

Thèse de Doctorat

Esseddik Ferdjallah Kherkhachi

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université de Nantes
sous le label de l'Université Nantes Angers Le Mans*

***Discipline : Électronique et Génie Électrique**
Spécialité : Génie Électrique
Laboratoire : Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique (IREENA)*

Soutenance prévue le 30 octobre 2015

École doctorale : ED 503

Diagnostic du système isolant des machines électriques par identification paramétrique

dans un contexte de maintenance prédictive des turbines offshores

JURY

Président : **Guy CLERC**
Rapporteurs : **Jean-François BRUDNY**
Gérard CHAMPENOIS
Directeur de Thèse : **Luc LORON**
Co-directeur de Thèse : **Mohamed BENBOUZID**
Encadrant : **Emmanuel SCHAEFFER**

Professeur des universités, Université de Claude Bernard, Lyon 1
Professeur des universités, Université d'Artois
Professeur des universités, Université de Poitiers
Professeur des universités, Université de Nantes
Professeur des universités, Université de Bretagne Occidentale
Maître de conférence, Université de Nantes

Remerciements

Ce mémoire marque la fin de trois années de recherche au sein de l'équipe maitrise de l'énergie électrique (MEE) de l'Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA), dans le cadre du projet de recherche Hydrol 44 financé par la Région des Pays de la Loire.

Je tiens en ces quelques lignes à exprimer ma reconnaissance envers tous ceux qui de près ou de loin y ont contribué.

Tout d'abord, je remercie chaleureusement messieurs Luc LORON professeur à l'Université de Nantes et Mohamed BENBOUZID professeur à l'Université de Bretagne Occidentale qui, en plus de diriger cette thèse, m'ont encadré et guidé tout le long de ces années. Leur patience, conseils et remarques pertinentes ont largement contribué à l'aboutissement de ce manuscrit.

Travailler avec monsieur Emmanuel SCHAEFFER, qui a encadré ces travaux, aura été pour moi une expérience très enrichissante. Tant sur le plan professionnel que sur le plan personnel. Sa grande compétence scientifique, sa disponibilité, son investissement dans cette thèse, sa rigueur et son organisation ont été très précieux pour l'avancement de ce travail et pour ma formation personnelle. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je remercie très chaleureusement l'ensemble des membres de jury qui ont accepté d'évaluer mon travail ; messieurs Jean-François BRUDNY et Gérard CHAMPENOIS, pour l'examen précis de ce mémoire qu'ils ont réalisé lors de la rédaction de leur rapport et les questions et remarques lors de la soutenance qui ont permis d'éclaircir certains points difficiles et surtout d'ouvrir le champ des investigations futures. M. Guy CLERC, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de présider le jury de ma soutenance et pour les échanges judicieux sur mes travaux.

Je remercie également messieurs Daniel LALOY, Mehdi BELHAJ et Julien CORMIER de la société Jeumont Electrique Maintenance de m'avoir ouvert les portes de leur entreprise et d'avoir collaboré activement à ce travail de recherche au travers des nombreux essais expérimentaux que j'ai pu effectuer dans leurs ateliers sur des machines de fortes puissances, ainsi que pour avoir fait le déplacement pour assister à ma soutenance.

Mes remerciements vont aussi à tous les membres de l'IREENA : le directeur du laboratoire Mohamed MACHMOUM, tous les professeurs et les maitres de conférences du laboratoire, sans oublier Mme Christine BROHAN pour son soutien administratif, M. Franck JUDIC pour son soutien technique lors de nombreuses réalisations expérimentales durant les trois années de thèse mais surtout pour sa gentillesse et sa bonne humeur.

Je souhaite remercier M. Mouloud FELIACHI et sa famille de nous avoir toujours réunis autour d'un verre de thé, un repas ou une soirée conviviale avec des discussions très enrichissantes dans tous les domaines. Je remercie également mes chers amis ; Ahmed, Necereddine et sa femme Ryma pour les moments de famille qu'on a passé ensemble durant ces trois dernières années. Des souvenirs qui resteront à jamais gravés dans ma mémoire.

Je remercie également mes amis de l'IREENA pour la bonne ambiance et les échanges quotidiens (scientifique et autres), Ouahid, Zhihao, Kien, Quan, Nassim, Jian, Sadok, Fiacre, Brahim, Alexis, Azeddine et Azza.

Je tiens à faire un clin d'œil à tous mes amis qui n'ont pas de lien avec l'IREENA, mais qui m'ont toujours soutenus pendant la période de mes études ; Mehdi (El Jack), Samir, Slimane, Yassine-R, Khaled, Djamel, Idir, Belkacem, Imad et Yassine-M.

Une autre personne qui mérite un remerciement, mais aussi une reconnaissance, ma chère Wiam. Merci pour tout dada ...

Les derniers mots de ces remerciements, je les dois à mes parents, Salah et Houria, grâce à leurs encouragements, leur soutien sans faille et leurs sacrifices, j'ai pu atteindre mon objectif. Ils ont su nous construire, mes frères et sœurs et moi, et donnés toutes les chances pour réussir. Qu'ils trouvent, dans la réalisation de ce travail, l'aboutissement de leurs efforts ainsi que l'expression de ma plus affectueuse gratitude. Je souhaite aussi remercier mes frères Issam et Daoud ainsi que mes sœurs adorées, Ilhem, Amina et Safia, qui m'ont toujours soutenu mais surtout supporté...!

Esseddik,

Table des matières

Introduction générale	15
1 Bibliographie et contexte de l'étude.....	21
1.1 Introduction.....	21
1.2 Constitution du système isolant des machines tournantes	22
1.2.1 Différents types de bobinage.....	22
1.2.2 Différents composants du système isolant	25
1.3 Défauts des machines électriques tournantes	28
1.3.1 Défauts rotoriques	30
1.3.2 Défauts statoriques	30
1.4 Contraintes et vieillissement	31
1.4.1 Contraintes normales subies par le système isolant	31
1.4.2 Contrainte thermique.....	32
1.4.3 Contraintes électriques et décharges partielles	32
1.4.4 Contraintes mécaniques	33
1.4.5 Contraintes environnementales	33
1.4.6 Contraintes particulières subies par le système isolant	34
1.4.7 Influence du câble de liaison.....	34
1.4.8 Mécanismes de dégradation de l'isolation	35
1.5 Durée de vie normalisée et vieillissement accéléré	36
1.5.1 Modèle de durée de vie	36
1.5.2 Endurance thermique et indice de température.....	37
1.5.3 Vieillissement accéléré normalisé et application pour l'étalonnage du vieillissement de la machine	39
1.6 Modélisation du bobinage d'une machine électrique	40
1.6.1 La conductivité des matériaux	41
1.6.2 Polarisation des diélectriques.....	42
1.6.3 Schéma électrique simplifié du diélectrique	45
1.6.4 Principales approches pour la modélisation du bobinage	47
1.6.5 Etat de l'art sur la modélisation HF du bobinage des machines électriques.....	48
1.7 Diagnostic de l'isolation des machines électriques	52
1.7.1 Approche signal versus approche modèle pour le diagnostic	53
1.7.2 Méthode de diagnostic du système isolant.....	54
1.8 Conclusions.....	58

2 Diagnostic des systèmes par identification paramétrique de modèle à temps continu	59
2.1 Introduction.....	59
2.2 Identification de modèle à temps continu par la méthode à erreur de sortie.....	60
2.2.1 Représentation d'état à temps continu.....	60
2.2.2 Principe de l'identification	61
2.2.3 Algorithmes de minimisation de Gauss-Newton.....	63
2.3 Méthodologie de recherche du « meilleur » modèle	70
2.3.1 À propos du compromis identifiabilité/performance.....	70
2.3.2 Critères de comparaison de modèles	71
2.3.3 Optimisation du protocole d'excitation	72
2.4 Obtention de la représentation d'état à temps continu d'un réseau électrique complexe.....	73
2.4.1 Problématique.....	73
2.4.2 Méthodologie de mise en équations d'un réseau complexe	76
2.5 Conclusion	83
3 Méthodologie expérimentale	85
3.1 Introduction.....	85
1.2 Banc expérimental d'identification	86
3.1.1 Schéma du principe	86
3.1.2 Générateur d'impulsions	87
3.1.3 Acquisition et conditionnement des signaux.....	89
3.1.4 Etalonnage et validation du système d'identification.....	89
3.2 Vieillissement thermique accéléré.....	91
3.2.1 Conditionnement des éprouvettes torsadées et de la machine bobinée	92
3.2.2 Protocole d'essai pour le vieillissement thermique accéléré	94
3.2.3 Tests d'évaluation de l'état de vieillissement.....	95
3.3 Vieillissement thermomécanique des barres Roebel	99
3.3.1 Objectif de l'essai	99
3.3.2 Description du protocole d'essai de vieillissement	100
3.3.3 Tests de diagnostic des barres	102
3.4 Conclusion	104
4 Modèles paramétriques pour le diagnostic du système isolant	107
4.1 Introduction.....	107
4.2 Étude d'une barre Roebel.....	107
4.2.1 Problématique.....	107

4.2.2 Modélisation du système isolant	109
4.2.3 Analyse du vieillissement	116
4.2.4 Conclusion	117
4.3 Etude d'un bobinage filaire aléatoire.....	117
4.3.1 Lignes de transmission.....	117
4.4 Conclusion	127
Conclusion et perspectives	129
Annexes.....	133
A. Terminologie de la maintenance	133
B. Principaux émaux isolant et vernis d'imprégnation et leurs caractéristiques ...	137
C. Mesures de décharges partielles sur les barres	140
D. Complément d'essai du vieillissement thermique accéléré.....	142
E. Générateur d'impulsion.....	144
F. Mise en œuvre de l'approche globale pour l'identification par la méthode du modèle	147
Références bibliographique	149



Introduction générale

Contexte du développement des Energies Marines Renouvelables

Les conclusions des Grenelles de l'environnement et de la mer ont mis l'accent sur la nécessité d'augmenter significativement la part des énergies marines dans le bouquet énergétique français et ont proposé une feuille de route volontariste pour soutenir leur développement. Dans son *Livre Bleu* des engagements du Grenelle de la Mer, la France s'est ainsi fixée comme objectif d'atteindre « 23% d'énergie renouvelable dans la consommation finale à l'horizon 2020 ». Le plan estime, par ailleurs, à 3% la contribution des énergies marines renouvelables (EMRs) au mix énergétique français à l'horizon 2020 avec l'installation d'une puissance de 6.000 MW d'EMR, soit l'équivalent d'environ 4 réacteurs nucléaires de nouvelle génération [2]. On oublie en effet trop souvent que la France dispose du second domaine maritime mondial, juste derrière les Etats-Unis, avec des zones propices aussi bien à l'exploitation de l'énergie thermique (Réunion, Polynésie, etc.), qu'à l'énergie des vents sur la façade atlantique et à l'énergie des courants marins le long des côtes bretonne et normande.

Parmi ces EMRs, l'énergie hydrolienne présente au moins trois atouts remarquables : elle est parfaitement prévisible (contrairement à l'éolien et au photovoltaïque), donc plus facilement raccordable au réseau ; elle présente un impact visuel et environnemental relativement faible, donc avec une bien meilleure acceptabilité sociale ; enfin son implantation sur le fond marin limite les risques de destruction liés aux événements climatiques violents. Elle présente d'ailleurs aujourd'hui un taux de développement mondial de 1.3 %, avec quelques pays leaders comme le Royaume-Unis, le Canada et, plus récemment, la France.

Mais elle est pénalisée, en contrepartie, par des contraintes technico-économiques sévères liées à l'environnement marin. Les premiers modèles économiques prévoient, par exemple, des périodes de fonctionnement sans opération de maintenance au moins supérieures à dix ans (10 à 20 ans est un ordre de grandeur régulièrement cité, alors qu'à titre de comparaison les meilleurs revêtements anti-fouling actuels présentent des durées d'action limitées à 5 ans et les réducteurs/multiplicateurs mécaniques nécessitent des opérations de lubrification à intervalles réguliers de quelques milliers d'heures). La viabilité économique des fermes d'hydroliennes – comme celle des éoliennes offshores – est en fait conditionnée par notre

capacité à maîtriser et réduire leurs coûts d'exploitation. Or, si les premiers prototypes industriels commencent à être testés en conditions réelles grâce notamment aux différents appels à projets de l'ADEME et de l'ANR qui se sont succédés ces 6 dernières années, force est de constater qu'il reste beaucoup d'inconnues sur la tenue des installations en condition marine. À titre d'exemple, on pourrait rappeler que les technologies développées dans domaine pétrolier offshore ne sont absolument pas adaptées au contexte des EMRs et ce n'est pas un hasard si le développement des standards constitue un des axes stratégiques retenus par le dernier appel à projet EMR 2015 de l'ANR [1].

Projet de recherche collaboratif Hydrol44

C'est dans ce contexte qu'est né en 2011 le projet de recherche collaboratif HYDROL44, financé par la Région des Pays de la Loire et réunissant un consortium de laboratoires et d'industriels historiquement impliqués dans les EMRs : cinq laboratoires de recherche (LHEEA, LBMS, IRENav, IREENA, LARIS) et trois entreprises (Alstom, ECA-EN et Jeumont Electrique Maintenance).

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du quatrième workpackage de ce projet dont l'objectif scientifique est de s'attaquer à la problématique centrale de maîtrise et de réduction du coût d'exploitation (*OPEX*), selon deux axes de recherche (Figure I.1) : le premier axe s'intéresse à la conception et l'optimisation des fermes d'hydroliennes robustes et le second porte sur les solutions permettant de limiter ou d'optimiser les interventions de maintenance sur site (maintenance préventive), donc de réduire le coût d'exploitation.

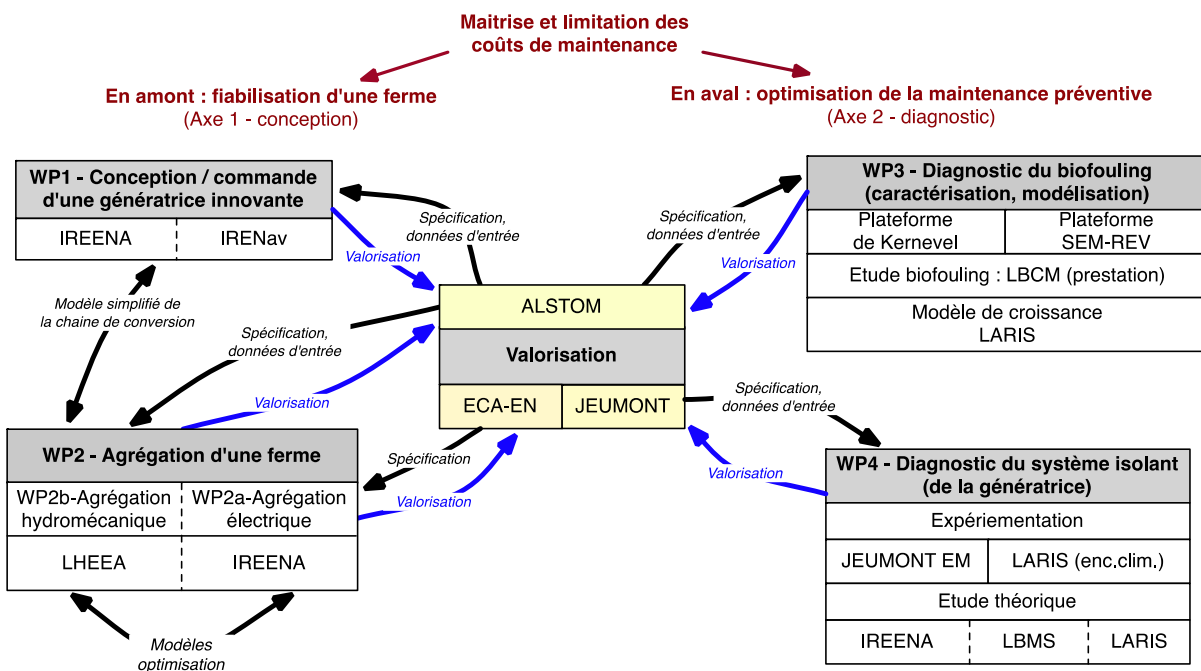


Figure I. 1. Partenaires et organisation du projet Hydrol44

En effet, les concepts traditionnels de maintenance corrective et préventive systématique sont complètement inadaptés aux exigences des EMRs : la complexité et la dangerosité des opérations en mer (zone de fort courant pour l'hydrolien par exemple) et des périodes d'intervention réduites (période d'été) contraintes par la météo et difficiles à programmer longtemps à l'avance font qu'il devient indispensable pour les industriels d'anticiper les phénomènes de fatigue et de vieillissement : seule une surveillance en continu des turbines, des sous-stations électriques et des câbles d'énergie permettront d'anticiper les défaillances et donc d'optimiser les opérations de maintenance par une gestion globale des risques et des

coûts. On comprend, par cet exemple, l'intérêt économique de la maintenance prévisionnelle et de ce que les anglo-saxons appelle le *Prognostic and Health Management* (PHM). Celui-ci connaît depuis un peu plus d'une décennie, un intérêt grandissant de la part de la communauté scientifique : on peut, par exemple, citer la création récente d'un sous-groupe de recherche PHM du GDR MACS et plusieurs revues lui sont spécifiquement dédiées. Le lecteur pourra trouver dans [2] une introduction complète aux notions de maintenance, diagnostic, pronostic et supervision. Nous nous contentons de rappeler que la maintenance préventive conditionnelle, aussi appelée maintenance prévisionnelle, se base sur les résultats d'un diagnostic du système, celui-ci étant classiquement défini par trois étapes successives :

- la détection d'un défaut, c'est-à-dire l'apparition d'une différence entre une caractéristique attendue - issue par exemple d'un cahier des charges ou d'un modèle de bon fonctionnement du système – et la caractéristique estimée à partir des mesures disponibles. Cette étape consiste typiquement à calculer un ou plusieurs indicateurs de défaut (à partir de paramètres, des variables d'état ou de résidus) et à détecter le franchissement d'un seuil ;
- la localisation du sous-système à l'origine du défaut, par exemple à l'aide d'une table de correspondance résidus/défauts ;
- et surtout la recherche des causes à l'origine du problème, ce qui nécessite généralement une compréhension fine des phénomènes physiques agissant dans et sur le système.

Cette vision des choses présente le diagnostic comme une action postérieure à l'apparition d'une défaillance, permettant typiquement de prendre une décision stratégique de reconfiguration de la commande pour soulager le composant défaillant. La détection d'un court-circuit de quelques spires dans le moteur d'un véhicule électrique a, de ce point de vue, du sens car cela peut permettre de limiter les conséquences de la défaillance – par exemple en demandant au conducteur de réduire sa vitesse au strict minimum jusqu'au prochain garage. À titre d'exemple, la figure I.2 montre les conséquences désastreuses d'un court-circuit au stator d'une génératrice synchrone d'un groupe électrogène de 1 MW. Le flash thermique a non seulement fait fondre le bobinage statorique mais aussi brûlé le bobinage rotorique. C'est ce qui a motivé en France les groupes de recherche successifs sur le diagnostic des machines électriques (SDSE, ME2MS, SEEDS et l'inter-GDR actuelle SEEDS-MACS), avec de nombreuses thèses à la clé.



Figure I. 2. Conséquences désastreuses d'un court-circuit inter-spires sur le bobinage statorique et rotorique d'une génératrice de 1 MW

Mais dans le contexte des EMRs, le véritable intérêt stratégique est bien plus amont et consiste non seulement à pouvoir évaluer en continu l'état de santé du système isolant de la génératrice, mais aussi de pouvoir prédire (pronostiquer) sa durée de vie restante (*Remaining Useful Life*) – par exemple à l'aide d'un modèle ou d'une loi de vieillissement des matériaux isolants. Pour des systèmes tels que l'isolation des transformateurs et des machines électriques, les supercondensateurs ou encore les piles à combustibles dont le vieillissement est un phénomène très lent, la vision traditionnelle du diagnostic est finalement artificielle car la dérive d'un indicateur de défaut est plus la conséquence d'un vieillissement progressif d'un composant (qui n'affecte pas forcément les performances globales du système) que la conséquence d'une défaillance réellement établie d'un composant du système. C'est ce qui a motivé notre approche de la maintenance prévisionnelle des systèmes par l'identification de représentation d'état à temps continu. En effet, la modélisation par équation de récurrente (ARX, ARMAX, OE, ...) et les algorithmes d'identification dérivés du cadre général des moindres carrés sont généralement utilisés pour la synthèse des lois de commande [3]. Mais si l'objectif est de comprendre en profondeur le comportement d'un système pour son diagnostic et son pronostic, alors l'identification de modèle à temps continu présente de nombreux atouts, en particulier parce que leurs paramètres conservent une signification physique et peuvent donc être plus facilement reliés aux phénomènes physiques de vieillissement affectant le système. La figure I.3 suivante situe notre travail dans le schéma global du PHM et le positionne par rapport aux autres approches, en particulier celles conduites par les données (*data driven methods*) qui connaissent un essor très important ces dernières années.

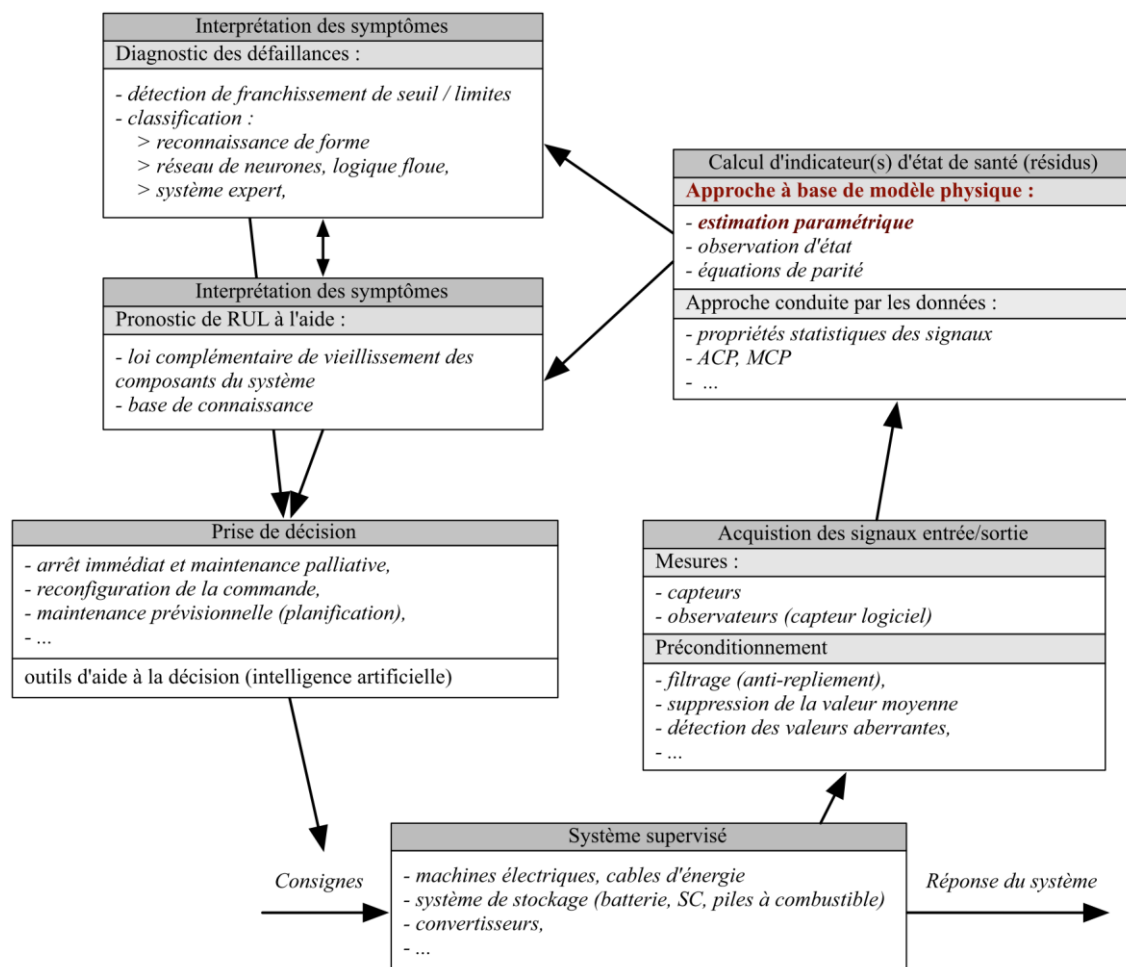


Figure I. 3. Place de l'identification paramétrique dans le schéma PHM

Problématique de recherche du « meilleur » modèle

Dès lors que l'on a décidé d'utiliser un type de modèle, se pose la question du choix de l'algorithme d'identification : filtrage de Kalman étendu ? Moindres carrés ? Minimisation non linéaire de l'énergie de sortie ? D'une façon générale, l'identification des systèmes à partir de données expérimentales nécessite de définir un critère à minimiser (quadratique, maximum de vraisemblance, bayésien, etc.), puis de choisir un algorithme de minimisation adapté à ses caractéristiques (linéaire ou non par rapport aux paramètres) et au contexte applicatif [3]. Par exemple, il devra être récursif temps réel si l'objectif principal de l'identification est de détecter très rapidement une défaillance pendant le fonctionnement opérationnel du système, pour pouvoir reconfigurer la commande et éviter une dégradation complète du système par effet boule de neige. Pour l'exemple de la figure I.2, un système de diagnostic temps réel performant aurait peut-être pu éviter la dégradation du rotor. Mais dans le contexte de maintenance prévisionnelle des génératrices d'hydroliennes ou d'éoliennes offshore, nous n'avons évidemment pas de telles contraintes temps réel et le coût calculatoire et financier d'un système de surveillance ne constitue pas un obstacle au regard des coûts de maintenance corrective de ces turbines. Nous nous sommes donc orientés vers l'identification par la minimisation non linéaire de l'énergie de l'erreur de sortie introduite en France par J. Richalet, sous le nom de la méthode du modèle. Le lecteur pourra retrouver une présentation et une comparaison entre cette méthode et la méthode des moindres carrés pour des critères linéaire dans [4]. Très souvent, la méthode est présentée pour des systèmes SISO. Nous présentons dans le second chapitre sa formulation dans le cas général d'un système MIMO car nous serons amenés dans le chapitre suivant à identifier des modèles à plusieurs entrées/sorties et parce que cela nous permet aussi d'introduire la notion de domaine d'incertitude des estimations que nous utiliserons pour comparer les structures de modèle.

Plan du mémoire

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente la constitution et l'analyse du système isolant des machines tournantes à bobinage filaire et à bobinage formé. Sont rappelées les principales contraintes (mécaniques, thermiques, électriques) appliquées au système isolant et les défauts conséquents. Le chapitre présente ensuite un état de l'art sur les essais de vieillissement accélérés de l'isolation statorique – ainsi que les normes les définissant – que nous avons utilisés pour la partie expérimentale. Dans l'avant dernière partie de ce chapitre, nous rappelons les principales approches proposées dans la littérature pour modéliser le comportement haute fréquence des bobinages statoriques, en fonction de l'application voulue (diagnostic ou commande de la machine). Enfin nous présentons un rapide état de l'art sur les méthodes de surveillance et diagnostic dédiées spécifiquement à l'isolation des machines électriques.

Le deuxième chapitre est consacré à la méthodologie de diagnostic des systèmes par identification paramétrique. Nous justifions le choix de la méthode à erreur de sortie et l'utilisation des algorithmes de Nelder-Mead et de Gauss-Newton pour l'estimation des paramètres. L'intégration numérique d'une représentation d'état matricielle des fonctions de sensibilité dérivée de la représentation d'état du système nous permet d'étudier la forme de l'hyper-surface du critère quadratique à minimiser près du point optimum et d'en déduire une évaluation des incertitudes paramétriques sans hypothèse particulière sur la nature des bruits de mesure et de modélisation. Ces incertitudes sont utilisées comme principal critère de comparaison et de sélection des structures de modèles pour le diagnostic.

Le troisième chapitre est consacré aux expérimentations réalisées, dans le cadre de la thèse, au sein du laboratoire et dans les locaux du partenaire Jeumont à Carquefou. Nous

présentons, tout d'abord, le banc expérimental d'acquisition des signaux pour l'identification ainsi que le générateur d'impulsions spécialement développé pour répondre à nos besoins. Le chapitre décrit ensuite les essais de vieillissement thermique accéléré d'une machine filaire rebobinée et d'échantillons d'éprouvettes torsadées, ainsi que les essais de cyclage thermomécanique des barres Roebel.

Dans le quatrième et dernier chapitre, les signaux expérimentaux sont exploités pour évaluer les potentialités de diagnostic de différentes structures de modèle. Nous commençons par analyser le potentiel de modèles de comportement avant de passer à des structures de type ligne de transmission (modèle boîte grise), pour les barres et pour des stators filaires.

1 Bibliographie et contexte de l'étude

1.1 Introduction

La haute fiabilité requise pour l'exploitation des Energies Marine Renouvelables impose que les systèmes de surveillance puissent caractériser l'état de santé de l'entité à surveiller à tout moment durant son service. L'objectif ultime est de pouvoir prédire une défaillance bien avant qu'elle ne se produise et d'assurer la continuité de production de l'énergie [5], [6]. Cependant, l'environnement marin rend cette tâche particulièrement difficile à accomplir. Le système isolant des générateurs électriques utilisés dans de telles applications figure parmi les éléments les plus critiques, avec les réducteurs mécanique et les pâles des hélices. Il est en effet soumis à des variations de température et des dilations du circuit magnétique cycliques [7].

D'une manière générale, le système isolant est affecté principalement par la contrainte thermique due à la température de service. Mais celle-ci peut être combinée avec d'autres contraintes mécaniques, environnementales, chimiques, ... qui pourront modifier et/ou accélérer les processus de dégradation [8]. Notre objectif étant d'établir une méthode de diagnostic du système isolant, il est important de bien comprendre sa composition physique et les phénomènes qui peuvent apparaître à son niveau durant le fonctionnement de la génératrice. Pour cela nous commençons dans la première partie du chapitre par décrire le bobinage filaire des machines de faible et moyenne puissances. Puis nous présentons les bobinages formés employés pour la fabrication des machines de forte puissance.

Par la suite, nous détaillons les différentes contraintes appliquées à ces systèmes pendant leur fonctionnement et présentons les mécanismes de dégradation des matériaux isolants. Cela nous permet ensuite d'introduire la notion de modèle de durée de vie ainsi que les essais de vieillissement accélérés normalisés pour l'étude expérimentale de leur dégradation.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons un état de l'art des différentes approches de modélisation du bobinage et du système isolant. Nous rappelons les phénomènes physicochimiques liés à la polarisation de l'isolation et les modèles élémentaires du diélectrique qui en découlent. Nous introduisons ensuite les différentes approches proposées pour la modélisation haute fréquence ou impulsionnelle du bobinage des machines électriques

et des transformateurs, comme les modèles élémentaires à constantes plus ou moins localisées. A la fin du chapitre, un tableau résume les avantages et les inconvénients des différentes approches.

1.2 Constitution du système isolant des machines tournantes

Dans une démarche logique pour présenter cet état de l'art, nous avons choisi de présenter en premier les différents types de bobinage des machines tournantes ainsi qu'une classification générale des différents composants du système isolant. Cela permettra de mieux comprendre les phénomènes liés à la dégradation du système isolant et d'être capable de proposer des outils efficaces de diagnostic et de maintenance de l'isolation. Nous commencerons par décrire rapidement les principaux composants d'un stator d'une machine tournante, ensuite nous nous intéresserons plus particulièrement aux différents types et techniques de bobinage et, enfin, nous considérerons les composants d'un système isolant et les différents matériaux utilisés.

Le stator d'une machine électrique est constitué principalement d'un circuit magnétique, des enroulements en cuivre (le bobinage) et d'un système isolant [7]. Le circuit magnétique sert à canaliser les lignes d'induction magnétique, à maintenir les conducteurs et à la conduction thermique des pertes vers les zones de refroidissement (les canaux de ventilation qui sont différents des ailettes de refroidissement de la carcasse). Il doit donc assurer à la fois de bonnes propriétés magnétiques, de bonnes caractéristiques mécaniques et une bonne conductivité thermique. Les circuits magnétiques sont parfois réalisés en un bloc massif en acier moulé ou laminé mais, le plus souvent, ils sont faits en tôles feuilletées qui permettent de limiter les courants de Foucault qui se développent avec les variations de flux [9].

1.2.1 Différents types de bobinage

1.2.1.1 Bobinage filaire « aléatoire »

Pour des machines de puissance relativement faible (quelques kW – quelques MW) et en moyenne tension, il s'est avéré économiquement plus intéressant d'utiliser un bobinage filaire en cuivre émaillé. Le fil émaillé est soit enroulé directement dans les encoches statoriques, soit sur un gabarit spécifique, puis monté sur le stator, comme le montre la figure 1.1. Pendant la phase d'enroulement, les spires s'empilent les unes sur les autres, mais il est impossible de garantir un positionnement précis des spires consécutives d'une même bobine. On parle alors d'un bobinage aléatoire (random winding) [10]. Ainsi, les deux conducteurs cote à cote ne correspondent pas forcément à deux spires consécutives. En conséquence, ils doivent supporter une différence de potentiel importante égale à $n\delta U$, où n est le nombre de spires en série entre les deux fils adjacents et δU la chute de tension le long de chaque spire [10]. En revanche, cette valeur de chute de tension peut parfois être relativement élevée s'il s'agit de la première et la dernière spires d'une bobine qui sont adjacentes, cela nécessite une isolation supplémentaire autre que l'isolation de l'émail ce qui tend à diminuer le taux de remplissage des encoches. Or celui-ci est déjà faible en raison de la difficulté de ranger correctement les fils dans la surface disponible. En effet, pour des machines bobinées de faible puissance, on atteint difficilement un pourcentage de cuivre égal à 50% net, après décompte des isolants de masse et de la cale de fermeture d'encoche [11].

Il a été constaté que pour ce type de bobinage, le court-circuit entre spires est très fréquent. Cela est dû à la « faiblesse » de l'isolation apportée par l'émail qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement des spires ou par l'insertion des bobines dans les encoches [11]. Des contraintes supplémentaires, au niveau des sorties d'encoches et des têtes de bobines, peuvent également initier des courts-circuits :

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

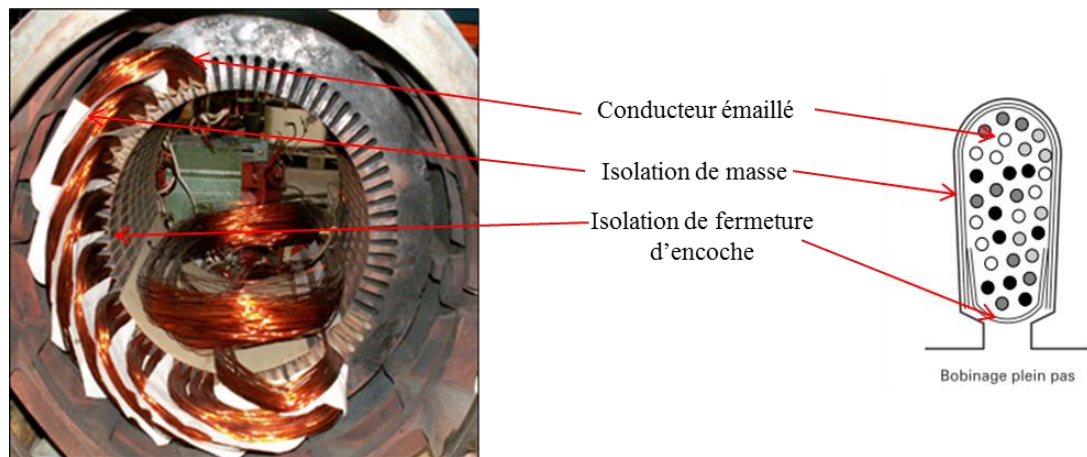


Figure 1.1. Bobinage filaire d'un stator

1.2.1.2 Bobinage formé

Le bobinage des machines de forte puissance est généralement réalisé par une mise en série ou en parallèle de faisceaux ou de barres rigides, dont la forme est obtenue par pliage et torsion à froid de conducteurs de cuivre. Cette configuration est appelée bobinage formé (form-wound coils).

Dans cette famille de bobinages, on distingue également deux variétés, en fonction de la puissance.

Pour les machines de puissances inférieures à 50 MW et de tension de service autour de 1000 V, les spires d'un faisceau sont préfabriquées à l'aide d'un long brin de cuivre de section rectangulaire isolé. Chaque bobine est constituée de deux à douze spires et les bobines sont ensuite connectées en série pour former une phase. Contrairement au bobinage filaire, une attention particulière est donnée au positionnement des spires, de sorte que chaque paire de spires adjacentes présentent la plus faible différence de potentiel [7]. La minimisation de la différence de potentiel entre spires aide à minimiser l'épaisseur de l'isolation solide entre spires et par suite à augmenter le taux de remplissage des encoches. La géométrie des faisceaux ainsi formés garantit un flux coupé identique pour chacune des spires du faisceau et leur insertion aisée dans les encoches statoriques, avec très peu de manipulation, en minimisant le risque d'abîmer l'isolant (voir figure 1.2)[10].

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

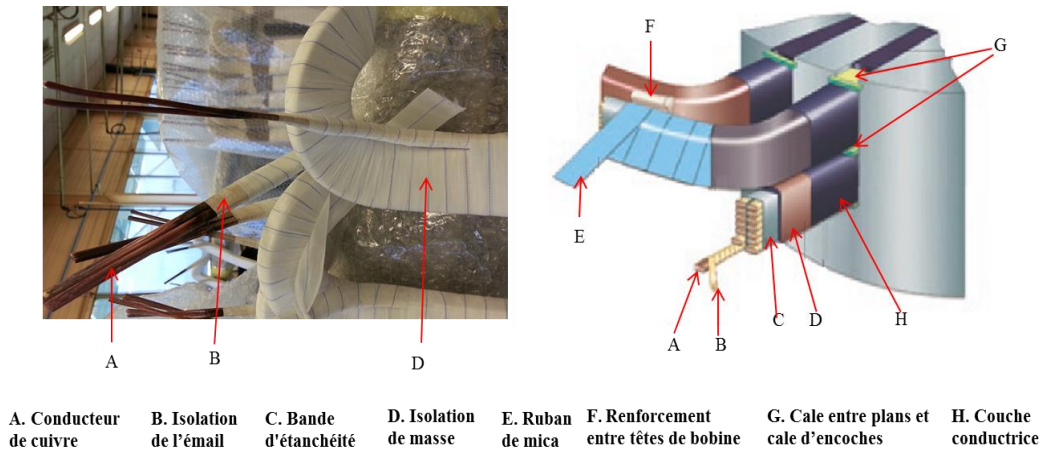


Figure 1.2. Bobinage formé et composition de son système isolant

En fait, dans une machine électrique, le champ magnétique n'est pas constant sur toute la hauteur de l'encoche, de ce fait, il apparaît dans le bobinage des phénomènes parasites comme les courants de Foucault et les courants de circulation. Pour les machines de faible puissance où les conducteurs sont de faible section, ces phénomènes peuvent être négligés. Cependant pour des machines de forte puissance qui sont fabriquées à l'aide de barres de grande hauteur, ces pertes sont importantes et on doit en tenir compte et essayer de les diminuer.

