'augmentation de la capacité inter-spaires est le paramètre le plus important sur lequel il est possible d'agir. Cela est confirmé par les résultats obtenus pour chaque arrangement. Ce n'est pas le cas pour l'augmentation des capacités spires-masse qui entraîne toujours une diminution de la tension à l'entrée de la bobine mais pas de la contrainte inter-spaires qui au contraire a tendance à augmenter. La réduction de la résistance correspondant aux pertes dans l'isolant inter-spaires ou spires-masse est moins efficace, les gains

restent faibles. L'augmentation des pertes dans l'isolant n'a pas de répercussions importantes sur le premier pic de tension qui suit le front raide et ne présente pas un intérêt particulier. Ces pertes supplémentaires agissent sur l'amortissement des oscillations qui suivent le front raide. Ces résultats sont logiques car les pertes supplémentaires agissent sur l'amortissement du circuit RLC donc principalement sur les oscillations qui suivent le premier pic de tension et peu sur la valeur du premier dépassement.

IV.6 Gains obtenus avec des conducteurs en parallèle

Pour les machines qui dépassent une puissance de quelques kW, les fils de gros diamètre sont plus difficiles à enrouler et à insérer dans les encoches, en raison de leur raideur. La solution classique dans ce cas, est l'utilisation de plusieurs fils d'un diamètre plus faible mais connectés en parallèle. Cette solution permet généralement de mieux remplir les encoches, donc d'augmenter la densité de courant dans une section donnée d'encoche ce qui est bon pour la puissance massique. Les conducteurs peuvent être de diamètres différents. Il est très courant de réaliser un bobinage avec cette méthode dite « n-fils en main » où n peut atteindre des valeurs de l'ordre de 5. Intéressons nous maintenant à la répartition des tensions inter-spires dans une bobine fabriquée avec cette méthode, tout en maintenant la même section de cuivre. Trois configurations ont été envisagées (Figure IV.7), avec deux, trois et quatre conducteurs en parallèle ; avec un diamètre des fils de, respectivement, 0,9 mm, 0,75 mm et 0,63 mm. Les arrangements proposés sont conçus dans le but d'étudier le principe sans prendre en compte les aspects techniques liés à leur réalisation. Avec un système de bobinage par dent les contraintes techniques sont moins fortes et un plus grand nombre des arrangements est possible avec les machines programmables.

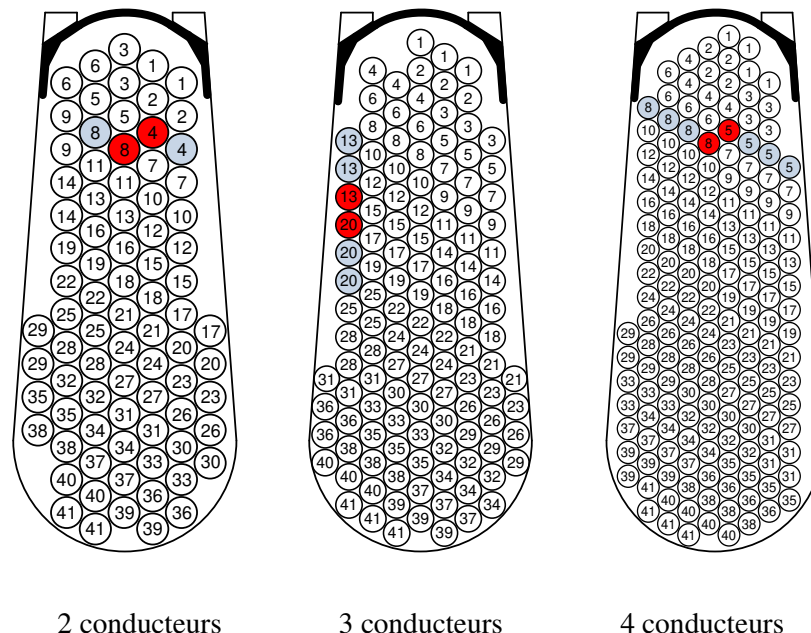


Figure IV.7 : Arrangements des spires dans la bobine faite avec 2, 3 et 4 conducteurs en parallèle.

Les arrangements proposés ont été faits en suivant la logique de l'écart électrique minimal entre les spires adjacentes. Les simulations ont été faites en considérant les mêmes conditions et les mêmes paramètres pour le générateur et le câble d'alimentation. Les paramètres du modèle sont déterminés dans les

mêmes conditions que pour une bobine réalisée avec un seul conducteur, ils sont résumés dans le Tableau IV.5, ils prennent en compte tous les effets définis dans le chapitre III notamment les effets de peau et de proximité.

Tableau IV.5 : Valeurs des paramètres du modèle RLC des bobines faites avec des conducteurs en parallèle.

	2 conducteurs en parallèle (Ø 0,9 mm)	3 conducteurs en parallèle (Ø 0,9 mm)	4 conducteurs en parallèle (Ø 0,9 mm)
R_s résistance propre d'un conducteur	10 Ω	18 Ω	29 Ω
L_p inductance propre d'un conducteur	0,6 μ H	0,6 μ H	0,6 μ H
R_p résistance représentative des courants induits dans le fer	200 Ω	200 Ω	200 Ω
k coefficient de couplage mutuel	0,8	0,8	0,8
C_t capacité inter-conducteurs	25 pF	23 pF	22 pF
C_m capacité conducteurs-masse	9 pF	8 pF	7 pF
R_t résistance de l'isolation entre les conducteurs	40 k Ω	40 k Ω	40 k Ω
R_m résistance de l'isolation entre les conducteurs et la masse	1 M Ω	1 M Ω	1 M Ω

La Figure IV.8 montre les tensions maximales inter-spires pour les trois configurations testées. Les oscillations qui suivent le front de tension sont amorties plus vite que dans le cas d'une configuration avec un seul conducteur. Un autre effet observé est que le front est moins raide à l'entrée de la bobine, principalement à cause de la capacité équivalente de la bobine plus importante. Le dV/dt du front à l'entrée de la bobine faite avec un seul conducteur est de 30 kV/ μ s, avec 2 conducteurs est de 26 kV/ μ s et avec 3 et 4 conducteurs est de 24 kV/ μ s.

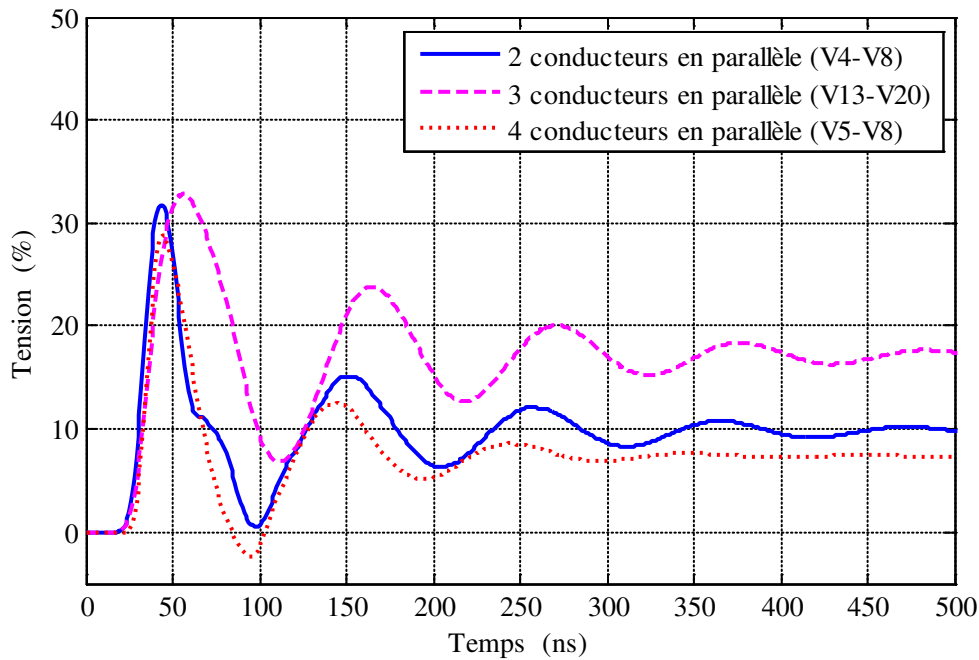


Figure IV.8 : Tension maximale inter-spires pour les configurations avec des conducteurs en parallèles (en % du bus continu de 300 V).

Le Tableau IV.6 donne les valeurs des tensions maximales inter-spires et les spires entre lesquelles cette tension apparaît.

Tableau IV.6 : Tension maximale inter-spires pour les trois cas.

	Tension maximale inter-spires (%)	Numéros de spires	Différence
2 conducteurs en parallèle	32	4 - 8	4
3 conducteurs en parallèle	33	13 - 20	7
4 conducteurs en parallèle	29	5 - 8	3

Les trois configurations donnent des tensions inter-spires inférieures à celle obtenue pour la bobine avec un seul conducteur. En conclusion on peut dire que le fait de fabriquer des bobines avec des conducteurs en parallèle a une influence plutôt bénéfique pour deux raisons [MIH11-1] :

- nous disposons d'un degré de liberté supplémentaire pour optimiser la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes ;
- la capacité équivalente de la bobine est plus grande, le front devient moins raide.

Dans certaines conditions, la tension maximale inter-spires pour des configurations avec des conducteurs en parallèle peut être inférieure à celle obtenue pour le cas d'une configuration avec un seul conducteur. En jouant sur la géométrie des encoches de la machine et en choisissant la bonne configuration on parvient à diminuer la différence entre les numéros des spires adjacentes et donc la tension inter-spires. La réalisation du bobinage peut être cependant plus complexe. Ce résultat est à pondérer en prenant en compte les épaisseurs des isolants définis dans la norme CEI 60317-0-1 qui dépend du diamètre du fil. Le PDIV obtenu avec ces fils dépend également de ce paramètre et le gain en contrainte doit être ramené aux variations du PDIV.

IV.7 Conclusion

Ce chapitre présente plusieurs méthodes d'optimisation des bobinages destinés à être alimentés par des tensions à fronts raides. L'approche stochastique de Monte-Carlo donne une image des contraintes susceptibles d'être obtenues pour un bobinage en vrac, elle montre que la probabilité d'avoir un cas défavorable représentant des contraintes élevées est assez grande, d'où l'importance d'orienter les techniques de fabrication vers les bobinages préformés pour lesquels il est possible d'optimiser les arrangements des spires. L'utilisation d'un algorithme génétique d'optimisation a permis de trouver des arrangements meilleurs en termes de tension maximale inter-spires, il donne également l'ordre de grandeur de la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes pour les configurations optimales. Ce résultat a été pris en compte pour créer quinze arrangements et les évaluer avec l'outil de simulation développé afin de mettre en évidence les configurations les plus intéressantes du point de vue de la réduction des tensions inter-spires et de la facilité de sa fabrication industrielle. Cette étude a mis en évidence l'importance que peuvent prendre d'autres paramètres dans l'optimisation de l'arrangement des spires d'une bobine.

Des simulations avec de changements des paramètres ont été faites. Les résultats obtenus ont montrés que le paramètre susceptible d'être modifié possédant le plus d'influence sur les tensions inter-spires est la capacité inter-spires. Ainsi, une diminution significative de la tension inter-spires a été obtenue par simulation pour une augmentation raisonnable de la capacité inter-spires. Ce résultat est obtenu quel que soit l'arrangement choisi. L'augmentation de la capacité spires-masse a un effet beaucoup plus faible sur la tension inter-spires, et le sens de variation de la contrainte inter-spires maximale dépend de l'arrangement. L'augmentation des pertes dans l'isolant entraine un changement insignifiant de la tension inter-spires. Concernant les simulations sur des bobinages faits avec des conducteurs en parallèle les résultats ont montrés que la tension inter-spires maximale est généralement inférieure à celle obtenue dans le cas d'une configuration avec un seul conducteur. Avec plusieurs conducteurs en parallèle le bobinage est plus capacitif ce qui entraine une diminution de la rapidité du front, donc des contraintes sur l'isolation inter-spires.

Les résultats présentés dans ce chapitre sont transposables aux bobines industrielles destinées à des bobinages par dent réalisés par des bobineuses automatiques.

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire est centré sur l'étude des contraintes qui peuvent provoquer une dégradation du système d'isolation électrique (SIE) des machines à courant alternatif basse tension alimentées par des convertisseurs statiques fonctionnant en MLI. Le bobinage se comporte de manière différente lorsqu'il est associé à une alimentation qui impose des fronts raides, par rapport à une alimentation basse fréquence. En effet, la distribution de la tension le long du bobinage devient non linéaire. La cause de cette non linéarité réside dans l'existence de fronts raides produits par les convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques rapides. Avec une telle alimentation la tension inter-spikes peut dépasser le seuil d'apparition des décharges partielles (PDIV) et provoquer une dégradation rapide des isolants classiques à base de polymères. Pour répondre à cette problématique, différentes pistes de recherche sont envisageables. La première consiste à renforcer l'isolation ou à utiliser des fils *corona résistant*. La deuxième, développée dans cette thèse, consiste à analyser finement les bobinages existants et à proposer de nouvelles techniques de bobinage agissant sur l'arrangement des spires dans les encoches afin de réduire les contraintes inter-spikes à des valeurs inférieures au PDIV. Tout cela en gardant des fils émaillés classiques à faible coût qui possèdent d'excellentes propriétés mécaniques.

L'étude bibliographique présentée dans le premier chapitre a mis en évidence les conséquences néfastes des nouvelles contraintes provoquées par les fronts raides sur l'isolation statorique des machines. La contrainte la plus importante est associée à l'existence de décharges partielles dans les vacuoles résiduelles présentes au cœur des bobinages ; les DP provoquent une accélération nette du processus de vieillissement des polymères utilisés pour émailler le fil. Une analyse des principales normes concernant les systèmes d'isolation électrique soumis à des impulsions de tension répétitives a été présentée. Selon ces normes les SIE sont séparés en deux types en fonction de leur susceptibilité à endurer des décharges partielles pendant leur fonctionnement (type II) ou pas (type I). L'étude présentée dans ce mémoire concerne les SIE à base de polymères, donc de type I.

Le second chapitre a été consacré à la mise au point d'un dispositif expérimental permettant de mesurer la distribution de la tension inter-spikes dans des bobinages soumis à des fronts raides. Le dispositif expérimental comporte un générateur d'impulsions capable de produire des fronts raides paramétrables. Les fronts de tensions ont des temps de montée très réduits de l'ordre d'une dizaine de nanosecondes, ce qui permet d'étudier le phénomène de la distribution non linéaire de la tension au sein des bobinages. L'étude expérimentale s'étend à plusieurs bobines de fabrication manuelle et également à des bobines industrielles réalisées avec des machines automatiques. Dans tous les cas des mesures fiables et répétitives de tensions inter-spikes ont pu être faites. Les résultats obtenus ont montrés l'influence des différents paramètres lorsque les bobines sont soumises à une telle alimentation. Le câble de liaison joue un rôle important car il se comporte comme un résonateur amorti pour les phénomènes rapides. D'autres paramètres importants sont la raideur du front de montée de l'impulsion et la façon dont son dV/dt s'amenuise à mesure que le point de mesure considéré est plus loin de l'entrée du bobinage.

Les données géométriques et physiques des bobines expérimentales ont été prises en compte pour modéliser leur comportement temporel en réponse à un train d'impulsions à fronts raides. Le modèle utilisé est un modèle RLC à éléments discrets qui est valable pour les machines dont la longueur d'une spire est inférieure à 1 m car le modèle n'est valable que lorsque la longueur d'un élément est beaucoup plus petite que la longueur d'onde à la fréquence des phénomènes modélisés. Chaque cellule du modèle représente une spire de la bobine, ce qui rend l'utilisation du modèle assez simple avec un logiciel de simulations capable de prendre en compte les changements des arrangements des spires dans les encoches statoriques. Les paramètres constitutifs du modèle ont été déterminés en utilisant des méthodes analytiques, des mesures et des logiciels basés sur la méthode d'éléments finis. Il est alors mis en évidence que, pour les hautes fréquences correspondant aux phénomènes qui suivent les fronts raides, l'influence magnétique du noyau de fer sur les paramètres du schéma équivalent est faible. Cela est dû à l'effet pelliculaire qui a comme résultats une concentration des courants de Foucault dans une faible épaisseur des tôles qui dépend de la fréquence ; ces courants annulent le champ magnétique au centre de chaque tôle. L'influence du fer se manifeste également du point de vue électrique sur les capacités qui existent entre les spires et la masse. Le circuit équivalent HF de la bobine est simulé avec l'outil numérique automatisé développé dans le cadre de cette thèse qui est capable de construire automatiquement des schémas équivalents complexes à partir de considérations géométriques simples. Les bobines testées, de fabrication artisanale et industrielle, ont servi d'objets de validation du modèle proposé. Le modèle prédictif développé donne des résultats en bonne concordance avec les mesures pour la première oscillation qui suit le front raide. Le maximum de la contrainte inter-spires correspond toujours à la première oscillation, le modèle donne donc une estimation fiable du niveau de la contrainte maximale inter-spires et ce en n'importe quel point du bobinage. Les résultats obtenus pour différentes bobines montrent que l'augmentation de la capacité inter-spires dans la bobine réduit le dV/dt du front de tension et par conséquent diminue la tension maximale de la première oscillation.

Une approche stochastique de Monte-Carlo met en évidence les faibles performances des bobinages en vrac soumis à une alimentation à fronts raides, du point de vue de la contrainte maximale inter-spires car la probabilité d'avoir un cas défavorable représentant des contraintes élevées est grande. Ce résultat montre l'enjeu industriel apporté par les bobinages préformés. L'outil numérique développé a servi pour optimiser l'arrangement des fils dans des bobinages préformés. Le grand axe sur lequel est basée cette étude d'optimisation consiste à assurer que les contraintes restent partout inférieures au PDIV, avec une marge de sécurité connue. Cette optimisation est possible en agissant principalement sur deux paramètres : l'arrangement des spires dans les encoches et la capacité inter-spires. L'utilisation d'un algorithme génétique d'optimisation a permis de trouver l'ordre de grandeur de la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes qu'il est possible d'obtenir pour les configurations optimales. Ces données ont été prises en compte pour concevoir des configurations intéressantes du point de vue de la réduction des contraintes maximales inter-spires et de la facilité de fabrication industrielle. Une diminution significative de la tension inter-spires peut être obtenue avec une augmentation raisonnable de la capacité inter-spires. Ce paramètre est le plus facile à changer dans la pratique en chargeant les vernis d'imprégnation par des nanoparticules à

haute permittivité (BaTiO_3 par exemple). Une diminution de la tension maximale inter-spices peut être obtenue pour des bobinages avec des conducteurs en parallèle, ces bobinages sont plus capacitifs ce qui entraîne une diminution de la rapidité du front, donc des contraintes, ils offrent également un degré de liberté supplémentaire pour arranger les spires de façon à obtenir une différence minimale entre les numéros des spires.

Ces travaux ouvrent des perspectives intéressantes dans le domaine de la construction des moteurs électriques utilisés dans l'aéronautique. Ils montrent que des gains substantiels peuvent être obtenus en utilisant des bobines préformées montées sur des dents magnétiques. Dans ce cas les bobines peuvent être fabriquées par des machines automatiques capable de réaliser des bobinages plus sophistiqués qui réduisent les contraintes subies par l'isolation inter-spices. Certains types de bobinages techniquement irréalisables à l'heure actuelle pourraient être étudiés en vue de leur implémentation dans des machines automatisées compte tenu de l'accroissement et de la performance qu'on peut espérer en retirer.

La partie expérimentale qui a permis de valider le nouveau modèle a été menée à température ambiante et sous pression atmosphérique. Les paramètres à considérer pour concevoir les bobinages des machines embarquées sont différents, et les méthodes adaptées permettant leur détermination doivent être mise au point. Les résultats obtenus devront bien évidemment être comparés au PDIV défini dans les conditions climatiques de fonctionnement réel du moteur.

Annexe

Annexe A

Générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsions réalisé permet de soumettre un bobinage à des fronts raides de pente réglable. Les impulsions créées sont très courtes avec un rapport cyclique faible pour éliminer les problèmes thermiques qui sont hors du sujet traités. Le schéma du circuit de puissance du générateur d'impulsions est présenté à la Figure A.1 et le circuit de commande à la Figure A.2.

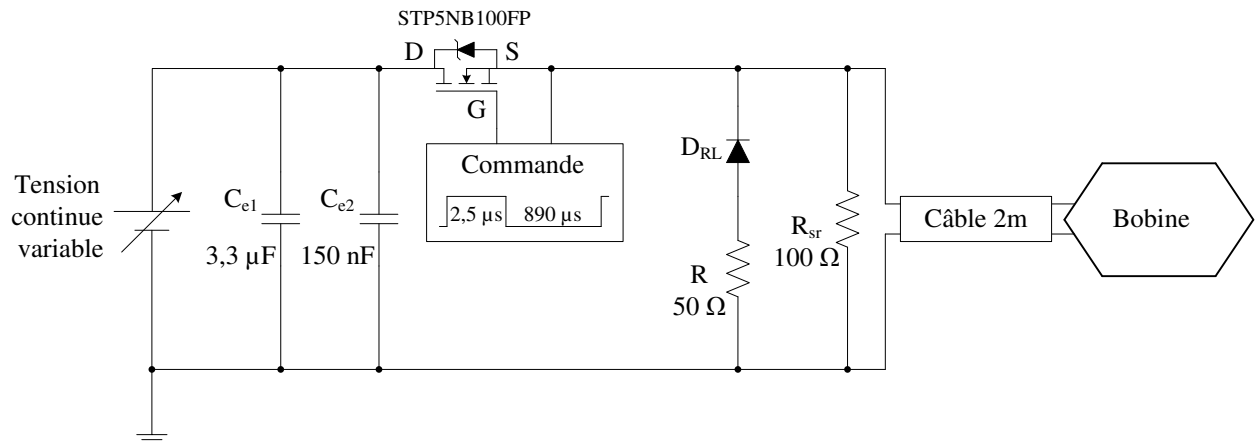


Figure A.1 : Schéma du générateur d'impulsions.

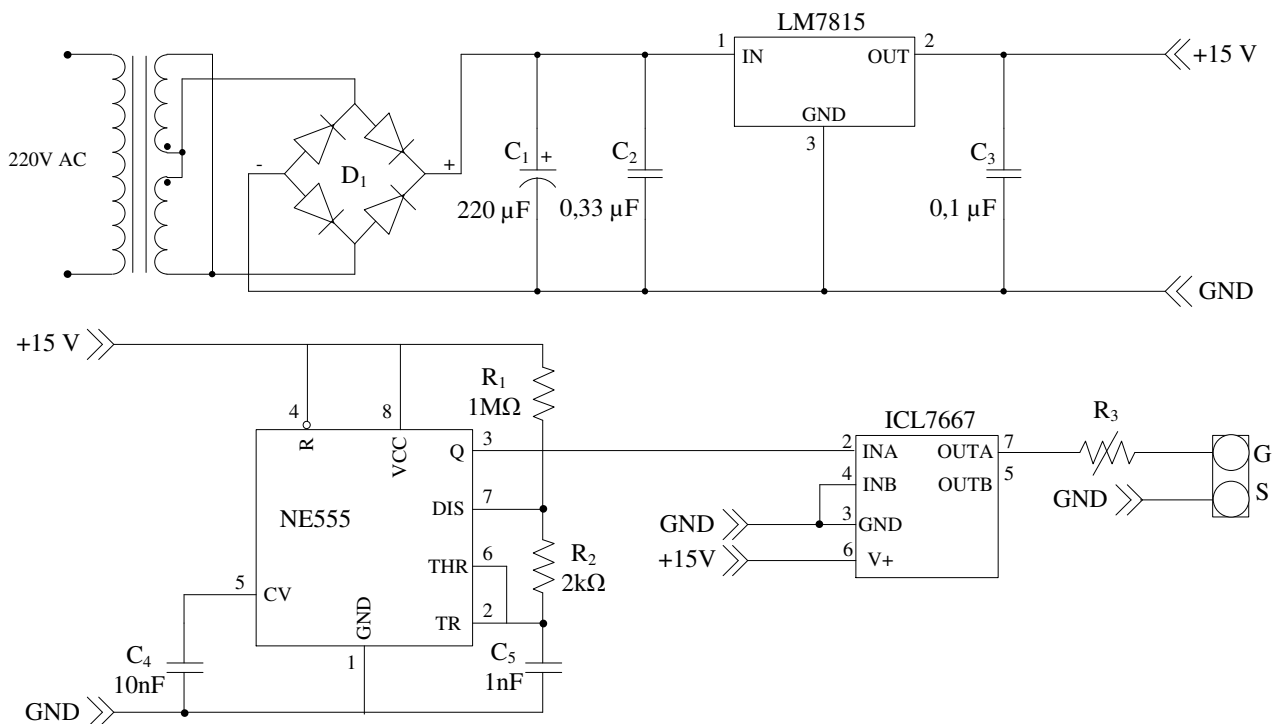


Figure A.2 : Mise en forme des signaux de commande.

Un transistor MOS-FET rapide (type STP5NB100FP) réalise la commutation de la tension du bus continu convenablement filtrée par les condensateurs C_{e1} et C_{e2} . Les résistances R et R_{sr} sont non inductives (type RTOP). La puissance dissipée dans ces deux résistances étant assez importante elles sont fixées sur un dissipateur.

La commande du MOS-FET est autonome pour limiter les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) liés au câblage, elle est réalisée avec un timer NE555 qui fonctionne en configuration astable. Deux résistances R_1 et R_2 et un condensateur C_5 permettent de modifier la fréquence d'oscillations ainsi que le rapport cyclique. À la sortie du timer un driver rapide inverseur (ICL7667) commande le MOS-FET avec des signaux à fronts très raides. À la sortie du MOS-FET on obtient des impulsions courtes ayant une largeur de $2,5 \mu s$ et une période de $890 \mu s$. Le temps de montée du front et donc le dV/dt peut être réglé en agissant sur la résistance de grille R_3 .

Du point de vue de la CEM, des techniques de prévention classiques sont utilisées. Le montage est isolé et connecté en mode commun avec un seul point de masse. Les connexions sont réalisées avec des câbles les plus courts possibles pour diminuer l'influence parasite du câblage.

Annexe B

Impédance HF d'une bobine montée sur un noyau magnétique feuilleté

Pénétration du champ magnétique dans un noyau feuilleté

Dans le cas des machines électriques, le courant dans la bobine statorique produit un champ magnétique (\vec{H}) et une induction magnétique (\vec{B}) dans les tôles du noyau magnétique. Deux questions se posent :

- Comment la présence du noyau magnétique va t'elle influencer la distribution de la tension entre les spires de la bobine ?
- Comment la présence du noyau magnétique va t'elle influencer les paramètres du schéma équivalent aux fréquences élevées lors d'une alimentation à fronts raides ?

Pour répondre à ces questions il faut d'abord rappeler le mécanisme fondamental de l'électromagnétisme aux fréquences élevées qui limite la pénétration du champ magnétique dans les tôles fines par l'effet pelliculaire [LAM66].

Considérons une tôle magnétique fine positionnée dans le système de coordonnées où les vecteurs unitaires de base sont notés $\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$ (Figure B.1).

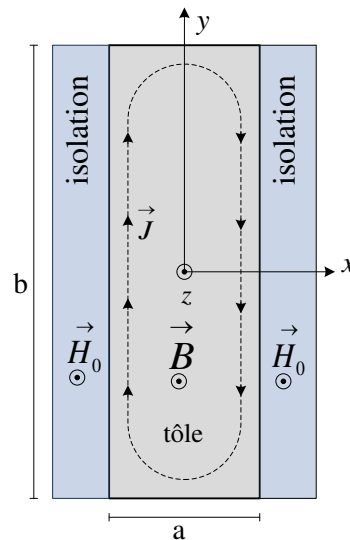


Figure B.1 : Tôle magnétique dans le système de coordonnées.

La tôle magnétique est fine, son épaisseur est beaucoup plus petite que les autres dimensions. En considérant la section transversale de la tôle présentée à Figure B.1 où b est la largeur et a l'épaisseur de la tôle, il apparaît que :

$$b \gg a \quad (\text{B.1})$$

Ceci signifie qu'on néglige les effets près des rives en $y = \pm b/2$ où les courants de Foucault tournent pour aller d'une face à l'autre de la tôle. Le repère est placé de façon à ce que le champ magnétique d'excitation \vec{H}_0 s'oriente suivant l'axe des z et la densité de courant \vec{J} est suivant l'axe des y .

En conséquence, le problème est unidimensionnel suivant l'axe des x , toutes les grandeurs de champ étant invariantes suivant les axes des y et des z :

$$\vec{H} = \vec{e}_z H(x) \quad (\text{B.2})$$

Les grandeurs sont alors des fonctions uniques de la variable x : $\vec{H} = \vec{H}(x)$, $\vec{J} = \vec{J}(x)$.

Dans un matériau réel, la perméabilité magnétique dépend du champ magnétique, comme défini par la courbe non linéaire $B = f(H)$. Pour mener les calculs, on suppose que la perméabilité est constante $\mu = \text{const}$ et que l'acier magnétique est isotrope. En outre, on suppose que la tôle de la Figure B.1 fait partie d'un empilement. Le champ sur la surface de la tôle remplit donc la symétrie :

$$\vec{H}_{(x=a/2)} = \vec{H}_{(x=-a/2)} \quad (\text{B.3})$$

Dans les matériaux conducteurs, les courants de déplacement peuvent être négligés, la loi d'Ampère et la loi de Faraday s'écrivent donc respectivement :

$$\vec{J} = \text{rot } \vec{H} \quad (\text{B.4})$$

et

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (\text{B.5})$$

Les vecteurs \vec{H} , \vec{B} , \vec{J} et \vec{E} désignent respectivement le champ magnétique (A/m), l'induction magnétique (T), la densité de courant (A/m²) et le champ électrique (V/m). Lorsque le matériau est considéré linéaire et isotrope, les vecteurs induction magnétique et champ magnétique sont donc colinéaires et proportionnels :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{B.6})$$

Il en est de même pour la densité de courant et le champ électrique :

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

Les coefficients μ et σ sont respectivement la perméabilité magnétique du milieu (H/m) et la conductivité électrique (S/m).