Pour diminuer les pertes par courant de Foucault, on subdivise le conducteur de cuivre pour réduire la hauteur des fils élémentaires à une valeur de 1 à 3 mm. Pour diminuer les pertes par circulation, les fabricants des machines électriques réalisent des transpositions de type Roebel sur les fils élémentaires. On appelle parfois ce type de bobinage « barres Roebel » à cause de cette pratique qui consiste à faire occuper à chaque fil élémentaire des positions successives différentes dans l'encoche. Ainsi, la différence de potentiel qui apparaît entre les extrémités des fils élémentaires s'atténue ce qui réduit les courants de circulation

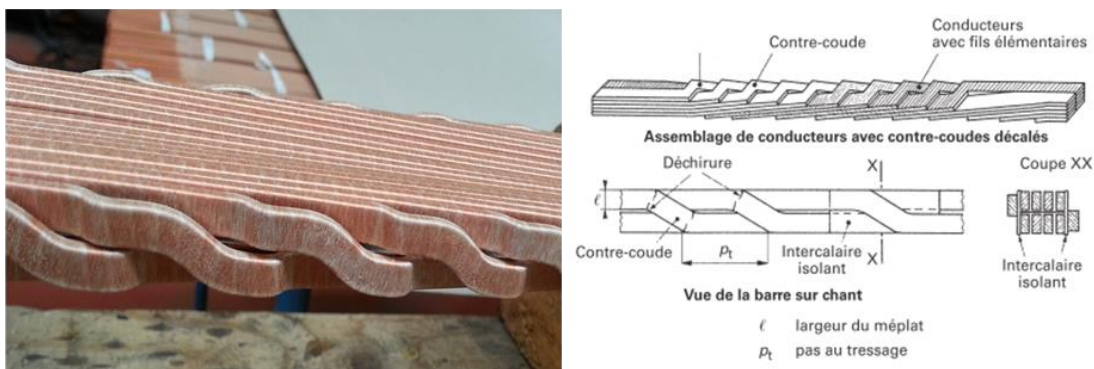


Figure 1.3. Bobinage formé et la composition de son système isolant

entre les conducteurs [9]. Dans ce cas de figure, les conducteurs sont de grande hauteur et généralement, on ne trouve que deux ou trois conducteurs par encoche [11]. Les conducteurs sont de section rectangulaire, avec la plus petite dimension orientée dans le sens de la hauteur de l'encoche.

Comme le montre la figure 1.3 [9], on trouve deux couches de fils sur la largeur de l'encoche qui forment, d'un côté, un faisceau ascendant et, de l'autre, un faisceau descendant. Lorsque le fil élémentaire atteint la position supérieure ou la position inférieure, il passe d'une couche à l'autre. En général, la transposition est réalisée seulement sur la longueur axiale de l'encoche [9]. On note qu'il existe d'autres types de transposition comme la transposition par cavalier ou par torsion.

1.2.2 Différents composants du système isolant

La fonction première d'un isolant électrique est de s'opposer au passage du courant entre conducteurs [12]. Les propriétés diélectriques des matériaux utilisés sont donc de toute première importance. Les isolants solides jouent de plus un rôle de support mécanique des conducteurs et doivent en général transmettre par conduction la chaleur dégagée dans les différentes parties du dispositif [13].

Les différents composants d'un système d'isolation statorique (SIS) pour un bobinage filaire et pour un bobinage formé ont été présentés respectivement sur la figure 1.1 et la figure 1.2. Ils ont pour objectif d'assurer :

- l'isolation entre les différents conducteurs jointifs d'une même bobine : c'est l'isolation entre spires ;
- l'isolation des bobinages par rapport à la carcasse métallique de la machine : c'est l'isolation de fond d'encoche ou l'isolation de l'émail ;
- l'isolation entre les différentes phases du moteur (en triphasé) ;
- une isolation renforcée des fils de connexion entre le bornier et les bobinages ;
- le maintien des fils de bobinage dans l'encoche et, dans le cas d'un bobinage rotorique, de supporter l'effet de la force centrifuge pendant le fonctionnement, cela est assuré par les fermetures d'encoche ou les cales d'encoche.

1.2.2.1 Isolation de fil «élémentaire»

L'émail est considéré comme l'isolant électrique élémentaire car il se trouve toujours en contact direct avec le conducteur (cuivre) en raison de son procédé de fabrication. Le dimensionnement de sa tenue diélectrique dépend de la tension maximale qui peut apparaître entre les spires les plus contraignantes de la même phase, comme nous l'avons expliqué pour le bobinage filaire au paragraphe 1.2.1.1. Cette tension est calculée sur la base de l'application d'une onde de tension normalisée à front raide, d'amplitude $4 \times U_n + 5 \text{ kV}$ avec un temps de montée égal à $1,2 \mu\text{s}$ et un temps de décente à 50% égal à $50 \mu\text{s}$. En fonction de la tension maximale entre spires, calculée par cette formule, l'isolation des fils élémentaires peut être constituée soit par de l'émail (jusqu'à 300V), soit par de l'émail et un guipage (jusqu'à 1200V), soit par de l'émail et deux guipages (jusqu'à 2000V). Les guipages sont généralement des fibres de verre imprégnées par un vernis époxyde qui couvre les fils émaillés [14].

Selon la température d'utilisation, l'émail peut être constitué d'une ou de plusieurs couches de vernis d'émaillage de même nature ou de natures différentes déposées successivement selon un procédé de fabrication prédéfini. Ce vernis d'émaillage est d'une

formulation complexe comportant un solvant, un prépolymère (collodion), un système de réticulation (polymérisation) et de multiples additifs devant améliorer les propriétés d'application et les caractéristiques finales du film polymérisé [15]. Le vernis d'émaillage est caractérisé par la nature chimique du polymère, le rapport massique entre le prépolymère et le solvant et, enfin, la viscosité du mélange. Il contient, en fonction de la nature chimique de l'émail, de l'application de la machine et du diamètre des fils, entre 18 et 40 % d'extrait sec (prépolymère, partie utile). Le reste représente les solvants qui sont brûlés dans le four à émailler [16].

La nature chimique des vernis d'émaillage diffère selon leur composition, la classe thermique voulue (voir paragraphe 1.4) et les conditions d'utilisation du moteur. En annexes, on trouvera quelques types d'émaux isolants et leurs principales caractéristiques [15], [16].

1.2.2.2 Isolation entre brins

Pour les machines de moyenne et forte puissances, la densité de courant électrique véhiculée dans le bobinage devient importante. Cela requiert l'augmentation de la section de cuivre des spires. Ainsi, on procède par la mise en parallèle de brins de section rectangulaire isolés entre eux par une isolation entre brins. On parle alors de barres Roebel (Fig. 1.2) [7]. Cette partie du système isolant devra supporter une faible tension, de quelques volts, mais elle subit des contraintes mécaniques et thermiques très importantes. Elle est soumise à des températures très élevées et subit un écrasement et des vibrations entre brins dus à une répartition non uniforme du champ magnétique dans les encoches statoriques.

Les industriels proposent actuellement différentes techniques pour la réalisation du bobinage pour résoudre le problème de la non uniformité des champs magnétiques dans le stator. Comme indiqué précédemment, une méthode consiste à alterner la position des brins dans les encoches pour qu'ils occupent toutes les positions possibles avant de revenir à leur position initiale à la sortie d'encoche. C'est le cas de la transposition Roebel (Fig. 1.3). Cela assure que tous les brins seront exposés aux mêmes quantités d'efforts thermiques générés par le passage du flux dans le circuit magnétique. Par conséquent, la dégradation due aux effets thermiques sera uniforme dans l'encoche. L'isolation de brins est souvent renforcée par un ou deux guipages. Alors, il est très rare qu'un court-circuit se produise à cause des conditions de service (thermique ou électrique). Cependant, des contraintes externes (comme une surintensité due à l'évacuation d'un courant de foudre) peuvent provoquer un court-circuit au niveau de l'isolation de brins. Cela n'est pas très grave et la machine peut continuer à fonctionner normalement avec un échauffement et des pertes supplémentaires qui induisent une faible chute de rendement.

1.2.2.3 Isolation entre spires

Cette composante du système isolant doit supporter des tensions plus importantes, de quelques centaines de Volt et elle doit permettre l'évacuation des pertes joules, ce qui n'est pas toujours évident car les caractéristiques électriques et thermiques sont souvent antagonistes. Elle est réalisée par une bande souple et sèche à base de cristaux de mica et d'un liant en résine polyester [10]. Le mica présente une résistance mécanique remarquable à la traction et à la compression, tout en gardant une grande souplesse grâce à sa structure lamellaire. Ses caractéristiques restent quasiment constantes sur la plage de température 25-400°C, avec une tenue globale de ses principales caractéristiques physico-chimiques jusqu'à 600°C.

1.2.2.4 Isolation de masse (isolants plats)

L'isolation de masse subit des contraintes électriques et mécaniques plus importantes que l'isolation inter-spires. Donc elle doit présenter une rigidité diélectrique plus importante. De ce fait, elle est généralement plus épaisse que les autres composantes du système isolant. L'isolation de masse est constituée, en général, d'un assemblage de matériaux isolants organiques à base des polymères (Nomex, Mylar, ...). Pour les machines basse tension ($\leq 500V$), l'isolation de masse est souvent sous forme de U à base de Nomex®. Elle est ensuite complétée par une bande à base de tissu de verre située sous la cale d'encoche [9]. Pour des machines de moyenne et forte puissance, avant d'être insérées dans les encoches, les barres sont enrubannées souvent par un complexe de mica avec support en verre ou en feutre polyester. Le ruban est appliqué à la main ou à la machine (figure 1.4). Le tissu de verre assure la tenue mécanique et le papier de mica la tenue aux décharges électriques [17].

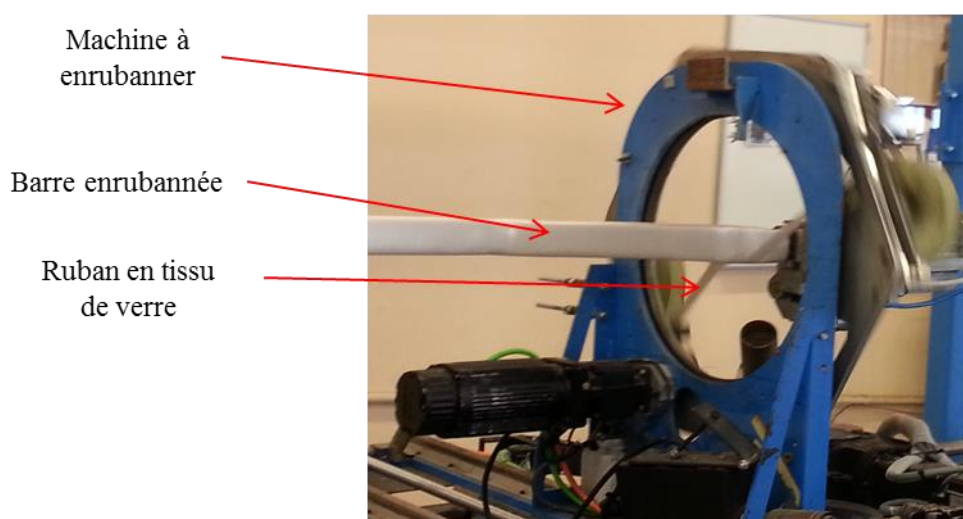


Figure 1.4. Machine à enrubanner

Dans les systèmes isolants des machines de fortes puissances, les constructeurs ajoutent généralement une surcouche de nature conductrice, mais d'une mauvaise conductivité, sur l'isolation de masse avant d'insérer les barres dans les encoches. Cette couche a pour objectif d'assurer un bon contact électrique entre l'isolation de masse et le circuit magnétique, afin d'éviter les décharges partielles. L'idée est de créer une réduction du potentiel entre le circuit magnétique relié au potentiel nul et l'isolant en contact avec les conducteurs sous haute tension. La couche est choisie de mauvaise conductivité pour éviter de court-circuiter les feuilles de circuit magnétique et donc d'augmenter l'échauffement dû aux courants de Foucault. Une dernière couche isolante est ajoutée aux extrémités des barres pour renforcer l'isolation au niveau des sorties d'encoches où les phénomènes de bord intensifient le champ électrique, ce qui crée une contrainte électrique supplémentaire sur l'isolation.

1.2.2.5 Vernis d'imprégnation

L'opération d'imprégnation a pour objectif d'homogénéiser et de rendre étanche l'isolation de masse. Suivant la capacité des cuves d'imprégnation, on procède à une imprégnation globale ou bobine par bobine. Pour l'imprégnation globale, après le montage des barres isolées dans le circuit magnétique, l'ensemble sera imprégné sous vide et pression. En général, l'ensemble à imprégner est soumis en premier lieu à un pré-séchage. Ensuite, on effectue l'imprégnation sous vide et pression selon un procédé bien défini [9]. Et enfin, une opération de cuisson est faite dans une autre étuve. L'imprégnation est à refaire au moins deux

fois, de façon à éliminer le plus possible les vacuoles d'air dans l'isolation. Il existe une autre solution pour l'imprégnation qui consiste à imprégner les barres une par une et ensuite à les insérer dans le circuit magnétique ou parfois même à utiliser un ruban pré-imprégné pour l'isolation des bobines. Dans ce cas, les bobines sont introduites dans les encoches, puis chauffées généralement par passage de courant, pour finaliser l'imprégnation.

Le choix d'un procédé d'imprégnation est lié à des contraintes techniques, économiques, industriels et écologiques. La société Jeumont Electric Maintenance (JEM) a réalisé une étude pour la qualification d'un nouveau vernis et procédé d'imprégnation. Cette étude a pour objectif de pouvoir recycler et réutiliser le vernis d'imprégnation, afin d'économiser le volume de produit utilisé et de ne pas polluer l'environnement par les rejets de vernis après chaque imprégnation. Une partie des résultats de cette étude sera présentée au chapitre 4.

Les principales contraintes rencontrées durant l'imprégnation sont des contraintes de compatibilité du vernis d'imprégnation avec l'émail. En général, les industriels développent leurs procédés d'imprégnation et installent les équipements nécessaires. Ensuite, ils adaptent les autres contraintes en fonction. Pendant la durée de vie de la machine, son système isolant est exposé à des contraintes thermiques, électriques, mécaniques et environnementales. Le mécanisme de dégradation de l'isolation sous chacune de ces contraintes et leur influence sur l'accélération de la dégradation seront présentés au paragraphe 1.4, mais avant, nous proposons de rappeler rapidement les différents défauts des machines et quelques statistiques.

1.3 Défauts des machines électriques tournantes

Une machine électrique tournante est soumise, pendant sa durée de vie, à des sollicitations plus ou moins sévères qui peuvent conduire à des défaillances voire à des pannes. Les défauts dans les machines électriques peuvent être classés selon leur nature. Essentiellement, nous distinguons les défauts mécaniques, électriques et dans une moindre mesure, les défauts magnétiques. Dans la littérature, il existe également d'autres classifications des défauts des machines électriques, selon l'endroit où ils se produisent (stator, rotor, roulement, collecteur mécanique ...) [18][19]. C'est la classification que nous allons utiliser dans la suite de ce chapitre.

Statistiquement, ce n'est pas facile de donner une répartition exacte des défaillances des machines électriques, car l'enregistrement des pannes et des défaillances n'est pas systématique dans l'industrie exploitant des machines électriques tournantes [20].

Depuis les années 80, plusieurs études statistiques sur les défaillances des machines électriques ont été effectuées. Ces études concernent généralement des machines de moyennes et grandes puissances. Ainsi, les travaux de Thorsen et Dalva [21], [22] réalisés dans les années 90 sur des machines de 10 kW à 1 MW, montrent que les pannes mécaniques sont les plus fréquentes avec une majorité de 41% au niveau des roulements. Les pannes au stator représentent 37% et les moins fréquentes sont les pannes au rotor avec 10% (figure 1.5.a). Le taux élevé des pannes de roulements peut être expliqué par le fait que les contraintes mécaniques sont plus importantes sur ce type de machines. Cela exige donc une maintenance mécanique importante.

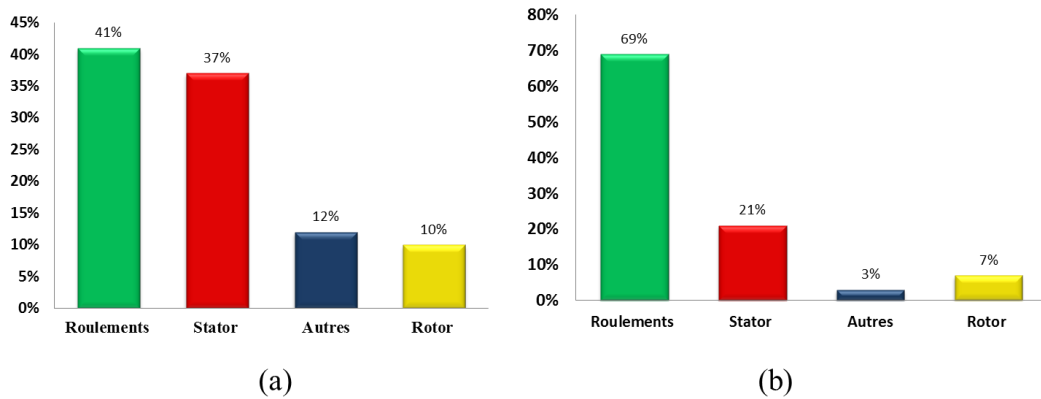


Figure 1.5. Répartition des défauts dans les machines de fortes puissances suivant leurs localisations [20], [21].

Toujours sur les machines de grandes puissances, une autre étude [23], réalisée une décennie plus tard, montre que 69 % des pannes se produisent au niveau des roulements, 21% au stator, 7% au niveau du rotor et 3% à d'autres niveaux de la machine (figure 1.5.b). Cette répartition confirme que les défauts des machines électriques de grande puissance se produisent majoritairement au niveau des roulements et du bobinage statorique. Cependant le taux de répartition a changé. Les défauts de roulements ont remarquablement augmentés en passant de 41% à 69%, par contre les défauts stator, rotor et autres sont passés de 37% à 21%, de 10% à 7% et de 12% à 3%, respectivement, et donc une diminution significative est remarquée. Cela peut principalement être dû à l'amélioration des procédés de fabrication des machines au niveau de l'isolation électrique pour lesquelles de nouveaux matériaux isolants et de nouvelles techniques d'imprégnation sont exploités.

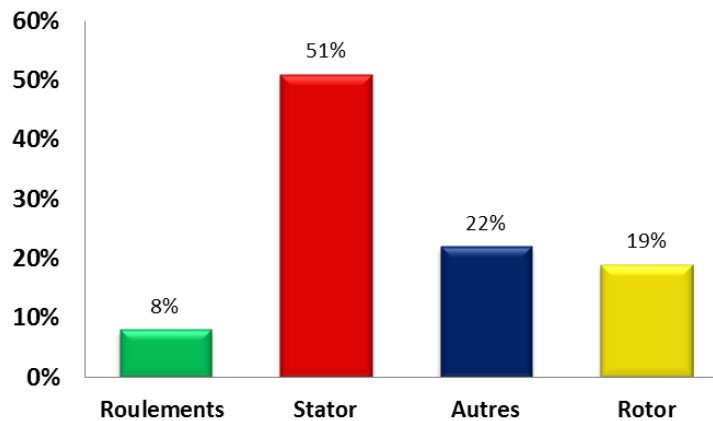


Figure 1.6. Répartition des défauts dans les machines de moyennes et faibles puissances suivant leurs localisations [22]

Par ailleurs, nous trouvons une autre étude [24] sur des machines de faible et moyenne puissances (50kW – 200kW) qui montre que les défauts sont principalement situés au stator avec 51 %, ensuite au rotor avec 19 % et enfin 22 % qui englobent le reste : roulement, borniers, etc. (figure 1.6). Cette même étude a constaté que les pannes au niveau du stator sont passées de 78% à 60% entre 1973 et 1988. Cela peut être également expliqué par l'amélioration des matériaux pour l'isolation comme pour les machines de grande puissance.

Il est important de connaître la dépendance entre la fréquence des pannes et l'environnement. Thorsen [22] montre que le taux de panne pour des moteurs utilisés en

extérieur, où l'environnement est humide (application offshore), peut-être 2.5 fois plus grand que le taux de pannes pour des moteurs utilisés en intérieur (dans des endroits fermés). Il faut également noter que les machines électriques sont généralement alimentées par des onduleurs de tension avec des fréquences de commutation importantes, cela met les têtes de bobines sous des contraintes de dV/dt importantes ce qui entraîne un vieillissement prématuré de l'isolation et augmente la probabilité d'apparition des défauts, surtout au niveau du stator [25], [26].

1.3.1 Défauts rotoriques

Les défauts qui surviennent au niveau du rotor de la machine électrique ainsi que les défauts de nature mécanique (défauts de roulement, défauts d'excentricité ...) sont largement étudiés dans la littérature. Ainsi, l'étude du diagnostic de ces types de défauts était à la mode durant la dernière décennie. Dans ce mémoire, nous nous limiterons à présenter brièvement les principaux défauts et leur nature mais, on trouvera plus de détails dans [3], [27]. Les défauts rotoriques ou de nature mécanique, sont plus complexes et plus variés que les défauts statoriques, car en plus des problèmes d'isolation électriques et d'échauffement thermique, le rotor présente d'autres défauts d'origines très diverses :

- Dynamique (roulement, arbre de transmission ...)
- Électromagnétique (forces en $B^2(t)$...)
- Résiduel (déformation ...)
- Environnemental (infiltration d'humidité, pollution...)

Les défauts localisés au niveau du rotor peuvent être classés comme suit [20]:

- Défaut de roulement : déséquilibre magnétique, échauffement, perte de lubrifiant, charges déséquilibrée, corrosion
- Rupture de barres : régime transitoire à longue durée ; déséquilibre magnétique
- Rupture d'une portion d'anneau
- Excentricité : déséquilibre magnétique, défauts des roulements, mauvaise installation
- Défaut du circuit magnétique : défaut de fabrication, surcharge, cycle thermique
- Déséquilibre mécanique : mauvais alignement, mouvement des anneaux de court-circuit.

1.3.2 Défauts statoriques

Le stator d'une machine électrique subit plusieurs contraintes dont les effets sont relativement importants à cause de la complexité de la structure et de la fragilité de certaines parties du stator telles que le système isolant. En effet, les défauts statorique sont habituellement liés à une dégradation de l'isolation électrique, qui se traduit par des courts-circuits entre spires, courts-circuits entre phases ou courts-circuits entre phases et circuit magnétique.

L'enroulement statorique d'une machine électrique subit l'effet de plusieurs facteurs de pannes tels que les vibrations mécaniques, les surcharges thermiques, les fronts de tension provoqués par un convertisseur statique. D'après [19], les principales causes de défaut des enroulements statoriques sont :

- Echauffement excessif du bobinage

- Fissuration des tôles et relâchement des joints
- Vibrations mécaniques
- Contamination du bobinage par l'huile, l'humidité ou la pollution de l'environnement
- Décharges partielles
- Fuites dans le système de refroidissement
- Court-circuit et stress dus aux démarrages fréquents

En fait, les fuites dans le système de refroidissement, les vibrations mécaniques qui entraînent parfois des frottements, le relâchement des joints ainsi que les contaminations et les dépôts polluants conduisent tous à un échauffement supplémentaire du bobinage de la machine. Cet échauffement, s'il n'est pas maîtrisé, accélère la dégradation de l'isolation de la machine. Il convient donc, afin d'assurer une bonne fiabilité et sûreté de fonctionnement, de limiter cet échauffement. La tâche la plus difficile et la plus importante est donc la bonne tenue de la température de l'isolation des enroulements pendant le fonctionnement. Les matériaux utilisés pour assurer l'isolation sont classés, selon leur tenue en température, en classes thermiques (voir paragraphe 1.5). Chaque catégorie de classe thermique assure la tenue pour une plage d'échauffement admissible en fonctionnement nominal, plus une réserve thermique pour laquelle il continue à tenir mais pas pour une longue durée de fonctionnement.

Si un défaut d'isolation se produit sur une spire, le courant de défaut circule entre deux spires du même enroulement (défaut entre-spires). Il peut aussi circuler entre le conducteur et le circuit magnétique (défaut phase-masse). Dans le cas où une même encoche contient le bobinage de deux phases différentes (bobinage à deux couches), la dégradation de l'isolation des conducteurs dans cette encoche peut procurer un court-circuit entre les deux phases (défaut entre phases). Ce risque de défaut entre phases existe toujours au niveau des têtes de bobines même s'il n'y a pas plusieurs phases qui partagent la même encoche.

En fait, le court-circuit entre les spires de la même phase est l'un des défauts les plus fréquents. Il peut apparaître au niveau des têtes de bobines ou dans les encoches, cela entraîne une diminution du nombre de spires effectives de la bobine. Il débute le plus souvent par un court-circuit ponctuel et intermittent de l'isolation inter-spires. Cela provoque une augmentation des contraintes thermiques locales, par effet Joule, qui accélère à son tour le vieillissement des couches de l'isolation organiques [28]. Le défaut de court-circuit engendre également une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, par conséquent la contrainte thermique due au courant de court-circuit risque de propager le défaut à d'autres spires ce qui conduit au court-circuit entre une des phases et le circuit magnétique [20]. En se rapprochant de la fin de vie de la machine, la propagation des défauts locaux crée des ruptures de l'isolation d'encoche ce qui induit un court-circuit total qui provoque l'arrêt complet de la machine.

1.4 Contraintes et vieillissement

1.4.1 Contraintes normales subies par le système isolant

Lors du fonctionnement normal d'une machine électrique tournante son système d'isolation stator (SIS) subit des contraintes multiples, d'origines différentes : thermique, électrique, mécanique et chimique [29], [30], [31]. Différents travaux ont été faits pour évaluer l'influence de chacun de ces paramètres indépendamment ou en corrélation avec d'autres paramètres sur le comportement du système isolant. Une étude sur l'utilisation des polymères dans les SIS [32], montre que les polymères sont composés de macromolécules organiques complexes intégrées autour d'un squelette central constitué d'atomes de carbone.

Leurs mécanismes de vieillissement sont multiples et ils agissent principalement sur les liaisons de valence entre les atomes des macromolécules [33]. E. Richaud, [34] montre que 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 d'agents plastifiants, la réticulation de la surface isolante, etc.

1.4.2 Contrainte thermique

La température de service des machines est leur principale cause de vieillissement. Cette température est généralement due aux différents types de pertes dans la machine (pertes fer, pertes par hystérésis et courants de Foucault et pertes diélectriques) et principalement à l'effet Joule (RI^2) qui varie en fonction de la charge de la machine. L'augmentation de la température accélère les réactions chimiques (oxydation, thermolyse). En première approximation, le processus d'oxydation est une réaction chimique du premier ordre, pour laquelle la vitesse de la réaction est régie par la loi d'Arrhenius [7], [35]. Nous reviendrons sur ce point lors de la modélisation de la durée de vie de l'isolant (section 1.5).

1.4.3 Contraintes électriques et décharges partielles

Les contraintes électriques subies par le SIS sont d'origines diverses, mais la présence de décharges partielles (DP) dans les vacuoles d'air, présentent dans l'isolant du bobinage, jouent un rôle essentiel dans l'accélération du processus de vieillissement de l'isolation.

La norme [CEI 60270] définit la DP, d'une façon plus générale, comme une décharge électrique localisée qui se produit dans l'intervalle séparant deux conducteurs. Elles apparaissent principalement sur la surface de l'isolation (décharge superficielle) ou dans les cavités gazeuses créées dans l'isolant (décharge interne) [36] (figure 1.7). Elle 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. Il est donc nécessaire d'évaluer le champ dans cette cavité ainsi que les phénomènes de décharge dont elle peut être le siège.

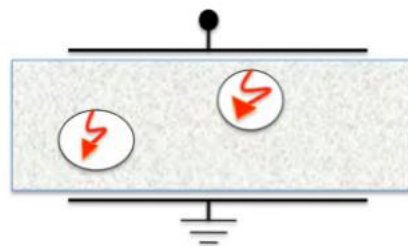


Figure 1.7. Initiation d'une DP à l'intérieur d'une cavité dans un diélectrique solide

L'accumulation de ces charges sur les surfaces provoque une élévation locale de la température et une attaque chimique de l'émail [29]. Le document [37] classe et explique les phénomènes physiques qui réduisent la durée de vie du système isolant en fonction des contraintes électriques. Il met en évidence l'importance d'un seuil lié à la tension d'apparition des DP (le Partiel discharge Inception Voltage : PDIV). Au-dessus de ce seuil, la durée de vie

du SIS est fortement réduite car le nombre de DP est important et l'énergie dissipée par ce phénomène est élevée.

Dans le cas d'un champ uniforme dans une isolation solide, une première approche est fournie par la courbe de Paschen [38], elle peut fournir une évaluation du seuil d'apparition de décharge (PDIV). En effet, pour le cas des isolants en tissu de verre/mica/résine des machines tournantes et en présence de délaminations entre plans d'enrubannage, consécutives à un vieillissement thermo-oxydatif, les PDIV sont en accord avec les tensions de Paschen estimées sur les épaisseurs des délaminations [39]. A partir de ces courbes, il est donc possible d'évaluer la dimension des cavités susceptibles d'être le siège de décharges mesurables.

En fait, dans les machines basse tension, alimentées en alternatif basse fréquence, il n'y a pas de DP, car habituellement la tension d'alimentation est inférieure au PDIV [7]. Pour ce type d'alimentation, l'influence des capacités inter-spores est négligeable, la répartition de tension au niveau du bobinage est linéaire et par conséquent la répartition des contraintes est identique au niveau de toutes les spires [40].

Pour des tensions au-delà de 1000V, l'épaisseur de l'isolation est principalement définie par la contrainte électrique qui est donnée par le rapport de la tension (à la fréquence d'alimentation) sur l'épaisseur de l'isolation [7]. Les SIS composites, à base de mica, utilisés pour les grandes machines sont conçus pour résister assez bien aux phénomènes d'ionisation, qui initient les décharges partielles.

1.4.4 Contraintes mécaniques

Les contraintes mécaniques sont généralement le résultat des forces électromagnétiques diverses dans le moteur. Ces forces ont tendance à faire vibrer les bobinages. Ainsi, l'isolation sera exposée à des frottements mécaniques qui accélèrent le vieillissement. Au stator, la force électromagnétique, proportionnelle au carré du courant, agit sur les conducteurs d'encoche et soumet les systèmes isolants à des efforts de cisaillement et de compression.

En addition de l'effet thermique direct provoqué par les démarrages excessifs de la machine, ces derniers provoquent une augmentation importante de température dans le cuivre d'une manière cyclique. Cela a pour conséquence de créer des dilatations et des contraintes répétitives sur l'isolant, ce qui pourra entraîner des fissures et provoquer un début de court-circuit interne [24]

1.4.5 Contraintes environnementales

L'environnement physicochimique des machines joue également un rôle important. La présence des diverses substances polluantes dans l'environnement des machines électriques, en présence de l'oxygène de l'air et de l'humidité, est souvent à l'origine de réactions chimiques qui peuvent détériorer la qualité de l'isolation et conduire à un défaut d'enroulement [41], [7]. Une de ces réactions est la création d'ozone et d'oxyde d'azote qui se combinent avec l'humidité pour former des acides nitriques qui attaquent l'isolation [42].

Les polluants les plus fréquemment cités sont [43] [7], [31] :

- l'humidité, surtout lorsqu'elle est chargée en sel (cas des installations offshore),
- l'huile ou la graisse issue des roulements ou des systèmes de refroidissement,
- les composés chimiques agressifs déjà présents dans l'environnement de la machine ou issus de la dégradation de l'isolation,

- les particules abrasives telles que la poussière métallique, les particules issues des systèmes de freinage et des balais en charbon.

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

1.4.6 Contraintes particulières subies par le système isolant

Les machines électriques sont soumises principalement aux contraintes ordinaires précédemment décrites, mais aussi en fonction de l'application, à des contraintes particulières liées généralement à l'environnement de fonctionnement de la machine et de l'alimentation de la machine (MLI). Une génératrice utilisée dans une application offshore est sous l'effet de l'environnement marin agressif tel que le taux important de l'humidité saline, le dépôt de particules polluantes (algues...) et aussi l'alternance de cycles de fonctionnement régulier liée à l'alternance des courants de marée (pour l'hydrolien), cela implique une variation régulière de la température de la machine : dilatation des brins de cuivre d'une manière plus importante que la dilatation de l'isolation solide (plaque de mica) ce qui applique des efforts mécaniques importants sur l'isolation et par la suite accélère le vieillissement thermomécanique de l'isolation.

En outre, les études montrent que lorsqu'on alimente une machine par des convertisseurs statiques qui imposent des dV/dt très élevés, les fronts de tension créent des phénomènes complexes qui dépendent de la machine elle-même, du convertisseur de puissance et du câble qui les relie [44], [45]. Dans ce qui suit nous analyserons un peu plus en détails les phénomènes liés aux alimentations comportant des fronts raides de tension.

Les conclusions du travail du Gubbala et al [40] montrent que les capacités inter-spires et entre spires et masse sont responsables de la non uniformité du distribution de tension entre les spires d'enroulement statorique pour une alimentation en MLI, contrairement aux alimentations sinusoïdales basses fréquences. Cette constatation est également confirmée par [46] et [33], Ils montrent que les premières spires du bobinage subissent une contrainte beaucoup plus importante que les autres pendant les instants qui suivent chaque front de tension. La raideur des fronts de tension imposés par les interrupteurs constituant le convertisseur à une influence importante sur les phénomènes de propagation et sur l'amortissement des ondes dans les bobinages et les câbles ; un front très raide produit des dépassements oscillatoires plus importants qu'un front plus doux. Toutes ces contraintes contribuent au vieillissement de la couche isolante et à un moment et un lieu précis, la rupture de l'isolant se produit.

1.4.7 Influence du câble de liaison

De nombreux travaux ont décrit les contraintes supplémentaires provoquées par le câble de liaison entre la machine et le convertisseur, [45],[25]. Ils étudient les phénomènes de propagation et de réflexion d'onde dans le câble d'alimentation et 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, ce dernier se comporte alors comme un résonateur plus ou moins amorti pour les phénomènes rapides. 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 limite [33].

1.4.8 Mécanismes de dégradation de l'isolation

Les matériaux utilisés pour l'isolation des machines tournantes et que nous venons d'évoquer dans le paragraphe 1.2.2 sont essentiellement des matériaux organiques. Leurs processus de dégradation a été largement étudié dans la littérature [41], [42], [47]. Nous essayons dans ce paragraphe de présenter brièvement les mécanismes de dégradation des polymères utilisés dans l'isolation de l'émail et pour l'imprégnation des machines électriques ainsi que les processus de rupture de l'isolation solide employée pour l'isolation de masse.

Les causes du vieillissement des matériaux polymères peuvent être divisées en deux classes selon le mécanisme mis en jeu [28]. Le premier est un vieillissement physique qui englobe les phénomènes dans lesquels la structure chimique des macromolécules et autres constituants du matériau polymère n'est pas modifiée. Il englobe, les phénomènes de vieillissement sous contrainte mécanique, les phénomènes de relaxation, les phénomènes liés aux transferts de masse comme l'absorption ou la diffusion de molécules. En revanche, le deuxième mécanisme consiste ont un vieillissement chimique et concerne tout phénomène impliquant une modification chimique du matériau. Dans ce type de vieillissement, différentes catégories peuvent être citées : le vieillissement thermochimique, thermo-oxydatif, photochimique et radiochimique, biochimique ou biologique et, enfin, le vieillissement résultant d'agressions par des réactifs chimiques.

Les phénomènes qui interviennent lors d'un processus de claquage d'isolations solide sont très complexes ; leur étude nécessite des connaissances approfondies dans des domaines différents à savoir la chimie et la physique de plasma. Généralement les modes de défaillance des isolants en service dépend du système considéré [13]. Cette étude distingue différents types de dégradation en fonction des conditions d'utilisation et de l'orientation relative du champ électrique par rapport à la surface de l'isolant. Lorsque le champ électrique est principalement perpendiculaire à l'isolant, la dégradation peut s'opérer sous l'effet des décharges électriques internes ou externes ou par arborescences électriques ou électrochimiques. Les phénomènes de cheminement (surface tracking) apparaissent en surface lorsque le champ électrique est parallèle à la surface. La dégradation progressive de l'isolant est contrôlée par les conditions ambiantes, en particulier le degré d'humidité et l'existence de décharges électriques[43].

Les arborescences électriques sont toujours associées à la rupture diélectrique en volume et constituent un phénomène général observé dans tous les isolants. On distingue deux types de phénomène selon la dynamique de propagation de l'arborescence. Des arborescences avec un temps de propagation extrêmement court ($\ll \mu s$), sont observables sous de très forts niveaux de champ électrique. Le deuxième type de propagation est l'arborescence à propagation lente ($\gg \mu s$). Elles ont été observées la plupart du temps dans les polymères à contrainte alternative à 50 Hz, lorsque les conditions électriques locales (qui déterminent la formation du canal) sont très différentes des conditions électriques globales dans l'isolant [29].

Notons que les arborescences électriques se propagent de façon discontinue, en passant par des phases de croissance et des phases de stagnation. Cela rend difficile de proposer une vitesse moyenne de propagation d'arborescence. En fait, en fonction du niveau de contraintes, de la fréquence et de la température, la forme d'arborescences diffèrent :

- Arborescences de type branche, elles sont constituées d'un canal unique ou d'un petit nombre de canaux, lorsque le défaut ne conduit pas à un fort accroissement du champ moyen.
- Arborescences de type buisson, pour une augmentation des contraintes électriques ou de la température de l'isolant, la densité des canaux d'arborescences autour du site initiateur devient importante et la vitesse de propagation décroît.

1.5 Durée de vie normalisée et vieillissement accéléré

Le vieillissement correspond à une évolution lente et irréversible d'une ou plusieurs propriétés du matériau à partir d'un point de référence, généralement pris dès la fin du cycle de fabrication [28]. Les vieillissements naturels sont généralement trop lents pour suivre l'évolution de l'état d'un matériau. On réalise alors des vieillissements accélérés, pour pouvoir prévoir un comportement sur des échéances variées et avec des délais relativement courts et compatibles avec la phase de développement du matériau [48][49][50].

1.5.1 Modèle de durée de vie

Les matériaux isolants doivent conserver leurs propriétés isolantes tout au long de la durée de vie de l'appareil dans lequel ils sont utilisés (machines tournantes, transformateurs électriques ...). En fait, on définit la durée de vie d'un matériau par le temps pendant lequel une propriété physique ou chimique particulière précédemment choisie va conserver sa fonctionnalité dans des conditions de service bien définies, sans avoir besoin d'opérations importantes de maintenance. Elle dépend principalement des conditions d'utilisation (contraintes thermiques, électriques ...), des conditions climatiques et environnementales (climat tempéré, environnement marin salé ...) ou encore des applications visées [28]. D'une manière générale pour les isolants solides, un critère de fin de vie est généralement choisi à partir d'une diminution de 50% de la tenue à la contrainte de la rupture mécanique, des critères de décharges partielles, de tension de claquage normalisée [51] ou encore de pertes de masse avec des seuils à 1,2%, 4% ou 5% sont aussi utilisés [17].

De nombreux chercheurs ont essayé de trouver un modèle de durée vie pour prédire la durée de vie restante du système isolant. Les premiers travaux remontent à la fin du 19^{ème} siècle, où Arrhenius [35], [52] a proposé une loi empirique qui décrit les variations de la vitesse d'une réaction chimique en fonction de la température. Pour l'étude du vieillissement des matériaux isolants, cette loi est généralement utilisée pour prédire la durée de vie d'un matériau sous l'effet d'une contrainte thermique T_1 à partir d'un autre essai de vieillissement accéléré sous une contrainte T_2 supérieure à T_1 . Les prédictions ne sont valables que si la nature chimique des phénomènes est la même aux deux températures. Cette loi a donnée satisfaction lorsque la différence de température reste raisonnable, mais elle reste une loi empirique qui a ses limites.

L. Simoni [53] précise que la loi d'Arrhenius, qui repose sur le concept que la rapidité d'une réaction chimique, dépend de la fréquence des collisions entre les atomes qui interviennent dans cette réaction, en introduisant la notion d'énergie d'activation des

matériaux. Elle exprime le taux de réaction chimique k [s^{-1}] en fonction de la température absolue T [$^{\circ}K$] selon :

$$k = A \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{RT}\right) \quad (1.1)$$

L'énergie d'activation du matériau E_a [J/mol] et le facteur pré-exponentiel A [s^{-1}] représentent les deux paramètres empiriques de la loi d'Arrhenius (à déterminer expérimentalement par des essais à différentes températures). Le coefficient R est la constante des gaz parfaits qui vaut $8.314 J \cdot mol^{-1} K^{-1}$. Pour caractériser le vieillissement des matériaux, le taux de réaction k est généralement remplacé par le concept « durée de vie » T_f (time to failure).

Dans les deux dernières décennies, tous les travaux de recherche qui s'intéressaient à la prédiction de la durée de vie des systèmes isolants se fondaient sur la loi d'Arrhenius et intégraient des contraintes autres que la température, en particulier le champ électrique ou la non-linéarité par rapport aux taux et durées de dégradation [17].

Enfin, certaines publications montrent que les modèles de durée de vie basés sur la loi d'Arrhenius (modèles arrhéniens) sont à utiliser avec « précaution » car, selon la propriété choisie comme critère de fin de vie (perte de masse, rupture mécanique, tension de claquage), les estimations de durée de vie restante peuvent nettement différer [35]. Ainsi, ces modèles sont construits à partir de différentes mesures expérimentales, ce sont donc des modèles de comportement qui n'expliquent pas les processus de vieillissement mis en jeu et qui n'ont pas une base physico-chimique solide.

1.5.2 Endurance thermique et indice de température

Les essais de vieillissement thermique accéléré fournissent les durées nécessaires pour permettre d'évaluer la dégradation d'une propriété jusqu'à un seuil préalablement défini, cela est nécessaire pour prévoir la durée de vie du système en question. Nous trouvons dans les normes internationales [54], [55] les graphes d'endurance thermique qui permettent d'évaluer le temps au bout duquel on atteint une propriété donnée (par exemple : allongement à la rupture, résistivité, perte de masse, etc.) à une certaine température. Les essais expérimentaux définis dans ces normes peuvent donner l'évolution d'une propriété P en fonction du temps

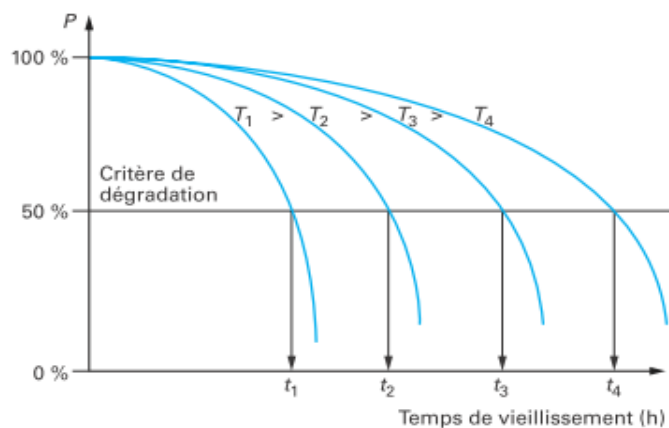


Figure 1.8. Détermination du temps nécessaire pour atteindre le critère de dégradation définie à 50 % [55].

pour chaque température (Fig. 1.8) [56]. On définit seuil de dégradation (par exemple 50%) et pour chaque température T_i on détermine le temps correspondant t_i .

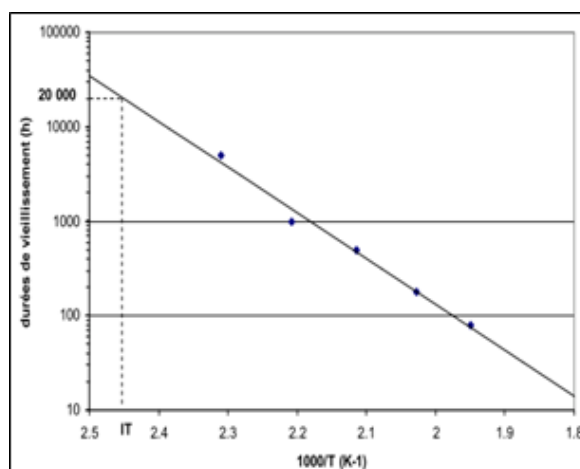


Figure 1.9. Évaluation de la durée de vie d'un système isolant [55].

Ces durées sont ensuite reportées en coordonnées logarithmiques en fonction de l'inverse de la température pour obtenir la droite de durée de vie par interpolation linéaire.

La courbe de la figure 1.9 peut s'exprimer par l'équation (1.1) tirée de la loi d'Arrhenius, elle permet entre autre d'évaluer :

- la tenue dans le temps à une température donnée ;
- l'indice de température ; qui est défini comme la température en °C au-delà de laquelle la propriété sélectionnée s'est dégradée jusqu'à un point préalablement défini en un temps donné [17]. En pratique, c'est la température (exprimée en degrés Celsius) qui correspond sur le graphe d'endurance thermique à un temps donné, normalement égal à 20000 h [54], [56].

Tableau 1.1. Classes thermiques des systèmes d'isolation

Désignation	Classe thermique	Indice d'endurance thermique relatif	
Y	90	≥ 90	<105
A	105	≥ 105	<120
E	120	≥ 120	<130
B	130	≥ 130	<155
F	155	≥ 155	<180
H	180	≥ 180	<200
N	200	≥ 200	<220
R	220	≥ 220	<250
250	250	≥ 250	<275

Cet indice de température permet de déduire la « classe » du matériau qui caractérise son endurance thermique par comparaison avec des valeurs seuils. Le tableau suivant (Tableau 1.1) donne les classes thermiques des systèmes d'isolation des systèmes électriques et leurs températures maximales [50], [57].

En fonction de la température ambiante, on définit un échauffement admissible pour chaque classe thermique et il en découle une réserve thermique de fonctionnement. Pour une température ambiante maximale fixée à 40°C, la figure 1.10 représente les réserves thermiques d'échauffement disponibles pour les trois classes les plus utilisées B, F, H [17].

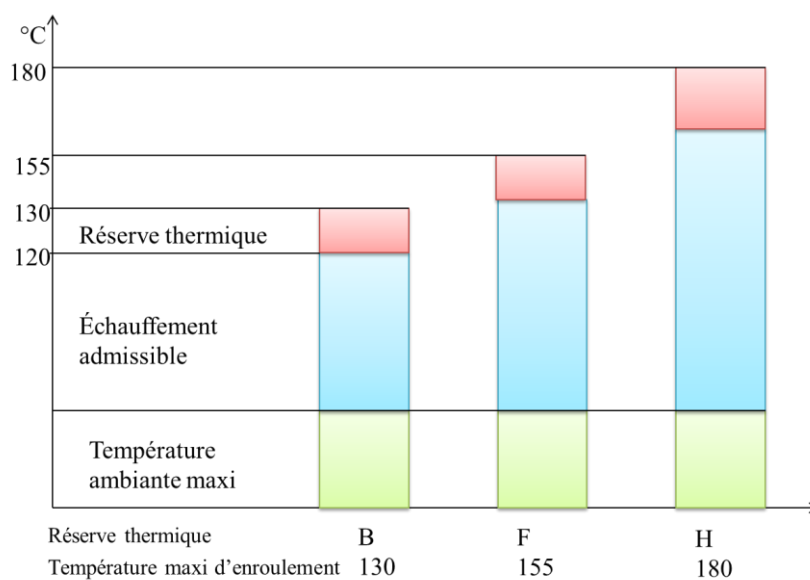


Figure 1.10. Décomposition des classes thermiques B, F et H [17]

1.5.3 Vieillessement accéléré normalisé et application pour l'étalonnage du vieillissement de la machine

Les vieillissements naturels des matériaux isolants sont souvent trop lents pour évaluer leurs caractéristiques. Il donc est nécessaire d'avoir recours à des essais de vieillissements accélérés, pour pouvoir prévoir le comportement du matériau sur des périodes variées et avec des délais relativement courts et compatibles avec la phase de développement du matériau. Le vieillissement accéléré est utilisé pour contrôler des similitudes de comportement par rapport au vieillissement naturel et pour permettre des extrapolations raisonnables [58].

La température est utilisée comme facteur d'accélération du temps, mais au-delà d'un certain seuil le comportement de la matrice organique des composites de polymères se modifie rapidement et il n'est plus représentatif. Pour valider un vieillissement accéléré, il faut impérativement corréliser les résultats obtenus avec les retours d'expériences sur des vieillissements naturels [28]. On note que le terme vieillissement accéléré peut signifier également que les effets observés sont qualitativement les mêmes quels que soient les conditions de vieillissement (température, humidité...), et que seule la vitesse du processus de vieillissement varie.

Dans la réalité, le matériel électrique (machine tournante, transformateur de puissance...) est livré avec un cahier des charges qui définit les caractéristiques fonctionnelles du système à l'état neuf et au bout de plusieurs années de fonctionnement. Les fabricants de ces matériels

définissent donc des limites acceptables du système d'isolation permettant de garantir une bonne tenue de l'ensemble au cours du temps [56]. En fonction de l'application visée et des contraintes de fonctionnement, le concepteur fixera les valeurs seuils à ne pas dépasser par le système d'isolation (température de fusion, tenue diélectrique, dilatation thermique...).

Dans un cadre de la R&D, l'exploitation d'un essai de vieillissement accéléré n'est pas une tâche facile à cause de la complexité des phénomènes qui entrent en jeu (oxydation, hydrolyse, thermolyse ...). La conception de tels essais est souvent une affaire de compromis. Pour appréhender cette phase de l'étude, il est nécessaire de suivre une méthodologie bien précise qui peut aider à évaluer les performances du système étudié. La figure 1.11 représente une méthodologie d'évaluation du comportement à long terme du système d'isolation [56].

Dans ce travail de recherche nous avons réalisé quelques essais de vieillissement accéléré que nous allons présenter dans ce manuscrit. Deux principaux types de vieillissement ont été étudiés ; un vieillissement thermique au sein du laboratoire IREENA et un vieillissement thermomécanique en collaboration avec notre partenaire industriel Jeumont Electrique Maintenance (JEM).

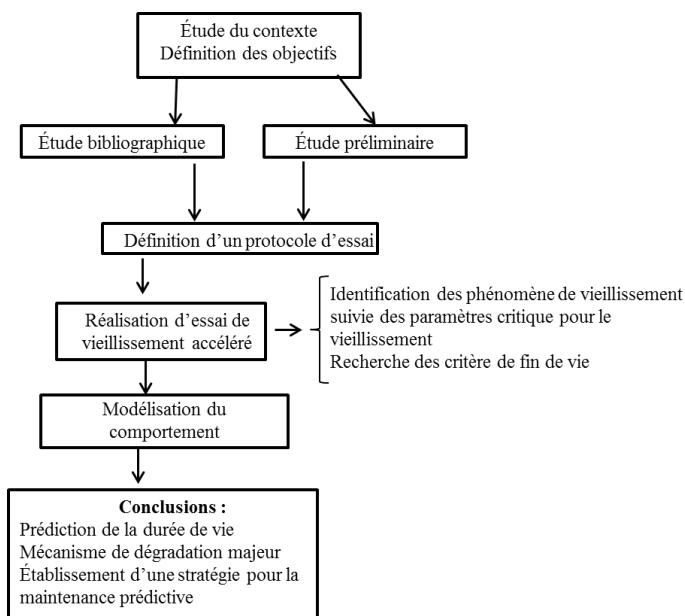


Figure 1.11. Méthodologie d'évaluation du comportement à long terme du système d'isolation

1.6 Modélisation du bobinage d'une machine électrique

La littérature sur la modélisation du bobinage des machines électriques est abondante. En fonction de l'objectif de la modélisation ou de l'étude, une variété de modèles a été proposée par les chercheurs. Chaque modèle dépend principalement de ses objectifs, c'est-à-dire des attentes de son utilisateur. Ainsi, un modèle sera très différent selon que l'objectif est l'étude quantitative du comportement ou bien la conception de la machine. De même, Un modèle pour le diagnostic et la détection des défauts est différent d'un modèle destiné à l'étude

thermique de la machine qui est à son tour différent d'un modèle de la propagation d'onde ou des phénomènes électromagnétiques dans la machine.

La modélisation du bobinage en vue de son diagnostic et plus particulièrement pour le diagnostic de son système isolant, comme dans notre cas, nécessite de l'utilisateur une bonne compréhension des phénomènes physiques qui interviennent au sein du bobinage et de son voisinage. C'est une tâche relativement complexe qui nécessite des connaissances dans tous les domaines des sciences de l'ingénieur liées aux phénomènes électriques, chimiques ou électromagnétiques. L'utilisateur doit ensuite décider s'il est nécessaire de prendre en compte toutes les interactions des phénomènes avec l'isolation du bobinage ou bien d'en négliger certaines. Il doit également décider du degré de finesse et de la granularité avec lesquels les différents phénomènes sont pris en compte dans le modèle qu'il propose. En revanche, ses choix sont contraints par le temps de calcul et la précision recherchés. L'accroissement de la précision du modèle entraîne une importante hausse du temps de calcul. Des hypothèses et des simplifications sont donc à faire pour respecter un temps de calcul convenable.

1.6.1 La conductivité des matériaux

Le premier point dont il faut tenir compte lors de la modélisation de l'isolation du bobinage concerne les phénomènes de conduction et de polarisation des matériaux. Pour mieux comprendre ces deux aspects, nous allons rappeler brièvement ce que sont un matériau conducteur et un matériau isolant. Un conducteur est un matériau dont une partie des électrons possèdent une énergie suffisante pour se libérer presque totalement des forces d'interaction avec le réseau. Ces électrons libres sont les électrons de conduction des métaux. Leur niveau d'énergie est situé dans la bande de conduction. Inversement, un isolant est un matériau qui n'a pas de porteur de charge libre dans son volume. Tous les électrons participent aux liaisons de la structure (pas d'électron libre dans la bande de conduction, *a contrario* des matériaux conducteurs). Ils sont fortement liés aux atomes du cristal. L'énergie nécessaire pour les libérer est très élevée, en particulier devant l'énergie thermique ou électrostatique que l'on peut fournir en élevant la température ou en appliquant un champ électrique. Leur mobilité est nulle. La conductivité des matériaux peut varier de 10^{-12} S/m pour les matériaux isolants à 10^8 S/m pour les matériaux conducteurs. Sous certaines hypothèses et avec une approximation linéaire, la conductivité σ est la grandeur physique permettant de relier la densité de courant de conduction J et le champ électrique E :

$$J = \sigma E \quad (1.2)$$

Cette expression locale de la loi d'Ohm est appelée loi de comportement électrique et son domaine de validité est très étendu.

La différence de comportement entre un milieu conducteur et un milieu isolant s'explique en faisant appel à la théorie quantique et en particulier à la théorie des bandes d'énergie. Un atome d'un élément donné présente donc des niveaux d'énergie bien définis auxquels on peut associer des fonctions d'onde bien définies. Il en est de même dans un solide cristallin où les atomes sont arrangés selon un réseau triplement périodique. Les électrons occupent alors des niveaux d'énergie bien définis correspondant à des modes de propagation également bien définis. Ces niveaux sont extrêmement proches les uns des autres et sont regroupés en bandes appelées bandes d'énergie permise. Le nombre de niveaux par bande est proportionnel au nombre d'atomes dans le cristal. Les bandes d'énergie permise sont séparées par des zones appelées bandes interdites où il n'y a pas de niveau d'énergie permise [59]. Toutes les bandes d'énergie les plus basses sont remplies, sauf la dernière qui peut être partiellement remplie ou complètement remplie [60].

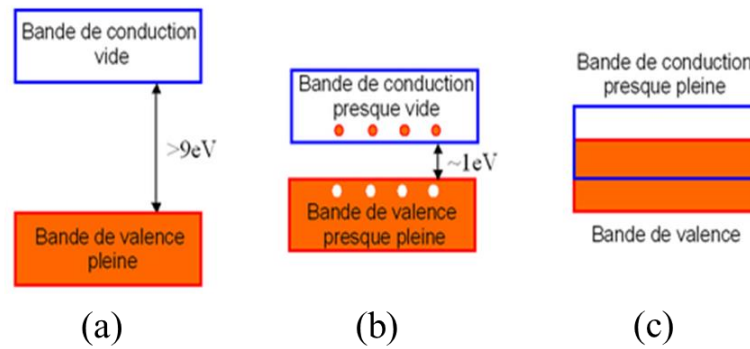


Figure 1.12. Bandes d'énergies de matériaux isolant, semi-conducteur et conducteur [60]

Lorsque cette bande est partiellement remplie (figure 1.12 (c)), on a affaire à un conducteur car si on applique un champ électrique, les électrons qui ont l'énergie la plus élevée peuvent acquérir une énergie supplémentaire en occupant des niveaux d'énergie voisins disponibles.

Lorsque cette bande est complètement vide (figure 1.12 (a)), on a affaire à un isolant car l'application d'un champ électrique ne peut fournir assez d'énergie pour lui faire franchir la bande interdite afin d'atteindre le niveau de la bande de conduction. Cette configuration est obtenue pour des énergies de gap supérieures à $\sim 9\text{eV}$, car pour de telles énergies, l'agitation thermique à 300K, ne peut pas faire passer les électrons de la bande de valence à celle de conduction par cassure de liaisons électroniques.

Il existe d'autres types de matériaux avec une énergie de gap plus faible que l'isolant ($\sim 1\text{eV}$) ; ce sont les semi-conducteurs (figure 1.12 (b)). A une température de 0K, ils se comportent comme un isolant. Cependant, à $T=300\text{K}$ une agitation thermique a lieu et la bande de conduction sera légèrement peuplée d'électrons et la bande de valence légèrement dépeuplée. Sachant que la conduction est proportionnelle au nombre d'électrons pour une bande d'énergie presque vide, on peut déduire que la conduction d'un semi-conducteur peut être qualifiée de «mauvaise».

En fait, la conductivité d'un conducteur réel est sensible à la température et très sensible aux impuretés. Dans le cas du système isolant d'une machine électrique, il s'agit particulièrement de l'humidité qui pénètre facilement dans l'isolant et accélère sa dégradation. Cette très grande sensibilité à l'humidité est par ailleurs à l'origine des phénomènes de conduction de surface. Les isolants des lignes haute tension sont caractérisés par des tests normalisés mesurant la conductivité transversale et surfacique.

1.6.2 Polarisation des diélectriques

Dans tout le volume d'un matériau diélectrique (initialement neutre), il peut apparaître à l'échelle macroscopique un moment dipolaire électrique sous l'effet d'un champ électrique dans tout le volume considéré : c'est le phénomène de polarisation. Le barycentre des charges positives et celui des charges négatives, initialement confondus, se séparent et forment ainsi un dipôle électrique de moment $\Delta\vec{p}$. On caractérise alors l'état électrique du milieu par son moment dipolaire par unité de volume ou, plus précisément, en tout point, par la densité de moment dipolaire ou vecteur polarisation $\vec{P}$.

En effet, la polarisation diélectrique $\vec{P}(t)$ est introduite, d'un point de vue macroscopique, par l'équation liant le champ électrique au déplacement électrique. Le déplacement électrique et la polarisation sont définies classiquement par :

$$\vec{D}(t) = \varepsilon_0 \vec{E}(t) + \vec{P}(t) \quad (1.3)$$

La densité de courant s'obtient par la relation $\vec{J} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$. La caractérisation dynamique du diélectrique est gouvernée macroscopiquement essentiellement par l'orientation dipolaire : on rappelle ci-dessous les différents mécanismes de polarisation :

Polarisation électronique : il s'agit du déplacement des orbites électroniques par rapport aux noyaux. Elle est due à la distorsion du nuage électronique sous l'effet du champ. La polarisation induite pour chaque atome s'écrit $\vec{p} = \alpha_e \vec{E}$ où α_e est la polarisabilité électronique ($F \cdot m^2$), qui reste constante jusqu'à de très forts champs électriques ($> MV/cm$).

Polarisation atomique ou ionique : elle est reliée au déplacement d'atomes chargés au sein de la maille cristalline et induit une déformation de celle-ci. Comme pour la polarisation électronique, sa dynamique est très rapide et de l'ordre de 10^{-13} à 10^{-12} s.

Polarisation dipolaire : elle ne concerne que les molécules polaires, elle correspond à une déformation ou une réorientation des molécules polaires dont le moment tente de s'aligner avec le champ électrique local. Sa dynamique est très variable, de l'ordre de 10^{-12} s à quelques secondes.

Polarisation interfaciale : elle correspond à des dynamiques très lentes (effet Maxwell-Wagner-Sillars) et provient de l'accumulation de charges aux interfaces entre différents matériaux de permittivité et de conductivité différentes. L'ordre de grandeur de la constante de temps pour la polarisation interfaciale est de l'ordre de 10^{-3} à 1 s.

La polarisation totale est la somme de chaque polarisation. Celles-ci sont soumises à des phénomènes de relaxation et de résonance en fonction de la fréquence. L'orientation dipolaire relaxe aux hyperfréquences, la polarisation ionique résonne dans l'infrarouge, l'électronique dans l'UV. Chacun de ces mécanismes de relaxation ou de résonance de la polarisation a une traduction dans la réponse en fréquence du matériau diélectrique. Cette réponse en fréquence s'exprime par la permittivité diélectrique complexe reliant la polarisation et le champ électrique par la formule suivante [61] :

$$\vec{P}(\omega) = \varepsilon^*(\omega) \vec{E}(\omega) \quad (1.4)$$

En effet, dans un diélectrique parfait (purement théorique), la notion de permittivité relative est définie comme le rapport entre la capacité C_x d'un système d'électrodes immergées dans le diélectrique et la capacité C_v de la même configuration d'électrodes dans le vide : $\varepsilon_r = C_x/C_v$. La permittivité absolue ε d'un matériau est le produit de la permittivité relative ε_r par la constante diélectrique du vide ε_0 : $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$.

Dans le cas des diélectriques réels (imparfaits), on définit la permittivité relative complexe ε_r^* . Cette notion permet d'introduire le défaut de quadrature entre le courant et la tension aux bornes d'un condensateur et donc d'introduire des pertes diélectriques : $\varepsilon_r^*(\omega) = \varepsilon_r'(\omega) - j\varepsilon_r''(\omega)$.

Le facteur de dissipation diélectrique d'un matériau appelé également tangente de l'angle de perte est égal à :

$$g(\delta) = \frac{\varepsilon_r''(\omega)}{\varepsilon_r'(\omega)} \quad (1.5)$$

avec ε_r' la partie réelle de la permittivité et ε_r'' sa partie imaginaire. En régime permanent, lorsque tous les dipôles sont orientés, selon les mécanismes précédents, on introduit communément la permittivité statique $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ qui s'assimile à la polarisation :

$$\vec{D}(t) = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}(t) \quad (1.6)$$

Donc, il est clair que pour l'isolation des machines électrique ou des câbles que l'objectif est de minimiser la polarisation en choisissant des polymères apolaires comme polypropylène. Leur composition chimique inclut des atomes de carbone, d'hydrogène ou des atomes électronégatifs placés symétriquement, leurs molécules ayant ainsi la propriété de ne pas être polaires. Pourtant, afin d'augmenter leur résistance aux contraintes thermiques, mécaniques ou environnementales, on leur ajoute souvent des additifs qui induisent des propriétés polaires ou engendrent l'apparition de charges libres, appelées charges d'espace [61].

Finalement, étudier un matériau diélectrique pour sa modélisation revient à exprimer la relation liant la polarisation microscopique $\vec{p}$ au champ local $\vec{E}_t$. Dans la littérature, plusieurs chercheurs ont tenté de modéliser les matériaux diélectriques solides. La plupart des modèles sont des modèles empiriques ou des modèles théoriques (Debye en 1930, Cole-Cole en 1941, Havriliak-Negami en 1966, Jonscher en 1975 et Dissado-Hill en 1979). La plupart sont difficiles à vérifier expérimentalement à cause de la complexité des phénomènes de polarisation ainsi que des phénomènes liés à la physique quantique impliquée dans ce genre de modélisation[62].

A titre d'exemple, la figure 1.13 présente un modèle étendu de Debye défini comme étant le circuit équivalent utilisé pour la modélisation des systèmes isolants papier/huile des transformateurs. Selon ce modèle, le processus de la polarisation peut-être représenté par une mise en parallèle de plusieurs branches RC série. R_0 étant la résistance d'isolement qui est responsable de l'existence du courant de conduction, C_0 représente la capacité géométrique du système isolant.

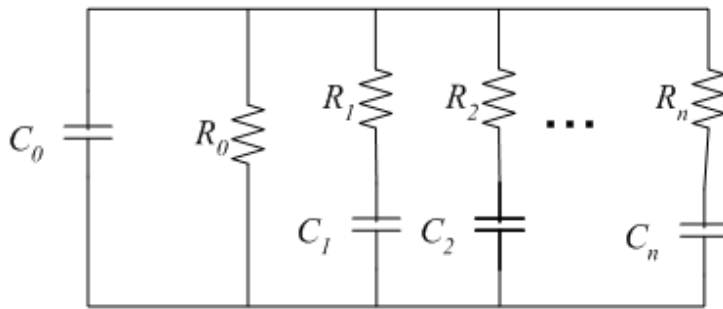


Figure 1.13. Modèle de diélectrique de Debeye 1930

En se référant à la figure 1.14, les courants de polarisation et de dépolarisation sont composés des courants de relaxation des différentes branches. Dans ce cas, le courant de polarisation peut être considéré comme étant la somme de fonctions exponentielles représentant les courants des différentes branches comme l'exprime l'équation suivante :

$$I_{pol(t)} = \sum_{i=0}^n \alpha_i e^{-t/\tau_i} \quad (1.6)$$

où $\tau_i = R_i C_i$ et α est un coefficient lié à la tension de charge U , la durée de charge et les paramètres relatifs à chaque branche :

$$\alpha_i = \frac{U}{R_i} (1 - e^{-t/\tau_i}) \quad (1.7)$$

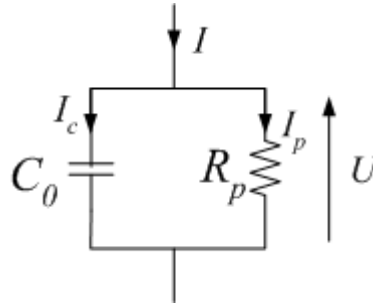


Figure 1.14. Modèle de comportement d'un diélectrique

1.6.3 Schéma électrique simplifié du diélectrique

Comme nous venons de le voir, lorsqu'on place un diélectrique imparfait dans un champ électrique, il se produit des phénomènes de polarisation avec des mécanismes de déformation de la répartition des charges électriques. Si le champ appliqué est alternatif, la polarisation ne suit pas instantanément le champ. Le phénomène de relaxation diélectrique est à l'origine de pertes diélectriques. On peut modéliser ce type de système par un circuit électrique constitué d'une résistance en parallèle avec un condensateur (Figure 1.15)

avec I_c (A) le courant de charge donné par $\bar{I}_c = j\omega C_s \bar{U}$, I_p (A) courant de perte donné par

$\bar{I}_p = \frac{\bar{U}}{R}$ et $\bar{I} = \bar{I}_c + \bar{I}_p$ le courant résultant. On obtient finalement :

$$\bar{I} = (\varepsilon' - j\varepsilon'') j\omega C_0 \bar{U} \quad (1.8)$$

avec $\varepsilon' = \frac{C_s}{C_0}$, $\varepsilon'' = \frac{1}{RC_0\omega}$ et $(\varepsilon' - j\varepsilon'') = \varepsilon^*$ est la permittivité relative complexe.

Et enfin le facteur de dissipation diélectrique est donné par $tg\delta = \frac{|I_p|}{|I_c|} = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$.

L'allure des courbes $\varepsilon'(\omega)$ et $\varepsilon''(\omega)$ pour un diélectrique est donnée par la figure 1.16, pour laquelle ε_r^s correspond à la permittivité relative de l'isolant soumis à un champ électrique constant et ε_r^∞ correspond à la permittivité relative associée à la polarisation électronique et ionique de l'isolant.

Les isolants modernes, contrairement aux isolants de première génération, présentent des courants de fuite extrêmement faibles, parfois aux limites de la résolution des appareils de mesure. Les méthodes de diagnostic de l'isolation basées sur des isolants modernes utilisent des modèles comportementaux correspondant au schéma de la figure 1.15 dont les valeurs des

paramètres dépendent de la géométrie du système isolant (R_g , C_0) et des caractéristiques du matériau isolant (R_p , ϵ_r^∞).

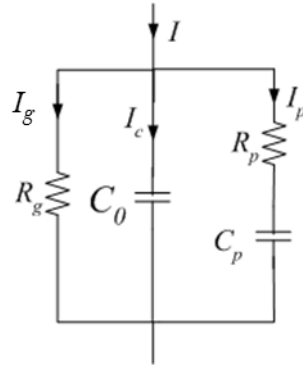


Figure 1.15. Modèle élémentaire d'un matériau diélectrique [10]

La réponse à un échelon de tension du modèle élémentaire d'un matériau diélectrique (figure 1.15) est composé de la somme de trois courant $(t) = i_g(t) + i_c(t) + i_p(t)$, où :

- **le courant de conduction** i_g correspond au courant résiduel persistant en régime établi. Dans le cas des isolants de type epoxy-mica pour les machines haute tension, ce courant est généralement inférieur à 1 nA, sauf si l'isolant est saturé d'eau ou si les têtes de bobine sont très polluées [10] ;
- **le courant capacitif** i_c associé à la charge/décharge de la composante capacitive du système isolant donnée par $dC_1 = \epsilon_0 \epsilon_r^\infty \frac{dS}{de}$, où dS et de représentent respectivement la surface et la profondeur d'une cellule élémentaire de diélectrique. La capacité globale du système isolant d'une machine de plusieurs MW peut atteindre quelques dizaines de nF ;
- **le courant d'absorption** i_p correspond à la polarisation lente des matériaux isolants. Il présente des constantes de temps élevées pour le système d'isolation d'une machine haute tension.

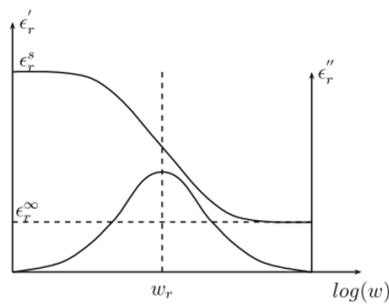


Figure 1.16. Evolution de la partie réelle et imaginaire de la permittivité d'un diélectrique polaire

1.6.4 Principales approches pour la modélisation du bobinage

La modélisation pour le diagnostic du SIS ne concerne pas que les phénomènes liés aux diélectriques mais, elle concerne également les phénomènes de propagation d'onde dans le bobinage et les interactions avec son circuit magnétique. En fait, lors de la commutation des composants électroniques de l'alimentation des machines électriques, des courants de palier capacitifs se créent au niveau du bobinage. Ces courants capacitifs peuvent atteindre facilement un Ampère pour les machines hautes tensions.

En effet, la bibliographie sur les différentes approches de modélisation du bobinage des machines électriques nous a permis de conclure que l'utilisation de modèles de circuit RLC est l'approche la plus pertinente pour établir un modèle de diagnostic de l'isolation en partant des paramètres physiques et géométriques (ϵ_0 , ϵ_r , d , $e...$). Cependant, les modèles les plus simples négligent souvent les mutuelles entre les conducteurs et les effets magnétiques dans la machine. Nous distinguons dans la littérature d'autres modèles qui semblent mieux convenir à la modélisation des bobinages des machines électriques. Nous rappelons ci-dessous les principales approches proposées pour la modélisation des conducteurs y compris ceux des bobinages de machine.

1.6.4.1 Modèle élémentaire à constantes localisées

Ce modèle (figure 1.17) composé d'éléments R , L et C ne permet pas de prendre en compte l'effet de peau et l'effet de proximité. Il ne laisse apparaître qu'une seule fréquence de résonance alors qu'il en existe plusieurs. Ce modèle n'est donc pas très bien adapté à l'étude en régime transitoire [63].

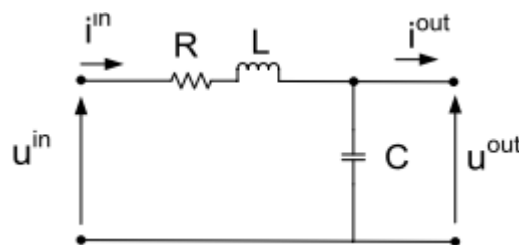


Figure 1.17. Modèle à constantes localisées [63]

1.6.4.2 Modèle à constantes cascadiées

Ce modèle est composé de plusieurs cellules en π identiques ce qui permet de faire apparaître plusieurs fréquences de résonance (figure 1.18). Cependant, les paramètres sont constants et cela ne permet pas de prendre en compte l'effet de peau ni les effets de couplages (capacités et mutuelles inductances).

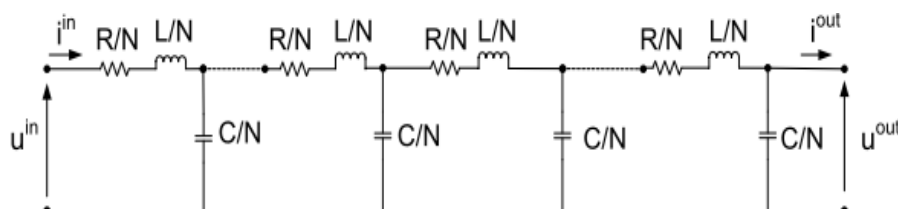


Figure 1.18. Modèle à constantes cascadiées [63]

Les inconvénients de ce modèle sont la détermination du nombre de cellules N et la complexité du circuit. Dans la littérature, il a été proposé une solution pour tenir en compte de l'effet de peau, elle consiste à placer en parallèle des impédances R, L comme présenté dans la figure 1.19. Ceci met en évidence l'augmentation de résistance du conducteur avec l'augmentation de la fréquence, comme dans le conducteur réel où le courant a tendance à circuler en surface avec l'augmentation de la fréquence ce qui augmente sa résistance apparente.

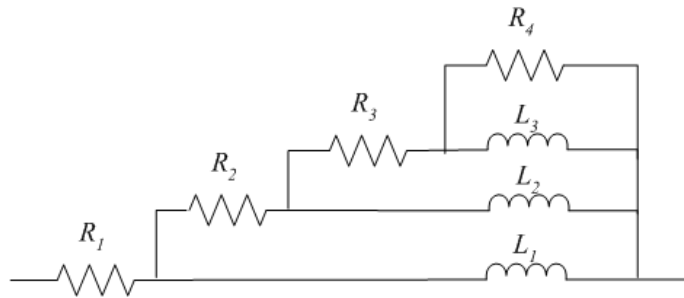


Figure 1.19. Réseau R, L en échelle [63]

1.6.4.3 Modèle à constantes réparties

Pour établir ce modèle (figure 1.20), on considère un conducteur avec un potentiel de référence, on obtient facilement les relations entre les courants et les tensions si on considère sur la longueur du conducteur des longueurs infinitésimales Δx . Ce type de modèle est appelé aussi ligne de transmission. Nous allons en parler plus en détails dans le deuxième et le quatrième chapitres, lorsqu'on développera la modélisation du bobinage des machines tournantes par la méthode multi lignes de transmission.

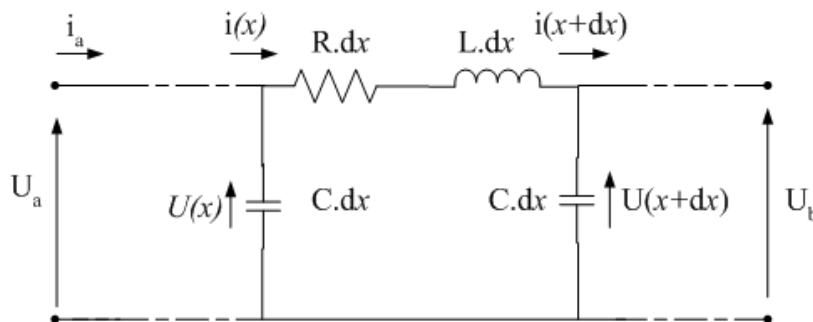


Figure 1.20. Segment d'une ligne représenté par modèle à constantes réparties (ligne de transmission) [62]

1.6.5 Etat de l'art sur la modélisation HF du bobinage des machines électriques

La figure 1.21 présente l'un des premiers modèles proposé dans la littérature pour modéliser le bobinage de la machine électriques [64]. Son identification est basée sur les mesures de l'impédance complexe Z_c entre phases et entre les phases et le circuit magnétique. Nous avons également trouvé dans la littérature d'autres approches qui visent chacune une application ou une étude particulière comme l'étude de la propagation de l'onde de tension

(figure 1.22.a) [65], l'évaluation de l'effet de surtension pour les alimentations en MLI [66] ou encore la conception des bobinages pour réduire les effets des dV/dt (figure 1.22.b) [67].