Dans un milieu conducteur et considérant les hypothèses simplificatrices, les équations (B.4) à (B.7) se combinent pour former l'équation de diffusion du champ magnétique dans le matériau qui peut être réduite à une seule équation scalaire aux dérivées partielles des variables x et t :

$$-\frac{\partial^2 H(x,t)}{\partial x^2} = -\sigma\mu \frac{dH(x,t)}{dt} \quad (\text{B.8})$$

Lorsque le champ magnétique d'excitation est une fonction sinusoïdale du temps et avec l'hypothèse de linéarité faite précédemment, la grandeur $H(x,t)$ en tout point de la tôle est également une fonction sinusoïdale du temps, à la même fréquence que l'excitation. Son amplitude et son déphasage par rapport à

L'excitation dépendent de la position x du point considéré. Il est alors possible d'utiliser les notations complexes classiques :

$$H(x,t) = \underline{H}(x)e^{j\omega t} \quad (\text{B.9})$$

Le module et l'argument du nombre complexe $\underline{H}(x)e^{j\omega t}$ servent à calculer respectivement l'amplitude du champ magnétique en tout point x et son déphasage par rapport au champ externe d'excitation. Pour retrouver la fonction sinusoïdale du temps correspondant au champ magnétique au point x de la tôle, il suffit de prendre la partie réelle du nombre complexe $\underline{H}(x)e^{j\omega t}$, ce qui s'exprime par :

$$H(x,t) = |\underline{H}(x)| \cos(\omega t + \text{Arg}(\underline{H}(x))) \quad (\text{B.10})$$

L'écriture complexe permet de remplacer l'équation de diffusion aux dérivées partielles (B.8), qui comporte deux variables x et t , par une équation différentielle de la variable unique x . En effet, en dérivant (B.9) par rapport au temps, il devient :

$$\frac{dH(x,t)}{dt} = \underline{H}(x)(j\omega e^{j\omega t}) \quad (\text{B.11})$$

En introduisant (B.11) dans le second membre de (B.8) et après simplification, l'équation complexe représentant le phénomène de diffusion s'écrit :

$$\frac{\partial^2 \underline{H}(x)}{\partial x^2} = \gamma^2 \underline{H}(x) \quad (\text{B.12})$$

où γ est le coefficient de diffusion :

$$\gamma = \sqrt{j\omega\sigma\mu} \quad (\text{B.13})$$

qui s'exprime également :

$$\gamma = \frac{1+j}{\delta} = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\sigma\mu}{2}} \quad (\text{B.14})$$

À ce niveau de calcul, on peut introduire le paramètre δ qui est la profondeur de pénétration (épaisseur de peau) :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (\text{B.15})$$

La solution de l'équation différentielle (B.12) est alors une combinaison linéaire de ses deux fonctions de base :

$$\underline{H}(x) = \underline{H}_1 e^{-\gamma x} + \underline{H}_2 e^{\gamma x} \quad (\text{B.16})$$

L'équation (B.3) exige qu'aux bords de la tôle, les solutions soit :

$$\text{à } x = -\frac{a}{2} \quad \underline{H}_0 = \underline{H}_1 e^{\gamma \frac{a}{2}} + \underline{H}_2 e^{-\gamma \frac{a}{2}} \quad (\text{B.17})$$

$$\text{à } x = +\frac{a}{2} \quad \underline{H}_0 = \underline{H}_1 e^{-\gamma \frac{a}{2}} + \underline{H}_2 e^{\gamma \frac{a}{2}} \quad (\text{B.18})$$

Les constantes d'intégration résultantes de ces deux équations sont :

$$\underline{H}_1 = \underline{H}_2 = \frac{\underline{H}_0}{2 \cosh\left(\gamma \frac{a}{2}\right)} \quad (\text{B.19})$$

Et la solution pour le champ magnétique dans la tôle s'écrit :

$$\underline{H}(x) = \underline{H}_0 \frac{\cosh(\gamma x)}{\cosh\left(\gamma \frac{a}{2}\right)} \quad (\text{B.20})$$

La densité de courant induite résulte alors de la loi d'Ampère :

$$\underline{J} = \overline{\text{rot}} \underline{H} = -\vec{e}_y \frac{\partial \underline{H}(x)}{\partial x} \quad (\text{B.21})$$

La perméabilité μ étant supposée constante ainsi que γ , l'équation (B.21) peut être évaluée :

$$\underline{J}(x) = -\gamma \underline{H}_0 \frac{\sinh(\gamma x)}{\cosh\left(\gamma \frac{a}{2}\right)} \quad (\text{B.22})$$

L'expression (B.22) exprime la densité de courant dans la tôle en fonction du champ magnétique à la surface de la tôle. Dans la pratique, cette valeur est difficile à mesurer. Par contre, l'induction moyenne dans les tôles $\langle B \rangle$ est une grandeur beaucoup plus accessible. Il est donc souhaitable de remplacer \underline{H}_0 dans l'équation précédente par une expression de $\langle B \rangle$. L'induction moyenne est défini par :

$$\langle B \rangle = \frac{1}{a} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \mu \underline{H}(x) dx = \underline{H}_0 \frac{2\mu}{\gamma a} \tanh\left(\gamma \frac{a}{2}\right) \quad (\text{B.23})$$

Cette expression doit être inversée pour trouver \underline{H}_0 en fonction de $\langle B \rangle$:

$$\underline{H}_0 = \langle B \rangle \frac{\gamma a}{2\mu \tanh\left(\gamma \frac{a}{2}\right)} \quad (\text{B.24})$$

En introduisant ce terme dans (B.22) on obtient une expression pour la densité de courant en fonction de l'induction moyenne :

$$\underline{J} = -\langle B \rangle \frac{\gamma^2 a \sinh(\gamma x)}{2\mu \sinh\left(\gamma \frac{a}{2}\right)} \quad (\text{B.25})$$

À titre d'exemple les distributions de H et J sur l'épaisseur de la tôle sont présentées à la Figure B.2. Le noyau de fer utilisé dans les expérimentations est fabriqué avec des tôles de fer-silicium à grains non-orientés (NO). L'épaisseur de la tôle est de 0,5 mm et la conductivité de $2,08 \cdot 10^6$ S/m. Pour la perméabilité relative on suppose une valeur constante $\mu_r = 1000$. Pour tracer la Figure B.2 la fréquence a été choisie de 500 kHz afin d'avoir un effet pelliculaire visible. Pour un champ magnétique d'excitation imposé de $H_0 = 1120$ A/m, l'induction moyenne résultante dans la tôle est $\langle B \rangle = 1,4$ T pour une fréquence de 50 Hz, tandis que pour une fréquence de 500 kHz l'induction moyenne résultante est $\langle B \rangle = 0,06$ T.

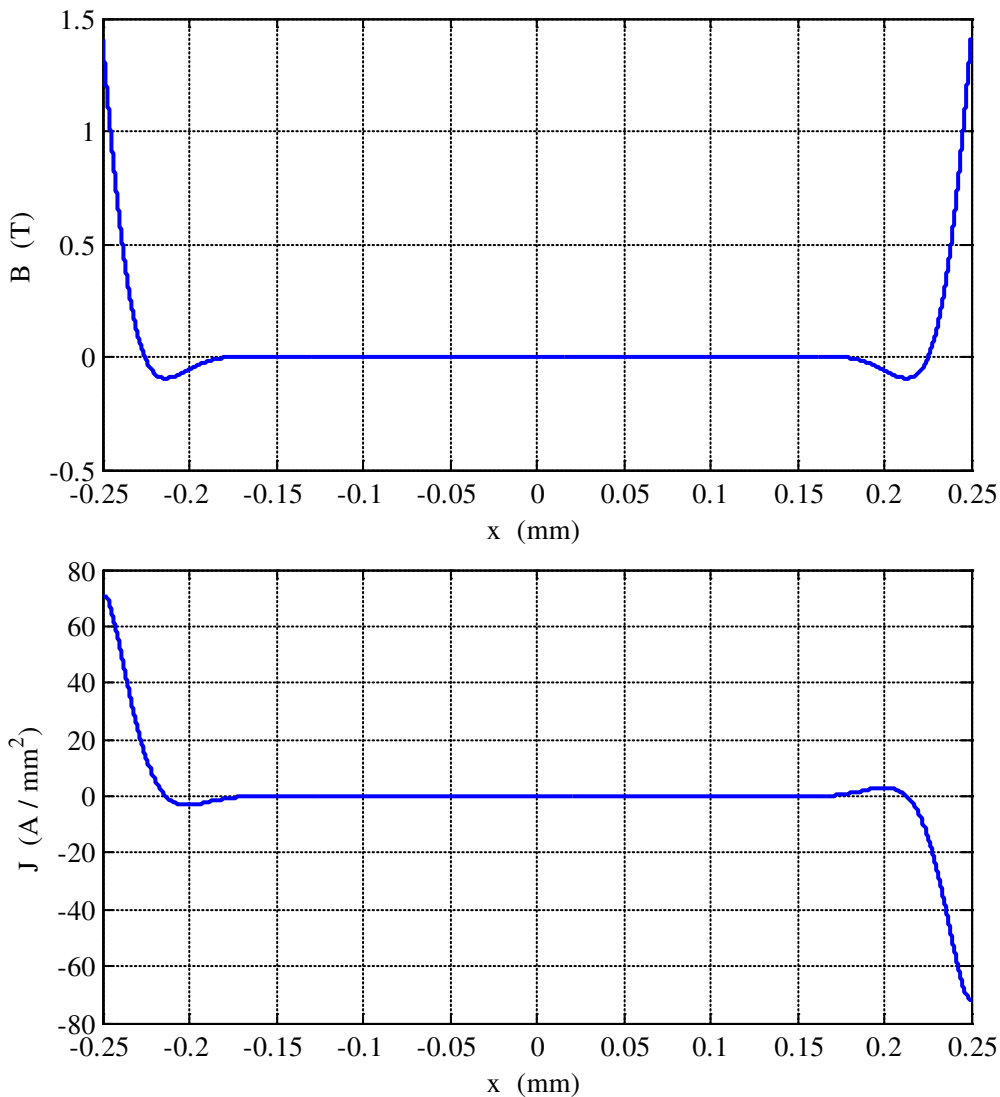


Figure B.2 : Distribution de B et J dans une tôle NO à 500 kHz.

Impédance de la bobine

L'impédance d'une bobine montée sur un noyau magnétique est influencée par ce dernier, elle est également une fonction de la fréquence. Ce paragraphe présente une approche analytique pour déterminer l'influence du fer sur l'impédance de la bobine. Cette approche est réalisée en supposant que les paramètres μ_r et σ qui caractérisent localement l'acier magnétique sont constants et indépendants de la fréquence tout en négligeant le flux de fuites et les effets capacitifs. La résistance du fil de cuivre est également négligée. Le calcul est fait sur une bobine simple de 4 spires positionnée autour du circuit magnétique statorique d'un moteur comme il est indiqué à la Figure B.3. Les notations suivantes sont utilisées : R_{int} le rayon intérieur de la couronne statorique, R_{ext} le rayon extérieur et l_{em} l'épaisseur de l'empilement correspondant au nombre de tôles (Figure B.3).

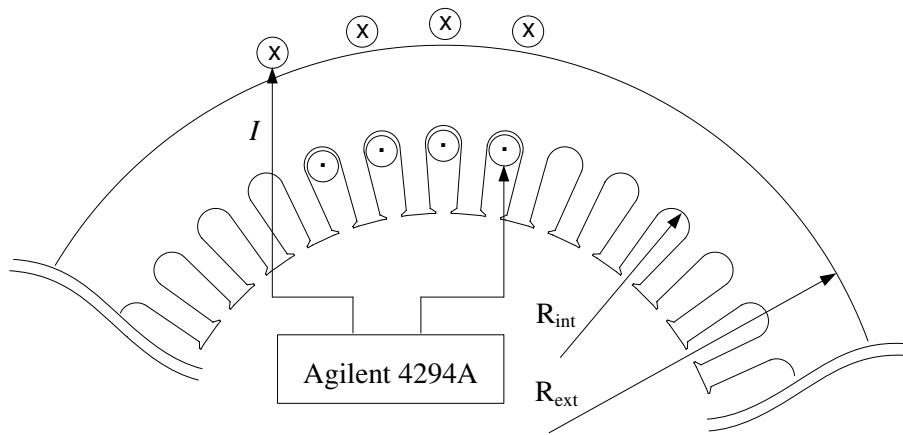


Figure B.3 : Schéma de montage pour mesurer l'inductance d'une bobine de 4 spires placée autour du fer.

Quand une bobine de N spires est alimentée par une tension alternative, deux phénomènes apparaissent :

- la production d'un champ magnétique et d'une f.e.m. induite (courant magnétisant I_R) ;
- les pertes par courants de Foucault qui s'opposent au champ d'excitation et qui sont symbolisés par un courant actif I_A .

Ces deux phénomènes peuvent être schématisés par un schéma équivalent parallèle (Figure B.4).

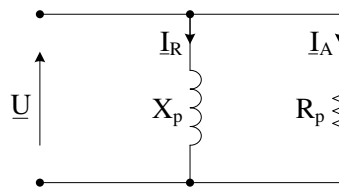


Figure B.4 : Schéma équivalent parallèle de la bobine positionnée autour du noyau magnétique.

Pour ce schéma la tension d'alimentation \underline{U} est imposée. L'induction magnétique dans la section

$(R_{ext} - R_{int})l_{em}$ du fer est alors :

$$\underline{B} = \frac{\underline{U}}{j\omega N (R_{ext} - R_{int})l_{em}} \quad (\text{B.26})$$

et le champ magnétique sur la surface des tôles est :

$$\underline{H}_0 = \frac{B\gamma a}{2\mu \tanh\left(\gamma \frac{a}{2}\right)} \quad (\text{B.27})$$

Pour obtenir l'impédance de la bobine, il faut établir une relation entre la valeur du courant I circulant dans la bobine de N spires et le champ magnétique H_0 sur la surface des tôles magnétiques. Compte tenu de la forme du noyau, pour la longueur moyenne des lignes de champ $\pi(R_{ext}+R_{int})$ le courant I s'écrit :

$$\underline{I} = \frac{\underline{H}_0 \pi (R_{ext} + R_{int})}{N} \quad (\text{B.28})$$

L'impédance parallèle de la bobine positionnée autour du noyau de fer est :

$$\underline{Y} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \frac{1}{R_p} - j \frac{1}{X_p} \quad (\text{B.29})$$

et la résistance, la réactance et l'inductance parallèle s'écrivent alors :

$$R_p = \frac{1}{\text{Re}(\underline{I}/\underline{U})} \quad (\text{B.30})$$

$$X_p = -\frac{1}{\text{Im}(\underline{I}/\underline{U})} \quad (\text{B.31})$$

$$L_p = \frac{-(1/\text{Im}(\underline{I}/\underline{U}))}{\omega} \quad (\text{B.32})$$

Les courbes théoriques obtenues avec les relations (B.30) et (B.31) de l'évolution de la résistance et de la réactance parallèle de la bobine en fonction de la fréquence sont présentée à la Figure B.5. En BF ($F < 10$ kHz), la réactance X_p est très faible et elle augmente en fonction de la fréquence alors que la résistance R_p est constante. Le courant absorbé est majoritairement réactif comme attendu dans une bobine, la résistance parallèle correspond aux pertes par les courants induits. Aux fréquences élevées l'effet pelliculaire devient important et R_p augmente beaucoup en même temps que X_p , leur valeurs tendent à se rejoindre, le déphasage du courant par rapport à la tension tend vers 45° .

La Figure B.6 montre la confrontation des courbes théorique et mesurée de l'inductance de la bobine de 4 spires présentée à la Figure B.3. Les mesures ont été effectuées avec l'analyseur d'impédance Agilent 4294A. Les dimensions géométriques du stator sont les suivantes : $R_{ext} = 87$ mm, $R_{int} = 72$ mm et $l_{em} = 120$ mm. Les caractéristiques du fer sont les mêmes que celles utilisées dans la simulation précédente, sauf la perméabilité magnétique. La perméabilité magnétique du noyau est obtenue en minimisant l'écart entre les courbes théorique et expérimentale. La valeur obtenue de la perméabilité relative est $\mu_r = 400$. La bonne concordance des courbes théorique et expérimentale permet de valider le modèle analytique qui caractérise le noyau magnétique en fonction de la fréquence. La conclusion principale est donc que l'influence du fer sur l'inductance de la bobine diminue avec l'augmentation de la fréquence.

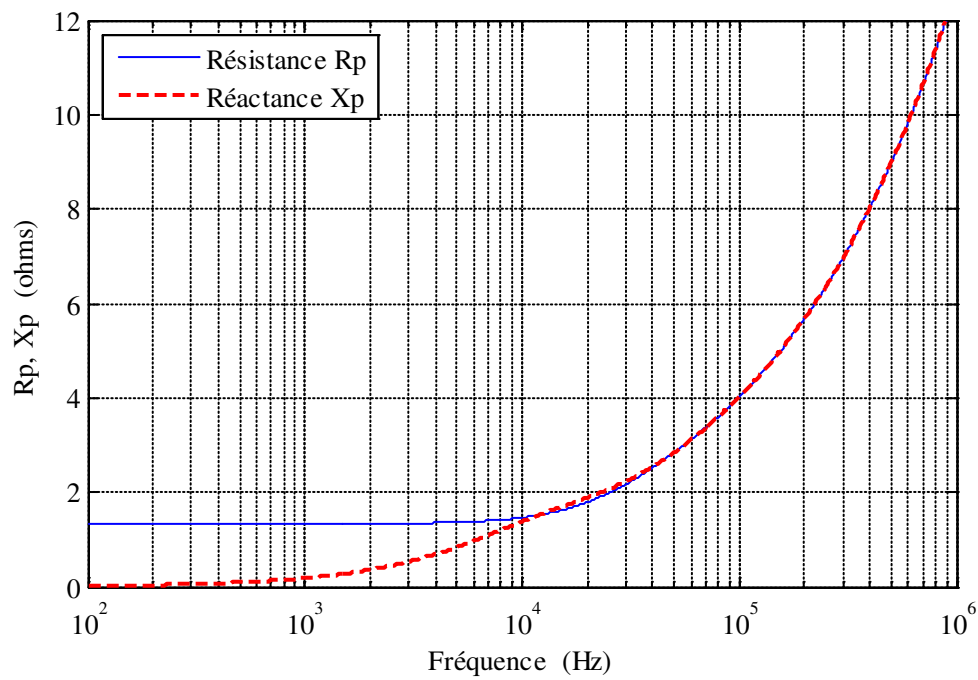


Figure B.5 : Évolution de la résistance et de la réactance parallèle théorique d'une bobine de 4 spires montée sur un noyau de fer en fonction de la fréquence.

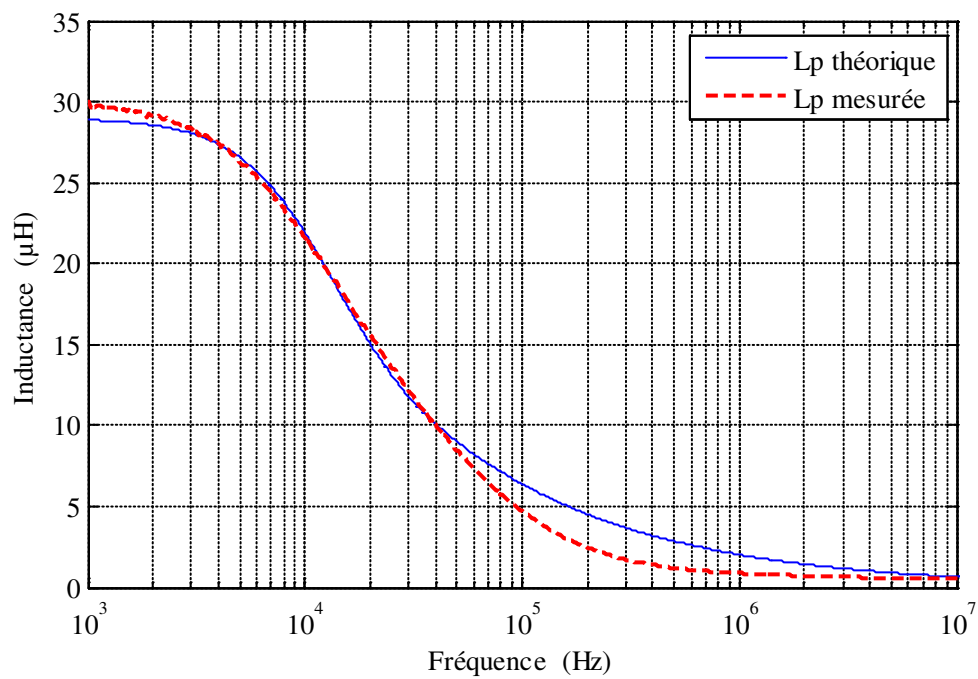


Figure B.6 : Évolution de l'inductance parallèle théorique et mesurée d'une bobine de 4 spires montée sur un noyau de fer en fonction de la fréquence.

Annexe C

Essais sur une bobine industrielle

Des travaux ont été menés sur des bobines industrielles fabriquées en série par des machines automatiques. La réalisation de ces bobines est automatisée de sorte que les spires sont mise en place d'après un arrangement prédéfini par le programme de l'automate de commande de la bobineuse. Les spires de la bobine sont thermocollées. Il est difficile d'intervenir au cours du processus de fabrication qui est très rapide. Pour caractériser le comportement dynamique de la bobine en fonction de la tension d'alimentation il faut mesurer la tension sur chaque spire. Pour cela de petits fils de connexion ont été soudés sur les spires accessibles situées à l'extérieur de la bobine. Les fils de mesure ont été soudés avec une machine de soudeuse par point très précise. La Figure C.1 montre un aperçu d'une partie de la bobine avec ces petits fils de mesure soudés sur les spires accessibles. Un zoom sur un point de soudure est affiché à la Figure C.2.

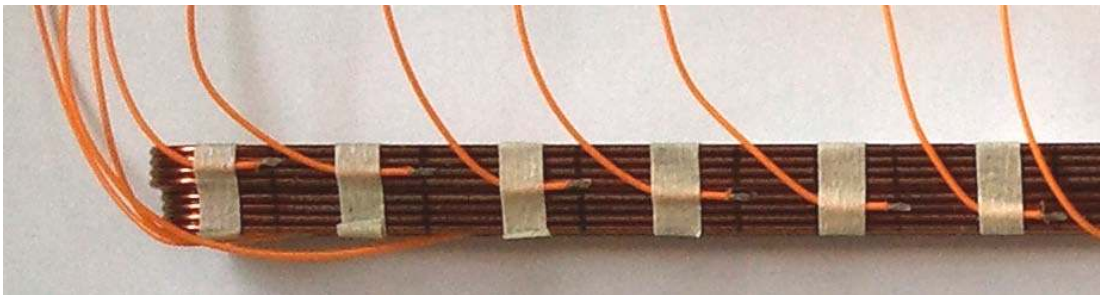


Figure C.1 : Aperçu d'une partie de la bobine avec les points de soudure.

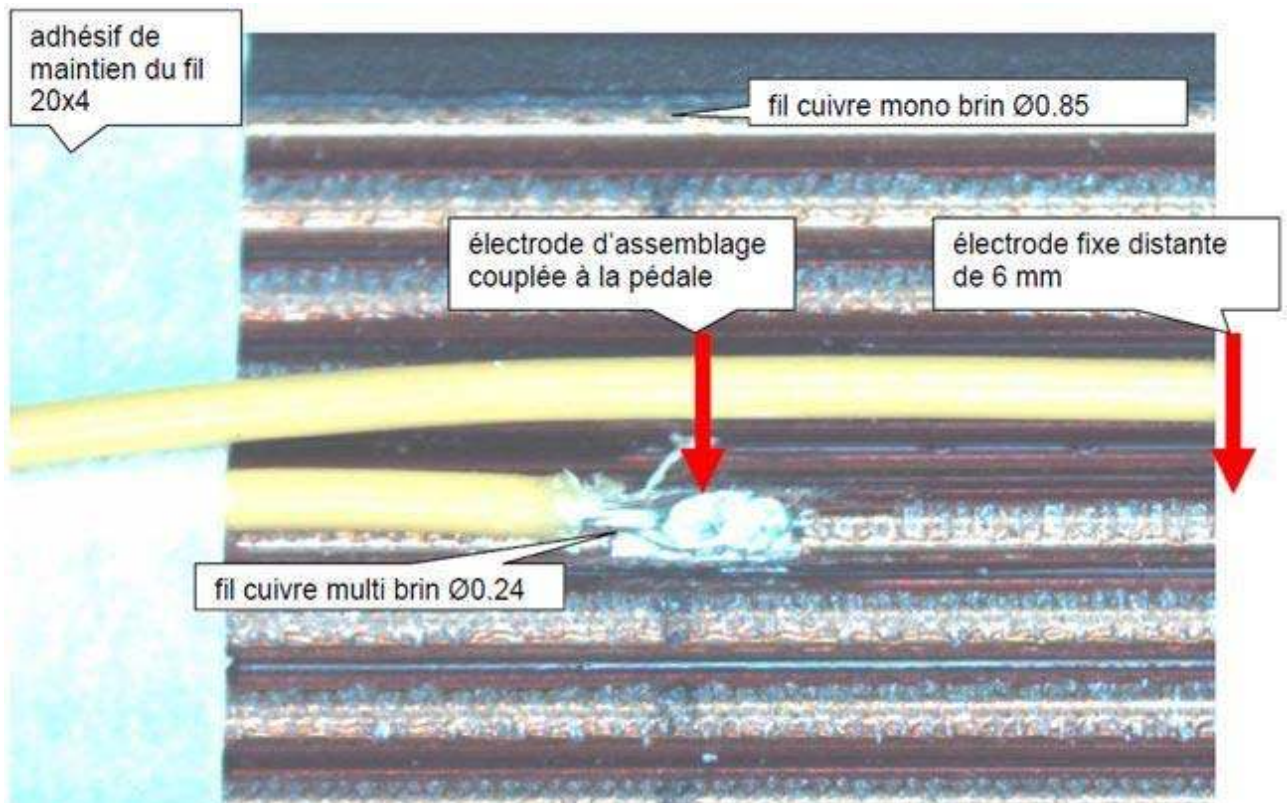


Figure C.2 : Zoom sur le point de soudure.

Cette figure montre la précision de la soudure réalisée et sa petite taille, l'isolation inter-spires demeurant intacte.

La bobine comporte 34 spires et l'arrangement des spires dans la bobine correspond à la Figure C.3. Elle est construite avec du fil de cuivre émaillé répondant à la norme CEI 60317-38. Le diamètre du fil est de 0,85 mm avec une épaisseur d'isolant correspondant au grade 2, c'est-à-dire que l'épaisseur de l'isolant de base est de 0,03 mm et celle de la couche thermocollante de 0,01 mm (conforme la norme CEI 60317-0-1).

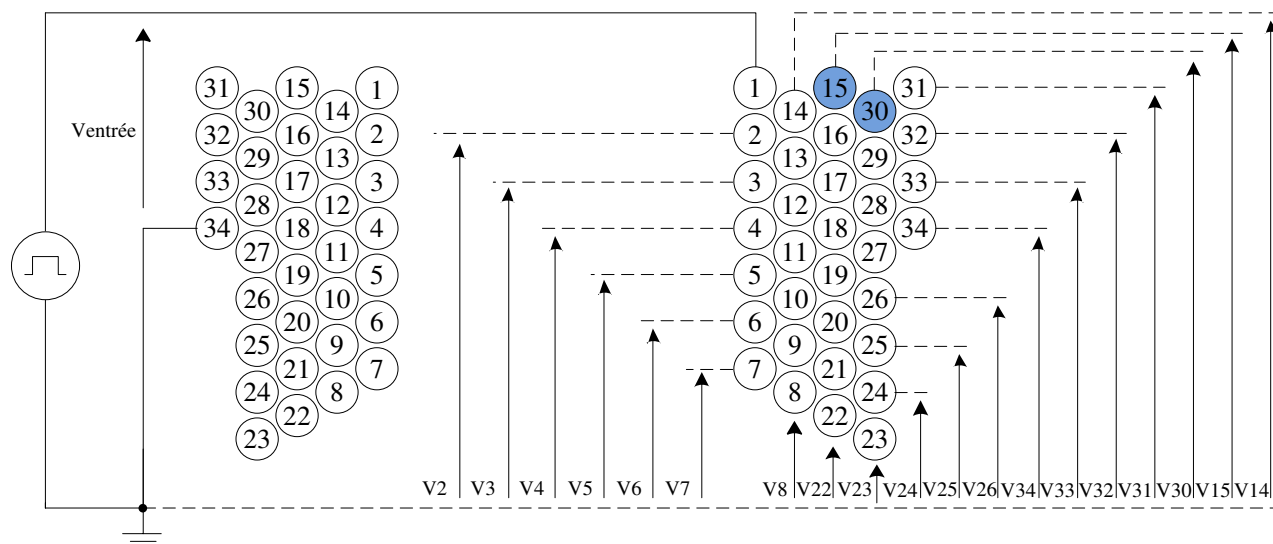


Figure C.3 : L'arrangement des spires dans la bobine et les points de mesures.

Mesure de tensions

Le dispositif expérimental décrit dans le chapitre II a été utilisé pour réaliser les mesures de tensions inter-spires sur plusieurs bobines. Les résultats étant identiques pour toutes les quatre bobines testées, ils sont présentés pour une seule bobine. Les mesures de tensions ont été faites sur les spires accessibles comme indique la Figure C.3.

La Figure C.4 montre les tensions relevées sur quelques spires de la bobine lorsqu'elle est positionnée dans l'air puis dans les encoches du fer. Le bus continu du générateur d'impulsions est réglé à 300 V. Le front de tension a un temps de montée de 10 ns. On peut constater que le fer a une très faible influence sur les phénomènes HF, comme avec la bobine expérimentale. Les autres résultats sont présentés pour la bobine positionnée dans l'air. La Figure C.5 montre la distribution de la tension entre les spires par rapport à la masse. On constate que les formes d'ondes relevées sont analogues à celles présentées au chapitre II pour une bobine artisanale. Les essais ont été faits pour quatre bobines issues de la même bobineuse, ils montrent une très bonne répétitive des mesures.