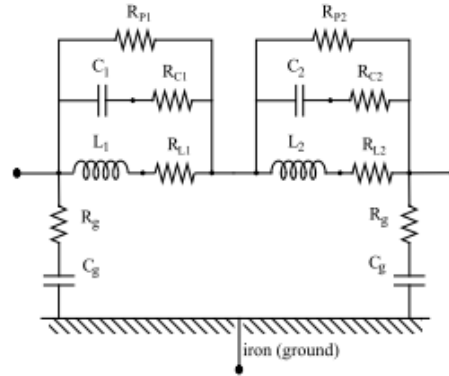


Figure 1.21. Modèle de bobine à la base du circuit Grandi [64]

Le point commun entre tous ces modèles est qu'ils sont basés sur des circuits RLC plus au moins complexes. Le nombre et la nature des composants sont liés à la nature du phénomène que l'on souhaite mettre en évidence et à la précision de résultats attendus. Les capacités dans ces modèles représentent souvent les différentes parties isolantes des circuits électriques (isolation des bobinages) ou magnétiques (isolation entre les tôles du circuit magnétique). Les résistances représentent les pertes par courants de Foucault ou de circulation et les inductances mettent en évidence les phénomènes électromagnétiques.

Une étude faite par Postariu [68] vise à modéliser les courants de fuite dans les différentes parties de la machine et met en évidence différentes capacités : les capacités liées au bobinage, la capacité entre rotor et stator, la capacité des roulements et finalement la capacité de l'isolation des tôles. Celles qui sont liées au bobinage et qui peuvent nous intéresser sont définies comme suit, par [74] :

- « La capacité entre l'ensemble du bobinage et les tôles du stator (notée C_{sm}) : cette capacité est répartie dans toutes les encoches. Elle est aisément décomposable en de multiples capacités individuelles conducteur/tôles ;
- Les capacités entre conducteurs voisins dans les encoches. Les conducteurs peuvent être de la même phase ou de phases différentes (notée C_{ss}) ;

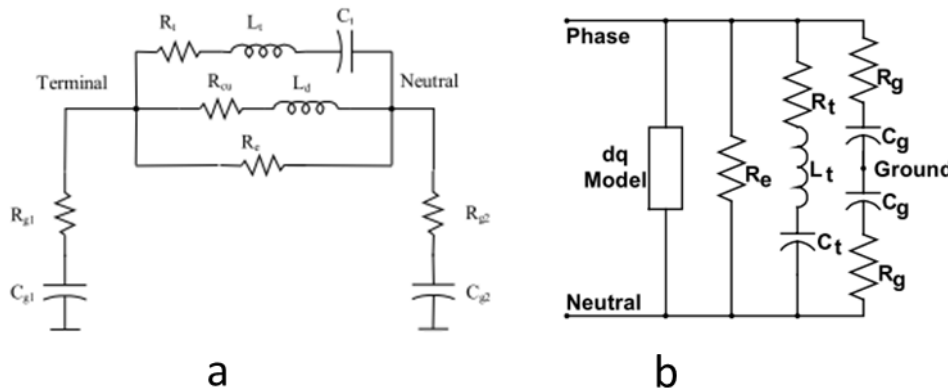


Figure 1.22. Modèle de bobine de (a) Rostam [65], (b) Moreira [66]

- La capacité caractérisant le couplage entre le bobinage et le rotor C_{br} , c'est l'équivalente de C_{sm} dans le stator ».

Les auteurs décrivent la capacité entre le bobinage et le circuit magnétique C_{sm} comme celle ayant l'ordre de grandeur le plus important. Cette capacité est localisée dans les encoches, le diélectrique est donc multiple : il est composé de l'isolation de l'émail, l'isolation des bobines et l'isolation de l'encoche. Si les dimensions géométriques de la machine sont connues avec précision, ces capacités peuvent être calculées analytiquement lorsque la permittivité de l'isolation imprégnée est connue. En général, l'ordre de grandeur du ε_r de l'isolant imprégné est voisin de trois [68]. Pour le calcul de ces capacités, des hypothèses simplificatrices sont souvent considérées, on suppose que les conducteurs ne sont pas arrondis et que les condensateurs sont tous des condensateurs plans, définis par la surface S du conducteur adjacents et d'épaisseur d totale égale à la distance qui les sépare. On considère parfois une permittivité relative moyenne ε_{r_m} des couches isolantes imprégnées, la capacité est alors donnée par : $C = \varepsilon_0 \varepsilon_{r_m} S/d$.

En fait, en plus des capacités réparties entre les conducteurs et les composants adjacents décrits dans la partie précédente, le bobinage comporte des inductances réparties tout au long des conducteurs constituant la partie inductive de la machine. Cette partie inductive peut être décomposée en deux parties ; la première concerne la fraction de bobinage dans les encoches et la deuxième concerne les têtes de bobines (voir figure 1.24). Dans la littérature, on montre qu'en haute fréquence, l'inductance liée aux conducteurs situés dans les encoches diminue d'un facteur compris entre 100 et 1000 par rapport à sa valeur en basse fréquence [69]. On considère également qu'en raison de l'épaisseur de peau très faible au niveau du MHz, le fer peut être considéré comme un blindage. De ce fait, une autre étude, [68] a pris comme hypothèse que l'inductance du bobinage en haute fréquence est imposée par les têtes de bobines, la contribution des conducteurs dans les encoches étant négligeable.

Revenons à la théorie des lignes de transmission. Comme nous le venons de le mentionner, cette approche consiste à diviser le bobinage en portions élémentaires et à leurs affecter des paramètres discrets (résistance, capacité, inductance). Récemment, un travail intéressant [70] a montré que la propagation de l'onde de tension dans une encoche peut se prêter à une modélisation avec des lignes de transmission. La même hypothèse a été faite par [71] qui précise que le modèle de la ligne de transmission est applicable pour la modélisation du bobinage statorique si le temps de montée du front de tension aux bornes de la machine est inférieur à la constante de temps qui correspond à la fréquence naturelle de la ligne t_{ligne} donnée par :

$$t_{ligne} = \frac{2 \times l_c}{c_0 / \sqrt{\varepsilon_r}}$$

avec l_c la longueur de la spire, c_0 vitesse de la lumière dans le vide et ε_r la permittivité relative de l'isolant d'encoche. La validité de cette approche repose sur le choix de la longueur élémentaire dx de la portion du conducteur à modéliser. La figure 1.23 montre un exemple de modèle de bobinage par ligne de transmission [67].

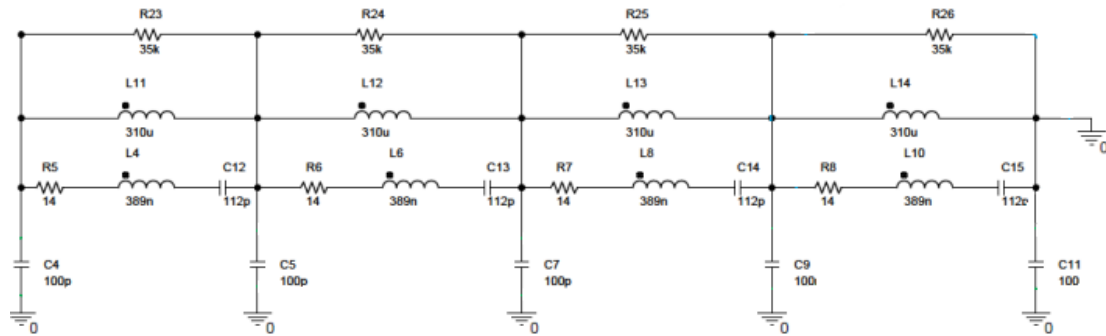


Figure 1.23. Segment d'une ligne modélisé en ligne de transmission par des cellules élémentaires [65]

La référence [70] montre, cependant, que la modélisation d'un bobinage en ligne de transmission n'est pas tout à fait maîtrisée, car la répartition des paramètres n'est pas identique dans les encoches et au niveau des têtes de bobines. Elle propose donc de décomposer chaque spire de la bobine en deux parties (voir figure 1.24) et de les étudier séparément :

- Partie située **dans l'encoche** : là où le couplage capacitif est très important à cause de la proximité des conducteurs. Chaque conducteur dans l'encoche est modélisé par une cellule composée de :
 - une résistance de conducteur R_s ;
 - une inductance L_s de la boucle formée par le conducteur et la paroi d'encoche ;
 - une capacité C_{sm} qui représente le couplage entre le conducteur et le circuit magnétique ;
 - une capacité C_{te} qui représente le couplage capacitif inter spires ;
 - une résistance R_{sm} placée en parallèle avec C_{sm} pour modéliser les pertes diélectriques.
- Partie située **dans l'air** : les têtes de bobines sont dans l'air et sont suffisamment éloignées du circuit magnétique pour qu'il n'y ait aucun effet capacitif entre les conducteurs et le circuit magnétique. L'effet magnétique est prédominant dans cette région, chaque conducteur est représenté par :
 - une résistance propre du conducteur R_{st} ;
 - une inductance L_s qui représente l'effet inductif dû à la demie-boucle formée par la tête de spire ;
 - une capacité C_u qui représente le couplage capacitif inter-spires ;
 - une inductance mutuelle M_u pour introduire le couplage inductif entre les conducteurs.

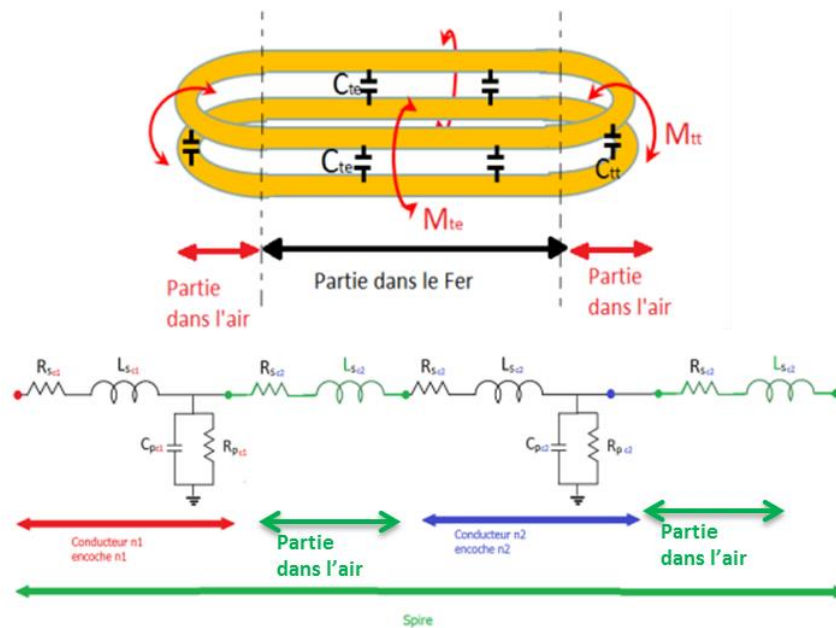


Figure 1.24. Couplages capacitif et inductif dans deux spires adjacentes et modèle d'une spire en ligne de transmission [70]

Etant donné que chaque spire est composée d'un conducteur aller et d'un conducteur retour, la spire sera modélisée par deux cellules composées des éléments précédents.

Nous avons montré dans cette partie l'intérêt et les différentes approches de modélisation de bobinage des machines électriques, les principaux phénomènes liés à cette problématique ainsi que les éventuelles hypothèses susceptibles d'être considérées lors de la modélisation. Les phénomènes électromagnétiques présents au stator et au niveau des têtes de bobines sont très complexes. Il faut donc, soit considérer d'importantes hypothèses pour simplifier la modélisation ou adopter une modélisation par ligne de transmission avec plus de paramètres ou plus de finesse. Dans le chapitre IV, nous allons revenir sur ces aspects dans le but de proposer un modèle adapté au diagnostic du bobinage de la machine.

1.7 Diagnostic de l'isolation des machines électriques

Concrètement, le manager d'une unité de production ne cherche pas à savoir l'état technique du matériel ni son degré de dégradation. Tout ce qui l'intéresse, c'est de connaître la durée de vie restante de son matériel : combien de temps peut-il encore fonctionner sans avoir besoin d'opération de maintenance [72], [73] ? C'est aux ingénieurs des services techniques de choisir et d'appliquer les méthodes les mieux adaptées pour diagnostiquer le système. En effet, les méthodes de diagnostic sont nombreuses, mais on peut les classer principalement en trois grandes familles [74] (voir figure.1.25) :

La méthode de redondance matérielle. Cette technique de reconfiguration est associée aux systèmes très critiques où on ne permet pas la moindre panne (transport aérien, aérospatial, centrales nucléaire), il s'agit de disposer de plusieurs systèmes pour que, en cas de défaillance d'un système, un autre prenne directement le relais.

La méthode de redondance analytique. Elle repose sur un modèle analytique du système qui comporte souvent quelques paramètres. En fonctionnement, les paramètres sont estimés et comparés à leurs valeurs théoriques ou à leurs valeurs à l'état sain, la différence étant la signature du défaut. Si cette différence dépasse un seuil prédéfini, la présence d'un défaut est signalée.

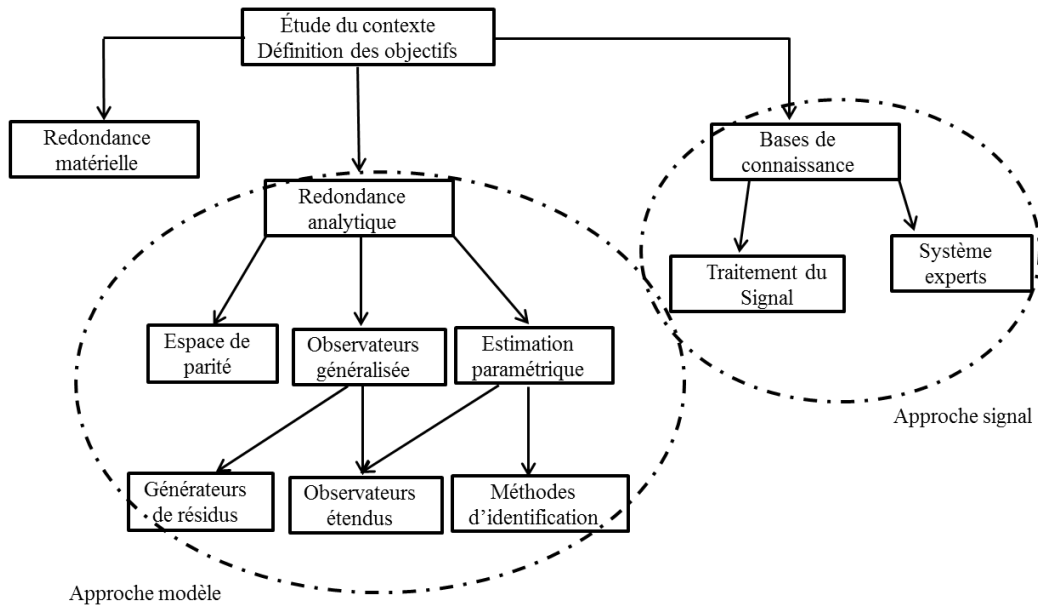


Figure 1.25. Les différentes approches de diagnostic.

La méthode heuristique. Basée sur l'expérience, elle ne nécessite pas de modèle précis du système mais, mais elle est plutôt basée sur la connaissance des signatures déjà observées. Une base de données contenant les signatures des défauts obtenus par modélisation ou par mesures sur maquette est utilisée et l'analyse est réalisée par une interprétation de type signal, par un système expert ou par un réseau de neurones.

1.7.1 Approche signal versus approche modèle pour le diagnostic

Les méthodes de diagnostic basées sur l'analyse des signaux reposent sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du système. La première étape consiste en la modélisation des signaux dans le domaine fréquentiel en déterminant leur contenu spectral [24]. À l'apparition d'un défaut, plusieurs phénomènes vont apparaître tels que des bruits acoustiques, un échauffement, etc. Ces symptômes représentent d'une manière directe la modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques. Le traitement de signal est utilisé depuis plusieurs années principalement pour détecter les défauts rotoriques [75], [76], le défaut étant traduit par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation. Avec le développement des applications à vitesse variable, les approches de diagnostic basées sur l'analyse des signaux se trouvent moins exploitables surtout à cause de la non stationnarité des signaux et des effets de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) qui rendent le traitement

fréquentiel des données plus compliqué au cause des composantes fréquentielles introduites par cette technique d'alimentation.

Par ailleurs, les méthodes de diagnostic par approche de modèle utilisent des modèles de processus à surveiller et qui incluent ou non l'influence des défauts et des perturbations sur l'état de la sortie [2], [77]. La sortie du modèle est alors comparée aux données expérimentales accessibles pour fabriquer un résidu ou un critère exploité dans un mécanisme de détection de défauts [24]. Selon le mécanisme de diagnostic, on distingue :

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

Dans cette thèse, c'est cette dernière approche qui nous intéresse. Elle consiste à identifier les paramètres physiques contenus dans le modèle de « connaissance » du système lorsque les grandeurs physiques ne sont pas accessibles. Ce modèle mathématique doit pouvoir caractériser les fonctionnements sain et en présence de défaut. Les protocoles (signal d'excitation + structures de modèle) d'identification paramétriques doivent respecter deux contraintes fortement corrélées [4], [78] :

- une excitation très riche pour pouvoir sensibiliser tous les pôles du système ;
- un nombre limité des paramètres à estimer.

1.7.2 Méthode de diagnostic du système isolant

La caractérisation et l'évaluation de l'état de santé de l'isolation électrique fait l'objet de plusieurs travaux de recherche depuis plusieurs années (vers les années 30 du 20^{ème} siècle). L'objectif principal de ces travaux était de caractériser l'isolation et de prédire son état durant toutes les étapes de sa durée de vie, afin d'intervenir au moment nécessaire pour lutter contre les défaillances inattendues qui conduiraient à l'arrêt du système. La littérature scientifique dans ce domaine est très large, cependant, un ouvrage de référence nous a été très utile durant cette recherche bibliographique. C'est le livre de G.C. Stone et *al* publié en 2004 et intitulé *Electrical insulation for rotating machines* [7]. Il est consacré exclusivement à l'isolation des machines électriques. Cet ouvrage s'appuie sur de nombreuses publications scientifiques et fait référence aux normes en vigueur, permettant de faire la synthèse des méthodes couramment utilisées pour diagnostiquer l'isolation électrique.

Dans ce qui suit, nous allons présenter un état de l'art des principales méthodes pour la surveillance et le diagnostic de l'isolation des machines électriques, en commençant par présenter brièvement les plus élémentaires ou ce qu'on appelle les méthodes traditionnelles hors ligne, ensuite les plus industriellement utilisées (décharges partielles ...) et on finira par présenter les travaux de recherche récents, sur de nouvelles méthodes de diagnostic de l'isolation en ligne.

1.7.2.1 Méthodes traditionnelles (hors ligne)

Depuis l'apparition des machines électriques, plusieurs méthodes ont été proposées pour suivre l'état de santé de son système isolant. Bien que ces méthodes soient toutes hors ligne, et nécessitent l'arrêt et le démontage de la machine, elles étaient largement utilisées par les constructeurs et les utilisateurs de machines électriques car il n'y avait pas d'autres choix. L'inspection visuelle était la méthode la plus basique, mais elle continue encore à être utilisée. Elle repose sur l'expérience de l'observateur. Les constations faites doivent être corrélés avec

l'historique de la machine et les mesures provenant d'autres tests [56]. Cette méthode reste une méthode très utile pour détecter les contaminations de surface et des têtes de bobines, causées par l'environnement de fonctionnement de la machine. Ces contaminations peuvent provoquer un déséquilibre de la répartition du champ électrique ou créer des échauffements locaux capables de provoquer des dégâts au niveau de l'isolation.

Résistance d'isolement et indice de polarisation

La méthode basée sur la mesure de la résistance d'isolement est la plus facile à mettre en œuvre ; elle est souvent complétée par le calcul de l'Indice de Polarisation (IP) [79]. Cette mesure est faite sur les machines à l'arrêt, à température de service. Les câbles d'alimentation et les composants électriques annexes doivent être débranchés afin d'être certain de ne prendre en compte que le SIS de la machine. La carcasse métallique de la machine étant mise à la terre, l'instrument de test (un mégohmmètre) impose une tension continue entre une phase et la carcasse métallique de la machine et enregistre le courant chargeant le mur capacitif, assimilé grossièrement à un modèle $R_s-(R_p//C_p)$. Les normes s'intéressent plus particulièrement aux rapports tension/courant R_1 et R_2 déterminés respectivement à $t_1 = 1$ min et $t_2 = 10$ min et qui définissent l'indice de polarisation $\frac{R_1}{R_2}$.

Ce type de test est capable de détecter des dégradations de l'isolation liées à la contamination superficielle, l'humidité absorbée ou un claquage sévère entre une phase et la masse, mais il ne fournit aucune information sur les défauts entre spires ou sur une dégradation locale de l'isolation [7].

Tests d'épreuve sous tension élevée

Le but de ce test (qui peut être destructif) est de vérifier la rigidité diélectrique de l'isolation de masse avant que le bobinage entre en service (en fin de chaîne de production) ou pendant le service. L'idée de base de ce type de tests consiste à dire que si le bobinage supporte la tension d'épreuve sans défaillance, il pourra supporter la tension de service suffisamment longtemps. Par contre, si le test échoue le bobinage doit être refait. La norme [80] définit les conditions d'essai de ce test. Elle fixe notamment la tension d'essai égale à $2U_n+1\text{kV}$ où U_n est la tension nominale de la machine testée.

Ce test peut être effectué en alternatif ou en continu, mais les propriétés du SIS testé ne seront pas les mêmes. Ainsi, en continu, la répartition du potentiel entre les différentes couches isolantes est liée à la résistivité des matériaux, alors qu'en alternatif la répartition des potentiels dépend principalement de leur permittivité. De ce fait la répartition des contraintes est largement différente d'un test à l'autre. Le test sous tension alternative élevée est plus proche des conditions de service réelles de la machine, mais il n'est malheureusement pas facile à mettre en œuvre, car l'application d'une tension élevée entre une phase et la carcasse d'une machine à fréquence industrielle demande une puissance réactive importante. Ceci nécessite l'utilisation d'un transformateur de rapport de transformation assez important [12].

Mesure de la tension de recouvrement

Cette méthode est basée sur la mesure électrique des phénomènes de polarisation et de relaxation de l'isolant [10]. Ce test est réalisé en deux temps : le mur isolant est tout d'abord polarisé en appliquant une très haute tension (5kV ou plus) entre les trois phases en parallèle et la carcasse magnétique pendant quelques minutes, avant d'être court-circuité pendant quelques secondes. Puis on mesure l'évolution de la tension aux bornes du mur isolant à l'aide d'un mégohmmètre pendant plusieurs heures, voire plusieurs jours. Cela permet de mettre en évidence les phénomènes lents de polarisation de chaînes moléculaires dans le complexe isolant.

Test basé sur la mesure de capacité entre une phase et la masse

Cette méthode essaie d'évaluer les variations de capacité entre spires et masse ce qui donne des indications sur l'évolution des propriétés physiques de l'isolation d'encoche. Les normes recommandent de faire cette mesure sur une phase en connectant les deux autres à la terre pour prendre en compte l'isolation des têtes de bobines, cela n'est possible que lorsque la connexion du neutre est démontable. Les mesures sont généralement faites en utilisant un pont de Schering qui donne le facteur de dissipation ($\text{tg}\delta$) en même temps que la capacité avec une précision acceptable ($\leq 0.1\%$). Une augmentation du $\text{tg}\delta$ signifie une dégradation de la qualité de l'isolation de la machine [29].

1.7.2.2 Nouvelle méthode de diagnostic

Les méthodes de tests décrites précédemment, au paragraphe 1.7.2.1, ne peuvent être utilisées que lorsque la machine est à l'arrêt ou encore démontée. De nouvelles méthodes adaptées aux machines en fonctionnement sont sollicitées par les industriels. L'une des méthodes les plus utilisées par les industriels est le test de décharges partielles. En fait, ce test peut être utilisé à l'arrêt comme en marche, ce qui nous intéresse ici c'est son application pendant le service de la machine. Pour faire cette mesure durant le fonctionnement de la machine, un coupleur capacitif doit être installé le plus près possible des connexions sur chaque phase de la machine. Il est également possible de détecter les DP à l'aide d'un transformateur à ferrite ou à air (bobine de Rogowski) qui entoure les câbles d'alimentation, ou par une mesure du champ magnétique proche dans le voisinage des lignes de connexion [29]. Le guide [IEEE 1434] [81] et la référence [82] décrivent les nombreuses méthodes d'essai en ligne et hors ligne basées sur la surveillance et l'analyse des DP :

- test sur le stator en entier pour quantifier l'activité de décharges partielles ;
- test utilisant une sonde électromagnétique Corona TVA ;
- test de sonde à ultrason ;
- test d'imagerie ultraviolet .

Les appareils de mesures de DP commercialisés respectent la norme [83] qui proposent deux circuits de base à partir desquels la majorité des circuits de mesures sont dérivés. Le circuit de mesures comporte l'objet de mesure qui est représenté par la capacité $C_{\text{éch}}$, un condensateur de couplage C_k qui permet de maintenir la tension stable coté mesure (il doit avoir une faible impédance dans la plage fréquentielle correspond aux DP), une source haute tension avec un faible niveau de bruit de fond et un filtre d'entrée pour réduire le bruit provenant de l'alimentation représenté par l'impédance Z . Il existe deux types de circuit de

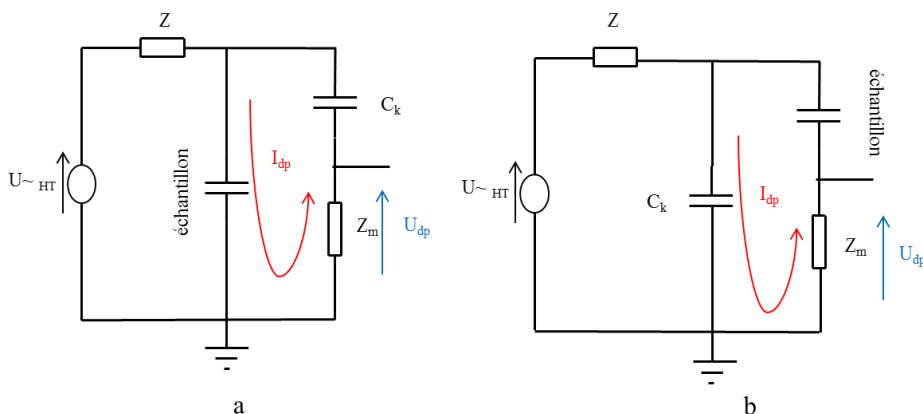


Figure 1.26. Schéma des deux types de circuit de mesure (a) indirect et (b) direct des décharges partielles.

mesure, soit indirect, soit direct. Dans un circuit indirect (Figure 1.26.a), l'impédance de mesure Z_m est en parallèle avec l'échantillon sous test. Dans un circuit direct (Figure 1.26.b), l'impédance de mesure Z_m est en série avec cet échantillon.

En fait, dans les dernières années plusieurs techniques de diagnostic en ligne de l'état d'une isolation électrique ont été développées. La plupart d'entre-elles essaient d'exploiter le comportement haute fréquence du bobinage des machines électriques. Ce comportement dépend directement de paramètres électriques élémentaires ; résistances, inductances et capacités. Le vieillissement de l'isolation engendre des variations des paramètres qui en dépendent : les capacités et les pertes dans l'isolation. La littérature montre que les inductances ne dépendent que de la géométrie des bobines et des caractéristiques magnétiques [84].

Les travaux de recherche effectués, dans ce domaine, au laboratoire LSEE de l'université d'Artois sont intéressants. Ainsi, les travaux menés par P. Werynski [85], [29] ont montré que le comportement global du bobinage en HF est sensible à la dégradation de l'isolation inter-spires. En fait, leur approche repose sur la mesure champ magnétique proche au côté extérieur qui contient une information en haute fréquence qui peut être utile pour la prédiction de l'état de l'isolation de bobinage. Ils consistent à injecter un signal de faible niveau et de haute fréquence au stator de la machine et à détecter le champ magnétique à haute fréquence correspondant au voisinage de la machine. L'estimation de l'état de l'isolation statorique est basée sur la connaissance de la cohérence entre le changement de la capacité entre spires étudié aux essais de vieillissement accéléré et le champ magnétique du bobinage autour de la machine. Ils ont conclu après avoir réalisé un vieillissement thermique à différentes températures et un vieillissement électrique à différents fréquences que la capacité entre-spires augmente avec le vieillissement, ce qui été montré également par [83]–[85]

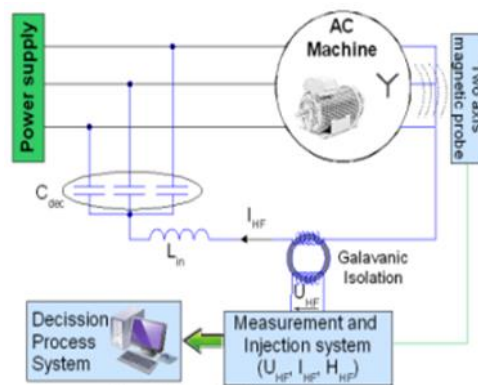


Figure 1.27. Schéma du système de mesure proposé par [92]

Toujours dans l'exploitation des phénomènes haute fréquence, un groupe de GE Global Research dirigé par K Younsi a fait un autre travail intéressant. Celui-ci consistait à réaliser un vieillissement accéléré de différentes sortes de machines sous différentes contraintes et à évaluer l'état de l'isolation en mesurant le courant de fuite entre phases à l'aide d'un transformateur à courant différentiel de haute sensibilité développé spécialement [89], [90], [91]. Par ailleurs, les mesures de capacité entre les conducteurs et les tôles du stator, à l'aide d'un pont de capacités ont fourni des indications sur la dégradation thermique, l'absorption de l'humidité et la contamination des têtes de bobines. Ces travaux ont prouvé que la contamination des extrémités des enroulements avec des substances conductrices augmente la surface effective du couplage entre le conducteur de mise à la terre et les tôles du stator, ce qui entraîne une augmentation de la capacité.

Enfin, les travaux de F. Perisse et *al* [92], [93],[94] montrent également que la variation de la capacité entre spires peut être exploitée comme un indicateur de vieillissement. Ils ont réussi à établir une corrélation entre la variation de la capacité des échantillons étudiés, traduite par une variation de la fréquence de résonance série, et la qualité de l'isolation entre les conducteurs. Ils ont proposé un système de surveillance en ligne (figure 1.27) à base de données statistiques contrôlé à l'aide d'un PC qui exécute l'algorithme de prise de décision. Ils utilisent un générateur pouvant fonctionner entre 100 kHz et 2 MHz. La fréquence du signal injecté doit être très proche de la fréquence de résonance du bobinage qui dépend de la capacité inter-spires. Or, lorsque la qualité de l'isolation du bobinage change à cause du vieillissement, la fréquence de résonance change aussi.

1.8 Conclusions

Dans cette étude bibliographique nous avons rappelé, dans un premier temps, la structure d'une machine électrique et de son système d'isolation statorique, les différentes techniques et matériaux d'isolation, ainsi que quelques statistiques sur les défauts qui apparaissent dans une machine tournante. Ces défauts peuvent être principalement dus aux contraintes thermiques, électriques, mécaniques, ou à d'autres origines liées à l'environnement de la machine ou de son alimentation. Parmi ces contraintes, la contrainte thermique est la plus étudiée et la mieux décrite dans la bibliographie et les normes internationales. Elle est souvent considérée comme une contrainte forte de vieillissement et permet l'étude du vieillissement accéléré des SIS.

Les décharges partielles représentent également une des principales contraintes de dégradation du système isolant, surtout dans le cas des alimentations avec des fronts de tension raides. Le problème se présente lorsque le PDIV est atteint ou dépassé. Au cours du vieillissement le PDIV diminue continuellement et les décharges augmentent jusqu'au claquage de l'isolation. Une étude sur l'origine et le développement des décharges, ainsi que leur utilisation comme signe précurseur de vieillissement a également été présentée.

Dans un autre volet, nous nous sommes intéressés aux aspects de surveillance et de diagnostic des systèmes isolants. Nous avons brièvement présenté ce qu'on appelle les méthodes traditionnelles de diagnostic qui exploitent les phénomènes de polarisation de l'isolation. Ensuite nous avons présenté un état de l'art des méthodes récentes de diagnostic qui exploitent en majorité les phénomènes haute fréquence et s'appliquent en ligne. L'effort est porté sur l'analyse des variations des capacités entre spires au cours des années de service. Cet indicateur de vieillissement est utilisé afin de prédire la durée de vie restante avant l'apparition des problèmes d'isolation.

Ce bilan général nous a permis de prendre connaissance des travaux de recherche réalisés sur l'étude du vieillissement accéléré des isolants électriques et de nous positionner dans ce domaine. Nous avons pu également faire le point sur les différentes normes internationales qui définissent les méthodes d'étude du vieillissement accéléré dans des conditions expérimentales. Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de la méthode de diagnostic par identification paramétrique proposée dans ce travail de recherche, son principe de base, le développement des outils théoriques ainsi que la justification de son application pour le diagnostic des murs isolants des machines électriques.

2 Diagnostic des systèmes par identification paramétrique de modèle à temps continu

2.1 Introduction

Comme annoncé dans l'introduction générale, ce travail s'inscrit dans une réflexion entamée depuis quelques années dans notre équipe sur la méthodologie de recherche du « meilleur » modèle de diagnostic, dans un objectif de maintenance prévisionnelle. La volonté de coupler les outils de diagnostic et de pronostic a motivé notre approche de la maintenance prévisionnelle des systèmes par identification de représentations d'état à temps continu : ce type de modèle résulte généralement de la réduction, plus ou moins importante, de modèles à constantes réparties dont chaque paramètre possède une signification physique évidente puisque résultant de l'intégration des équations locales de la physique sur des volumes élémentaires. Si la réduction de modèle conserve la signification physique des paramètres, alors leur suivi peut permettre non seulement le diagnostic d'une défaillance (le défaut observé s'expliquant par l'évolution d'un/des paramètres physiques du système), mais aussi de pronostiquer l'évolution du vieillissement de certains éléments critiques à l'aide de lois complémentaires de vieillissement, ces lois pouvant être établies à moindre coût sur des échantillons de matériaux ou des composants isolés.

Dès lors que l'on a décidé d'utiliser un modèle à temps continu, se pose la question du choix de l'algorithme d'identification : filtrage de Kalman étendu ? Moindres carrés ? Minimisation non linéaire de l'énergie de sortie ? D'une façon générale, l'identification des systèmes à partir de données expérimentales nécessite de définir un critère à minimiser (quadratique, maximum de vraisemblance, bayésien, etc.), puis de choisir un algorithme de minimisation adapté à ses caractéristiques (linéaire ou non, par rapport aux paramètres) et au contexte [95]–[97]. Par exemple, il devra être récursif temps réel si l'objectif principal de l'identification est de détecter très rapidement une défaillance pendant le fonctionnement opérationnel du système, pour pouvoir reconfigurer la commande et éviter une dégradation complète du système par effet boule de neige. Dans un contexte de maintenance prévisionnelle des génératrices d'hydrolienne, nous n'avons évidemment pas de telles contraintes temps réel, et le coût calculatoire et financier d'un système de surveillance ne constitue pas une contrainte au regard des coûts de maintenance corrective d'une hydrolienne.

Nous nous sommes ainsi orientés vers l'identification par la minimisation non linéaire de l'énergie de l'erreur de sortie introduite en France par J. Richalet, sous le nom de la méthode du modèle [4]. Le lecteur pourra retrouver une comparaison entre cette méthode et la méthode des moindres carrés dans [98]. Nous présentons ci-dessous sa formulation dans le cas général d'un système à multiple entrées-multiple sorties (MIMO), car nous serons amenés dans le chapitre suivant à identifier de tels modèles et parce que cela nous permet aussi d'introduire une méthodologie d'évaluation simple du domaine d'incertitudes des estimations paramétriques que nous utiliserons pour comparer les structures de modèle.

Notre propos n'est évidemment pas de prétendre à la supériorité d'une approche à base de modèle par rapport à une approche conduite par les données (cf Figure I.3.). En effet, si on comprend aisément qu'un modèle à temps continu peut simplifier les étapes de diagnostic et de pronostic, cela se fait au détriment (pour le modélisateur) d'un travail amont plus conséquent sur la compréhension des phénomènes physiques au sein du système et sur l'évaluation des conséquences de la réduction de modèle. La dernière partie de ce chapitre sera ainsi consacrée à la méthodologie d'obtention de l'équation d'état d'une ligne de transmission complexe.

2.2 Identification de modèle à temps continu par la méthode à erreur de sortie

2.2.1 Représentation d'état à temps continu

2.2.1.1 Atouts des représentations à temps continu

Nous avons déjà dit qu'un des principaux intérêts d'une représentation d'état à temps continu était la signification physique de ses paramètres. Un autre atout est que l'identification ne nécessite pas forcément un échantillonnage régulier des signaux entrée/sortie ; c'est particulièrement intéressant pour des systèmes possédant des constantes de temps très différentes. Prenons l'exemple typique d'un supercondensateur dont le modèle classique de type ligne de transmission est donné par la figure suivante :

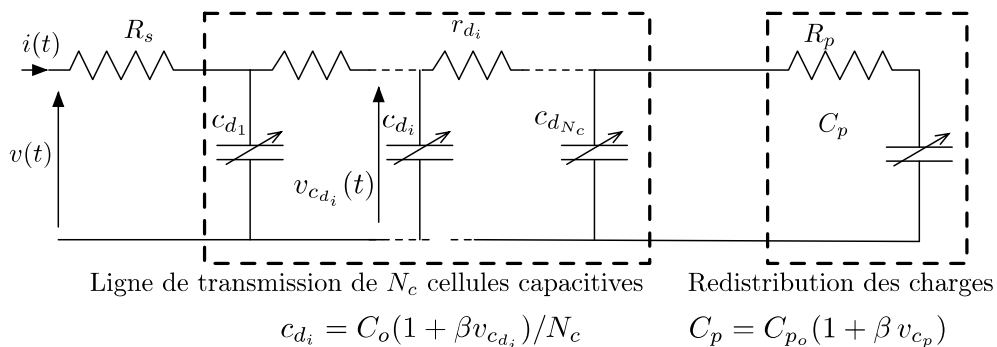


Figure 2.1 : modélisation classique d'un supercondensateur par ligne de transmission

L'identification des paramètres de ce modèle nécessite d'appliquer des fronts de courant pour sensibiliser correctement la résistance série R_s , alors que la sensibilisation des paramètres de la ligne de transmission modélisant la pénétration des ions dans les pores des électrodes nécessite d'observer le comportement du système pendant plusieurs minutes et la redistribution des charges pendant plusieurs dizaines de minutes. En utilisant par exemple un

algorithme de type *Runge-Kutta*, il devient possible de simuler la sortie du modèle avec un échantillonnage rapide lors de la commutation du courant d'excitation (pour pouvoir simuler correctement le saut de tension dû à R_s) et un échantillonnage plus lent pour la partie correspondant à la charge lente de la ligne de transmission – l'intérêt évident étant de réduire le temps de simulation du système sur l'horizon d'observation utilisé pour l'identification. Et bien sûr, on évite ainsi les problèmes d'instabilité numérique résultant d'une période de discrétisation mal adaptée [99].