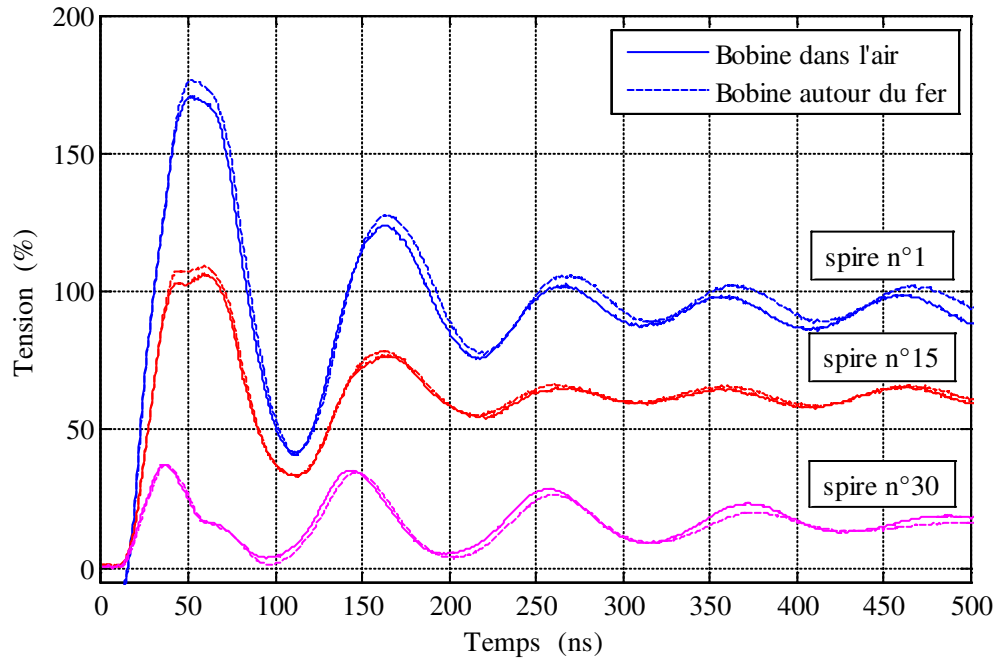


Figure C.4 : Tension relevée sur quelques spires de la bobine dans l'air puis dans les encoches du fer (en % du bus continu de 300 V).

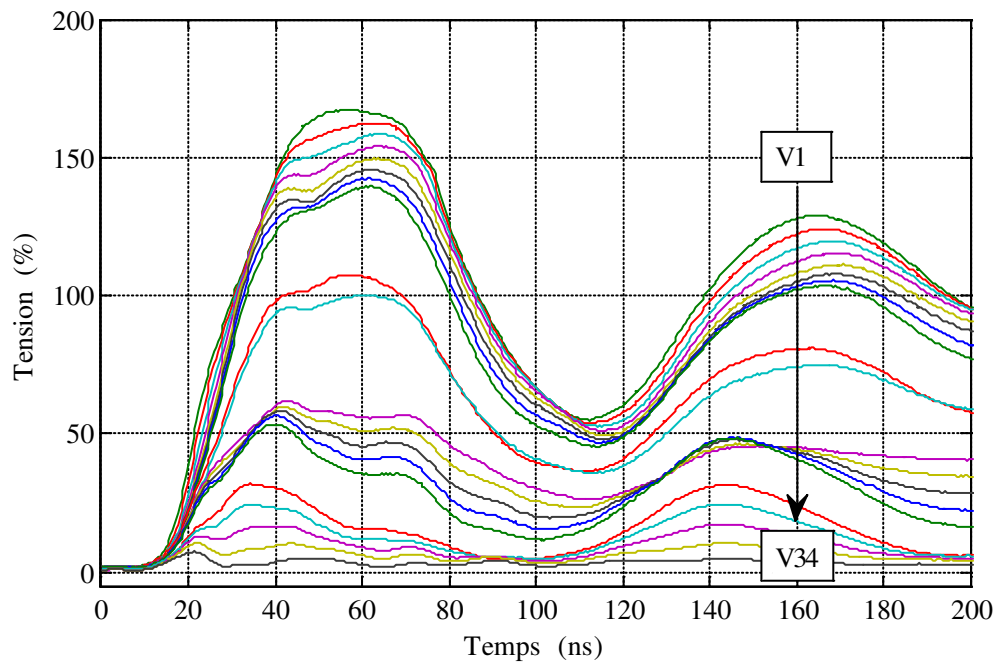


Figure C.5 : Tension relevée sur les 20 spires accessibles de la bobine présentée à la Figure C.3.

Mise en œuvre du modèle

Le modèle développé dans le chapitre III a été utilisé pour analyser le comportement dynamique de cette bobine. Le Tableau C.1 résume les paramètres déterminés pour la bobine industrielle avec les méthodes définies au chapitre III. Les courbes représentant les tensions mesurées et simulées sont présentées à la Figure C.6. La tension à l'entrée de la bobine est à gauche et la tension maximale inter-spaires est à droite. On peut constater que, comme pour la bobine qui a servi à la mise au point de l'outil de prédiction, les résultats obtenus sont en bonne concordance avec les mesures pour la première pointe de tension. De petites

divergences apparaissent au cours de l'amortissement des signaux pseudopériodiques qui suivent le front raide de tension. À titre d'exemple, la Figure C.7 montre les tensions simulées et mesurées entre quelques spires accessibles à la mesure.

Tableau C.1 : Valeurs des paramètres du modèle RLC de la bobine.

		Haute fréquence (10 MHz)
Bobine de 34 spires	R_s résistance propre d'une spire	1,4 Ω
	L_p inductance propre d'une spire	66 nH
	k coefficient de couplage mutuel	0,8
	C_t capacité inter-spires	60 pF
	R_t résistance de l'isolation entre les spires	3 k Ω

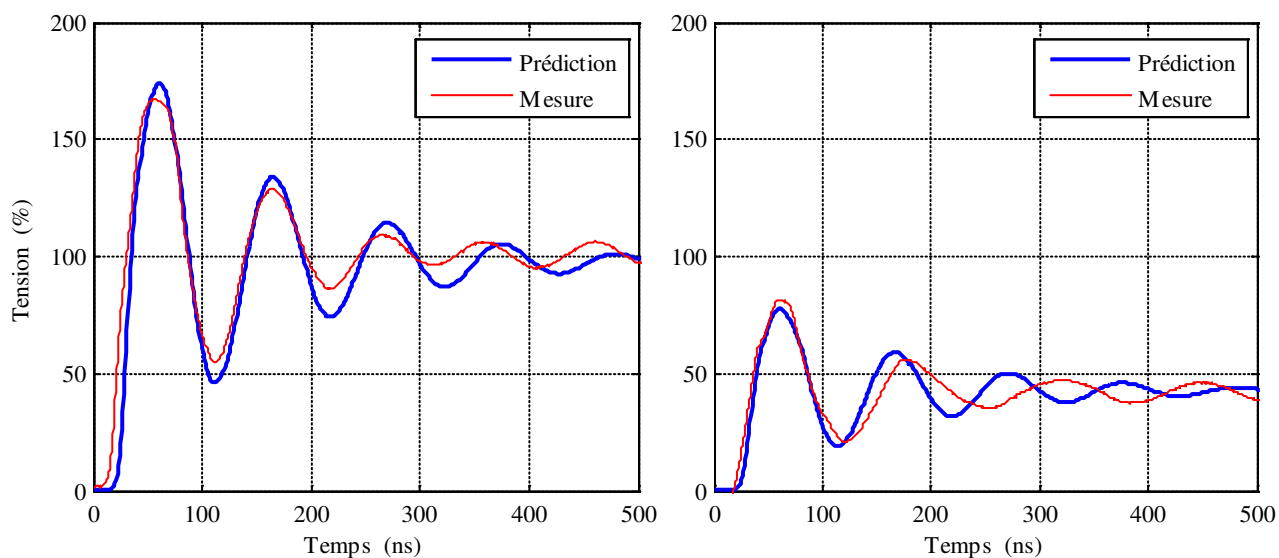


Figure C.6 : Tension à l'entrée (à gauche) et la tension inter-spires maximale (à droite) entre la 15^{ème} et la 30^{ème} spire (en % du bus continu de 300 V).

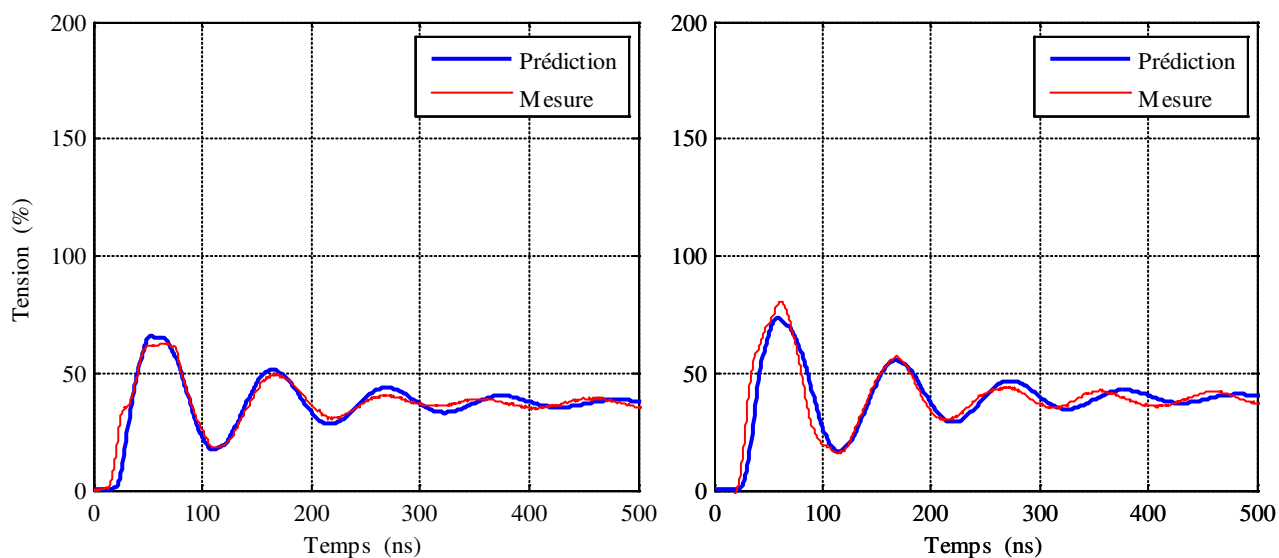


Figure C.7 : Tension (en % du bus continu de 300 V) entre les spires n°1 et n°14 (à gauche) et la tension entre les spires n°8 et n°22 (à droite).

L'outil de prédiction est capable de calculer la valeur de la contrainte maximale inter-spires sur cette bobine, elle vaut 78% de la tension du bus continu qui a été fixée à 300 V lors des essais. Cette contrainte est obtenue aux points de bobinage correspondants aux spires adjacentes les plus distantes du point de vue électrique, les spires n°15 et n°30 de la Figure C.3 ($30 - 15 = 15$).

Optimisation du bobinage avec l'algorithme génétique

L'algorithme génétique décrit dans le paragraphe IV.3 a été utilisé pour optimiser l'arrangement des spires dans la bobine. La fonction d'objectif consiste à minimiser la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes. La taille de la population initiale est fixée à 500000, ce qui signifie que le domaine des solutions possibles est codé par une matrice de 500000 lignes et 34 colonnes, chaque ligne représentant une suite de numéros aléatoires de 1 jusqu'à 34 qui est l'image des interconnexions entre les 34 spires de la bobine. Comme dans le cas de la bobine expérimentale, la taille de la population imposée est de 500000 et le nombre d'itérations est fixé à 200 ; pour ces paramètres le temps de calcul est d'environ 6 heures sur un ordinateur de bureau classique.

Le résultat obtenu est illustré à la Figure C.8 qui montre la différence maximale entre les numéros des spires à chaque itération. La solution optimale trouvée est de 5 spires d'écart au maximum entre tous les points d'adjacence, solution trouvée à la 77^{ème} itération. La configuration optimale obtenue avec l'algorithme génétique est représentée à la Figure C.9, il faut toutes fois noter que cette solution optimale semble difficile à réaliser avec des machines à bobiner actuelles.

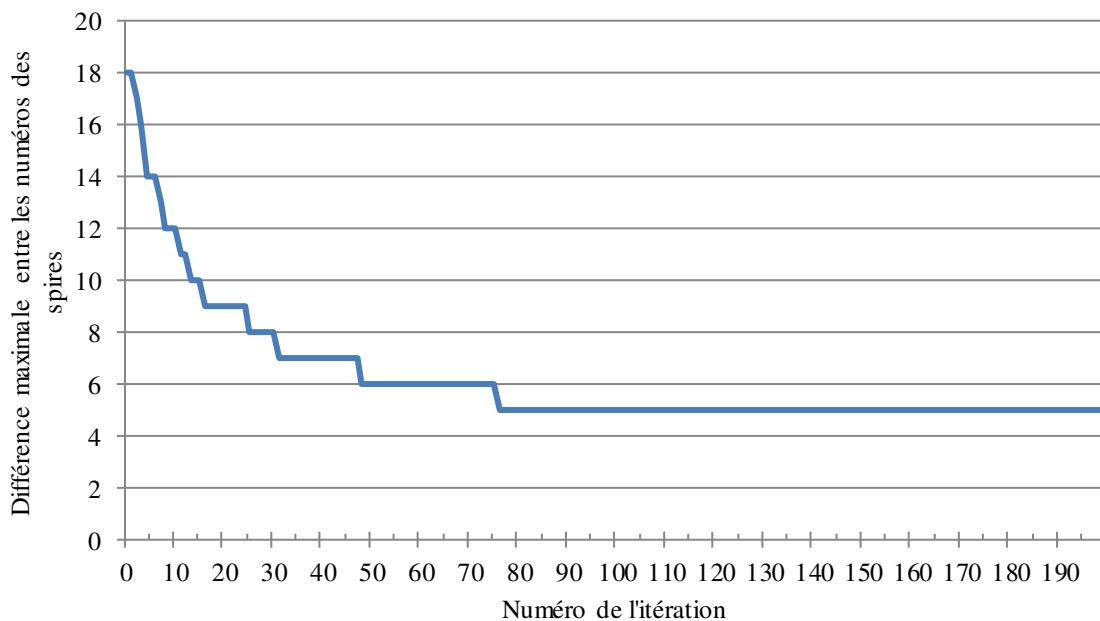


Figure C.8 : Différence maximale entre les numéros des spires de la bobine à chaque itération de l'algorithme génétique.

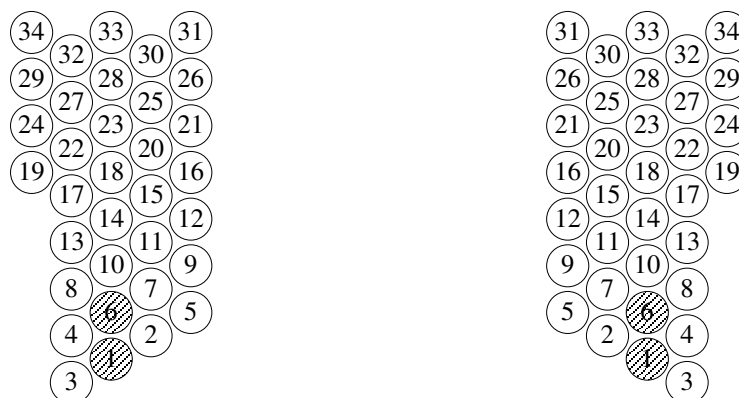


Figure C.9 : Arrangement trouvé avec l'algorithme génétique.

Choix parmi les arrangements définis de manière intuitive

L'utilisation de l'algorithme génétique nous a donné l'ordre de grandeur de l'écart maximal entre les numéros des spires au sein du bobinage. Cette valeur a été prise en compte pour tester plusieurs arrangements possibles définis de manière intuitive et qui sont présentés à la Figure C.10 en ordre croissant du point de vue de la difficulté de réalisation technique. Sur cette figure les spires entre lesquelles la tension est maximale sont également mises en évidence. La Figure C.11 montre les tensions à l'entrée de la bobine et les tensions maximales inter-spires pour les 15 configurations testées.

L'arrangement n°1 correspond à celui de la bobine actuelle obtenue en bobinant les spires en couches successives sur un gabarit de façon classique en « aller et retour ». Cette solution est la plus simple à réaliser par des machines automatiques. La contrainte maximale inter-spires prédite par l'outil numérique est de 78% de la tension du bus continu. Cette contrainte correspond aux spires adjacentes où la différence des numéros des spires est la plus grande ($30 - 15 = 15$). Concernant l'arrangement n°2 il n'y a aucune différence par rapport au n°1 pour la réalisation technique, en effet il s'agit de la même bobine avec une inversion des connexions. Le résultat est similaire, la tension maximale correspond aux spires situées dans le même endroit ($20 - 5 = 15$).

L'arrangement n°3 est obtenu avec une méthode similaire à la n°1 en bobinant en couches successives sur un gabarit en « aller simple ». La différence maximale entre les numéros des spires est inférieure, elle vaut 9 spires ($25 - 34$) et par conséquent la tension maximale inter-spires est de 47%. Le quatrième arrangement correspond à une inversion des connexions de l'arrangement n°3 ; le résultat est le même que dans le cas n°3.

L'arrangement n°5 est assez simple à mettre en œuvre, il s'agit d'un « pas de pèlerin ». La contrainte maximale est de 51% ce qui représente un gain important par rapport à l'arrangement n°1 correspondant à la bobine actuelle. Les autres configurations sont obtenues avec des méthodes similaires et les résultats sont présentés dans le Tableau C.2. La configuration qui porte un numéro pair correspond à l'inversion des connexions de la configuration précédente qui portait un numéro impair.

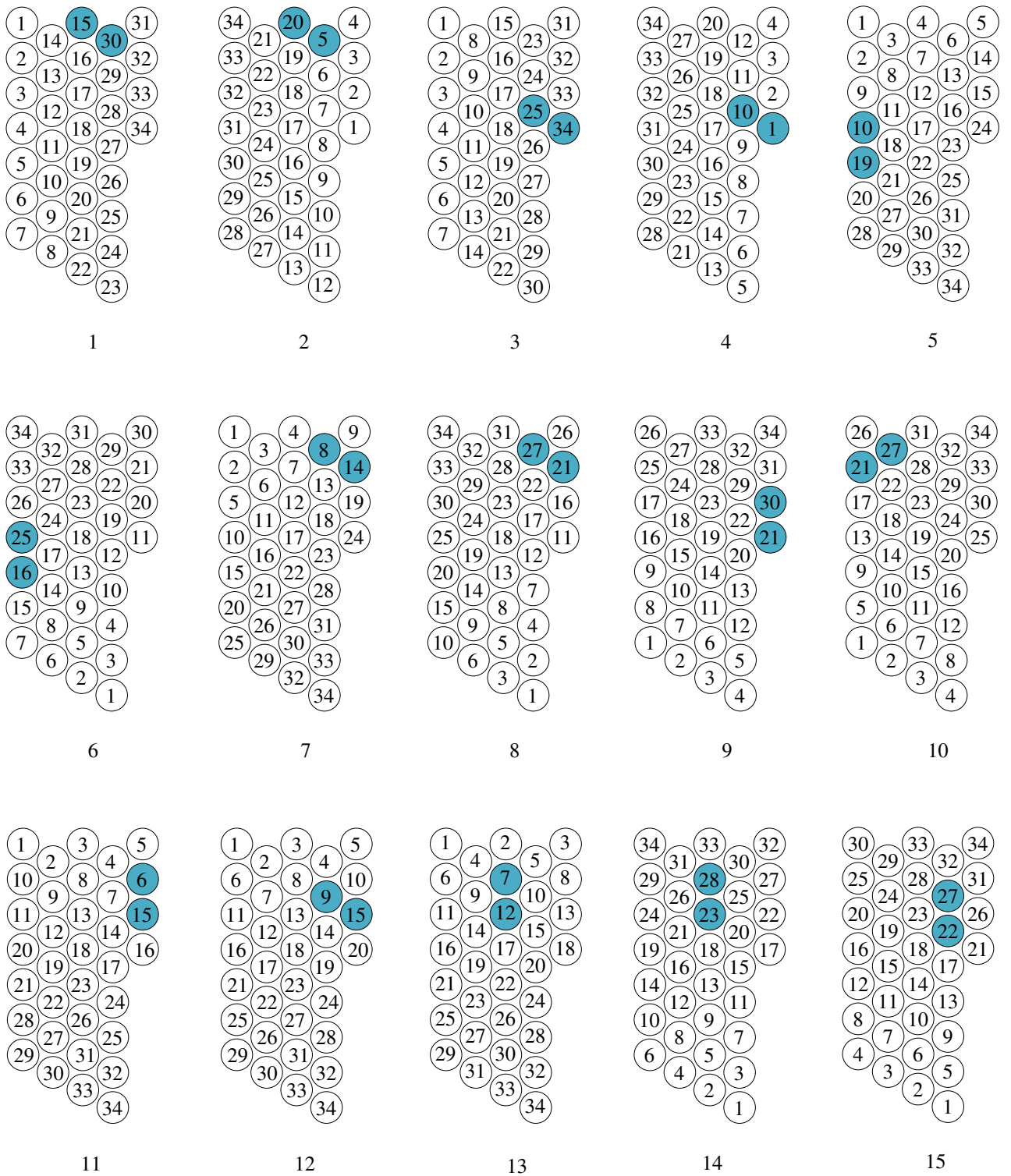


Figure C.10 : Différents arrangements des spires dans la bobine.

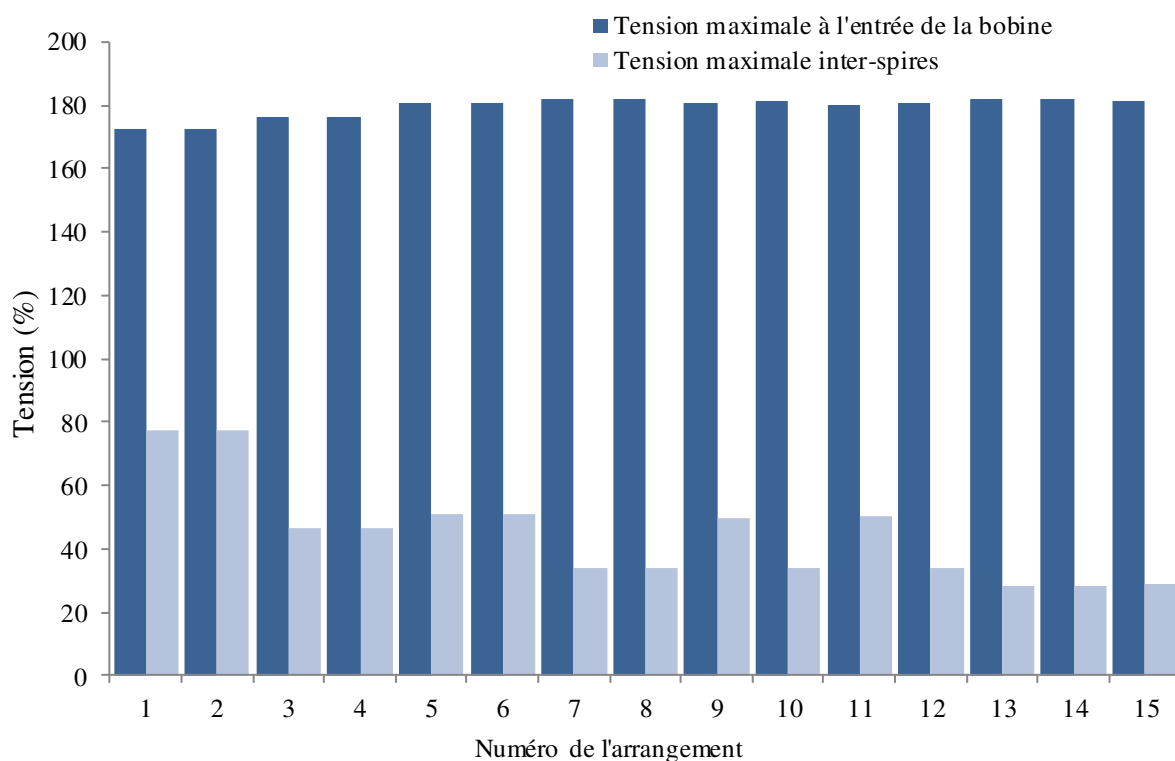


Figure C.11 : Comparaison des résultats pour différents arrangements testés présentés à la Figure C.10 (en % du bus continu de 300 V).

Tableau C.2 : Résultats obtenus pour les 15 arrangements testés.

Numéro de l'arrangement	Les spires entre lesquelles la tension est maximale		Tension maximale inter-spires (% du bus continu de 300V)
	Les numéros des spires	Différence	
1	15 – 30	15	78
2	5 – 20	15	78
3	25 – 34	9	47
4	1 – 10	9	47
5	10 – 19	9	51
6	25 – 16	9	51
7	8 – 14	6	34
8	21 – 27	6	34
9	21 – 30	9	50
10	21 – 27	6	34
11	6 – 15	9	50
12	9 – 15	6	34
13	7 – 12	5	28
14	23 – 28	5	28
15	22 – 27	5	29

La contrainte maximale inter-spires pour toutes les configurations testés est toujours à l'endroit où il y a la différence la plus grande entre les numéros des spires adjacentes. Les trois dernières configurations donnent des tensions inter-spires minimales avec 28% et 29% du niveau du bus continu, mais leur réalisation technique est difficile. La configuration n°7 est également intéressante car elle donne une contrainte maximale inter-spires de 34% et sa réalisation technique est plus facile à mettre en place. Les solutions proposées sont plus ou moins difficiles à réaliser mais l'outil de prédiction réalisé permet de tester toutes les solutions proposées par les ingénieurs qui connaissent bien les possibilités des bobineuses automatiques.

Gains obtenus avec des conducteurs en parallèle

Deux configurations de spires dans la bobine fabriquée avec des conducteurs en parallèles ont été simulées, avec deux et quatre conducteurs en parallèles (Figure C.12). Pour maintenir la même section de cuivre, la section du fil pour la bobine avec deux conducteurs en parallèle est de 0,6 mm et pour celle avec quatre conducteurs est de 0,425 mm.

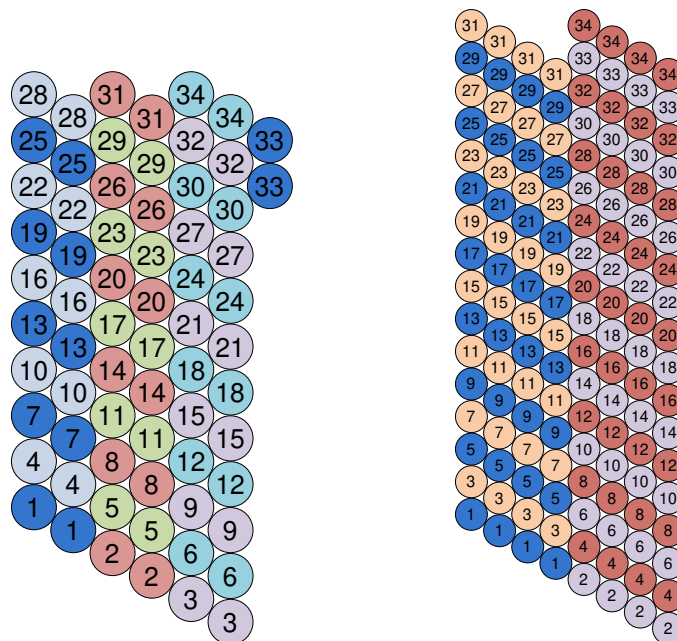


Figure C.12 : Arrangements des spires dans la bobine faite avec 2 et 4 conducteurs en parallèle.

Ces arrangements ont été faits en suivant la logique d'écart électrique minimal entre les spires. Les simulations ont été faites en considérant les mêmes conditions d'alimentation et les paramètres initiaux présentés dans le Tableau C.3.

Tableau C.3 : Valeurs des paramètres du modèle RLC de la bobine faite avec des conducteurs en parallèle.

	2 conducteurs en parallèle	4 conducteurs en parallèle
R_s résistance propre d'un conducteur	3,5 Ω	9 Ω
L_p inductance propre d'un conducteur	66 nH	66 nH
k coefficient de couplage mutuel	0,8	0,8
C_t capacité inter-conducteurs	35 pF	30 pF
R_t résistance de l'isolation entre les conducteurs	3 k Ω	3 k Ω

La Figure C.13 montre les tensions maximales inter-spires pour les deux configurations testées.

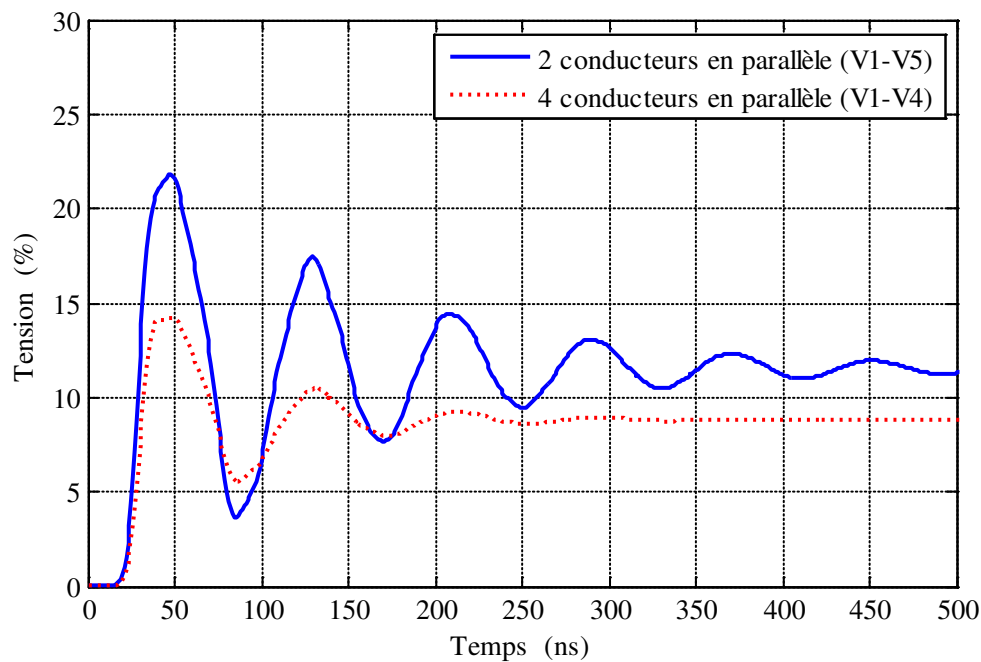


Figure C.13 : Tension maximale inter-spires pour les configurations avec des conducteurs en parallèles.