2.2.1.2 Formulation mathématique

On rappelle qu'une structure de modèle correspond à un ensemble d'équations mathématiques (équations différentielles) décrivant le comportement entrée/sortie d'un système, alors que le terme modèle fait référence à l'ensemble (structure + valeurs estimées des paramètres). Une même structure peut ainsi correspondre à plusieurs modèles en fonction des données utilisées pour l'identification. Dans la suite, nous nous intéresserons à des structures de modèles à multiple entrées et multiple sorties (*MIMO*) définies par :

$$M(\boldsymbol{\theta}) = \begin{cases} \boldsymbol{\theta} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}_\varphi) \\ \dot{\mathbf{x}}(t, \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{g}(\mathbf{x}(t, \boldsymbol{\theta}), \boldsymbol{\theta}, \mathbf{u}(t)) \\ \mathbf{y}_m(t, \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t, \boldsymbol{\theta}), \boldsymbol{\theta}, \mathbf{u}(t)) \end{cases} \quad (2.1)$$

où les lettres en caractères gras correspondent à des vecteurs ; $\boldsymbol{\theta}_\varphi$ est l'ensemble des paramètres issus de la modélisation à constantes réparties du système - avec donc une signification physique - et $\boldsymbol{\theta}$ le vecteur des paramètres du modèle après réduction ; $\mathbf{u}(t)$ et $\mathbf{y}_m(t)$ sont respectivement les vecteurs d'entrée et de sortie du système ; les fonctions d'état $\mathbf{g}$ et d'observation $\mathbf{h}$ sont des fonctions vectorielles réelles de plusieurs variables, linéaires ou non, obtenues par réduction plus ou moins poussée de la structure de modèle physique à constantes réparties. Cette représentation permet d'étudier la très grande majorité des systèmes physiques, souvent non linéaires, dès lors qu'on parvient à écrire les équations différentielles sous la forme d'état. Pour le diagnostic et le pronostic du système, l'idéal est évidemment d'arriver à un modèle dont les paramètres $\boldsymbol{\theta}$ conservent une signification physique ou, dans tous les cas, permettent de concevoir un/des indicateurs de diagnostic pertinents. C'est ce que nous verrons au chapitre 4.

2.2.2 Principe de l'identification

La Figure 2.2 donne le principe de l'identification par la méthode du modèle, pour un modèle à temps continu et à erreur de sortie. Nous considérons, en effet, ici la sortie du système comme la somme de la sortie du modèle étudié pour la valeur du paramètre recherché $\boldsymbol{\theta}^*$ et d'un bruit englobant l'ensemble des erreurs de modélisation et de mesure. $\boldsymbol{\theta}^*$ est quelque fois présenté comme le vecteur des « vraies » valeurs de paramètre, mais dans notre contexte cela n'a pas beaucoup de sens puisque nous sommes à la recherche de structures de modèles qui sont de toutes les façons éloignées de la « vraie » structure physique du système.

L'estimation consiste donc à minimiser le critère $D(\boldsymbol{\theta})$ que J. Richalet appelle la distance entre le modèle et le système [4]. Nous choisissons ce critère assez classiquement de type quadratique, avec une pondération permettant de normaliser les erreurs de sorties qui peuvent être de natures différentes (par exemple une tension et un courant). Nous reviendrons sur cette normalisation dans la section suivante. Cette distance étant non linéaire par rapport aux paramètres, sa minimisation nécessite le recours à la programmation non linéaire. Il existe pour cela de nombreuses méthodes [96], [97] :

- avec ou sans contrainte sur les valeurs paramétriques ;
- globales ou locales – c'est-à-dire susceptibles de « tomber » dans un trou de la surface-critère éloigné du minimum global dans l'espace paramétrique à explorer. Les méthodes locales peuvent être plus ou moins sensibles au problème d'initialisation des itérations : l'algorithme de *Levenberg-Marquart* présente ainsi la particularité de passer progressivement de la méthode du gradient (peu sensible à l'initialisation, mais convergeant lentement au fur et à mesure qu'il se rapproche de l'optimum) à la méthode de Gauss-Newton aux propriétés complémentaires ;
- analytiques ou heuristiques - c'est-à-dire n'exigeant aucune connaissance analytique de la fonction distance à minimiser - qui explorent l'espace paramétrique par des essais successifs, leur efficacité étant liée à la façon dont elles exploitent l'information extraite de chaque essai. Les plus utilisées en génie électrique sont probablement la méthode de *Nelder-Mead* [10] et les algorithmes génétiques.

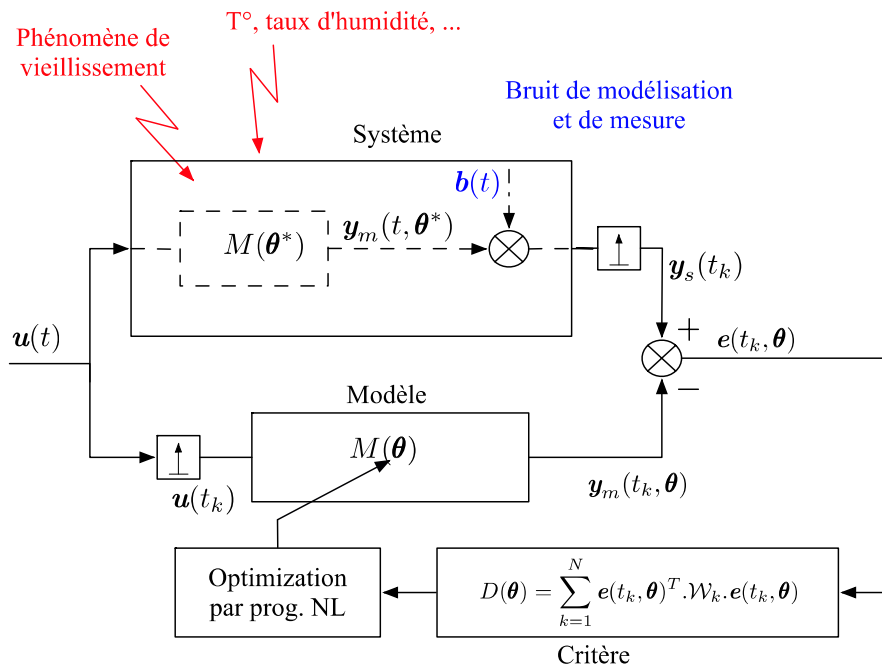


Figure 2.2 : principe de l'identification par la méthode à erreur de sortie, pour un critère quadratique et un modèle à erreur de sortie.

Pour ce qui nous concerne, nous verrons ci-dessous que la dérivation des équations d'état et d'observation permettent d'obtenir l'expression analytique des fonctions de sensibilités permettant le calcul du gradient et du hessien de la fonction distance sans dérivation numérique. Par ailleurs, dans un contexte de maintenance prévisionnelle, l'objectif sera de suivre l'évolution lente, au cours du temps, des valeurs des paramètres d'une structure de modèle. Nous pouvons donc utiliser deux algorithmes aux propriétés complémentaires :

- un premier pour initialiser plus ou moins grossièrement les paramètres d'une nouvelle structure que nous souhaitons étudier. Nous avons choisi l'algorithme de *Nelder-Mead* parce qu'il présente un bon compromis entre vitesse de convergence et sensibilité aux conditions initiales et aussi parce qu'il est très facile de lui coupler une fonction de pénalisation $f_p(\theta)$ déformant la surface critère, afin de pouvoir prendre en compte la connaissance *a priori* que nous avons du système (ex. valeur forcément positive des résistances, capacités et inductances) [78]. En effet, cet algorithme se contente, à

chaque itération de la minimisation, de la valeur du critère $D(\boldsymbol{\theta})$ en différents points de l'espace paramétrique pour en déduire l'approximation suivante du point optimum. On peut donc très facilement contraindre l'optimisation en remplaçant le critère classique $D(\boldsymbol{\theta})$ par un critère pénalisé $D_p(\boldsymbol{\theta}) = D(\boldsymbol{\theta}) + f_p(\boldsymbol{\theta})$. Par exemple, si l'on souhaite contraindre l'estimation d'un paramètre θ_1 dans un intervalle $[\theta_{1m}, \theta_{1M}]$, on pourra programmer la fonction de pénalisation suivante :

$$f_p(\boldsymbol{\theta}) = \begin{cases} 1 & \text{si } \theta \in [\theta_{1m}, \theta_{1M}] \\ k(\theta_1 - \theta_{1M}) & \text{si } \theta_1 > \theta_{1M} \\ k(\theta_{1m} - \theta_1) & \text{si } \theta_1 < \theta_{1M} \end{cases} \quad (2.2)$$

où la raideur k de la pénalisation peut être ajustée avec l'expérience. Par ailleurs, un algorithme maître lançant l'optimisation à partir d'un ensemble de valeurs initiales maillant plus ou moins grossièrement l'espace paramétrique à explorer permet d'être à peu près certain d'avoir trouvé le minimum global ;

- ce minimum global peut ensuite servir à l'initialisation d'un second algorithme local pour évaluer et comparer les performances de la structure étudiée dans la phase de sélection de la « meilleure » structure ; puis ensuite dans la mise en œuvre de la surveillance sur site, avec une fréquence des estimations qui dépend de la puissance de calcul du système de surveillance, en initialisant à chaque fois l'optimisation par le vecteur des estimations précédent. Nous avons retenu pour cela la méthode de Gauss-Newton [98], que nous détaillons ci-dessous, car elle permet d'appréhender très simplement la notion d'incertitude paramétrique.

2.2.3 Algorithmes de minimisation de Gauss-Newton

2.2.3.1 Approximation quadratique

On cherche la valeur optimale $\boldsymbol{\theta}_o$ minimisant la distance quadratique $D(\boldsymbol{\theta})$ sur un horizon d'observation de N points :

$$\boldsymbol{\theta}_o = \arg \min D(\boldsymbol{\theta}) \quad \text{avec} \quad D(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=1}^N \mathbf{e}(t_k, \boldsymbol{\theta})^T W_k \mathbf{e}(t_k, \boldsymbol{\theta}) \quad (2.3)$$

où W_k est une matrice symétrique de normalisation de dimension égale au nombre de paramètres P , $\mathbf{e}(t_k, \boldsymbol{\theta}) = y_s(t_k, \boldsymbol{\theta}) - y_m(t_k, \boldsymbol{\theta})$ est l'erreur de sortie à l'instant d'échantillonnage t_k et $D(\boldsymbol{\theta})$ est une fonction scalaire de plusieurs variables représentative d'une hyper-surface dont on cherche le minimum. Dans le cas d'un système à une seule sortie pour lequel on souhaite attribuer la même importance à toutes les erreurs, on prendra à minima $W_k = 1/N$, afin de pouvoir comparer des distances pour des enregistrements de longueurs différentes. Dans le cas d'un système à plusieurs sorties, cela n'a aucun sens de calculer une distance à partir d'erreurs pouvant avoir des unités différentes (i.e. des significations physiques différentes) : il sera alors indispensable de normaliser les erreurs quadratiques avant de les additionner.

Un développement de Taylor au second ordre près du point optimum $\boldsymbol{\theta}_o$ recherché donne :

$$D(\boldsymbol{\theta}) \approx D(\boldsymbol{\theta}_o) + \mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}_o)^T \cdot (\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_o) + \frac{1}{2} (\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_o)^T \cdot \mathcal{H}(\boldsymbol{\theta}_o) \cdot (\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_o) \quad (2.4)$$

où $\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}) = \left[\frac{\partial D}{\partial \theta_i} \right]_{1 \leq i \leq P}$ est le gradient de la fonction distance et $\mathcal{H}(\boldsymbol{\theta}) = \left[\frac{\partial^2 D}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq P \\ 1 \leq j \leq P}}$ est sa matrice hessienne. Au point optimum, le gradient s'annule, et donc :

$$D(\boldsymbol{\theta}) \approx D(\boldsymbol{\theta}_o) + \frac{1}{2}(\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_o)^T \cdot \mathcal{H}(\boldsymbol{\theta}_o) \cdot (\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_o) \quad (2.5)$$

En dérivant (2.5) par rapport à $\boldsymbol{\theta}$ on obtient :

$$\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}) \approx \mathcal{H}(\boldsymbol{\theta}_o) \cdot (\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_o) \quad (2.6)$$

soit

$$\boldsymbol{\theta}_o \approx \boldsymbol{\theta} - \mathcal{H}(\boldsymbol{\theta}_o)^{-1} \cdot \mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}) \quad (2.7)$$

C'est-à-dire que si la distance était réellement une forme quadratique, alors on pourrait atteindre l'optimum $\boldsymbol{\theta}_o$ en une seule étape à partir d'un point initial $\boldsymbol{\theta}$ quelconque. Malheureusement, l'équation (2.5) n'est qu'une approximation de l'hyper-surface réelle et il faut donc avoir recours à plusieurs itérations pour se rapprocher de l'optimum :

$$\boldsymbol{\theta}_o^{k+1} \approx \boldsymbol{\theta}_o^k - \mu \cdot \mathcal{H}(\boldsymbol{\theta}_o^k)^{-1} \cdot \mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}_o^k) \quad (2.8)$$

C'est l'algorithme de Newton pour lequel le gradient donne la direction de recherche (de la plus grande pente) dans l'espace paramétrique et l'inverse du hessien donne la profondeur de descente en tenant compte de la courbure de l'hyper-surface. Le coefficient μ est utilisé pour s'assurer de la convergence de l'algorithme : en effet, dans certaines situations le mauvais conditionnement du hessien peut entraîner des erreurs de calcul importantes et l'algorithme peut alors s'éloigner de l'optimum.

2.2.3.2 Utilisation des fonctions de sensibilité

Calcul du gradient et du hessien à l'aide des fonctions de sensibilité

Pour soulager les équations, nous notons $\mathbf{e}_k = \mathbf{e}(t_k, \boldsymbol{\theta})$ et $\mathbf{y}_{m_k} = \mathbf{y}_m(t_k, \boldsymbol{\theta})$. La dérivée première de la distance définie par (2.3) par rapport à un paramètre θ_i donne :

$$G_i(\boldsymbol{\theta}) = \frac{\partial D(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} = -2 \sum_{k=1}^N \mathbf{e}_k^T \cdot W_k \cdot \frac{\partial \mathbf{y}_{m_k}}{\partial \theta_i} \quad (2.9)$$

où la fonction vectorielle $\frac{\partial \mathbf{y}_m}{\partial \theta_i}$ correspond aux sensibilités des sorties du modèle par rapport au paramètre θ_i . Cette expression montre que le calcul des fonctions de sensibilité et de la sortie du modèle sur l'horizon d'observation permet de calculer le gradient de la fonction distance.

De même, la dérivée seconde donne :

$$\mathcal{H}_{ij}(\boldsymbol{\theta}) = \frac{\partial D(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i \partial \theta_j} = \underbrace{2 \sum_{k=1}^N \frac{\partial \mathbf{y}_{m_k}^T}{\partial \theta_j} \cdot W_k \cdot \frac{\partial \mathbf{y}_{m_k}}{\partial \theta_i}}_{\tilde{\mathcal{H}}_{ij}(\boldsymbol{\theta})} - \underbrace{2 \sum_{k=1}^N \mathbf{e}_k^T \cdot W_k \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{y}_{m_k}}{\partial \theta_i^2}}_{\mathcal{Q}_{ij}(\boldsymbol{\theta})} \quad (2.10)$$

La méthode de Gauss-Newton (ou quasi-Newton) consiste à négliger le second terme $Q_{ij}(\boldsymbol{\theta})$ qui devient normalement de plus en plus petit devant le premier terme à fur et à mesure qu'on se rapproche de l'optimum. L'intérêt est surtout qu'on obtient ainsi une approximation de la matrice hessienne $\tilde{\mathcal{H}}(\boldsymbol{\theta})$ symétrique et forcément définie positive, donc inversible [4]. En d'autres termes, la méthode de Gauss-Newton consiste à approximer l'hyper-surface D au point courant $\boldsymbol{\theta}$ par une hyperboloïde elliptique (cf. Figure 2.3) et chaque itération de la récurrence (2.8) permet d'atteindre le point minimum de l'hyperboloïde en un seul coup. La convergence est ainsi d'autant plus rapide que le second terme $Q_{ij}(\boldsymbol{\theta})$ est effectivement négligeable devant le produit des fonctions de sensibilité $\tilde{\mathcal{H}}_{ij}(\boldsymbol{\theta})$. Ce n'est pas le cas lorsqu'on est trop éloigné de l'optimum, d'où l'intérêt de l'algorithme de *Levenberg-Marquart*. Mais $Q_{ij}(\boldsymbol{\theta})$ peut aussi devenir momentanément (localement) non négligeable en raison d'un bruit important par exemple. La profondeur de descente est alors surévaluée par l'inverse du pseudo-hessien et l'itération suivante peut nous éloigner de l'optimum. D'où la nécessité de superviser la convergence à l'aide d'un coefficient μ comme cela est expliqué en annexe F.

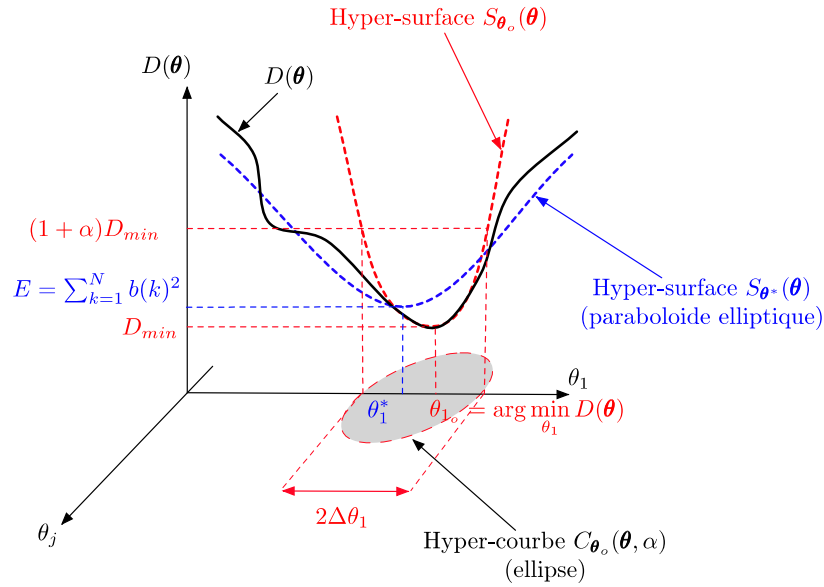


Figure 2.3 : approximation de l'hyper-surface critère par un hyperboloïde elliptique au point optimum et incertitudes paramétriques

Calcul des fonctions de sensibilité par intégration numérique

Le vecteur de sortie $\mathbf{y}_m = \mathbf{h}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{u})$ est une fonction vectorielle dépendant de $\mathbf{x}$, $\boldsymbol{\theta}$ et $\mathbf{u}$. La différentielle de sa i ème composante est donc donnée par :

$$dy_{m_i} = \underbrace{\left(\frac{\partial h_i}{\partial x_1} dx_1 + \cdots + \frac{\partial h_i}{\partial x_d} dx_d \right)}_A + \left(\frac{\partial h_i}{\partial \theta_1} d\theta_1 + \cdots + \frac{\partial h_i}{\partial \theta_p} d\theta_p \right) + \left(\frac{\partial h_i}{\partial u_1} du_1 + \cdots + \frac{\partial h_i}{\partial u_e} du_e \right) \quad (2.11)$$

où d est la dimension du vecteur d'état, p est le nombre de paramètres du modèle et e est la dimension du vecteur d'entrée. Par ailleurs, $\mathbf{x}$ est fonction de $\boldsymbol{\theta}$, donc :

$$dx_i = \frac{\partial x_i}{\partial \theta_1} d\theta_1 + \dots + \frac{\partial x_i}{\partial \theta_p} d\theta_p \quad (2.12)$$

En injectant (2.12) dans le premier terme A de l'équation (2.11), on montre facilement que $A = \left[\frac{\partial h_i}{\partial x_1}, \dots, \frac{\partial h_i}{\partial x_d} \right] \cdot \left[\frac{\partial x_i}{\partial \theta_j} \right] \cdot d\theta$ et donc que

$$dy_{m_i} = \left(\left[\frac{\partial h_i}{\partial x_1}, \dots, \frac{\partial h_i}{\partial x_d} \right] \cdot \left[\frac{\partial x_i}{\partial \theta_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq d \\ 1 \leq j \leq p}} + \left[\frac{\partial h_i}{\partial \theta_j} \right]_{1 \leq j \leq p} \right) \cdot d\theta + \left[\frac{\partial h_i}{\partial u_1}, \dots, \frac{\partial h_i}{\partial u_e} \right] \cdot du \quad (2.13)$$

d'où, en notant s le nombre de sorties du système :

$$dy_m = \underbrace{\left(\left[\frac{\partial h_i}{\partial x_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq d}} \cdot \left[\frac{\partial x_i}{\partial \theta_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq d \\ 1 \leq j \leq p}} + \left[\frac{\partial h_i}{\partial \theta_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq p}} \right)}_{\frac{\partial y_m}{\partial \theta}} \cdot d\theta + \left[\frac{\partial h_i}{\partial u_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq e}} \cdot du \quad (2.14)$$

Par la suite, nous notons $J_{hx} = \left[\frac{\partial h_i}{\partial x_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq d}}$, $J_{h\theta} = \left[\frac{\partial h_i}{\partial \theta_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq p}}$, $J_{gx} = \left[\frac{\partial g_i}{\partial x_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq d}}$ et $J_{g\theta} = \left[\frac{\partial g_i}{\partial \theta_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq p}}$ les matrices jacobienues des fonctions vectorielles $\mathbf{g}$ et $\mathbf{h}$ par rapport respectivement à $\mathbf{x}$ et à $\boldsymbol{\theta}$. En dérivant l'équation d'observation de la représentation d'état (2.1) par rapport à $\boldsymbol{\theta}$, on obtient donc :

$$\frac{\partial \mathbf{y}_m}{\partial \boldsymbol{\theta}} = J_{hx}(t, \boldsymbol{\theta}) \cdot \Phi(t, \boldsymbol{\theta}) + J_{h\theta}(t, \boldsymbol{\theta}) \quad (2.15)$$

et de même en dérivant l'équation d'état par rapport à $\boldsymbol{\theta}$:

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\theta}} \left(\frac{d\mathbf{x}}{dt} \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathbf{x}}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right) = J_{gx}(t, \boldsymbol{\theta}) \cdot \Phi(t, \boldsymbol{\theta}) + J_{g\theta}(t, \boldsymbol{\theta}) \quad (2.16)$$

C'est-à-dire qu'on obtient finalement un système différentiel matriciel sous forme de représentation d'état :

$$FS(\boldsymbol{\theta}) = \begin{cases} \dot{\Phi}(t, \boldsymbol{\theta}) = J_{gx}(t, \boldsymbol{\theta}) \cdot \Phi(t, \boldsymbol{\theta}) + J_{g\theta}(t, \boldsymbol{\theta}) \\ \Psi(t, \boldsymbol{\theta}) = J_{hx}(t, \boldsymbol{\theta}) \cdot \Phi(t, \boldsymbol{\theta}) + J_{h\theta}(t, \boldsymbol{\theta}) \end{cases} \quad (2.17)$$

pour laquelle la matrice d'état $\Phi(t, \boldsymbol{\theta})$ de dimension $d \times p$ correspond aux sensibilités des variables d'état du modèle par rapport aux paramètres et la matrice d'observation $\Psi(t, \boldsymbol{\theta})$ de dimension $s \times p$ correspond aux fonctions de sensibilité de chaque sortie du système par rapport à chaque paramètre du modèle. Dès lors qu'on dispose des expressions analytiques des fonctions $\mathbf{g}$ et $\mathbf{h}$, l'expression analytique des matrices jacobienues $J_{gx}(t, \boldsymbol{\theta})$, $J_{g\theta}(t, \boldsymbol{\theta})$, $J_{hx}(t, \boldsymbol{\theta})$, $J_{h\theta}(t, \boldsymbol{\theta})$ s'obtient facilement, si nécessaire en ayant recours à un outil de calcul formel. En utilisant un algorithme de *Runge Kutta* d'ordre 4, il devient ainsi possible d'intégrer numériquement ce système différentiel, en même temps que celui du modèle d'état, et donc d'obtenir les valeurs numériques du gradient $\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta})$ et de l'approximation du hessien $\mathcal{H}(\boldsymbol{\theta})$ sans dérivation numérique.

Normalisation et convergence dans l'espace paramétrique relatif

En pratique, nous sommes souvent confrontés à des modèles dont les valeurs des paramètres présentent des ordres de grandeur très différents (plusieurs décades). Il est alors absurde de vouloir comparer la variation élémentaire ∂y_{m_i} d'une sortie pour des variations élémentaires de même amplitude de deux paramètres $\partial \theta_j$ et $\partial \theta_l$ (ce qui correspond la définition mathématique des dérivées partielles). D'un point de vue physique, il est bien plus intéressant de comparer l'influence sur la sortie d'une même variation relative des deux paramètres $\partial \theta_j / \theta_j$ et $\partial \theta_l / \theta_l$. Pour cela, nous faisons le changement de variable suivant à chaque itération k de la convergence :

$$\boldsymbol{\theta} = \mathcal{J}_{\boldsymbol{\theta}_o^k} \cdot (\mathbf{1} + \boldsymbol{\gamma}) \quad (2.18)$$

où $\mathcal{J}_{\boldsymbol{\theta}_o^k} = \text{diag}(\boldsymbol{\theta}_o^k)$ et le vecteur $\boldsymbol{\gamma}$ correspond à une variation relative des paramètres près de l'approximation $\boldsymbol{\theta}_o^k$ de l'optimum $\boldsymbol{\theta}_o$. En notant $D_r(\boldsymbol{\gamma}) = D(\boldsymbol{\theta}(\boldsymbol{\gamma}))$, l'équation de l'hyperboloïde elliptique $S_{\boldsymbol{\theta}_o^k}(\boldsymbol{\theta})$ au point courant $\boldsymbol{\theta}_o^k$ devient :

$$D_r(\boldsymbol{\gamma}) = D_r(\mathbf{0}) + \frac{1}{2} \boldsymbol{\gamma}^T \cdot \underbrace{\left(\mathcal{J}_{\boldsymbol{\theta}_o^k} \cdot \tilde{\mathcal{H}}(\boldsymbol{\theta}_o^k) \cdot \mathcal{J}_{\boldsymbol{\theta}_o^k} \right)}_{\mathcal{H}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k)} \cdot \boldsymbol{\gamma} \quad (2.19)$$

Et l'optimisation non linéaire peut maintenant être réalisée dans l'espace paramétrique relatif et adimensionnel selon l'algorithme suivant :

$$\boldsymbol{\gamma}_o^{k+1} = \boldsymbol{\gamma}_o^k - \mu \cdot \tilde{\mathcal{H}}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k)^{-1} \cdot \mathbf{G}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k) \quad (2.20)$$

$$\boldsymbol{\theta}_o^{k+1} = \text{diag}(\mathbf{1} + \boldsymbol{\gamma}_o^{k+1}) \cdot \boldsymbol{\theta}_o^{k+1} \quad (2.21)$$

où $\mathbf{G}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k) = \text{diag}(\boldsymbol{\theta}_o^k) \cdot \mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}_o^k)$ et le pseudo hessien relatif $\tilde{\mathcal{H}}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k)$ sont calculés à l'aide des fonctions de sensibilité relatives $\Psi_r(t, \boldsymbol{\theta}) = \left[\theta_j \cdot \frac{\partial y_{m_i}}{\partial \theta_j} \right]_{\substack{1 \leq i \leq s \\ 1 \leq j \leq p}}$ qui sont normalement à peu près toutes du même ordre de grandeur. La conséquence est que le pseudo hessien relatif $\tilde{\mathcal{H}}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k)$ est maintenant bien mieux conditionné que le pseudo hessien $\tilde{\mathcal{H}}(\boldsymbol{\theta}_o^k)$, ce qui limite les problèmes numériques pour le calcul du terme correctif $\tilde{\mathcal{H}}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k)^{-1} \cdot \mathbf{G}_r(\boldsymbol{\theta}_o^k)$ (évidemment par la méthode de *Choleski*, sans réelle inversion de la matrice hessienne).

De plus, il est aisé de comprendre que la même valeur de l'erreur de sortie $|e_i(t_k, \boldsymbol{\theta})|$ n'a pas la même signification pour une très faible ou une très forte amplitude du signal de sortie $|y_{m_i}(t_k, \boldsymbol{\theta})|$. Et par ailleurs, nous avons déjà dit qu'il était absurde de calculer la distance d'état d'un système à multiples sorties en additionnant des erreurs ayant des unités différentes. C'est pour cela que nous avons introduit la matrice de pondération W_k dans l'expression de la distance d'état (2.3), le plus simple et intuitif étant de prendre la matrice diagonale :

$$W_k = \frac{(N-1)}{S} \cdot \text{diag} \left(\frac{w_{1k}}{\text{var}(y_{s_1})}, \dots, \frac{w_{ik}}{\text{var}(y_{s_i})}, \dots, \frac{w_{S_k}}{\text{var}(y_{s_S})} \right), i \in [1, \dots, S] \quad (2.22)$$

où S est le nombre de sortie du système, w_{ik} est un coefficient permettant de pondérer l'importance de l'erreur de la $i^{\text{ème}}$ sortie à l'instant t_k , et $\text{var}(y_{s_i})$ est la variance de la $i^{\text{ème}}$ sortie du système. Ainsi, il sera possible de comparer les distances obtenues pour des

trajectoires excitantes différentes et des structures de modèle différentes. C'est pour cela que nous avons introduit la matrice de pondération W_k dans l'expression de la distance d'état (2.3) : l'identification étant réalisée en minimisant un critère adimensionnel dans un repère paramétrique relatif lui aussi adimensionnel, il devient possible de comparer des trajectoires excitantes d'un même système ou de comparer différentes structures de modèle pour une même trajectoire.

2.2.3.3 Evaluation des incertitudes paramétriques

Près de l'optimum, l'expression de l'hyper-surface (2.3) peut être réorganisée de la façon suivante (cas d'une matrice de pondération unité) :

$$D(\theta) = \underbrace{\sum_{k=1}^N \mathbf{b}(t_k)^T \mathbf{b}(t_k)}_{D_{min}} + \underbrace{\sum_{k=1}^N \mathbf{b}(t_k)^T (\mathbf{y}_m(t_k, \theta^*) - \mathbf{y}_m(t_k, \theta))}_{\text{Déformation de l'hyper-surface } D(\theta)} \quad (2.23)$$

$$+ 2 \underbrace{\sum_{k=1}^N (\mathbf{y}_m(t_k, \theta^*) - \mathbf{y}_m(t_k, \theta))^T (\mathbf{y}_m(t_k, \theta^*) - \mathbf{y}_m(t_k, \theta))}_{\text{Hyperboloïde elliptique } S_{\theta^*}(\theta)}$$

où le premier terme D_{min} correspond à l'énergie du bruit que l'optimisation devrait idéalement atteindre (Figure 2.3), le troisième terme (forcément positif) correspond à l'équation de l'hyperboloïde elliptique au point θ^* et le second terme correspond à la déformation de cet hyperboloïde. Ce second terme peut être positif ou négatif et l'on comprend dès lors que l'algorithme de minimisation de la distance critère $D(\theta)$ peut tout à fait converger vers un point θ_o différent de θ^* . C'est pour cela que J. Richalet a introduit l'approche globale : l'objectif de l'identification n'est plus de trouver la valeur de θ qui minimise la distance $D(\theta)$, mais de déterminer l'expression de l'iso-distance définie de façon implicite par $D(\theta) = D_{min}(1 + \alpha)$, où α est déterminé par essais successifs de façon à ce que l'intersection des iso-distances obtenues pour différentes trajectoires excitantes du système ne soit pas vide (Figure 2.4). La détermination d'une iso-distance représente un coût calculatoire très important [4], [100], nous préférons approximer cette iso-distance par l'hyper-courbe elliptique $C_{\theta_o}(\theta, \alpha)$ définie implicitement par $S_{\theta_o}(\theta, \alpha) = (1 + \alpha)D_{min}$.

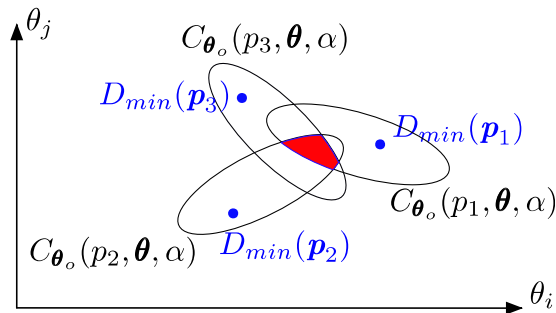


Figure 2.4 évaluation du niveau de bruit α assurant une intersection non vide des iso-distances pour différentes trajectoires d'excitation (p_1, p_2, p_3)

Finalement, l'algorithme de Gauss-Newton couplé au calcul du pseudo-hessien à l'aide des fonctions de sensibilité permet non seulement de converger vers un point optimum θ_o , mais aussi et surtout d'évaluer les incertitudes paramétriques en projetant les axes principaux

de l'hyper-ellipse $C_{\theta_o}(\theta, \alpha)$ sur les axes des paramètres. C'est ce qu'illustre la Figure 2.5 dans le cas simple de deux paramètres. Dans la base des vecteurs propres de $\tilde{\mathcal{H}}(\theta_o)$, l'expression de $C_{\theta_o}(\theta, \alpha)$ est donnée par :

$$\frac{1}{2}(\lambda_1 \theta_1'^2 + \lambda_2 \theta_2'^2) = \alpha D_{min} \quad (2.24)$$

où λ_1 et λ_2 sont les valeurs propres du pseudo hessien $\tilde{\mathcal{H}}(\theta_o)$.

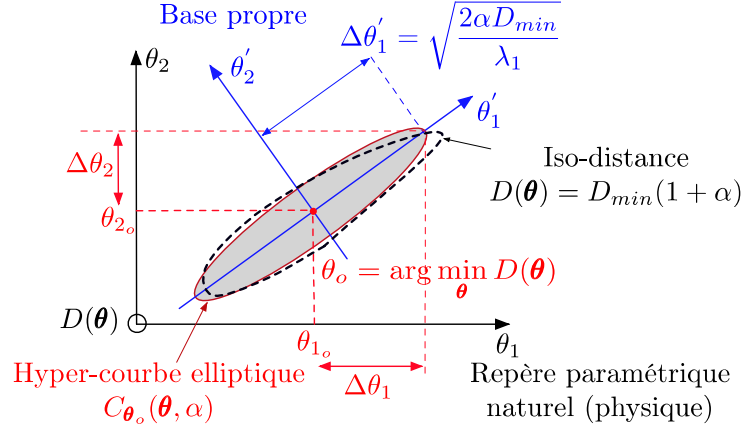


Figure 2.5 : évaluation des incertitudes paramétriques par projection des axes de l'iso-distance ellipsoïde sur les axes paramétriques

On constate que les longueurs des axes de symétrie de l'ellipse sont inversement proportionnelles à la racine carrée des valeurs propres. Une petite valeur propre révèle donc la présence d'une vallée de l'hyper-surface dans la direction du vecteur propre correspondant. Or tout algorithme itératif possède forcément un critère d'arrêt basé soit sur le nombre d'itérations, soit plus souvent sur la variation relative du critère ou des paramètres entre deux itérations successives. On comprend donc que la présence d'une vallée peut amener à une estimation paramétrique très dépendante du point initial de la récurrence. C'est ce qui arrive lorsqu'un paramètre est peu sensibilisé par la trajectoire excitante. Cela se rencontre dans deux situations typiques (cas d'une sortie scalaire) :

- l'énergie d'une fonction de sensibilité $\frac{\partial y_m}{\partial \theta_i}(t, \theta)$ sur l'horizon d'observation est très inférieure à celles des autres fonctions $\frac{\partial y_m}{\partial \theta_{j \neq i}}(t, \theta)$, ce qui se traduit par l'apparition d'une vallée parallèle à l'axe du paramètre θ_i ,
- ou deux fonctions de sensibilité $\frac{\partial y_m}{\partial \theta_i}(t, \theta)$ et $\frac{\partial y_m}{\partial \theta_j}(t, \theta)$ sont fortement colinéaires sur l'horizon d'observation, ce qui se traduit par l'apparition d'une vallée dans la direction de l'hyperplan sécant aux plans paramétriques (O, D, θ_i) et (O, D, θ_j) .

Ces deux cas correspondent évidemment à un mauvais conditionnement de $\tilde{\mathcal{H}}(\theta_o)$. La figure 4.4 représentant la simulation des fonctions de sensibilité normalisées d'un modèle (de type ligne de transmission, à 5 paramètres) d'une barre Roebel, illustre parfaitement ces deux situations.