Le Tableau C.4 donne les valeurs des tensions maximales inter-spires et les spires entre lesquelles cette tension apparaît. Les deux configurations donnent des tensions inter-spires inférieures à celle obtenue pour la bobine avec un seul conducteur avec un gain important, 22% de la tension du niveau du bus continu pour la configuration avec deux conducteurs en parallèle et 14% pour celle avec quatre conducteurs en parallèle. Le gain le plus important pour cette dernière configuration s'explique d'une partie par le fait que la différence maximale entre les numéros des spires adjacentes est inférieure, 3 spires, et d'une autre partie par la capacité équivalente plus importante du fait qu'il y a plus des conducteurs.

Tableau C.4 : Tension maximale inter-spires pour les configurations avec des conducteurs en parallèle.

	Tension maximale inter-spires (% du bus continu de 300V)	Numéros de spires	Différence
2 conducteurs en parallèle	22	1 – 5	4
4 conducteurs en parallèle	14	1 – 4	3

La conclusion est la même que celle présentée précédemment, c'est à dire que dans certaines conditions les configurations avec des conducteurs en parallèle donnent des tensions maximales inter-spires plus petites que dans le cas d'une configuration avec un seul conducteur.

Conclusion

Les méthodes présentées dans les chapitres précédents ont été appliquées avec succès aux bobines industrielles préformées destinées à des bobinages par dent. Les résultats obtenus avec ces bobines confirment la validité du schéma équivalent HF capable de prédire les contraintes imposées par une alimentation à fronts raides.

Avec ces bobines plus régulières les prédictions du modèle sont plus proches des mesures relevées sur les spires accessibles de la bobine thermocollée. Cette étude montre également le gain obtenu par le thermocollage.

Les investigations faites sur des bobines semblables qui pourraient être faites avec plusieurs conducteurs en parallèle montrent que des améliorations supplémentaires peuvent être obtenues au prix d'une complexité de réalisation plus grande qui est envisageable en pratique pour des sections de cuivre plus importantes.

Liste des figures et tableaux

Figure I.1 : Schéma fonctionnel d'alimentation d'une charge par un onduleur de tension.....	18
Figure I.2 : Schéma structurel d'alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur de tension de type MLI.	19
Figure I.3 : Les différentes couches d'isolant d'un fil émaillé.....	21
Figure I.4 : Évolution de DP en fonction du vieillissement [WER06].....	24
Figure I.5 : Comparaison entre le fil <i>corona résistant</i> Kapton® 100CR et le fil émaillé classique Kapton® 100HN fabriqués par DuPont (selon les données techniques fournies par le fabricant).....	25
Figure I.6 : Exemple de contraintes dans les bobinages aléatoires (selon IEC/TS 60034-18-41).....	28
Figure II.1 : Schéma global du dispositif expérimental.	33
Figure II.2 : Aperçu d'ensemble du montage expérimental.	34
Figure II.3 : Schéma du générateur d'impulsions.	34
Figure II.4 : Tension relevée sur la résistance de sortie (à vide) pour différents temps de montée.	35
Figure II.5 : Tension relevée sur un onduleur industriel classique et mesure du temps de montée.	36
Figure II.6 : Tension et courant pour une impulsion entière relevés sur la bobine de 41 spires connecté à la sortie du générateur.....	36
Figure II.7 : Aperçu de la bobine de 6 spires dans l'air.....	37
Figure II.8 : Schéma de la bobine de 6 spires (à gauche) avec les dimensions géométriques (mm) et la bobine de 41 spires positionnée dans le noyau magnétique (à droite).....	38
Figure II.9 : Aperçu des bobines de 41 spires et 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle positionnées dans les encoches du fer et l'arrangement des spires dans les encoches.	38
Figure II.10 : Tensions relevées sur différentes bobines connectées directement à la sortie du générateur sans câble d'alimentation (en % du bus continu de 300 V).....	40
Figure II.11 : Tension relevée sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble pour un front de 10 ns.	41
Figure II.12 : Tension relevée sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble pour un front de 85 ns.	41
Figure II.13 : Tension relevée sur la bobine de 6 spires dans l'air puis dans les encoches du fer alimentée par un câble.....	42
Figure II.14 : Tensions relevées par rapport à la masse sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble.....	43
Figure II.15 : Tensions inter-spores relevées sur la bobine de 41 spires alimentée par un câble.....	44
Figure II.16 : Tension relevée sur une phase statorique d'un moteur standard alimentée par un câble.....	44
Figure III.1 : Schéma équivalent RLC de la bobine de 6 spires et l'arrangement des spires.	50
Figure III.2 : Schéma équivalent RLC de la bobine de 4 spires avec 2 conducteurs en parallèle et l'arrangement des spires.	50
Figure III.3 : Précision de mesure pour l'analyseur d'impédances Agilent 4294A.	53
Figure III.4 : Évolution fréquentielle de l'inductance mesurée de la bobine expérimentale de 6 spires.....	55

Figure III.5 : Géométrie et le maillage d'une partie du noyau de fer avec la bobine expérimentée de 41 spires (a) et un zoom sur une encoche avec les spires de la bobine (b).	56
Figure III.6 : Séparation de la bobine en deux parties.	57
Figure III.7 : Évolution fréquentielle de la résistance parallèle mesurée pour une spire placée dans les encoches.	58
Figure III.8 : Inductances d'une bobine élémentaire de trois spires.	59
Figure III.9 : Conducteur de rayon r et d'épaisseur de peau δ	61
Figure III.10 : Évolution fréquentielle de la résistance d'un fil de diamètre 0,5 mm et longueur 2 m pour différentes formes.	61
Figure III.11 : Section transversale du fil multibrin de rayon équivalent r_0	63
Figure III.12 : Évolution fréquentielle de la résistance d'un fil de diamètre 0,5 mm et longueur 2 m sous une formes d'une bobine de 4 spires.	63
Figure III.13 : Carte des dégradés représentant la densité de courant à 100 Hz et à 100 kHz pour la bobine de 41 spires.	64
Figure III.14 : Position des trois conducteurs qui forment des capacités entre eux.	65
Figure III.15 : Schéma de montage pour mesurer la capacité inter-spires et la résistance parallèle représentative des pertes dans l'isolant.	66
Figure III.16 : Carte des dégradés représentant l'intensité du champ électrique pour une spire qui est au milieu de la bobine ($U = 1$ V).	66
Figure III.17 : Carte des dégradés représentant l'intensité du champ électrique pour une spire qui est au voisinage de la paroi d'encoche ($U = 1$ V).	67
Figure III.18 : Carte des dégradés représentant l'intensité du champ électrique entre deux spires non-thermocollées (à gauche) et thermocollées (à droite) pour une tension $U = 1$ V.	68
Figure III.19 : Schéma équivalent parallèle d'un condensateur réel [TOU09].	69
Figure III.20 : Évolution fréquentielle de la résistance parallèle mesurée entre deux spires et d'une spire dans l'eau salée.	70
Figure III.21 : Évolution fréquentielle de la résistance parallèle mesurée entre deux spires.	71
Figure III.22 : Schéma-bloc de l'outil réalisé pour déterminer les tensions inter-spires.	73
Figure III.23 : Explication de la notion de matrice des adjacences des conducteurs et du vecteur des adjacences des conducteurs avec la masse pour une bobine de 12 spires.	74
Figure III.24 : Schéma du modèle de l'ensemble générateur et câble d'alimentation.	76
Figure III.25 : Netlist du modèle de l'ensemble générateur et câble d'alimentation.	76
Figure III.26 : Tension à l'entrée (à gauche) de la bobine de 6 spires et la tension inter-spires maximale (à droite) entre la 2 ^{ème} et la 6 ^{ème} spire (en % du bus continu de 300 V).	78
Figure III.27 : Tension à l'entrée (à gauche) de la bobine de 4 spires avec deux conducteurs en parallèle et la tension inter-spires maximale (à droite) entre la 1 ^{ème} et la 4 ^{ème} spire (en % du bus continu de 300 V).	78
Figure III.28 : Tension à l'entrée (à gauche) de la bobine de 41 spires et la tension inter-spires maximale (à droite) entre la 4 ^{ème} et la 9 ^{ème} spire (en % du bus continu de 300 V).	79
Figure IV.1 : Tension maximale inter-spires de la bobine de 41 spires pour 100 arrangements aléatoires générés avec la méthode Monte-Carlo (en % du bus continu de 300 V).	87

Figure IV.2 : Probabilité d’avoir les différences maximales possibles entre les numéros des spires adjacentes pour la bobine de 3 spires (à gauche) et pour la bobine de 4 spires (à droite) présentées précédemment.	89
Figure IV.3 : Probabilité des différences maximales possibles entre les numéros des spires adjacentes pour la bobine de 41 spires.	90
Figure IV.4 : Différence maximale entre les numéros des spires de la bobine de 41 spires à chaque itération de l’algorithme génétique (a) et la configuration optimale trouvée avec l’algorithme génétique (b).	93
Figure IV.5 : Différents arrangements des spires dans la bobine.	94
Figure IV.6 : Comparaison des résultats pour différents arrangements testés présentés à la Figure IV.5 (en % du bus continu de 300 V).....	96
Figure IV.7 : Arrangements des spires dans la bobine faite avec 2, 3 et 4 conducteurs en parallèle.	99
Figure IV.8 : Tension maximale inter-spires pour les configurations avec des conducteurs en parallèles (en % du bus continu de 300 V).....	100
Tableau II.1 : Dimensions géométriques des fils (selon la norme CEI 60317-0-1).	39
Tableau III.1 : Inductance des différentes spires de la bobine de 41 spires positionnée dans les encoches du fer.	57
Tableau III.2 : Coefficients de couplage mutuel entre deux spires côte à côte (mesure).	60
Tableau III.3 : Coefficients de couplage mutuel entre deux spires côte à côte écartées de 8 mm (mesure). ...	60
Tableau III.4 : Résistance série de la bobine de 41 spires.	64
Tableau III.5 : Capacités entre deux spires (\varnothing 1,25 mm, $l = 68$ cm).....	68
Tableau III.6 : Valeurs des paramètres du modèle RLC utilisées pour faire les simulations.	77
Tableau III.7 : Évaluation de la robustesse du modèle pour la bobine de 41 spires.	80
Tableau IV.1 : Explication de la démarche adoptée pour calculer la différence maximale entre les numéros des spires pour une bobine de 3 spires disposées en colonne.	88
Tableau IV.2 : Explication de la démarche adoptée pour calculer la différence maximale entre les numéros des spires pour une bobine de 4 spires disposées en colonne.	89
Tableau IV.3 : Résultats obtenus pour les 15 arrangements testés.....	96
Tableau IV.4 : Différences obtenues pour un changement de quelques paramètres.	98
Tableau IV.5 : Valeurs des paramètres du modèle RLC des bobines faites avec des conducteurs en parallèle.....	100
Tableau IV.6 : Tension maximale inter-spires pour les trois cas.	101

Bibliographie

- [ALL96] J.-M. Alliot, "Techniques d'optimisation stochastique appliquées à certains problèmes du contrôle aérien", thèse, Thèse d'habilitation INPT, 1996.
- [BEL94] J. P. Bellomo, T. Lebey, J. M. Oraison, 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*, Brisbane, Australia, 1994, pp. 792-795.
- [BEL98] J. P. Bellomo, S. Dinculescu, T. Lebey, "Lifetime of conventional and corona resistant enamels", *Conference Record of the 1998 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Arlington, USA, 1998, pp. 173-176.
- [BID01] P. Bidan, T. Lebey, G. Montseny, C. Neacsu, J. Saint-Michel, "Transient voltage distribution in inverter fed motor windings: experimental study and modeling", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 16, Issue 1, January 2001, pp. 92-100.
- [BOG99] A. Boglietti, E. Carpaneto, "Induction motor High Frequency model", *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, Phoenix, USA, 1999, pp. 1551-1558.
- [COU09] B. Cougo, T. Meynard, F. Forest, E. Labouré, "Winding position in power transformers to reduce copper losses: non-sinusoidal currents", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*, 2009.
- [DES03] G. Desbiens, "Machines à induction bobinées sur dents", thèse, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, 2003.
- [DEV86] L. Devroye, *Non-uniform random variate generation*, Edition 1, New York: Springer-Verlag, 1986.
- [DIS92] L. A. Dissado, J. C. Fothergil, *Electrical degradation and breakdown in polymers*, Edition 1, London: Peter Peregrinus Ltd., 1992.
- [DIX03] L. H. Dixon, "Eddy current losses in transformer windings and circuit wiring", 2003,
- [DOW66] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings", *IEE Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, Volume 113, Issue 8, August 1966, pp. 1387-1394.
- [DUC07] S. Duchesne, E. Napieralska-Juszczak, D. Roger, "Eddy current influence on electromagnetic emissions of laminated cores", *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Volume 26, Issue 4, 2007, pp. 986-1004.
- [DUP04] L. Dupont, S. Lefebvre, Z. Khatir, S. Bontemps, R. Meuret, "Characterisation of silicon carbide Schottky diodes and COOLMOS™ transistors at high temperature", *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 04*, Aachen, Germany, 2004.
- [ELI01] L. Elie, B. Lapeyre, (2001, 30/06/2011). "Introduction aux méthodes de Monte-Carlo". Ecole des Ponts ParisTech. Disponible: <http://cermics.enpc.fr/~bl/PS/SIMULATION-X/poly-monte-carlo-x.pdf>

- [FER92] J. A. Ferreira, "Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings", *IEE Proceedings B on Electric Power Applications*, Volume 139, Issue 1, January 1992, pp. 21-25.
- [FIL03] S. Filliben, "Advantages of polyimide corona resistant film under high frequency testing", *Proceedings of the Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Technology Conference*, 2003, pp. 627-631.
- [GER10] H. D. Gersem, O. Henze, T. Weiland, A. Binder, "Simulation of wave propagation effects in machine windings", *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Volume 29, Issue 1, 2010, pp. 23-38.
- [GUA05] J. L. Guardado, J. A. Flores, V. Venegas, J. L. Naredo, F. A. Uribe, "A machine winding model for switching transient studies using network synthesis", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 20, Issue 2, June 2005, pp. 322-328.
- [GUB95] L. Gubbala, A. v. Jouanne, P. Enjeti, C. Singh, H. A. Toliyat, "Voltage distribution in the windings of an AC motor subjected to high dV/dt PWM voltages", *PESC'95 Record of the 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Atlanta, USA, 1995, pp. 579-585.
- [HEN03] A. Henneon, "Rayonnement électromagnétique des machines asynchrones alimentées en MLI", thèse, LSEE - Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement, Université d'Artois, Béthune, 2003.
- [HUA11] X. Huang, L. Xie, Z. Hu, P. Jiang, "Influence of BaTiO₃ nanoparticles on dielectric, thermophysical and mechanical properties of ethylene-vinyl acetate elastomer/BaTiO₃ microcomposites", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Volume 18, Issue 2, April 2011, pp. 375-383.
- [HUD00] C. Hudon, N. Amyot, D. Jean, "Long term behavior of corona resistant insulation compared to standard insulation of magnet wire", *Conference Record of the 2000 IEEE International Symposium on Electrical Insulation Anaheim*, USA, 2000, pp. 13-16.
- [HUD00-1] C. Hudon, N. Amyot, T. Lebey, P. Castelan, N. Kandeov, "Testing of low-voltage motor turn insulation intended for pulse-width modulated applications", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Volume 7, Issue 6, December 2000, pp. 783-789.
- [HUM04] T. Humiston, P. Pillay, "Parameter measurements to study surge propagation in induction machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 40, Issue 5, September/October 2004, pp. 1341-1348.
- [HUM04-1] T. Humiston, P. Pillay, "Experimental setup for the measurement of surge propagation in induction machines", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 19, Issue 4, December 2004, pp. 797-799.
- [ISL97] S. Islam, G. Ledwich, "An equivalent circuit for calculation of interturn voltage distribution of stator windings in the presence of slot discharges", *Proceedings of the 5th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Seoul, South Korea, 1997, pp. 507-510.
- [JIA02] W. Jianru, L. Hongchi, Y. Huajun, "Voltage distribution in stator windings of the motor driven by PWM inverter", *Proceedings of the PowerCon 2002 International Conference on Power System Technology*, 2002, pp. 727-731.
- [JOU95] A. v. Jouanne, P. Enjeti, W. Gray, "The effect of long motor leads on PWM inverter fed AC motor drive systems", *Proceedings of the Tenth Annual Conference on Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '95*, Dallas, USA, 1995, pp. 592-597.