2.3 Méthodologie de recherche du « meilleur » modèle

2.3.1 À propos du compromis identifiabilité/performance

La recherche d'une structure de modèle à partir de données expérimentales est évidemment guidée par les objectifs de la modélisation, qui peuvent aller de la conception/optimisation d'un système jusqu'à sa commande, en passant par le diagnostic et le pronostic. À chaque objectif correspondent des outils mathématiques et une démarche adaptée, ainsi :

- la conception d'une machine fait typiquement appel à des outils de résolution des équations de l'électromagnétisme, de la thermique et de la résistance des matériaux par des méthodes numériques de type éléments finis ; mais s'ils permettent, par exemple, un calcul fin du couple et des pertes pour l'optimisation du dimensionnement de la machine (forme des dentures), ces outils sont extrêmement gourmands en puissance de calcul et donnent encore aujourd'hui lieu à des recherches de solution simplificatrices permettant le calcul des différentes caractéristiques de la machine (inductances, pertes, etc.) pour différentes positions du rotor et/ou pour différentes formes de tension ou courant d'alimentation ;
- à l'opposé sur l'échelle du coût calculatoire, les structures utilisées pour la commande sont en général très simples, à l'image du modèle diphasé de Concordia des machines synchrones ou asynchrones ; les boucles numériques de régulation permettent en effet de compenser des erreurs de modélisation paramétrique, et leurs dynamiques sont suffisamment rapides pour prendre en compte leur éventuelles dérives, dues par exemple à la température. En contrepartie, l'identifiabilité de ces structures de modèle est un des principaux critères guidant le modélisateur ;
- les structures utilisées pour le diagnostic se trouvent généralement à mi-chemin entre les deux extrêmes précédents : la problématique principale du modélisateur est en effet la recherche du meilleur compromis entre identifiabilité et complexité (Figure 2.6) :
 - augmenter le nombre de paramètres d'un modèle mathématique permet en général de mieux expliquer le comportement entrée-sortie d'un système – par exemple pour mieux modéliser un phénomène non linéaire, mais cela augmente le coût calculatoire des algorithmes d'estimation (inversion de matrice de dimension proportionnelle au nombre de paramètres) ; par ailleurs cela peut amener un résultat paradoxalement contre-productif, car la sur-paramétrisation peut expliquer un bruit (de mesure ou de modélisation) spécifique à un enregistrement entrée-sortie particulier au détriment du comportement plus général du système que l'on souhaite surveiller. Cette remarque est surtout valable pour des modèles de comportement de type filtre basés sur des équations de récurrence (de type ARX, OE, ARMAX, etc.), mais cela s'applique aussi pour des modèles d'état à temps continu comme cela a été montré dans [95],
 - augmenter la granularité d'un modèle d'état (i.e. diminuer les volumes d'intégration spatiale des équations différentielles de la physique) permet de mieux expliquer les phénomènes complexes tels que les couplages inductifs et capacitifs entre différents éléments d'un bobinage de machine ou les pertes induites par la saturation locale du circuit magnétique. Mais cela augmente en contrepartie le coût calculatoire de la simulation du modèle en augmentant la

dimension du vecteur d'état et donc par conséquent celui de l'estimation paramétrique. Par contre, cela ne dégrade pas forcément l'identifiabilité du modèle dans la mesure où le nombre de paramètres reste inchangé.

En fait, la recherche de la meilleure structure dépend à la fois des conditions expérimentales, c'est-à-dire de la trajectoire excitante, applicable dans les conditions opérationnelles, et du choix des algorithmes d'identification. Une structure à dix paramètres peut être intéressante lorsque le système est identifié en laboratoire avec une trajectoire excitante optimisée et se révéler sans intérêt pour une estimation en ligne. En réalité, c'est donc le trio trajectoire/structure/algorithmes qu'il faudrait optimiser ! Dans le cadre du projet HYDROL44, à défaut d'avoir un cahier des charges précis quant aux conditions d'accès aux génératrices, nous avons convenus d'exciter le système isolant à l'aide d'impulsions rectangulaires, l'intérêt étant de pouvoir envisager des trajectoires a priori suffisamment excitantes (par exemple à l'aide de séquences PRBS) dans un contexte en ligne ou hors ligne. Dans le cas en ligne, le signal excitant pourra être appliqué au système isolant via un système de couplage capacitif comme cela est expliqué au chapitre suivant. Par ailleurs, ayant fait un choix d'algorithme d'identification pour les raisons expliquées en introduction en début de chapitre, il nous reste à optimiser la structure de modèle.

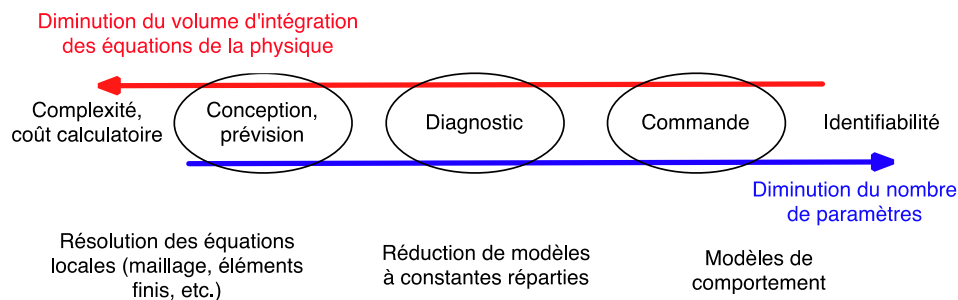


Figure 2.6 : compromis complexité / identifiabilité des modèles de diagnostic-pronostic.

2.3.2 Critères de comparaison de modèles

Pour cela, nous proposons d'évaluer et comparer les structures sur la base des quatre critères suivants :

- **l'énergie de l'erreur de sortie** normalisée (i.e. la distance $D(\theta_o)$) : on comprend intuitivement que plus cette énergie est faible et meilleure est l'explication de la sortie du système par le modèle ;
- **les incertitudes** sur les estimations des paramètres utilisés pour le pronostic et sur lesquels se base la décision stratégique de maintenance et nous avons vu précédemment comment y parvenir simplement ;
- **la complexité de la structure**, qu'on peut par exemple quantifier numériquement en terme de nombre de paramètres et de dimension du vecteur d'état ;
- et **la capacité** de la structure à concevoir **un indicateur de diagnostic** pertinent : selon la granularité de la structure, les paramètres vont plus ou moins conserver leur signification physique d'origine. De plus, une caractéristique physique d'un matériau peut évoluer en fonction de la température (ou d'autres caractéristiques physiques) comme en fonction du vieillissement. Il est donc nécessaire que la structure permette de fabriquer un indicateur de diagnostic ne dépendant que du vieillissement.

Nous obtenons ainsi trois critères numériques facilement et rapidement quantifiables dès lors qu'on a établi une représentation d'état et choisi une trajectoire excitante, l'idéal étant évidemment d'optimiser la trajectoire pour chaque structure. Le quatrième critère est plus compliqué à obtenir car il nécessite d'analyser l'évolution des paramètres en fonction du vieillissement, de la température et d'éventuels autres caractéristiques physiques ayant potentiellement un impact sur les propriétés physiques des matériaux du système. Dans les chapitres suivants, nous nous contentons d'analyser l'influence du vieillissement et de la température.

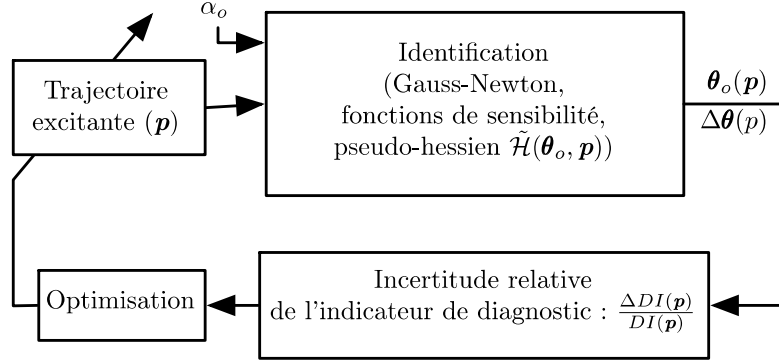


Figure 2.7 : principe de l'optimisation de la trajectoire excitante

2.3.3 Optimisation du protocole d'excitation

Cas d'un indicateur de diagnostic fonction des paramètres

Les outils présentés précédemment peuvent également être utilisés pour analyser et optimiser une trajectoire excitante pour l'identification in situ du système à surveiller. Le schéma de la figure I.1 résume son principe :

- on définit au préalable une structure paramétrée de l'excitation compatible avec les conditions d'exploitation du système,
- l'idée étant ensuite d'explorer l'espace paramétrique de la trajectoire excitante de façon à repérer un vecteur au centre d'une zone la plus plate possible du minimum de la surface critère afin d'être peu sensible à des variations des conditions opératoires (exemple de la variations de température affectant la valeur des paramètres du modèle).

Dans [101], nous avons illustré cette méthode pour un modèle simple du système isolant, dont on supposait que l'indicateur de diagnostic ID consistait dans le ratio de deux capacités du modèle : $ID = C_1/C_2$. L'expression de l'incertitude relative est alors donnée par :

$$\frac{\Delta ID}{ID} = \sqrt{\frac{\Delta C_1^2}{C_1^2} + \frac{\Delta C_2^2}{C_2^2}} \quad (2.25)$$

et la figure suivante montre l'évolution de l'incertitude relative en fonction de l'horizon d'observation t_H pour une excitation de type échelon de tension (c'est-à-dire paramétré par le seul paramètre t_H). Le piège serait de choisir un horizon de $0,4 \mu s$ car on voit bien que le moindre changement de condition opératoire peut affecter grandement l'incertitude relative de l'indicateur de diagnostic ID ! Il est beaucoup plus judicieux ici de prendre $t_H \approx 0,9 \mu s$.

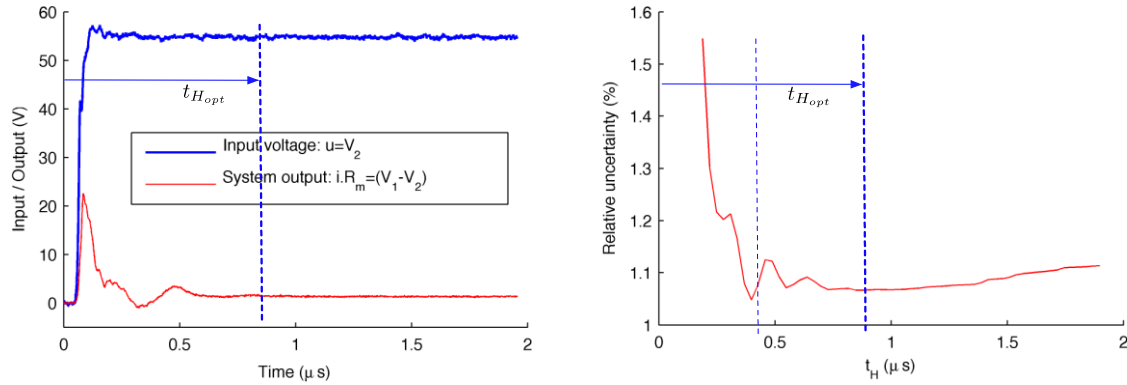


Figure 2.8 : choix d'un l'horizon d'observation par minimisation de l'incertitude relative de l'ID.

Cas de la phase préalable de recherche d'une structure pertinente

Dans la phase de recherche de structure de modèle pertinente, le modélisateur avance forcément un peu à l'aveugle en tentant l'identification à l'aide d'une trajectoire définie a priori. Dès lors qu'on pense avoir trouvé une structure intéressante, il peut être très utile, voire indispensable, d'optimiser la trajectoire excitante garantissant un conditionnement optimal du pseudo-hessien $\tilde{\mathcal{H}}(\theta_o)$. Nous verrons la mise en œuvre pratique de cette optimisation dans le quatrième chapitre.

2.4 Obtention de la représentation d'état à temps continu d'un réseau électrique complexe

2.4.1 Problématique

Quel que soit l'algorithme d'estimation paramétrique utilisé pour le diagnostic d'un système, celui-ci nécessite la simulation de la sortie du système à l'aide d'un modèle mathématique. Les différentes approches de modélisation aboutissent toutes à la résolution numérique d'équations différentielles ordinaires (EDOs) implicites ou explicites, d'équations différentielles algébriques (EDAs) ou encore d'équations aux dérivées partielles (EDPs). La résolution des EDPs, typiquement par la méthode des éléments finis (Comsol, Matlab pde, ...), représente un coût calculatoire disproportionné par rapport à nos objectifs et contraintes du diagnostic. Pour les deux premières familles d'équations, on peut distinguer les approches causales (schéma bloc, bond graphs, représentation énergétique macroscopique, etc. classiquement utilisées en automatique) et acausales. Ces dernières présentent l'avantage de pouvoir simuler des systèmes multi-physiques complexes en se contentant de décrire la structure du système par un assemblage d'éléments technologiques (ressort, inductance, vérin hydraulique, capteur, ...) et pour chacun d'eux un ensemble d'équations reliant ses différentes grandeurs physiques. C'est ensuite le logiciel de simulation (Matlab Simscape, Modelica, Spice, ...) qui se charge d'établir automatiquement le système d'équations différentielles algébriques à intégrer. Cette approche simplifie le travail du modélisateur et permet la réutilisation d'une bibliothèque de composants développée indépendamment de l'expérience à réaliser (c'est-à-dire des excitations externes et des mesures). L'approche causale basée sur l'intégration numérique d'un modèle d'état que nous utilisons pour pouvoir évaluer simplement les incertitudes paramétriques demande quant à elle un travail amont de compréhension fine du système et une expertise pour la mise en équations. Prenons l'exemple

simpliste du circuit $R-L//C$ excité par une force électromotrice quelconque $e(t)$ tel que décrit par figure suivante :

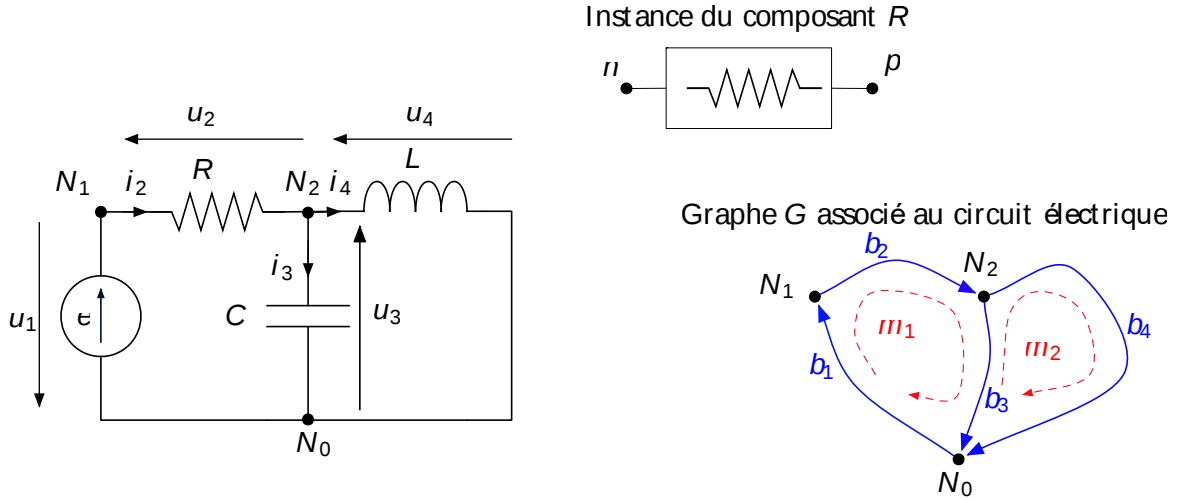


Figure 2.9. : simulation d'un circuit électrique par approche causale et acausale

Dans l'approche acausale, le langage Modelica demanderait de définir les équations régissant le fonctionnement de quatre composants technologiques possédant chacun deux connecteurs n et p , chaque connecteur étant caractérisé par un potentiel (v) et un flux (i) :

- Composant 1 (générateur G) :
$$\begin{cases} n.v - p.v = e(t) \\ n.i + p.i = 0 \end{cases}$$
- Composant 2 (résistance R) :
$$\begin{cases} R * n.i = n.v - p.v \\ n.i + p.i = 0 \end{cases}$$
- Composant 3 (inductance L) :
$$\begin{cases} L * \frac{dn.i}{dt} = n.v - p.v \\ n.i + p.i = 0 \end{cases}$$
- Composant 4 (capacité C) :
$$\begin{cases} C * \frac{d}{dt}(n.v - p.v) = n.i \\ n.i + p.i = 0 \end{cases}$$

puis de décrire la façon dont chaque composant est connecté aux autres : $connect(G.p, R.n)$, $connect(R.p, L.n)$, $connect(R.p, C.n)$, $connect(L.p, C.p)$,... Le logiciel Modelica se chargerait ensuite d'analyser cette description pour en déduire le système EDA à intégrer numériquement. Le seul travail de l'utilisateur consiste donc à décrire la structure technologique du système. Cette approche peut sembler séduisante pour la simulation des modèles du mur isolant de type ligne de transmission. Mais l'inconvénient est évidemment qu'en contrepartie nous n'avons plus accès à l'expression mathématique du modèle et donc aux fonctions de sensibilité.

La simulation de ce même système par intégration numérique d'un modèle d'état à temps continu nécessite de commencer par définir les variables d'état du système. D'un point de vue physique, il s'agit des variables ne pouvant pas subir de discontinuité, généralement associées aux réservoirs d'énergie : ici c'est le courant dans l'inductance et la tension aux bornes de la capacité : $x^T = [i_4, u_3]$. L'obtention de l'équation d'état fait ensuite appel à la théorie des réseaux de Kirchhoff, elle-même basée sur la théorie des graphes. Pour notre cas (Figure 2.9), on obtient :

- équations de branches (b_1 à b_4) :
$$\begin{cases} u_1 = e(t) \\ u_2 = R i_2 \\ i_3 = C \frac{du_3}{dt} \\ u_4 = L \frac{di_4}{dt} \end{cases}$$
- loi des mailles (m_1 et m_2) :
$$\begin{cases} u_1 + u_2 + u_3 = 0 \\ u_3 - u_4 = 0 \end{cases}$$
- loi des nœuds (N_1 et N_2) :
$$\begin{cases} i_1 + i_2 = 0 \\ i_2 - i_3 - i_4 = 0 \end{cases}$$

On observe sur cet exemple simpliste que les équations de branche correspondent partiellement aux équations des composants, et que les lois de maille et de nœud précisant la topologie du circuit correspondent aux instructions de connexion du langage Modelica. Par élimination des variables, on obtient ensuite facilement :

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{dx(t)}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R} & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{R} \\ 0 \end{bmatrix} e(t)$$

c'est-à-dire un système d'équations différentielle algébrique (à coefficients constants) du type $E\dot{x} = Kx + k(t)$, identique à celui obtenu par Modelica. L'équation d'état du modèle d'état s'en déduit immédiatement puisque la matrice E est ici inversible.

Mais le choix des variables d'état et l'obtention de l'équation d'état par élimination des variables indésirables ne sont pas toujours aussi évidents, dès lors que l'on s'intéresse à des circuits complexes tels que ceux que nous cherchons à étudier pour modéliser le comportement haute fréquence du mur isolant. Prenons l'exemple du circuit proposé par la Figure 2.10, dont la structure est pourtant elle aussi très simple. On constate la présence de deux mailles purement capacitives :

$$\begin{cases} -e(t) + u_2(t) + u_3(t) = 0 \\ -u_3(t) + u_5(t) + u_6(t) = 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

c'est-à-dire que les valeurs initiales de u_2 et u_3 ne peuvent pas être définies de façon indépendante, et la tension u_5 est une combinaison linéaire de u_3 et u_6 . Les équations de contraintes (2.26) ont donc pour conséquence de réduire le nombre de variables d'état du système.

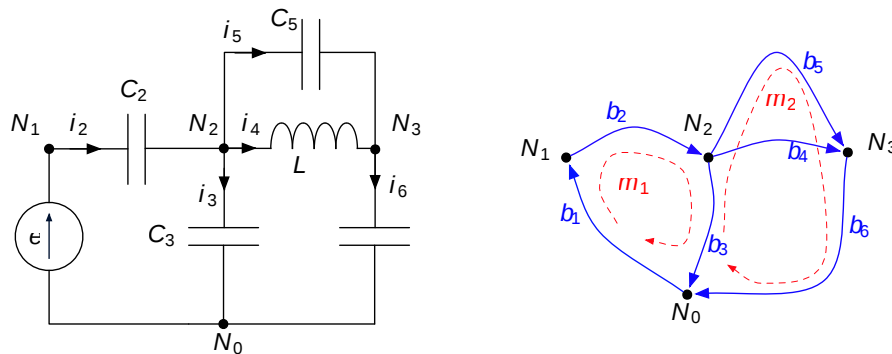


Figure 2.10 : Exemple de topologie posant une difficulté de mise en équation (maille capacitive).

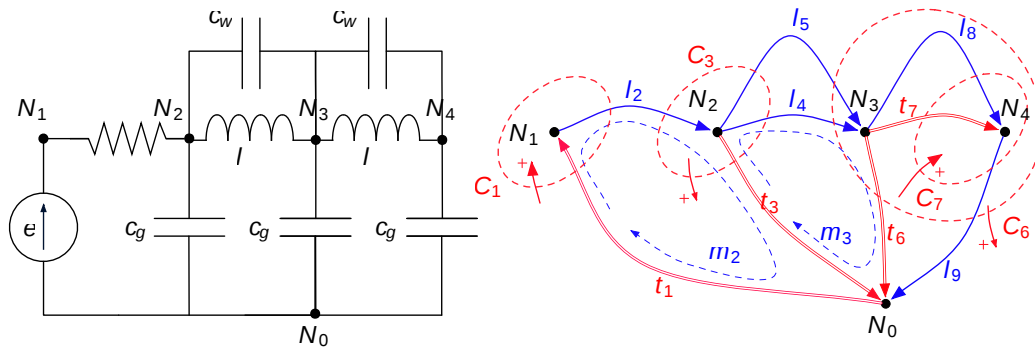


Figure 2.11 : mailles et coupes fondamentales d'un arbre

2.4.2 Méthodologie de mise en équations d'un réseau complexe

2.4.2.1 Principe général

L'étude et la comparaison des potentialités de diverses structures complexes de modèle du mur isolant nous obligent à être capable d'écrire rapidement (de façon systématique) les équations différentielles indépendantes régissant complètement le comportement du réseau RLC. Pour cela, nous devons répondre à deux questions :

- quel est l'ensemble minimal de variables d'état indépendantes ?
- et comment obtenir l'expression de l'équation d'état pour un réseau complexe ?

Nous pouvons pour cela utiliser la théorie des graphes et des réseaux de Kirchhoff [99], et exploiter le graphe associé au circuit étudié, en orientant toutes les branches selon la convention récepteur, comme cela est illustré par Figure 2.10 pour un schéma électrique dont la topologie commence à se rapprocher de celle des circuits étudiés au chapitre 4.

On rappelle que pour un graphe de b branches et n nœuds :

- une **maille** est un ensemble de branches contigües du graphe formant un chemin fermé ;
- un **arbre** (*Tree*) est un sous-graphe connexe contenant tous les nœuds de l'arbre mais ne formant aucune maille ; par exemple l'ensemble des brindilles (*twigs*) $T = \{t_1, t_3, t_6, t_7\}$ est un arbre du graphe. On représente habituellement les branches d'un arbre par un trait double ;
- un **co-arbre** est constitué du sous-graphe complémentaire de l'arbre et ses branches sont appelées des liens (*links*) que nous nommerons l_k ;
- une **coupe** C est un ensemble de branches dont la suppression entraîne la création de deux sous-graphes connexes disjoints ; par exemple $C_6 = \{l_4, l_5, t_6, t_9\}$ constitue une coupe puisqu'elle isole le sous-graphe $\{t_7, l_8\}$. On représente habituellement la coupe par un courbe orientée coupant toutes les branches de la coupe C . En faisant le parallèle avec la loi des nœuds, on comprend aisément que la somme algébrique des courants d'une coupe est nulle ; par exemple la coupe orientée C_6 donne $-i_4 - i_5 + i_6 + i_9 = 0$. Par ailleurs une **coupe nodale** telle que la coupe $C_1 = \{t_1, l_2\}$ n'est rien

d'autre qu'un cas particulier de coupe isolant un nœud (ici N_1) du reste du graphe et elle correspond bien sûr à l'expression classique de la loi des nœuds.

- une **coupe fondamentale** est une coupe associée à un arbre ne contenant qu'une seule branche de l'arbre. La théorie des graphes montre que tout arbre possède exactement $n - 1$ coupes fondamentales associées à ses $n - 1$ branches. La Figure 2.11 représente un exemple d'ensemble de coupes fondamentales $\{C_1, C_3, C_6, C_7\}$ pour l'arbre $T = \{t_1, t_3, t_6, t_7\}$;
- on peut associer à tout ensemble de coupes une **matrice de coupe** $Q = [q_{i,j}]$ où $q_{i,j} = \pm 1$ selon que la brindille t_i possède ou pas la même orientation que la coupe C_j , et $q_{i,j} = 0$ si t_i ne franchit pas C_j (nous verrons que cette matrice d'incidence suffit à définir complètement la topologie du graphe). Ainsi, la matrice de coupe fondamentale de l'arbre $T = \{t_1, t_3, t_6, t_7\}$ est, en regroupant judicieusement les brindilles en colonne et les coupes, et en orientant chaque coupe fondamentale dans le même sens que sa brindille :

$$Q = \begin{array}{cccc|ccccc} \textcolor{red}{t_1} & \textcolor{red}{t_3} & \textcolor{red}{t_6} & \textcolor{red}{t_7} & \textcolor{blue}{l_2} & \textcolor{blue}{l_4} & \textcolor{blue}{l_5} & \textcolor{blue}{l_8} & \textcolor{blue}{l_9} & \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \begin{array}{l} \textcolor{red}{C_1} \\ \textcolor{red}{C_3} \\ \textcolor{red}{C_6} \\ \textcolor{red}{C_7} \end{array} \end{array} = [I_t, Q_l] \quad (2.27)$$

où I_t correspond à la matrice identité de dimension égale au nombre de brindilles de l'arbre ;

- et de même, on peut associer à un graphe un ensemble de **mailles fondamentales** orientées ne contenant chacune qu'un seul lien du co-arbre (la théorie des graphes montre que c'est toujours possible). On lui associe la matrice des mailles fondamentales $\mathcal{F} = [q_{i,j}]$ où $q_{i,j} = \pm 1$ selon que le lien l_i possède ou pas la même orientation que la maille m_j . En reprenant le même ordonnancement des branches que pour la matrice de coupe, on obtient :

$$\mathcal{F} = \begin{array}{cccc|ccccc} \textcolor{red}{t_1} & \textcolor{red}{t_3} & \textcolor{red}{t_6} & \textcolor{red}{t_7} & \textcolor{blue}{l_2} & \textcolor{blue}{l_4} & \textcolor{blue}{l_5} & \textcolor{blue}{l_8} & \textcolor{blue}{l_9} & \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & \\ & 1 & & & & & & \\ & & 1 & & & & & \\ & & & 1 & & & & \\ & & & & 1 & & & \\ & & & & & 1 & & \\ & & & & & & 1 & \\ & & & & & & & 1 \end{bmatrix} & \begin{array}{l} \textcolor{blue}{m_2} \\ \textcolor{blue}{m_4} \\ \textcolor{blue}{m_5} \\ \textcolor{blue}{m_8} \\ \textcolor{blue}{m_9} \end{array} \end{array} = [\mathcal{F}_t, I_l] \quad (2.28)$$

où I_l correspond à la matrice identité de dimension égale au nombre de liens de l'arbre ;

Par ailleurs, en utilisant les indices b pour désigner un vecteur des grandeurs (tension ou courant) de branche, t pour désigner un vecteur des grandeurs associées aux brindilles de l'arbre et l pour désigner un vecteur des grandeurs associées aux liens du co-arbre, la théorie montre que [99] :

- pour un ensemble de coupes fondamentales (première loi de Kirchoff généralisée) :

$$Q \cdot \mathbf{i}_b = \mathbf{0} = [I_t, Q_l] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_t \\ \mathbf{i}_l \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

c'est-à-dire que l'ensemble des courants de branche s'obtient uniquement à partir des courants des mailles fondamentales (principe de résolution des circuits par la méthode des mailles) :

$$\mathbf{i}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_t \\ \mathbf{i}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Q_l \\ I_l \end{bmatrix} \cdot \mathbf{i}_l \quad (2.30)$$

— pour un ensemble de mailles fondamentales (seconde loi de Kirchoff généralisée) :

$$\mathcal{F} \cdot \mathbf{u}_b = \mathbf{0} = [\mathcal{F}_t, I_l] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{u}_t \\ \mathbf{u}_l \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

c'est-à-dire que l'ensemble des tensions de branche s'obtient uniquement à partir des tensions de brindille (principe de résolution des circuits par la méthode des potentiels indépendants) :

$$\mathbf{u}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_t \\ \mathbf{u}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_t \\ -\mathcal{F}_t \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}_t \quad (2.32)$$

— la puissance échangée par le circuit avec l'extérieur étant nulle, la somme algébriques des puissances de branche est nulle (théorème de Tellegen) : $\mathbf{i}_b^T \cdot \mathbf{u}_b = \mathbf{0}$, et donc $\mathbf{i}_l^T \cdot \left(\begin{bmatrix} -Q_l \\ I_l \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I_t \\ -\mathcal{F}_t \end{bmatrix} \right) \cdot \mathbf{u}_b = \mathbf{0}$ pour tout $\mathbf{i}_l$ et pour tout $\mathbf{u}_b$. Or, comme ces deux vecteurs ne sont pas identiquement nuls, on obtient donc :

$$Q_l = -\mathcal{F}_t^T \quad (2.33)$$

c'est-à-dire que les matrices de maille et de coupe fondamentales contiennent exactement la même quantité d'informations et donc une seule matrice suffit à décrire la topologie du circuit.

Les équations (2.30) et (2.32) permettent de comprendre le principe général de la mise en équation d'un circuit sous forme d'équation d'état. Prenons l'exemple pour le moment d'un réseau ne contenant ni maille capacitive ni coupe inductive, puis définissons les nœuds du graphe et choisissons un arbre tels que toutes les capacités du circuit correspondent à une brindille de l'arbre et tels que toutes les inductances correspondent à un lien du co-arbre. Le vecteur d'état correspond alors à un sous-ensemble des tensions de brindille et des courants de lien :

$$\mathbf{x}^T = [\mathbf{u}_{t_c}^T, \mathbf{i}_{l_c}^T] \quad (2.34)$$

où $\mathbf{u}_{t_c}$ désigne le vecteur des tensions capacitatives de l'arbre et $\mathbf{i}_{l_c}$ désigne le vecteur des courants inductifs du co-arbre. La relation liant la dérivée de la tension capacitive à son courant et l'équation (2.30) donne alors :

$$\mathcal{C} \cdot \frac{d\mathbf{u}_{t_c}}{dt} = \mathbf{i}_{t_c} = -Q_{l_c} \cdot \mathbf{i}_l \quad (2.35)$$

où $\mathbf{i}_{t_c}$ désigne le vecteur des courants capacitifs de l'arbre, $\mathcal{C}$ est la matrice diagonale des capacités et Q_{l_c} est la restriction de Q_l aux brindilles capacitatives. De même, on a :

$$\mathcal{L} \cdot \frac{d\mathbf{i}_{l_L}}{dt} = \mathbf{u}_{l_L} = \mathcal{F}_{t_L} \cdot \mathbf{u}_t \quad (2.36)$$

où $\mathbf{u}_{l_L}$ désigne le vecteur des courants inductifs du co-arbre, $\mathcal{L}$ désigne la matrice symétrique des inductances (propres et mutuelles) et $\mathcal{F}_{t_L}$ est la restriction de $\mathcal{F}_t$ aux liens inductifs.

On constate (équations (2.35) et (2.36)) qu'on parvient ainsi à exprimer la dérivée du vecteur d'état en fonction des courants de lien et des tensions de branche. Mais l'expression de l'équation d'état du modèle que nous recherchons ne découle pas directement de ces deux équations car le vecteur des courants de lien $\mathbf{i}_l$ ne contient pas forcément exclusivement des variables d'état (courants inductifs) et de même le vecteur des tensions de brindilles de contient pas forcément exclusivement des variables d'état (tensions capacitatives). Il reste une étape supplémentaire consistant à éliminer toutes les variables autres que les variables d'état.

2.4.2.2 Cas particulier des lignes de transmission modélisant le mur isolant

En fait, l'écriture de la mise en équation pour un circuit électrique quelconque est un peu lourde et sans grand intérêt pour ce qui nous concerne. Nous nous contentons dans la suite d'illustrer la mise en équation pour une structure de circuit ne contenant que quatre types élémentaires de branche :

- branche de **type E** ne contenant qu'une force électromotrice,
- branche de **type C** contenant une capacité avec éventuellement une résistance en parallèle,
- branche de **type L** contenant une inductance avec éventuellement une résistance en série,
- branche de **type R** ne contenant qu'une résistance.

Ces quatre types de branche sont ceux que nous retrouverons dans les différentes structures de modèle de ligne de transmission évoquées au chapitre 1, et nous illustrons la mise en équation à l'aide d'un circuit proche de ceux que nous étudierons au chapitre suivant :

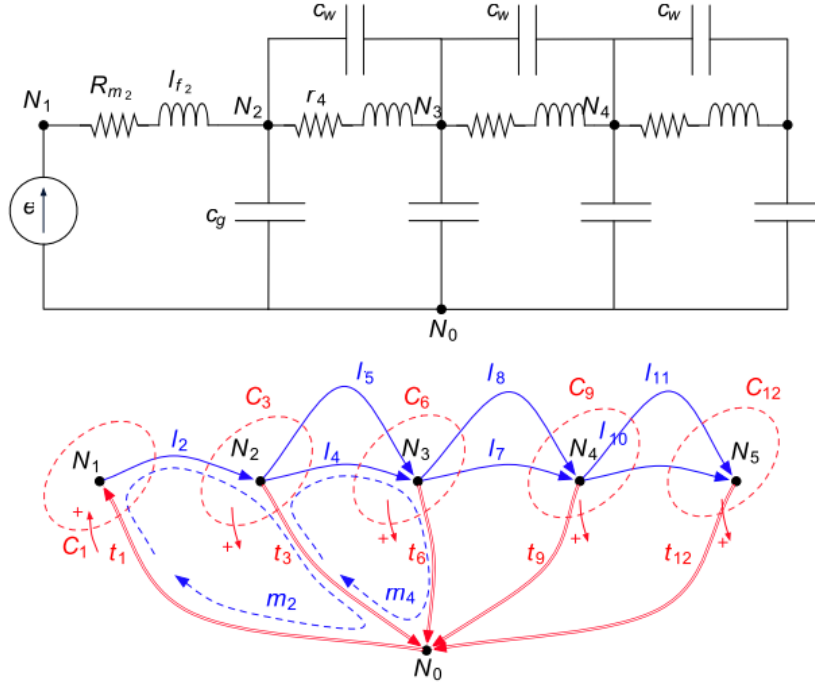


Figure 2.12 : Méthodologie de mise en équation à l'aide d'un arbre normal

Par ailleurs, pour simplifier et clarifier les écritures :

- nous utiliserons la convention « récepteur » pour relier les courants et tensions de toutes les branches,
- nous continuons d'utiliser les indice t (twig) et l (link) pour désigner les grandeurs de brindille et de lien,
- et les indices E, C, L, R pour définir les types de branche.

Avec cette convention d'écriture et en utilisant la lettre v pour désigner les tensions de branche (car la lettre u est traditionnellement utilisée pour décrire l'entrée du modèle d'état), on obtient les équations de constitution du graphe suivantes :

- pour les **brindilles** de **type E**:

$$v_{t_E} = -e(t) \quad (2.37)$$

- pour les **brindilles** de **type C** :

$$i_{t_C} = \frac{d}{dt}(C_{t_C} \cdot v_{t_C}) + G_{t_C} \cdot v_{t_C} \quad (2.38)$$

où C_{t_C} est la matrice diagonale des capacités de branche et G_{t_C} est la matrice diagonale des conductances,

- pour les **liens** de **type L** :

$$v_{l_L} = R_{l_L} \cdot i_{l_L} + \frac{d}{dt}(i_{l_L} \cdot \mathcal{L}_{l_L}) \quad (2.39)$$

où $\mathcal{L}_{l_L}$ est la matrice diagonale des inductances (propres et mutuelles) de lien et $\mathcal{R}_{l_L}$ est la matrice diagonale des résistances de lien,

— et enfin pour les **liens** de **type C** :

$$\mathbf{i}_{l_C} = \frac{d}{dt}(\mathcal{C}_{l_C} \cdot \mathbf{v}_{l_C}) + \mathcal{G}_{l_C} \cdot \mathbf{v}_{l_C} \quad (2.40)$$

La stratégie suivie pour obtenir la représentation d'état d'une ligne de transmission complexe est alors la suivante :

Étape 1 : on commence par analyser le graphe associé au circuit électrique pour repérer d'éventuelles mailles purement capacitives (il y a en 3 ici) ou de coupes purement inductives, puis on choisit un arbre contenant le maximum de branches de type *C* et un co-arbre contenant le maximum de branches de type *L*. La théorie des circuits indique que le nombre de brindilles capacitives est égal au nombre total de capacités moins le nombre de boucles capacitives et le nombre de liens inductifs est égal au nombre d'inductances moins le nombre de mailles inductives. On complète l'arbre avec les branches contenant les sources de tension et de courant, des résistances et d'éventuelles inductances de façon à atteindre tous les nœuds de l'arbre. On obtient ce qu'on appelle un **arbre normal** [102]–[104]. Le co-arbre normal contient donc la plupart des inductances, d'éventuelles résistances ainsi que les dernières capacités dont la tension s'exprime par une combinaison linéaire des tensions capacitatives de l'arbre normal. Cette étude permet d'obtenir :

- l'ensemble des coupes fondamentales du graphe, ici $\{C_1, C_3, C_6, C_9, C_{12}\}$,
- et l'ensemble des mailles fondamentales du graphe, ici $\{m_2, m_4, m_5, m_7, m_8, m_{10}, m_{11}\}$.

Étape 2 : on choisit comme vecteur d'état l'ensemble de tensions capacitatives de l'arbre normal, ainsi que l'ensemble des courants inductifs indépendants du co-arbre. Dans notre exemple cela donne : $\mathbf{x}^T = [\mathbf{v}_{t_C}^T, \mathbf{i}_{l_L}^T]$ où $\mathbf{v}_{t_C}^T = [v_3, v_6, v_9, v_{12}]$ est le vecteur des tensions de brindilles de type *C* et $\mathbf{i}_{l_L}^T = [i_2, i_4, i_7, i_{10}]$ est le vecteur des courants de liens de type *L*.

Étape 3 : on écrit la matrice de coupe $\mathcal{Q} = [I_t, Q_l]$ associée aux coupes fondamentales de l'arbre normal, en regroupant judicieusement les brindilles et liens en fonction de leur type (*E*, *C*, *L*, *R*), ici on obtient :

$$\mathcal{Q} = \begin{array}{c} \begin{array}{ccccc} \overbrace{t_E} & \overbrace{t_C} & & & \\ \overbrace{t_1} & \overbrace{t_3} & \overbrace{t_6} & \overbrace{t_9} & \overbrace{t_{12}} \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 1 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{array} \quad \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} \overbrace{l_L} & & & \\ \overbrace{l_2} & \overbrace{l_4} & \overbrace{l_7} & \overbrace{l_{10}} \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{array} \quad \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} \overbrace{l_C} & & \\ \overbrace{l_5} & \overbrace{l_8} & \overbrace{l_{11}} \end{array} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{array} \quad \begin{array}{c} \left. \begin{array}{l} C_1 \\ C_3 \\ C_6 \\ C_9 \\ C_{12} \end{array} \right\} C_E \\ \left. \begin{array}{l} C_3 \\ C_6 \\ C_9 \\ C_{12} \end{array} \right\} C_C \end{array} \quad (2.41)$$

$$\mathcal{Q} = \begin{bmatrix} I_t & Q_{EL} & Q_{EC} \\ Q_{CL} & Q_{CL} & Q_{CC} \end{bmatrix}$$

ce qui permet d'écrire les courants de brindille en fonction des courants de lien et inversement des tensions de lien en fonction des tensions de brindilles :

$$\mathbf{i}_t = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{t_E} \\ \mathbf{i}_{t_C} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_{l_{EL}} & \mathcal{Q}_{l_{EC}} \\ \mathcal{Q}_{l_{CL}} & \mathcal{Q}_{l_{CC}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{l_L} \\ \mathbf{i}_{l_C} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\mathbf{v}_l = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{l_L} \\ \mathbf{v}_{l_C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_{l_{EL}}^T & \mathcal{Q}_{l_{CL}}^T \\ \mathcal{Q}_{l_{EC}}^T & \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{t_E} \\ \mathbf{v}_{t_C} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Étape 5 : On peut finalement obtenir de façon systématique l'expression de l'équation d'état. En effet, en injectant (2.43) dans (2.40) on obtient :

$$\mathbf{i}_{l_C} = \frac{d}{dt} \left(\mathcal{C}_{l_C} \cdot \underbrace{\mathcal{Q}_{l_{EC}}^T}_{=0} \cdot \mathbf{v}_{t_E} + \mathcal{C}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T \cdot \mathbf{v}_{t_C} \right) + \mathcal{G}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T \cdot \mathbf{v}_{t_C}$$

et en injectant (2.42) dans (2.38) :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\mathcal{C}_{t_C} \cdot \mathbf{v}_{t_C}) &= -\mathcal{G}_{t_C} \cdot \mathbf{v}_{t_C} - (\mathcal{Q}_{l_{CL}} \cdot \mathbf{i}_{l_L} + \mathcal{Q}_{l_{CC}} \cdot \mathbf{i}_{l_C}) \\ &= -\mathcal{G}_{t_C} \cdot \mathbf{v}_{t_C} - \mathcal{Q}_{l_{CL}} \cdot \mathbf{i}_{l_L} - \mathcal{Q}_{l_{CC}} \cdot \left(\frac{d}{dt} (\mathcal{C}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T \cdot \mathbf{v}_{t_C}) + \mathcal{G}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T \cdot \mathbf{v}_{t_C} \right) \end{aligned}$$

soit :

$$\frac{d}{dt} \left((\mathcal{C}_{t_C} + \mathcal{Q}_{CC} \cdot \mathcal{C}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T) \cdot \mathbf{v}_{t_C} \right) = -(\mathcal{G}_{t_C} + \mathcal{Q}_{CC} \cdot \mathcal{G}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T) \cdot \mathbf{v}_{t_C} - \mathcal{Q}_{CL} \cdot \mathbf{i}_{l_L} \quad (2.44)$$

Et de même, en injectant (2.43) dans (2.39), on obtient l'expression de la dérivée des courants inductifs des variables d'état et de l'excitation d'entrée :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\mathcal{L}_{l_L} \cdot \mathbf{i}_{l_L}) &= \mathbf{v}_{l_L} - \mathcal{R}_{l_L} \cdot \mathbf{i}_{l_L} \\ &= -\mathcal{Q}_{l_{EL}}^T \cdot \mathbf{e}(t) - \mathcal{Q}_{l_{CL}}^T \cdot \mathbf{v}_{t_C} - \mathcal{R}_{l_L} \cdot \mathbf{i}_{l_L} \end{aligned} \quad (2.45)$$

En posant $\mathcal{C} = \mathcal{C}_{t_C} + \mathcal{Q}_{CC} \cdot \mathcal{C}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T$ et $\mathcal{G} = \mathcal{G}_{t_C} + \mathcal{Q}_{CC} \cdot \mathcal{G}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T$, on obtient donc l'EDA de la ligne de transmission :

$$\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \mathcal{C} & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_{l_L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{t_C} \\ \mathbf{i}_{l_L} \end{bmatrix} \right) = - \begin{bmatrix} \mathcal{G} & \mathcal{Q}_{l_{CL}} \\ -\mathcal{Q}_{l_{CL}}^T & \mathcal{R}_{l_L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{t_C} \\ \mathbf{i}_{l_L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\mathcal{Q}_{l_{EL}}^T \end{bmatrix} \cdot \mathbf{e}(t) \quad (2.46)$$

pour laquelle il n'est pas été nécessaire de supposer les inductances et capacités constantes (linéarité du circuit magnétique de la machine et linéarité des matériaux diélectriques du mur isolant).

Pour obtenir l'équation d'état, il reste à vérifier que $\mathcal{C}$ et $\mathcal{L}_{l_L}$ sont inversibles. L'étude du déterminant de la matrice inductance $\mathcal{L}_{l_L}$ montre facilement qu'elle est inversible si $m_{i,j} < l_i \cdot l_j$. Et par ailleurs, la structure particulière de la matrice $\mathcal{Q}_{CC}$ et le fait que les matrices $\mathcal{C}_{t_C}$ et $\mathcal{C}_{l_C}$ soient diagonales à valeur strictement positive permet de vérifier très simplement que la matrice symétrique $\mathcal{C} = \mathcal{C}_{t_C} + \mathcal{Q}_{l_{CC}} \cdot \mathcal{C}_{l_C} \cdot \mathcal{Q}_{l_{CC}}^T$ est également toujours inversible. Par exemple pour le circuit de la Figure 2.12, on obtient :

$$\mathcal{C} = \mathcal{C}_{t_c} + Q_{CC} \cdot \mathcal{C}_{l_c} \cdot Q_{CC}^T = \begin{bmatrix} c_3 + c_5 & -c_5 & 0 & 0 \\ -c_5 & c_6 + c_5 + c_8 & -c_8 & 0 \\ 0 & -c_8 & c_9 + c_8 + c_{11} & -c_{11} \\ 0 & 0 & -c_{11} & c_{12} + c_{11} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

et l'expression de son déterminant met clairement en évidence qu'il ne s'annule jamais :

$$\det(\mathcal{C}_{t_c} + Q_{CC} \cdot \mathcal{C}_{l_c} \cdot Q_{CC}^T) = c_3 c_5 c_8 c_{11} + c_3 c_5 c_8 c_{12} + c_3 c_5 c_9 c_{11} + \dots \quad (2.48)$$

Finalement, l'équation d'état d'un modèle de ligne de transmission s'écrit – dans le cas d'un circuit à paramètres constants :

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t, \boldsymbol{\theta}) &= \mathbf{g}(\mathbf{x}(t, \boldsymbol{\theta}), \boldsymbol{\theta}, \mathbf{u}(t)) \\ &= \underbrace{\left(\begin{bmatrix} \mathcal{C} & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_{l_L} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\mathcal{G} & -\mathcal{Q}_{l_{CL}} \\ \mathcal{Q}_{l_{CL}}^T & -\mathcal{R}_{l_L} \end{bmatrix} \right)}_{\mathcal{A}(\boldsymbol{\theta})} \mathbf{x}(t, \boldsymbol{\theta}) + \underbrace{\left(\begin{bmatrix} \mathcal{C} & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_{l_L} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -\mathcal{Q}_{l_{EL}}^T \end{bmatrix} \right)}_{\mathcal{B}(\boldsymbol{\theta})} \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (2.49)$$

expression analytique qui ne demande au modélisateur que l'analyse graphique de la topologie de la ligne de transmission et l'écriture de la matrice de coupe $\mathcal{Q}_l$, tous les autres calculs pouvant être réalisés automatiquement à l'aide d'un logiciel de calcul formel.

2.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter la méthodologie générale de recherche du meilleur modèle de diagnostic, résumée par l'organigramme de la figure 2.13 Cette approche nécessite d'obtenir l'expression analytique de la représentation d'état du système, ce qui peut a priori être compliqué pour une structure de modèle complexe. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons montré que le recours à la théorie des graphes et des circuits permet de l'obtenir facilement et de façon systématique. Nous utiliserons ces outils pour étudier les performances de diverses structures de modèle de type ligne de transmission au chapitre 4. Mais avant, le chapitre 3 présente les moyens mis en œuvre pour obtenir les signaux expérimentaux.

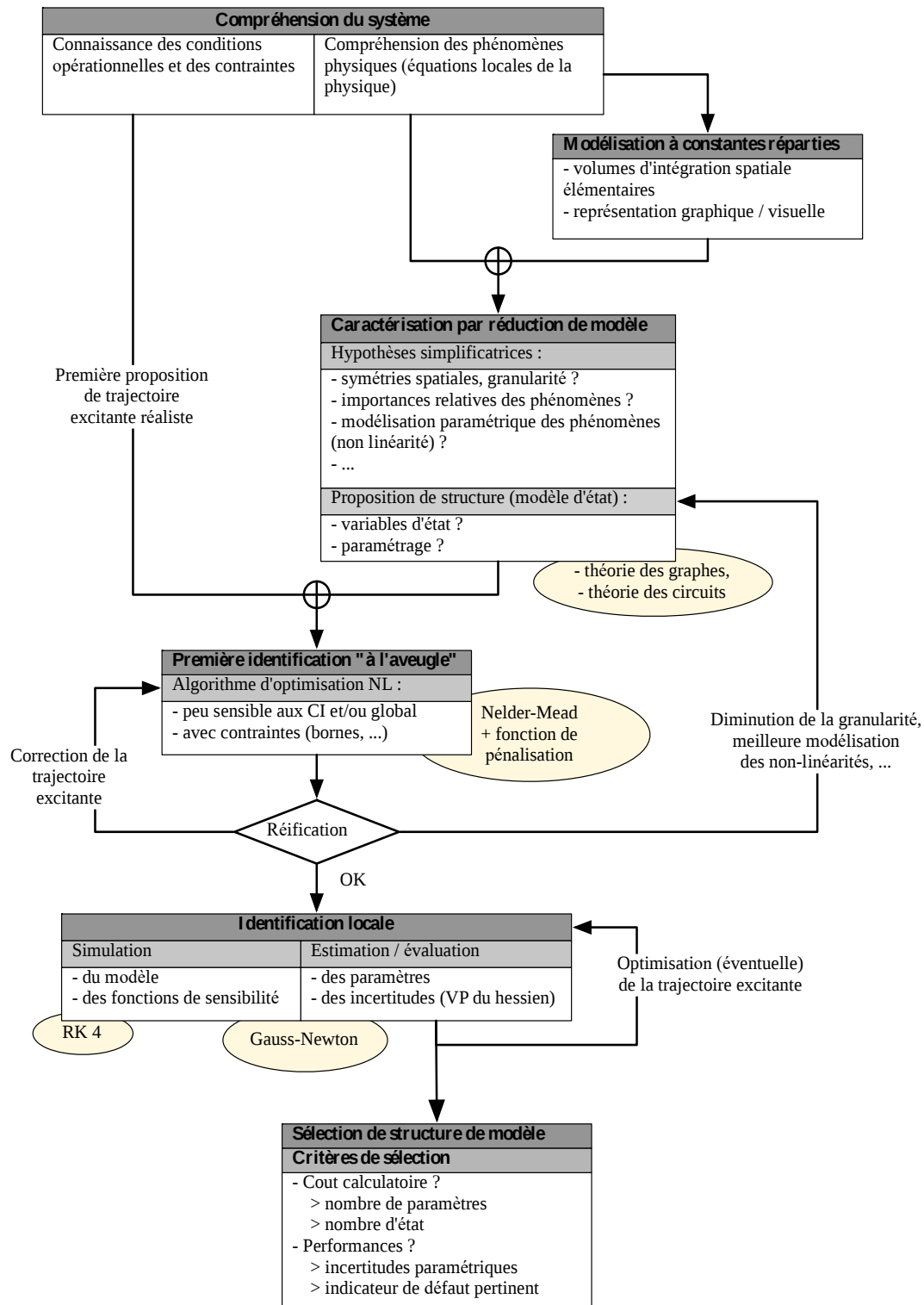


Figure 2.13. Processus de recherche et de sélection des structures de modèle d'état à temps continu

3 Méthodologie expérimentale

3.1 Introduction

L'analyse de l'état de l'art montre que la dégradation de l'isolation statorique des machines tournantes se manifeste par la variation de ses caractéristiques diélectriques dont l'augmentation des capacités inter-spores ou spires-masse. Nous avons également constaté que l'évolution de ses capacités est considérée comme un facteur critique qui peut définir la durée de vie de l'isolation. Ainsi, la surveillance précoce du vieillissement de l'isolation exige de suivre l'évolution de ces capacités au cours du fonctionnement de la machine. De plus, l'excitation du SIS pour son diagnostic par identification paramétrique nécessite l'utilisation d'un signal suffisamment riche en fréquences ; tels que les signaux apportés par les onduleurs. Cela est nécessaire pour sensibiliser toutes les composantes du SIS (isolation de l'email, isolation de masse, vernis d'imprégnation, etc.) représentées par des caractéristiques diélectriques différentes, d'où la présence de plusieurs fréquences de résonance du circuit.

Dans ce chapitre consacré à la présentation des expérimentations menées durant la thèse, nous commençons par présenter le banc expérimental pour l'identification paramétrique. En effet, à ce stade de l'étude, pour l'excitation du SIS nous avons utilisé un générateur d'impulsions développé dans le cadre de cette thèse, afin d'avoir la possibilité de tester différents protocoles d'excitation, d'une part, et, d'autre part, pour ne pas compliquer le banc expérimental et sa commande en introduisant un onduleur.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons la méthodologie de deux études de vieillissement accéléré normalisé. La première concerne le vieillissement thermique d'une machine bobinée de faible puissance et la seconde, le vieillissement thermomécanique des barres Roebel d'un alternateur de forte puissance. Ces essais de vieillissement sont faits de manière à rester au plus près des normes internationales. Le vieillissement thermique de la machine est accompagné par un vieillissement d'éprouvettes torsadées, afin d'avoir un étalonnage du taux de vieillissement, par comparaison à des études sur le vieillissement d'échantillons torsadés. Par ailleurs, l'essai de cyclage thermique a été réalisé chez Jeumont Electrique Maintenance à Carquefou dans le cadre de l'évaluation d'un nouveau procédé d'imprégnation. Nous sommes intervenus régulièrement au cours de cet essai pour faire des acquisitions et pour prélever des mesures de décharges partielles et de facteur de dissipation.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les bancs expérimentaux et les protocoles d'essais, ainsi que les résultats de tests de diagnostic par les mesures physico-chimiques (mesures de capacités, facteurs de pertes diélectriques...). Les résultats de diagnostic par identification seront présentés au chapitre IV, lors de l'étude et de la comparaison de différentes approches de modélisation pour le diagnostic du système isolant statique.

1.2 Banc expérimental d'identification

3.1.1 Schéma du principe

Le schéma du principe pour l'excitation du système isolant et la mesure du courant utilisées pour l'identification est donné par la figure 3.1. Le générateur d'impulsions développé durant cette thèse permet de générer différents types de signaux d'excitation du mur isolant. Il est relié au système isolant de la machine par un câble coaxial, via une boîte de couplage contenant tout d'abord, une résistance d'adaptation R_d de 47 Ω , qui assure l'adaptation entre l'impédance de la charge et la ligne de transmission (impédance caractéristique de 50 Ω). Son objectif est, d'une part, d'éviter la réflexion d'onde en bout de la ligne de transmission, pour ne pas déformer le signal d'excitation et, d'autre part, de protéger les interrupteurs du générateur d'impulsions. Car, en fait, la non-adaptation de la charge (le système isolant) à la ligne de transmission entraîne des phénomènes de surtensions et de réflexions d'onde qui pourraient abîmer le générateur d'impulsions [10].

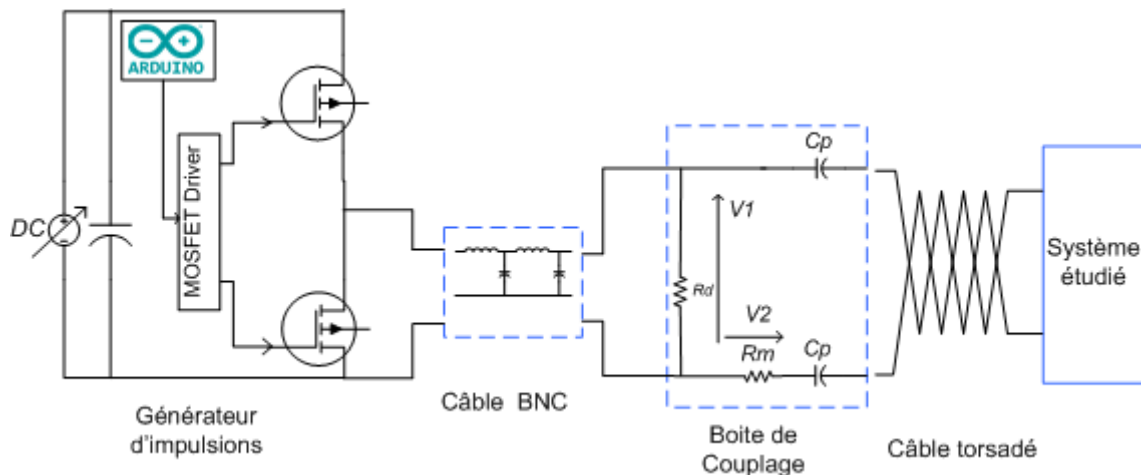


Figure 3. 1. Schéma du principe pour l'excitation du système

La boîte d'adaptation contient également une résistance de mesure de précision R_m de 47 Ω . Elle permet de mesurer le courant de charge et de décharge du mur isolant. Sa valeur est choisie de manière à obtenir une bonne sensibilité de mesure, sans masquer l'impédance du système étudié. Cette étude a été réalisée au cours de la thèse de Weiping Liu [10]. Ainsi, une valeur trop élevée conduit à un ralentissement du front de tension appliqué au système isolant et dégrade la qualité de l'identification par l'augmentation du temps de charge et décharge du mur isolant. La boîte d'adaptation contient, enfin, deux capacités de couplage C_p dont la valeur est très élevée par rapport à celle des éventuelles capacités du réseau RLC qui modélisent le système isolant. En haute fréquence, leurs impédances peuvent donc être négligées. Le choix des composants et la réalisation de la boîte de couplage doivent être particulièrement soignés car ils déterminent la qualité des mesures. Ainsi, les résistances R_d et R_m sont des résistances de précision, adaptées aux signaux haute fréquence. Leur montage doit minimiser les couplages magnétiques et capacitifs.

La photographie de la figure 3.2 montre un aperçu de l'ensemble du montage expérimental. Le signal d'excitation est appliqué entre le bobinage de la machine et son circuit magnétique. Les deux câbles de connexions qui vont de la boîte de couplage à la machine sont torsadés afin de garder la même configuration du système de mesure pour toute l'étude (études de la machine bobinée et des barres Roebel). La longueur des câbles est courte (60 cm) pour minimiser leur inductance. Néanmoins, on tient compte de cette inductance durant l'identification des différents systèmes isolants. L'oscilloscope Yokogawa DL9140, équipé de convertisseurs analogique-numérique 8 bits, enregistre la tension d'entrée V_1 du système et la tension V_2 qui est l'image du courant de sortie $Y_s = V_2/R_m$ (voir figure 3.1). Toute la procédure d'excitation et d'acquisition est automatisée et pilotée par ordinateur à l'aide d'un script MATLAB qui permet de :

- initialiser l'oscilloscope via une connexion USB,
- commander le générateur d'impulsions pour exciter le système isolant,
- récupérer les données stockées temporairement dans l'oscilloscope,
- sauvegarder et répertorier les données de chaque acquisition.

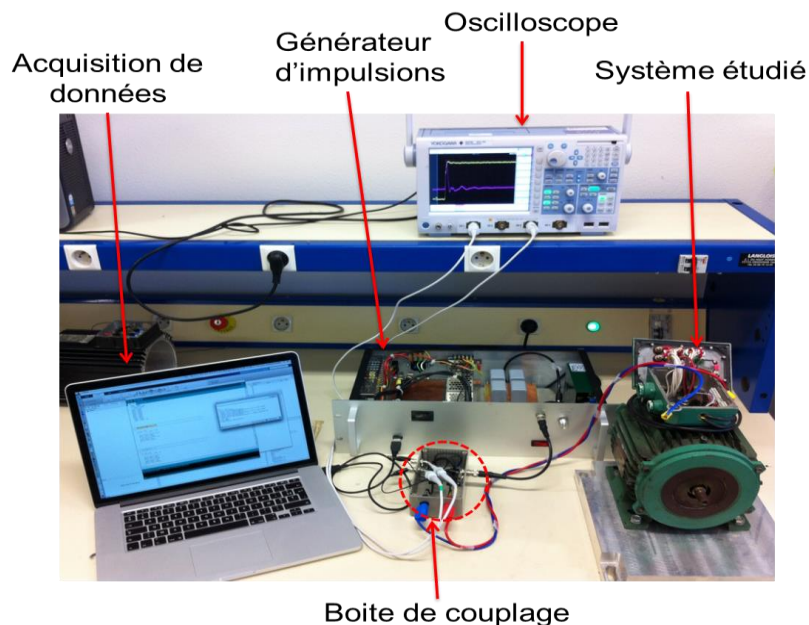


Figure 3. 2. Banc expérimental d'acquisition

3.1.2 Générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsions a été développé pour répondre à un cahier des charges précis : générer des trains d'impulsions modulables en forme et en amplitude avec des fronts de tension très raides (dV/dt très grand). Nous l'avons conçu pour être facilement transportable lorsqu'on se déplace pour des essais chez notre partenaire industriel. Il est constitué principalement de trois blocs : le bloc d'alimentation, la carte de commande et la carte de puissance (figure 3.3).

La carte de commande génère des signaux logiques pour la commande de la carte de puissance. Nous avons utilisé une carte à microcontrôleur (carte Arduino UNO) fixée sur une carte mère contenant également des composants logiques pour le réglage des temps morts de l'étage de puissance. Nous avons développé un mini système d'exploitation pour la carte Arduino pour initialiser la carte, puis attendre les commandes transmises par un port de communication série. Le microcontrôleur vérifie la commande et exécute le sous-programme

correspondant qui génère le train d'impulsions voulu : impulsion simple, impulsions de période croissante ou décroissante ou, enfin, PRBS (Pseudo Random Binary Signal) très riche en fréquences et capable de sensibiliser tous les pôles de système isolant. Cette carte est couverte par un blindage électromagnétique pour la protéger des perturbations extérieures venant surtout du circuit de puissance, à cause de la commutation très rapide des MOSFET.

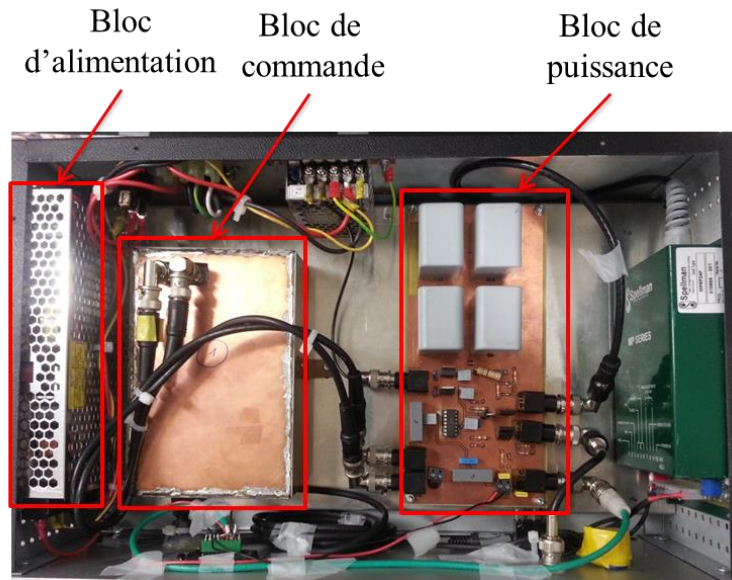


Figure 3. 3. Générateur d'impulsions

La carte de puissance amplifie le signal généré par la carte de commande en haute tension. Nous avons utilisé deux MOSFET rapides montés en demi-pont avec une commande rapprochée via un Driver IRS2110 (figure. 3.3). Ceci permet de contrôler les transistors avec un temps de commutation très faible. En fait, les transistors rapides utilisés et la simplicité du montage en demi-pont permettent d'imposer un front de tension très rapide, avec une pente de l'ordre de 10 V/ns.

Si, en revanche nous avions utilisé un montage à un seul interrupteur, nous aurions eu besoin d'une phase de démagnétisation beaucoup plus longue, pour permettre de repartir de

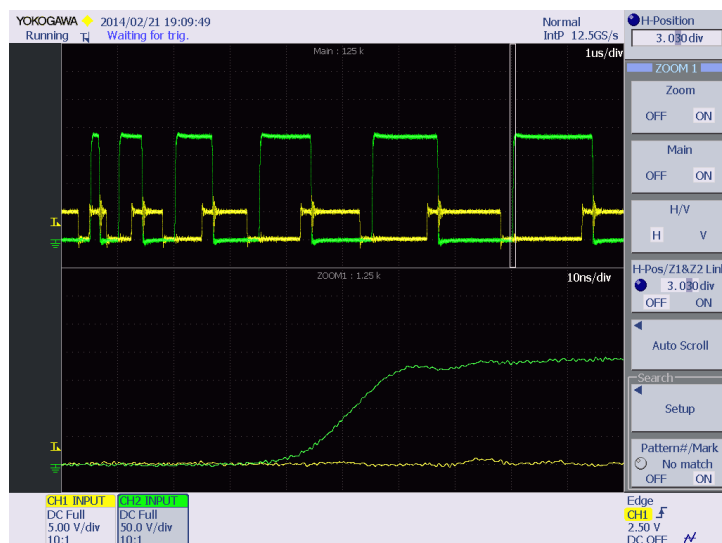


Figure 3. 4 Exemple de train d'impulsion généré par le générateur d'impulsions

zéro à chaque impulsion. Cela nous aurait empêché d'étudier des signaux d'excitation riches en fréquence. Enfin, un bloc d'alimentation HT (Spellman) assure une haute tension continue, réglable à partir d'un potentiomètre, pour alimenter la carte de puissance. Etant donné la capacité limitée de ce module d'alimentation, nous avons utilisé quatre condensateurs de 20 μF pour assurer une source d'énergie permanente en cas de fort appel du courant ce qui permet au signal d'excitation de garder son amplitude. La figure 3.4 montre les tensions relevées à la sortie des cartes de commande et de puissance. Le temps de montée du front de tension jusqu'à 200 V est de 20 ns, ce qui est donne bien 10 V/ns. Au final, le générateur est capable de générer des tensions de 0 à 300 volts à des fréquences allant jusqu'à 2 MHz. Le détail des circuits de commande et de puissance est présenté en annexe E.

3.1.3 Acquisition et conditionnement des signaux

Pour toutes les études que nous allons présenter, la démarche décrite ci-dessous est appliquée pour l'acquisition et le conditionnement des signaux.

Nous fixons la première borne de connexion sur le bobinage et la seconde, soit sur la carcasse métallique pour la machine bobinée, soit sur le revêtement conducteur placé autour de l'isolation pour les barres Roebel. Nous faisons en sorte d'avoir la même configuration de connexion et serrage durant tout l'essai.

Pour tous les essais, dix enregistrements expérimentaux de chaque mesure sont réalisés. Malgré les précautions prises dans la réalisation du montage, les signaux restent légèrement bruités et cela risque d'influencer l'identification des paramètres. Par conséquent, nous procédons à un conditionnement des signaux avant leur utilisation. Pour cela nous avons écrit un script Matlab qui transfère les signaux enregistrés par l'oscilloscope et applique un filtre passe-bas pour supprimer les composantes de très haute fréquence (les fréquences supérieures aux fréquences utiles pour l'identification). Ce script permet également de définir l'horizon d'identification en choisissant l'instant de début et de fin du signal à utiliser pour l'identification. La figure 3.5 montre un exemple de signal brut d'acquisition et après filtrage, ainsi que l'horizon d'identification H.

Enfin, à partir des dix enregistrements, nous réalisons dix identifications paramétriques et nous calculons la valeur moyenne et l'écart-type, donnés par les équations (3.1 et 3.2), pour chaque paramètres identifié, afin d'évaluer la dispersion des résultats.

$$\theta_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \theta_i \quad (3.1)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\theta_i - \theta_{moy})^2} \quad (3.2)$$

3.1.4 Etalonnage et validation du système d'identification

Dans le but d'étalonner le système de mesures et de vérifier que notre procédure d'acquisition et la démarche d'identification sont correctes, nous avons réalisé une étude préliminaire qui consiste à réaliser des séries d'acquisitions pour identifier les paramètres d'une charge connue. Sur une plaque d'essai conçue pour l'étalonnage des mesures et composée d'un circuit RC et d'un circuit RLC série de caractéristiques connues (figure 3.6),

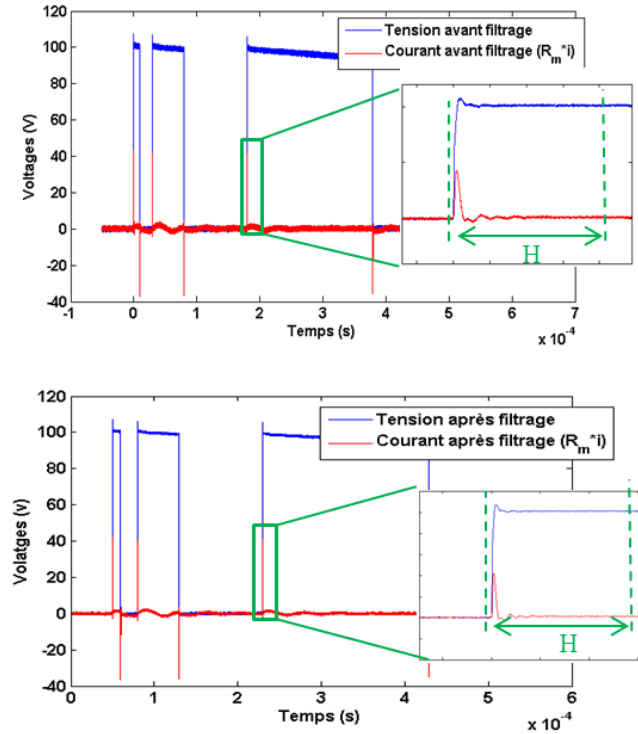


Figure 3. 5. Signal d'identification avant et après conditionnement

nous réalisons des acquisitions en utilisant le dispositif de câblage et de connexion qui sera employé pour le reste de l'étude. Ceci nous a permis d'identifier l'inductance du câble de liaison torsadé, afin d'en tenir compte pour le reste de l'étude. En fait, pour un câble en paire torsadée, l'inductance linéique est donnée par l'équation.

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \cdot L_n \left(\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d} \right)^2 - 1} \right) \quad (3.3)$$

avec μ_0 , perméabilité de l'air et μ_r perméabilité relative du cuivre, pour notre système de mesure $d \approx 2\text{mm}$ (diamètre du fil de cuivre) et $D \approx 8\text{mm}$ (distance entre les axes des deux conducteurs). Nous obtenons $L=0.82 \mu\text{H/m}$ et donc pour notre câble de 60 cm l'inductance vaut théoriquement $l_c=0.49 \mu\text{H}$. Cette valeur a été confirmée expérimentalement car, par identification paramétrique, nous avons pu estimer $l_c=0.59 \mu\text{H}$.

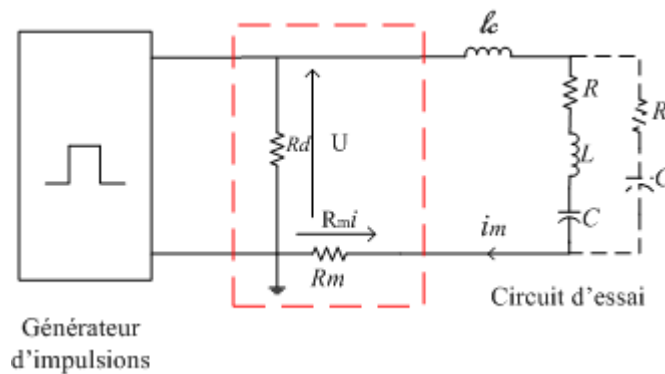


Figure 3. 6. Schéma du circuit d'étalonnage.

Afin de valider les résultats trouvés à l'aide de l'identification paramétrique, nous avons mesuré à l'aide de l'analyseur d'impédance Agilent 4294A, les valeurs des composants des circuits étudiés. Le tableau 3.1 présente une comparaison entre les valeurs données par le fabricant des composants, les valeurs des paramètres estimés par la méthode de l'identification paramétrique, ainsi que les valeurs mesurées par l'analyseur d'impédance. Pour l'identification, nous avons calculé la valeur moyenne et l'écart type des valeurs estimées pour 10 acquisitions.

Tableau 3.1. Comparaison des valeurs des composants du circuit d'essai

		R (Ω)		L (μ H)		C (nF)	
		Moy	std	Moy	std	Moy	std
Circuit <i>RLC</i>	Donnée fabricant	47.00	$\pm 1\%$	4.00	$\pm 20\%$	3.30	$\pm 5\%$
	Valeur estimée	46.10	0.5279	4.57	0.1179	3.33	0.0168
	Valeur mesurée (à 1kHz)	47.02	/	5.01	/	3.27	/
Circuit <i>RC</i>	Donnée fabricant	47.00	$\pm 1\%$	/	/	150.00	$\pm 5\%$
	Valeur estimée	46.63	0.1038	/	/	149.7	1.8847
	Valeur mesurée (à 1kHz)	47.20	/	/	/	148.98	/

Cette étude préliminaire a donc permis de vérifier que le banc est fonctionnel et que l'on est capable avec notre méthode de retrouver avec une bonne précision les valeurs des paramètres du circuit d'essai. Nous avons constaté également à l'issue de cet essai que le fait de torsader le câble de connexion et de garder le même nombre de torsades sur sa longueur (60 cm), limite les variations de la capacité du câble en fonction de ses mouvements.

3.2 Vieillessement thermique accéléré

Les essais de vieillissement accéléré des systèmes isolants sont utilisés pour simuler le processus de dégradation de l'isolation dans un temps plus court, afin d'évaluer les effets des contraintes appliquées au système dans les conditions de fonctionnement normales. En effet, les essais qui font l'objet des normes CEI 60034-18-41 [80] et EN 60172 [105] qui sont destinés à caractériser les propriétés diélectriques des matériaux isolants utilisés pour la fabrication des machines électriques et à déterminer l'indice de température des fils émaillés, font tous appel aux tests de vieillissement accéléré. Ces essais prévoient des dispositifs particuliers pour les fils ronds émaillés et pour les barres de forte section.

La recherche bibliographique présentée dans le chapitre I montre qu'une grande partie des travaux de recherche qui traitent le diagnostic du système isolant des machines électriques ont recours aux essais des vieillissements accélérés d'éprouvettes torsadées selon la norme [EN 60172] ou encore selon la norme [CEI 60216-1]. En général, ces essais sont destinés à caractériser de nouveaux matériaux isolants. Néanmoins, l'analyse de l'état de l'art montre que les chercheurs les utilisent également pour mettre en évidence des variations de la capacités des éprouvettes torsadées et pour la corréler avec les variations des paramètres physico-chimiques liés au vieillissement de l'émail, dans un objectif d'élaborer un système de surveillance de l'état de santé de l'isolation. Dans ce travail, nous allons reprendre, en restant

au plus près des normes internationales, une partie de l'essai de vieillissement accéléré des éprouvettes torsadées définies par [54]. Cet essai sera appliqué simultanément à une machine bobinée de faible puissance. Le fil émaillé utilisé pour fabriquer les éprouvettes est le même que pour le bobinage de la machine. L'idée est d'utiliser les éprouvettes qui ont déjà été étudiées comme étalon pour évaluer l'état de vieillissement de la machine. Et par la suite, les variations des capacités des éprouvettes et donc de l'isolation de la machine seront corrélées aux évolutions des paramètres estimés par la méthode d'identification paramétrique.

En réalité, notre objectif en réalisant cette étude est de suivre l'évolution d'un indicateur de diagnostic fabriqué à l'aide des paramètres estimés par la méthode d'identification paramétrique, et par conséquent, nous n'allons pas suivre à la lettre les consignes données par les normes internationales en ce qui concerne le nombre d'échantillons, les tests d'évaluation après chaque cycle de vieillissement et le nombre de cycles. En revanche, la fabrication des échantillons, les démarches de vieillissement et les caractéristiques de température ont été rigoureusement respectées.

3.2.1 Conditionnement des éprouvettes torsadées et de la machine bobinée

Un système isolant d'une machine électrique dans sa globalité (émail, vernis, imprégnation, isolants plats, ...) est relativement complexe. Dans un premier temps, nous avons tenté de simplifier la tâche en nous focalisant sur l'isolation de l'émail qui représente la première couche d'isolation du conducteur. Sa qualité et son comportement thermique conditionnent le bon fonctionnement de la machine, ainsi que sa durée de vie. Ainsi, les essais de vieillissement thermique sont réalisés avec un fil de cuivre émaillé (IBERFIL HC) de chez Acebsa. Ce fil est de classe thermique F et donc son indice de température est de 155°C. Il est composé de plusieurs de couches (figure 3.7). Le diamètre global du conducteur est égal à 0.9 mm et sa tenue diélectrique est égale à 180V/μm. Il est isolé par deux couches isolantes, il s'agit de polyester-imide modifié (THEIC) en sous-couche et de polyamide-imide (PAI) en surcouche.

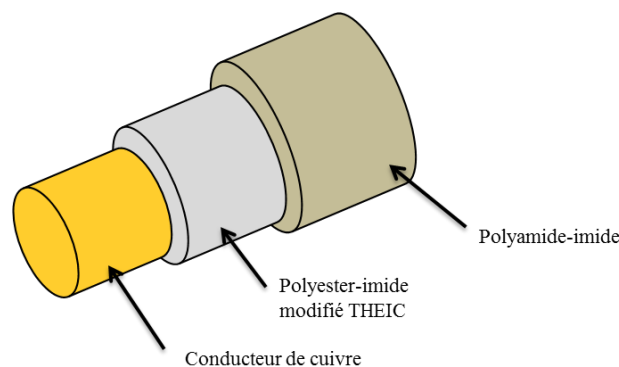


Figure 3. 7. Structure de fils émaillé classique

Les échantillons d'éprouvettes torsadées sont fabriqués selon la norme [CEI 60851-5]. En fonction du diamètre du fil, la norme impose un nombre de torsades sur une longueur utile constante de 125 mm. Elle définit également la force de traction appliquée sur le fil durant l'opération de torsade. Pour notre système avec un diamètre de cuivre égal à 0.9 mm, nous avons réalisé 8 torsades sur les 125 mm de longueur utile en utilisant une force de traction égale à 13.5 N. La figure 3.8 représente la confection des éprouvettes torsadées. Les extrémités des fils de cuivre sont laissées plus longues d'un côté. Elles sont dénudées sur 2

cm pour la connexion au système de mesures, en essayant d'éviter les contraintes mécaniques sur la partie utile torsadée.