- [JOU96] A. v. Jouanne, D. A. Rendusara, P. N. Enjeti, J. W. Gray, "Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter-fed AC motor drive system", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 32, Issue 4, July/August 1996, pp. 919-926.
- [KAU00] M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck, M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 47, Issue 2, April 2000, pp. 396-402.
- [KAU96] M. Kaufhold, G. Borner, M. Eberhardt, J. Speck. (1996, September-October) "Failure mechanism of the interturn insulation of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters". *IEEE Electrical Insulation Magazine*. 9-16.
- [KER97] R. J. Kerkman, D. Leggate, G. L. Skibinski, "Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 33, Issue 3, May/June 1997, pp. 722-731.
- [KOL08] F. Koliatene, T. Lebey, J. P. Cambronne, S. Dinculescu, "Impact of the aeronautic environment on the Partial Discharges Ignition: A basic study", *Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, ISEI 2008*, 2008.
- [LAM66] J. Lammeraner, M. Stafl, *Eddy currents*, Edition 1, London: ILIFFE Books Ltd, 1966.
- [LAN06] O. Langlois, "Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique", thèse, LEEI - Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEEIHT - Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications, Toulouse, 2006.
- [LAR98] P. G. McLaren, M. H. Abdel-Rahnam, "Modeling of large AC motor coils for steep-fronted surge studies", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 24, Issue 3, May/June 1988, pp. 422-426.
- [LEB98] T. Lebey, P. Castelan, G. C. Montanari, I. Ghinello, "Influence of PWM-type voltage waveforms on reliability of machine insulation system", *8th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP '98*, Athens, Greece, 1998.
- [LIU03] L. Liu, Y. Zhang, K. Wang, Y. Fan, Q. Lei, "Preparation and characterization of PI/inorganic nanoparticles corona-resistance composite film", *Proceedings of the Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Technology Conference*, 2003, pp. 477-480.
- [LOI96] P. Loic, "Contribution à l'étude des fronts raides de tension dans les bobinages statoriques de moteurs asynchrones HT alimentés par convertisseur de fréquence", thèse, Université de Montpellier II, Montpellier, 1996.
- [MAE94] F. Maeght, "Contribution à l'étude des contraintes engendrées au niveau des bobinages des systèmes électrotechniques soumis à des signaux MLI", thèse, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, 1994.
- [MAR08] J. M. Martinez-Tarifa, H. Amaris-Duarte, J. Sanz-Feito, "Frequency-domain model for calculation of voltage distribution through random wound coils and its interaction with stray capacitances", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Volume 23, Issue 3, September 2008, pp. 742-751
- [MBA96] A. Mbaye, F. Grigorescu, T. Lebey, B. Ai, "Existence of partial discharges in low-voltage induction machines supplied by PWM drives", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Volume 3, Issue 4, August 1996, pp. 554-560.
- [MEE07] D. Meeker, *Finite element method magnetics, user's manual, Version 4.2*, 2007.

- [MEL98] M. Melfi, A. M. J. Sung, S. Bell, G. L. Skibinski, "Effect of surge voltage risetime on the insulation of low-voltage machines fed by PWM converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 34, Issue 4, July/August 1998, pp. 766-775.
- [MIH09] V. Mihaila, "Distribution de la tension entre les spires des bobinages soumis à des fronts raides : étude expérimentale", *La Journée Jeunes Chercheurs en Génie Electrique JCGE'09*, Compiègne, 2009.
- [MIH10] V. Mihaila, S. Duchesne, D. Roger, "A simulation method for the design of windings of high reliability machines fed by PWM inverters", *Conference Record of the 2010 IEEE International Symposium on Electrical Insulation (ISEI)*, San Diego, CA, USA, 2010, pp. 1-4.
- [MIH11] V. Mihaila, S. Duchesne, 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*, Volume 18, Issue 5, October 2011, pp. 1609-1615.
- [MIH11-1] V. Mihaila, S. Duchesne, D. Roger, P. Y. Liegeois, "Prediction of the turn-to-turn voltages in parallel connected wires configuration for motor coils fed by fast fronted pulses", *Electrical Insulation Conference 2011*, Annapolis, USA, 2011.
- [MIN04] M. G. Minnick, "The effect of winding stresses on the pulse endurance of corona resistant magnet wire", *Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Indianapolis, USA, 2004, pp. 169-173.
- [MIR09] B. Mirafzal, G. L. Skibinski, R. M. Tallam, "Determination of parameters in the universal Induction Motor model", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 45, Issue 1, January/February 2009, pp. 142-151.
- [MOU09] R. Mousa, "Caractérisation, modélisation et intégration de JFET de puissance en carbure de silicium dans des convertisseurs haute température et haute tension", thèse, Laboratoire AMPERE, Institut national des sciences appliquées de Lyon, Lyon, 2009.
- [NAN04] X. Nan, C. R. Sullivan, "Simplified high-accuracy calculation of eddy-current loss in round-wire windings", *PESC'04 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- [NEA02] 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", thèse, LGET - Laboratoire de Génie Electrique de Toulouse, Université de Toulouse, Toulouse, 2002.
- [NGU09] M. Q. Nguyen, D. Malec, D. Mary, P. Werynski, B. Gornicka, L. Therese, P. Guillot, "Investigations on dielectric properties of enameled wires with nanofilled varnish for rotating machines fed by inverters", *IEEE Electrical Insulation Conference, EIC 2009*, Montreal, Canada, 2009.
- [NGU10] M. Q. Nguyen, D. Malec, D. Mary, P. Werynski, B. Gornicka, L. Therese, P. Guillot, "Silica nanofilled varnish designed for electrical insulation of low voltage inverter-fed motors", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Volume 17, Issue 5, October 2010, pp. 1349-1356
- [OKU07] H. Okubo, N. Hayakawa, 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*, Volume 14, Issue 6, December 2007, pp. 1516-1530.

- [OYE00] B. S. OYEGOKE, "Transient voltage distribution in stator winding of electrical machine fed from a frequency converter", *Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series, No. 100*, 1999, p. 74.
- [PEI03] Z. Peihong, Z. Weiguo, L. Yan, F. Yong, L. Qingquan, "Study on corona-resistance of polyimide-nano inorganic composites", *Proceedings of the 7th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Nagoya, Japan, 2003, pp. 1138-1141.
- [PER07] F. Perisse, P. Werynski, D. Roger, "A new method for AC machine turn insulation diagnostic based on High Frequency resonances", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Volume 14, Issue 5, 2007, pp. 1308-1315.
- [PER97] J.-P. Pérez, R. Carles, R. Fleckinger, *Electromagnetisme, Fondements et applications*, Edition 3: Masson, 1997.
- [RIC11] E. Richaud, J. Verdu, "Vieillissement chimique des polymères - Mécanismes de dégradation", *Techniques de l'ingénieur, référence AM3151*, 10 Janvier 2011,
- [SCH09] F. Schemmel, K. Bauer, M. Kaufhold. (2009, July/August) "Reliability and statistical lifetime-prognosis of motor winding insulation in low-voltage power drive systems". *IEEE Electrical Insulation Magazine*. 6-13.
- [SUR99] G. Suresh, H. A. Toliyat, D. A. Rendusara, 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*, Volume 14, Issue 1, January 1999, pp. 23-30.
- [TAN04] T. Tanaka, G. C. Montanari, R. Mulhaupt, "Polymer nanocomposites as dielectrics and electrical insulation-perspectives for processing technologies, material characterization and future applications", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Volume 11, Issue 5, October 2004, pp. 763-784.
- [TOL04] H. A. Toliyat, G. B. Kliman, *Handbook of Electric Motors*, Edition 2 Revised and Expanded, New York: CRC Press Taylor & Francis Group, 2004.
- [TOU01] F. Tourkhani, P. Viarouge, "Accurate analytical model of winding losses in round Litz wire windings", *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume 37, Issue 1, January 2001, pp. 538-543.
- [TOU09] A. Toureille, "Mesures électriques des matériaux diélectriques solides", *Techniques de l'ingénieur, référence R1 115v2*, 10 Juin 2009,
- [VID08] A. Videt, P. L. Moigne, N. Idir, P. Baudesson, J. J. Franchaud, "Motor overvoltages limitation by means of a new EMI-reducing PWM strategy for three-level inverters", *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008*, 2008.
- [WER06] P. Werynski, "Vieillissement des diélectriques et surveillance in situ des machines électriques", thèse, LSEE - Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement, Université d'Artois, Béthune, 2006.
- [WRI83] M. T. Wright, S. J. Yang, K. McLeay, "General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings", *IEE Proceedings B on Electric Power Applications*, Volume 130, Issue 4, July 1983, pp. 245-256.

Normes

- [CEI 60317-0-1] *"Spécifications pour types particuliers de fils de bobinage"*, CEI, 2008.
- [CEI 60317-38] *"Spécifications pour types particuliers de fils de bobinage - Fil de section circulaire en cuivre émaillé avec polyester ou polyesterimide et avec surcouche polyamide-imide, classe 200, avec une couche adhérente"*, 2000.
- [CEI 60343] *"Méthodes d'essai recommandées pour la détermination de la résistance relative des matériaux isolants au claquage par les décharges superficielles"*, CEI, 1991.
- [CEI 62068-1] *"Systèmes d'isolation électrique-Contraintes électriques produites par des impulsions de tension appliqués périodiquement – méthode générale d'évaluation de l'endurance électrique"*, CEI, 2003.
- [CEI/TR 62068-2] *"Systèmes d'isolation électrique-Contraintes électriques produites par des impulsions de tension appliqués périodiquement – état de l'art"*, CEI, 2001.
- [CEI/TS 60034-18-41] *"Qualification et essais de type des systèmes d'isolation de type I utilisés dans des machines alimentées par convertisseurs de tension"*, CEI, 2006.
- [IEC/TS 60034-25] *"Guidance for the design and performance of a.c. motors specifically designed for converter supply"*, IEC, 2007.

Nouvelle conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt

Résumé :

L'émergence du concept d'un avion plus électrique implique une refonte en profondeur des réseaux embarqués. L'axe principalement développé repose sur une augmentation de la tension du réseau et un passage au bus continu. Le contrôle des actionneurs électriques embarqués passe alors par l'utilisation massive de convertisseurs électroniques qui vont imposer des fronts de tension très raides et des contraintes particulières aux enroulements des machines. Les oscillations pseudopériodiques qui suivent ces fronts raides sont à l'origine de champs électriques intenses qui peuvent dépasser le seuil d'apparition des décharges partielles (PDIV) et de ce fait provoquer une dégradation rapide des isolants classiques qui sont à base de polymères. Le travail effectué dans cette thèse est centré sur l'étude d'une nouvelle méthode de conception des bobinages permettant la réduction des problèmes de décharges partielles. Un dispositif expérimental mis au point dans ce cadre reproduit les contraintes imposées par des convertisseurs modernes et permet de mesurer les tensions inter-spires d'une bobine. L'étude expérimentale met en évidence les phénomènes à prendre en compte avec ce type d'alimentation et donne une première idée des axes d'optimisation envisageables. Un modèle prédictif capable de donner la distribution des tensions inter-spires, en réponse à un front raide de tension, aide à identifier les points critiques. Les paramètres constitutifs de ce modèle ont été déterminés en utilisant des méthodes analytiques, expérimentales et numériques. Compte tenu de la complexité du modèle, un outil numérique automatisé a été élaboré afin de simuler le modèle des bobines étudiées. Plusieurs types de bobinage ont été analysés et optimisés avec succès. Cette optimisation consiste à diminuer la tension inter-spires en agissant sur l'arrangement des fils dans les encoches. L'utilisation des bobines optimisées avec cette méthode permet d'envisager une nette amélioration de la fiabilité des machines électriques.

Mots clés : bobinages des moteurs électriques, fronts raides, circuit équivalent, outil numérique, optimisation

New design of stator windings of AC machines for reducing the negative effects of dV/dt

Abstract :

The emergence of the concept of a more electric aircraft requires a major overhaul of onboard grid. The main developed axis is based on an increase in the grid voltage and a switch to DC bus. In this context, the onboard electric actuators are supplied through power electronic converters that will impose very fast voltage fronts and particular constraints in the windings of the machines. The transient over-voltages that follow the steep-fronted pulses are the source of intense electric fields which may exceed the partial discharge inception voltage (PDIV) and cause a rapid deterioration of polymer based insulators. This thesis focuses on the study of a new design method of the windings in order to reduce problems of partial discharges. An experimental device developed in this framework reproduces the constraints of modern converters and allows measuring the turn-to-turn voltages of a coil. The experimental study shows the phenomena to be considered with this type of power supply and gives an idea of possible areas for optimization. A predictive model able to give the distribution of turn-to-turn voltages, in response to a steep-fronted voltage, helps to identify critical points. The constitutive parameters of this model were determined using analytical, experimental and numerical methods. Given the complexity of the model, an automated numerical tool has been developed in order to simulate the model of studied coils. Several types of coil have been analyzed and optimized successfully. This optimization consists in reducing the turn-to-turn voltages by acting on the arrangement of the wires in the slots. The use of optimized coils with this method allows envisaging a significant improvement in the reliability of electrical machines.

Keywords: motor windings, steep-fronted pulses, equivalent circuit, simulation tool, optimization