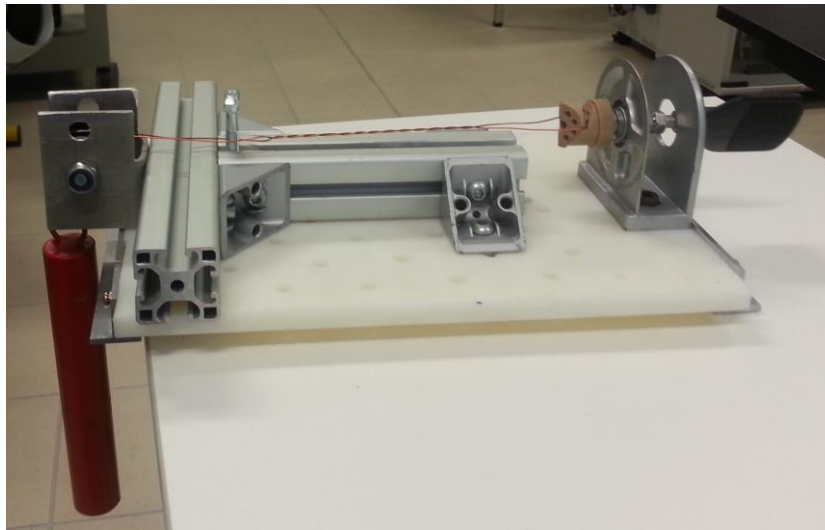


Figure 3. 8. Appareil de fabrication des éprouvettes

Pour éviter les déformations externes dues à la manipulation des éprouvettes, elles sont fixées, par les extrémités qui dépassent de la partie active torsadée, dans un support construit avec des tôles métalliques et des plaques de céramique comme le montre la figure 3.9. Nous avons utilisé des rubans de tissus de verre entre les morceaux de céramiques et les éprouvettes pour assurer une bonne souplesse et une bonne fixation sans effort mécanique sur les échantillons. Elles ne seront démontées qu'à la fin de l'essai de vieillissement pour minimiser au maximum les disparités de mesures dues aux manipulations des échantillons.

L'essai de vieillissement de la machine filaire a été réalisé sur une machine synchrone Leroy Somer LSFMV3 90L4 de 1.5 kW et de classe thermique F. C'est-à-dire d'indice de température égal à 155 °C. Cependant, en réalité, cette classe thermique est imposée par les parties plastiques de la machine, alors que l'isolation statorique peut supporter une température bien plus élevée que celle indiquée [7]. En fait, pour notre étude, la température de vieillissement est définie par l'indice de température du fil émaillé utilisé pour le rebobinage, car nous avons refait le bobinage de la machine en utilisant le même type de fils de cuivre que celui utilisé pour la fabrication des éprouvettes torsadées précédemment décrites. La machine a été déshabillée de toutes les pièces susceptibles d'être influencées par



Figure 3. 9. Support contenant les éprouvettes torsadées.

la température telle que la boîte à bornes et les joints en caoutchouc, le rotor a été également retiré avant de lancer le vieillissement. La figure 3.10 montre le bobinage de la machine étudiée avant et après vieillissement.

A l'aide de l'analyseur de d'impédance, une analyse d'impédance est faite sur la machine avant et après chaque cycle de vieillissement. Ces analyses nous permettent d'estimer les éléments du schéma équivalent de la machine, de calculer les différentes capacités du système isolant et de pouvoir comparer son comportement en hautes fréquences avec les résultats du diagnostic par identification paramétrique.

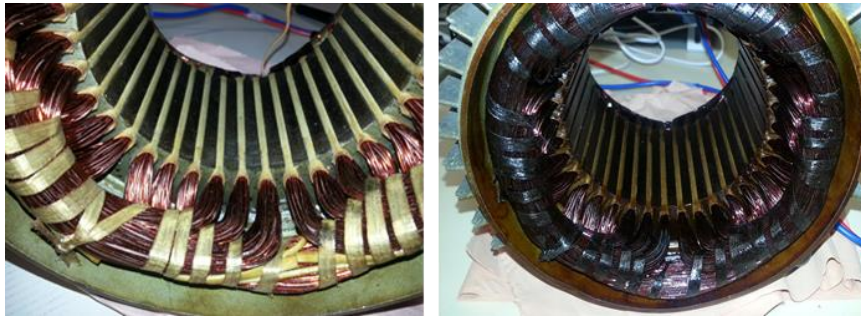


Figure 3. 10. Machine avant et après vieillissement

3.2.2 Protocole d'essai pour le vieillissement thermique accéléré

Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'étude de vieillissement accéléré concerne principalement une machine BT rebobinée ainsi que des éprouvettes torsadées comme étalon de vieillissement. Nous avons essayé de rester au plus proche possible à la norme [CEI 60216-1], qui préconise les durées des cycles thermiques et les températures de vieillissement en restant proches de celles données par la relation d'Arrhenius. Ces valeurs dépendent principalement de la classe thermique de l'isolation étudiée.

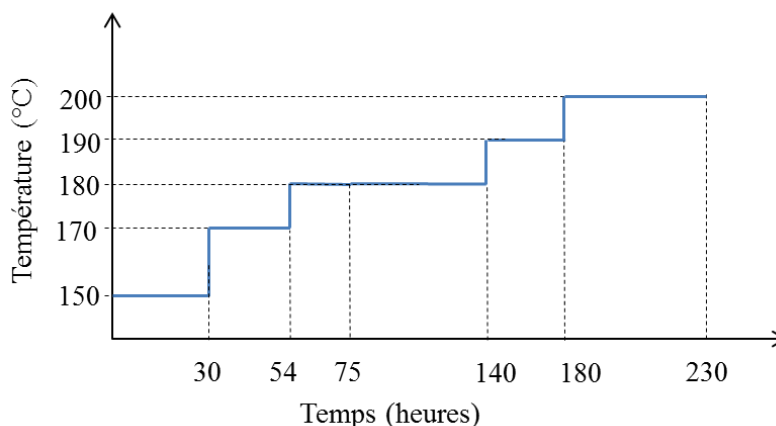


Figure 3. 11. Profil de température de vieillissement en fonction du temps

Conformément à la norme, les échantillons doivent être exposés, pendant 10 cycles de vieillissement, à trois températures différentes et écartées de 20°C l'une par rapport à l'autre.

La plus basse température doit être égale à la classe thermique + 20°C. Les durées d'expositions en fonction des températures sont données dans le tableau D.1 présenté en annexe D. Cependant, comme notre objectif est de suivre une évolution des paramètres et non d'évaluer un matériau isolant comme nous l'avons mentionné au paragraphe 3.1.3, nous allons nous limiter à 5 cycles de vieillissement avec un profil de température schématisé dans la figure 3.11.

Le support contenant les éprouvettes ainsi que la machine rebobinée sont vieillis dans une étuve à circulation d'air naturelle. Cette étuve est capable de chauffer jusqu'à 260°C et de maintenir la température à la valeur choisie avec une erreur $\pm 2^\circ\text{C}$. Nous avons inséré un thermocouple entre les spires de la machine pour mesurer une valeur précise de la température du bobinage. La figure 3.12 représente le banc de vieillissement thermique.

Après chaque cycle de vieillissement, la machine et les échantillons sont ressortis de l'étuve, refroidis et soumis à des essais pour mesurer leurs propriétés électriques afin d'évaluer leur état de vieillissement. Ainsi, nous mesurons les capacités des éprouvettes torsadées, la capacité globale de la machine entre phase et circuit magnétique. Nous réalisons une étude de spectre d'impédance de la machine et nous terminons par les enregistrements expérimentaux pour l'identification paramétrique.

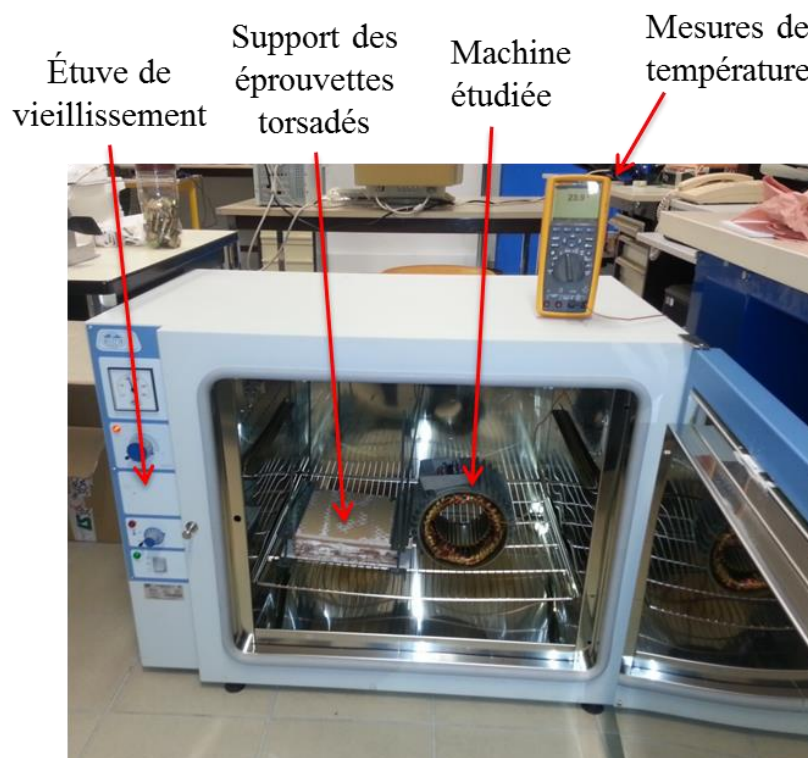


Figure 3. 12. Banc expérimental de vieillissement

3.2.3 Tests d'évaluation de l'état de vieillissement

3.2.3.1 Mesures de capacité des éprouvettes

La capacité C_p entre les deux fils de chaque éprouvette torsadée est mesurée à température ambiante. Les mesures sont réalisées à l'aide d'un impédance-mètre PM 6303A capable de mesurer des valeurs de capacités assez faibles avec une bonne précision. L'appareil effectue ses mesures à une fréquence constante de 1 kHz. Nous utilisons une ligne de deux fils isolés torsadés et très courts (20 cm) pour réduire les capacités parasites et les

interférences. Le réglage d'étalonnage du système de mesure est réalisé avant chaque série de mesure. Un premier étalonnage du zéro (court-circuit) consiste à court-circuiter les bornes de raccordement puis à réaliser une mesure d'impédance. On fait la même démarche pour l'étalonnage en circuit ouvert. Les valeurs déterminées sont prises en compte par l'appareil pour la compensation du système de mesure durant le reste de l'essai.

Les échantillons restent toujours dans leur support céramique et sont manipulés avec précaution. Nous faisons en sorte que les connexions des éprouvettes soient faites de la même manière pour toutes les mesures et nous faisons cinq séries de mesures non consécutive ce qui fait qu'une éprouvette est connectée puis déconnectée du système de mesures cinq fois pour minimiser la dispersion de résultats. La précision de la mesure est déduite d'un graphique issu de la documentation de l'appareil (figure 3.13). Pour notre système, pour des valeurs de capacités entre 15 et 25 pF la précision est de 0.25 à 1.2%.

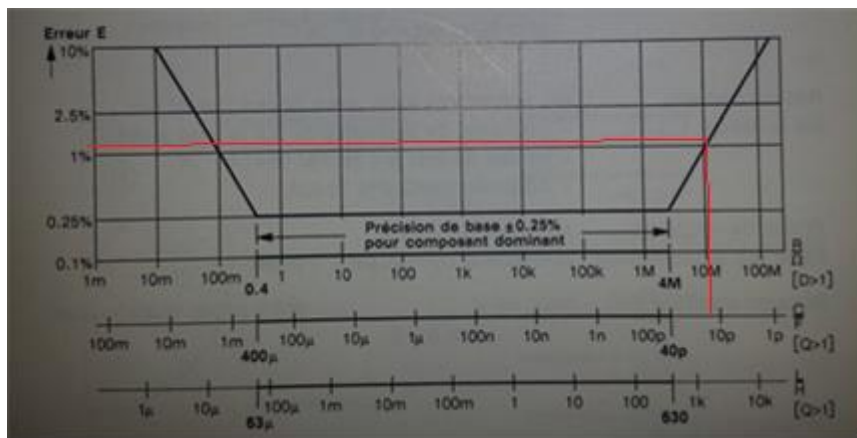


Figure 3. 13. Précision de mesures des capacités

La figure 3.14 montre l'évolution de la valeur moyenne des capacités en fonction du vieillissement pour dix échantillons choisis aléatoirement. La première constatation sur cette figure est une nette augmentation des capacités pour chaque éprouvette en fonction de la

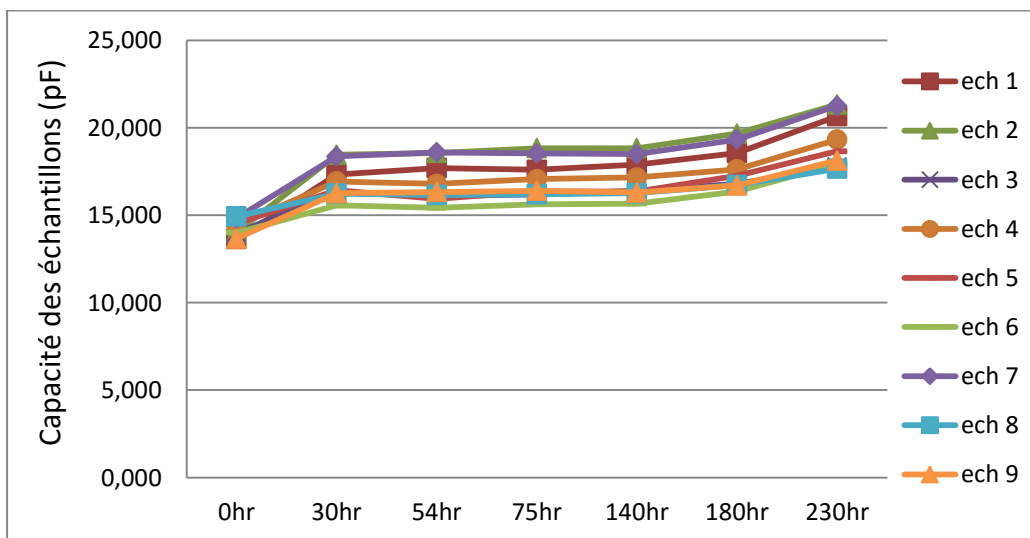


Figure 3. 14. Évolution des capacités des éprouvettes torsadée en fonction du vieillissement

durée du vieillissement. Cette remarque coïncide avec les résultats d'autres travaux de recherches qui confirment l'augmentation des capacités des échantillons torsadés en fonction de vieillissement accéléré [86], [106]. En effet, S. Savin [38] avait établi une corrélation entre l'augmentation des valeurs des capacités et la diminution du seuil de décharges partielles pour établir une valeur critique de la capacités inter-spices qui pourra être utilisée dans un système de surveillance pour prévoir d'éventuelles défaillances.

La deuxième remarque concerne l'importante augmentation des capacités durant le premier cycle de vieillissement par rapport au reste des cycles, la valeur moyenne des capacités mesurées avant le vieillissement est égale à 14.3 pF et après 30 heures de vieillissement la capacité moyenne est de 16.7 pF ce qui correspond à une augmentation de 17 %. Dans les cycles de vieillissement suivants, on observe une augmentation régulière de la capacité mais, moins importante que la première. Après 230 heures de vieillissement thermique, à la fin de l'essai, la capacité moyenne est égale à 17.7 pF ce qui représente une augmentation de 24 % par rapport à la valeur initiale.

En remontant le fil de nos recherches bibliographiques, nous constatons que ces dernières remarques correspondent aux résultats des travaux de Werynski et al [29], [85]. Les chercheurs avaient constaté une importante augmentation de la capacité des échantillons torsadés dans le premier cycle et ensuite une évolution régulière pour le reste de l'essai. Cet écart important au premier cycle a été justifié par le fait qu'il peut être provoqué par une phase relativement courte de mise en place de l'éprouvette dans le support mécanique. En outre, ils avaient corrélié l'augmentation des capacités avec la tension de claquage des éprouvettes et ils ont conclu que la tension de claquage diminue avec l'augmentation de la capacité, qui signifie une dégradation de l'isolation [92], [93].

La recherche bibliographique sur les phénomènes généraux liés aux mécanismes de vieillissement thermique de l'isolation de l'émail montre la complexité des phénomènes qui interviennent dans les différentes parties du polymère [34], [107]. Ils peuvent être répartis, selon l'endroit où se produisent, en trois groupes : à la surface externe de l'isolant, à l'interface de contact cuivre/polymère et l'intérieur du polymère.

La première catégorie, qui concerne l'oxydation externe de la surface isolante, conduit à l'augmentation de sa rugosité et à la formation de cavités sur la surface de l'isolant [41]. En effet, il a été montré qu'au cours du vieillissement, il se construit une couche mince et continue à la surface des matériaux. Des craquelures superficielles, qui propagent vers l'intérieur le processus de dégradation par oxydation, peuvent apparaître après la formation d'une couche mince et oxydée à la surface de l'isolant [38].

La deuxième catégorie regroupe les phénomènes liés à la migration du cuivre à l'intérieur de l'isolant et à la formation de l'oxyde de cuivre au niveau de l'interface des contacts entre le cuivre et le polyester-imide (PEI), lorsque le cuivre est soumis à une haute température [108]. L'oxyde de cuivre se forme après réaction chimique entre les atomes de cuivre et ceux de l'oxygène de la matrice du polymère, au niveau de l'interface de diélectrique. En fait, la grande conductivité du cuivre et de l'oxyde de cuivre formé en surface de contact provoque une diminution de l'épaisseur globale de la couche isolante [38]. Ainsi, les charges électriques libres dans le cuivre bombardent les chaînes de polymères en transmettant suffisamment d'énergie pour briser certaines liaisons de valence [38]. Par conséquent, il y a formation de cavités microscopiques sur la surface de contact cuivre-polymère, ce qui mène à la diminution de l'épaisseur de la couche isolante et donc à l'augmentation de la capacité des éprouvettes et par conséquent à celle de la capacité inter-spices du bobinage de la machine [109]. Les cavités microscopiques peuvent également intensifier le champ électrique local et diminuer le seuil de tension d'initiation de décharges partielles (PDIV) [17].

Il y a enfin, les phénomènes qui peuvent accompagner le vieillissement à l'intérieur de la couche isolante. En effet, la température accélère les procédés chimiques de dégradation du polymère par thermolyse. Elle agit principalement sur la rupture des liaisons de valences entre les atomes des chaînes organiques et le mouvement par diffusion des radicaux libres dans les chaînes des polymères [34], [109].

3.2.3.2 Etude du spectre d'impédance

Nous avons réalisé après chaque cycle de vieillissement une étude du spectre d'impédance de la machine. Différentes configuration de connexion pour la mesure ont été testées : connexions entre chaque phase et le circuit magnétique et connexions entre deux phases consécutives. Nous avons constaté que les résultats sont quasiment identiques pour les mesures entre chacune des phases et le circuit magnétique et sont plus significatives par rapport résultats de l'analyse de spectre entre phases. Les mesures sont réalisées à l'aide de l'analyseur d'impédance Agilent 4294A. Il permet de réaliser des analyses de spectre d'impédance avec précision, pour des fréquences allant de 40 Hz à 110 MHz. Pour minimiser les effets des couplages capacitifs et du bruit de mesures, nous avons utilisé deux fils unifilaires torsadés très courts (15cm) pour connecter la machine à l'appareil de mesures. Comme indiqué précédemment, des réglages d'étalonnage en court-circuit, en circuit ouvert et en charge d'étalonnage ont été réalisés avant chaque série de mesures.

La figure 3.15 montre les résultats de mesures après chaque cycle de vieillissement. Le module de l'impédance est présenté dans la partie haute et la phase dans la partie basse. On constate sur les tracés de la phase que l'allure de la courbe peut être divisé en trois régions principales. La première région va jusqu'à 10 kHz, la courbe révèle un comportement purement capacitif de la machine. Ensuite, entre 10 kHz et 100 kHz la courbe de module présente une allure en forme de Z avec une première fréquence de résonance autour de $f_1=15$ kHz et une antirésonance à $f_2=29$ kHz, le comportement de la machine est inductif dans cette région. Une deuxième fréquence de résonance apparaît à $f_3=51$ kHz. Au-delà de 100 kHz, la machine reprend un comportement capacitif. L'effet du vieillissement n'est pas clairement visible sur la figure.

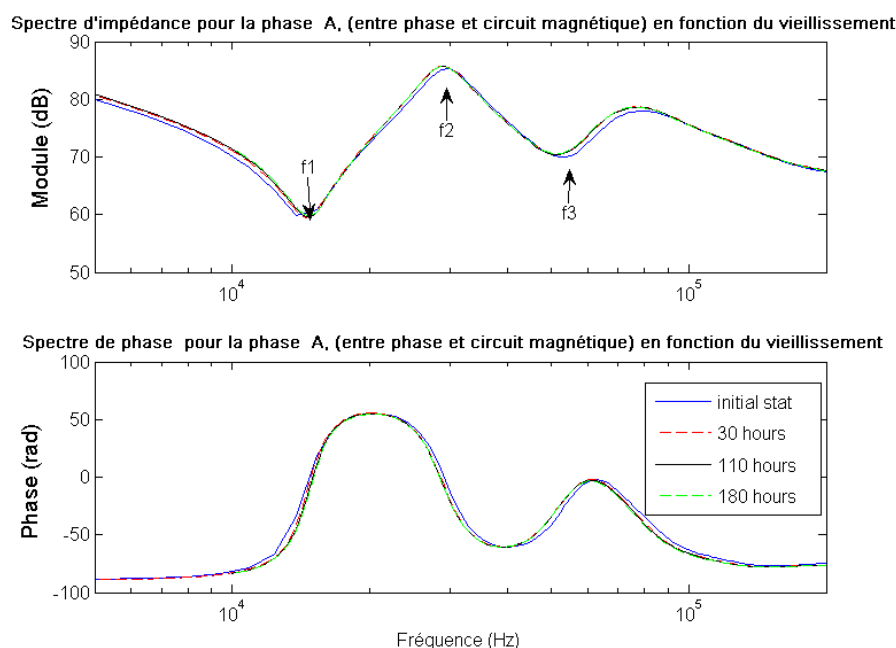


Figure 3. 15. Spectre d'impédance de la machine au cours du vieillissement

On remarque qu'il y a une légère variation entre les courbes, en fonction des durées de vieillissement, surtout entre la courbe pour l'état initial et les autres périodes de vieillissement mais, cette variation est très minime. Cela pourrait être dû à la courte période de vieillissement que l'on a appliqué. En effet, ces faibles variations peuvent induire une variation de la première fréquence de résonance série du circuit équivalent. Cette grandeur est utilisée par Werynsky et al. [29] comme indicateur de diagnostic de vieillissement du bobinage. Les auteurs ont constaté, au bout de 400 heures de vieillissement, pour des bobines de classe F chauffées à 270°C une modification de 3% d'une fréquence de résonance série. Ainsi, ils ont corrélié cette modification aux variations des capacités mesurées entre deux phases de la machine ou entre le bobinage et le circuit magnétique.

Au chapitre IV, nous développerons cette étude du spectre d'impédance, dans le but de proposer des modèles adaptés au diagnostic du bobinage

3.3 Vieillessement thermomécanique des barres Roebel

3.3.1 Objectif de l'essai

Dans des conditions de service normales, la dégradation de l'isolation des machines électriques se produit principalement sous l'effet de la température et donc par un processus de thermolyse, selon la loi d'Arrhenius. Cette dégradation conduit à des changements irréversibles au niveau de la structure des matériaux isolants tels que l'époxy-mica ou polyester-mica que l'on utilise souvent. Cependant, pour une application d'énergie marine, la contrainte thermomécanique n'est pas négligeable. En effet, suite aux mouvements des marées, la puissance produite par les turboalternateurs varie régulièrement ce qui implique un cycle périodique d'échauffement et de refroidissement du système et, plus particulièrement, au niveau de bobinage. Par la suite, à cause des coefficients de dilatation différents entre le cuivre et les matériaux utilisés pour réaliser l'isolation, des efforts mécaniques seront appliqués sur l'isolation. Ces efforts vont conduire au décollement de l'isolation et donc à la création de poches d'air entre le conducteur et l'isolation ce qui va intensifier le champ électrique dans ces zones et initier des décharges partielles.

La figure 3.16 représente des relevés provenant de l'usine marémotrice de la Rance. C'est l'une des plus grandes usines de production d'électricité à partir des marées, avec une capacité

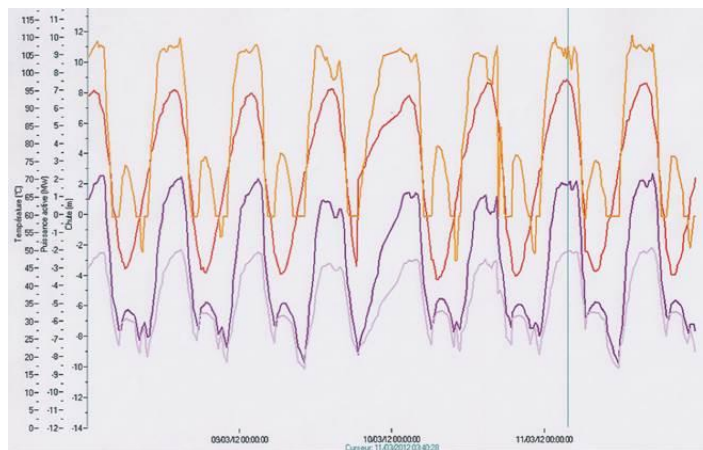


Figure 3. 16. Profil de niveau de marée, de puissance, de température externe et interne d'un turboalternateur du barrage

électrique de 240 MW et une production annuelle de 500 GWh. On voit sur la figure, les variations du niveau de la marée (en rouge) et les variations de la puissance produite par l'un des alternateurs de 10MW (en orange). La nature cyclique de la production conduit au cyclage de la température que l'on voit en violet foncé (température stator) et en violet clair (température de l'air ambiant au niveau de l'entrefer). La température fluctue d'une manière quasiment régulière entre 20°C et 70°C. On constate sur les courbes qu'il n'y a presque pas de phase de stabilisation de la température pendant le fonctionnement. Les intervalles où l'on enregistre les valeurs maximales de la température sont courts (3 à 4 heures par jour) et ces valeurs sont relativement faibles (entre 60 à 70°C) par rapport à la classe thermique du générateur. D'un côté, cela est avantageux car il n'y aura pas de contrainte thermique importante sur l'isolation, et donc moins de dégradation par thermolyse. Mais, d'un autre côté, comme nous l'avons mentionné ce cyclage généré par l'échauffement et le refroidissement continu du cuivre, conduira très probablement à une dégradation sous des contraintes thermomécaniques. Sous cet effet, on pourra principalement constater au niveau du système isolant :

- Délaminage entre les différentes couches du système isolant ;
- Délaminage ou décollement entre l'isolation de l'émail et le conducteur en cuivre ;
- Abrasion à la surface extérieure de l'isolation ;
- Fissuration circonférentielle de l'isolant ;
- Endommagement mécanique au niveau des têtes de bobines.

Dans cette partie, nous allons essayer d'évaluer les effets d'un cyclage thermique sur l'isolation des barres Roebel d'un générateur de 16 kV. Les essais de cyclage des barres ont été réalisés par l'entreprise de maintenance Jeumont Electrique Maintenance (JEM) à Nantes dans le cadre d'une étude interne destinée à évaluer un nouveau vernis d'imprégnation. Au cours des essais de vieillissement, plusieurs tests de diagnostic ont été réalisés pour évaluer l'état de l'isolation à chaque étape. Le détail du protocole d'essai et des tests d'évaluation est présenté dans le paragraphe suivant.

3.3.2 Description du protocole d'essai de vieillissement

Les essais de vieillissement thermomécanique ont été réalisés en respectant la norme CEI 60034-18-34 [110]. Dix barres Roebel ont été étudiées, elles ont été divisées en 2 groupes

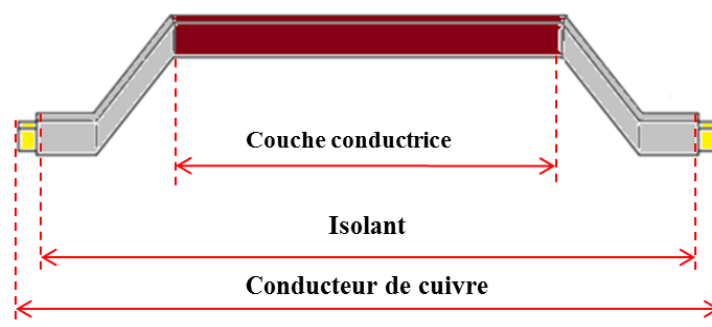


Figure 3. 17. Schéma de composition des barres Roebel étudié

selon le vernis utilisé pour leur imprégnation. Pour des raisons de confidentialité nous ne citons pas les noms ou la composition chimique des vernis utilisés. On précise juste que les barres notées 1, 2, 4 et 87 sont imprégnées dans le vernis actuellement utilisé par l'entreprise et que l'on va appeler A. Les barres 5, 10, 43, 88 et 113 sont imprégnées avec le nouveau

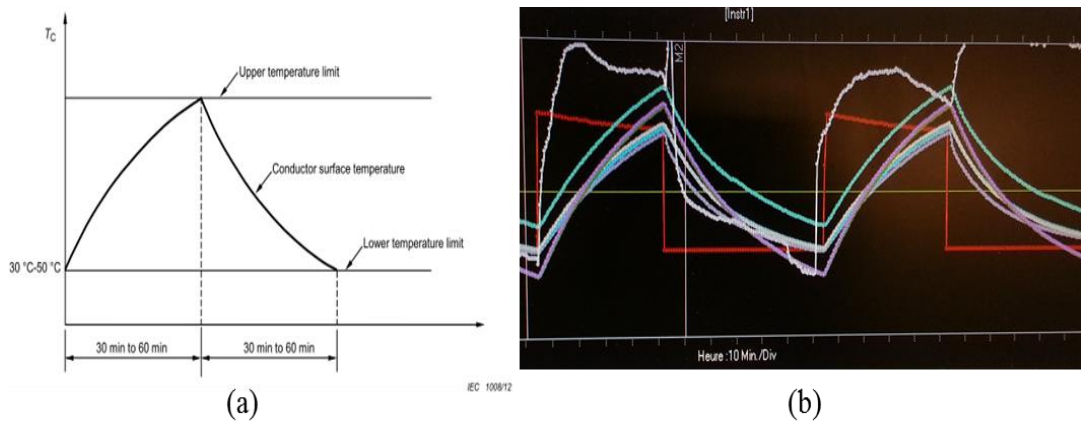


Figure 3. 18. Profil de température pour le cyclage thermomécanique.

vernis que l'on va appeler B. Une différence importante entre le vernis A et le vernis B est que le vernis A n'est utilisable qu'une seule fois. Le vernis résiduel est donc traité et jeté après l'imprégnation, alors que le vernis B peut être réutilisé pour plusieurs imprégnations en gardant ses propriétés isolantes.

La figure 3.17 montre le schéma de la composition des barres étudiées. Elles se composent de plusieurs conducteurs de cuivre en transposition Roebel, d'une couche isolante de classe thermique F composée de rubans de fibres de verre ou de papier mica imprégnés avec le vernis A ou B. Le tout est enrubanné par une surcouche conductrice pour diminuer le gradient de tension entre l'isolation et le circuit magnétique afin d'éviter les décharges partielles. Néanmoins, cette surcouche présente une mauvaise conductivité pour ne pas court-circuiter les tôles du circuit magnétique.

Les barres ont donc subi un cyclage thermique par l'alternance de chauffage et de refroidissement, en respectant le profil de température de la figure 3.18.a [110]. La figure 3.18.b présente le profil réel de la température mesurée à l'aide de thermocouples placés à la

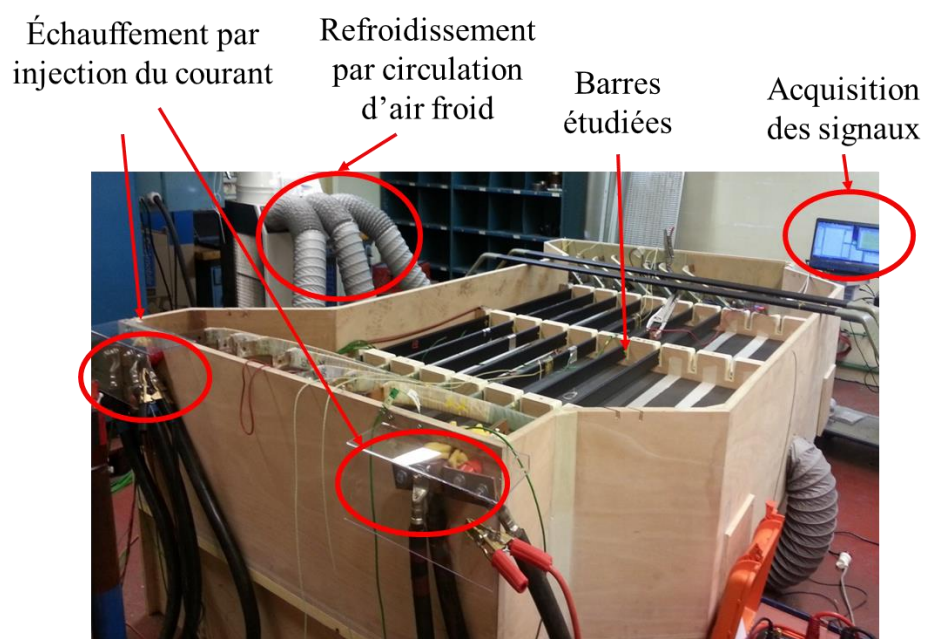


Figure 3. 19. Banc expérimental pour le cyclage thermomécanique

surface des barres. L'échauffement des barres est assuré par l'injection d'un courant de 1800A dans les barres, tandis que le refroidissement est assuré par une circulation forcée d'air froid à l'aide du dispositif spécial de la figure 3.19. La durée totale de vieillissement a été répartie en 5 intervalles comme le définit la norme ; 0, 50, 100, 250 et 500 cycles de vieillissement. Chaque cycle dure approximativement 2 heures, la limite maximale de la température est définie par la classe thermique de l'isolation (F) et la valeur minimale doit être comprise entre 30°C et 50°C. Avant de lancer le cyclage et après chaque intervalle, nous avons fait des acquisitions sur les barres, pour réaliser leur identification paramétrique. En parallèle, JEM a procédé à des tests de diagnostic de l'isolation ; à savoir des inspections visuelles, des tests pour vérifier le décollement de l'isolation et, enfin, des mesures de décharges partielles et de tg δ .

3.3.3 Tests de diagnostic des barres

L'essai de vieillissement thermomécanique est sensé provoquer une dégradation selon un processus principalement mécanique (délaminage entre les couches de l'isolant). Néanmoins une dégradation par effet thermique n'est pas écartée. En effet, les températures de l'essai peuvent atteindre facilement 155°C pendant une durée significative ($\approx$ 2 heures) et cela peut provoquer une polymérisation de l'isolant. Cette polymérisation n'est évidemment pas réversible et, dans ce cas, le processus thermique est combiné avec le processus mécanique. La norme CEI 60034-18-34 recommande des tests d'évaluation non-destructifs de l'état de l'isolant avant et après chaque période de vieillissement, tels que des examens visuels pour vérifier d'éventuels mouvements des couches isolantes, surtout au niveau des têtes de bobines (la partie coudée de la barre). Elle recommande également un test de mesure d'allongement de l'isolation accompagné d'un test «acoustique» : l'opérateur frappe avec un marteau spécial sur différents endroits de la barre et évalue à l'oreille le changement de tonalité de la réponse de la barre pour dire s'il y a un éventuel décollement de l'isolation.

3.3.3.1 Tests de décollement de l'isolation

Comme nous l'avons mentionné précédemment, ce test est basé principalement sur l'expérience de l'opérateur. Dans un environnement très calme, il applique des petits coups secs sur toute la longueur de la barre des deux côtés, le son émis par la barre accompagné de mesures précises de la largeur et de la profondeur en plusieurs endroits dans les parties rectilignes et aux transitions vers les extrémités peut lui indiquer s'il y a lieu à un décollement de l'isolation du cuivre ou un délaminage entre couches d'isolants. Le tableau suivant (tableau 3.2) représente l'état de décollement de chaque barre pour les résines A et B, en fonction des périodes de vieillissement.

En fait, les résultats de ce test sont relativement approximatifs car nous avons considéré qu'une barre était décollée que si le décollement avait eu lieu dans au moins trois ou quatre endroits de la barre. Sauf que, un seul premier décollement est en réalité significatif, car il crée une vacuole de gaz (ou d'air) qui pourra être le siège d'une initiation de décharges partielles. Par la suite, l'enchaînement des décollements augmentera le volume des espaces d'air entre le cuivre et l'isolant ce qui diminue l'intensité du champ électrique et par conséquent les initiations des DP.

Tableau 3.2. Etat de décollement des barres en fonction de cyclage thermomécanique

Résine	Barre	0 cycle	10 cycles	50 cycles	100 cycles	250 cycles	500 cycles
A	A1	Non	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
	A2	Non	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
	A4	Non	Non	Oui	Oui	Oui	Oui
	A87	Non	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
B	A5	Non	Non	Non	Oui	Oui	Oui
	A10	Non	Non	Non	Non	Non	Non
	A43	Non	Non	Non	Non	Non	Non
	A88	Non	Non	Non	Non	Non	Oui
	A113	Non	Non	Non	Non	Non	Oui

Les résultats des tests de décharges partielles sont présentés dans l'annexe C. En effet, nous n'avons pas pu tirer des conclusions significatives de ces résultats par rapport au vieillissement de l'isolation. Pour la résine B, ils présentent des évolutions incohérentes et parfois contradictoires avec les autres tests. Cela est très probablement dû aux importants bruits de mesures dues à la manipulation et à la fixation des échantillons après chaque cycle de vieillissement.

3.3.3.2 Mesures du facteur de pertes diélectriques

Sur la figure 3.20 et 3.21 nous présentons l'évolution des mesures de $\text{tg}\delta$ en fonction du vieillissement. En fait, cette méthode est préconisée par les normes pour une présentation significative de mesures de facteurs de pertes diélectriques. Donc, au lieu de présenter une valeur absolue mesurée de $\text{tg}\delta$ qui peut être très variable en fonction de type d'isolant ou des dimensions des échantillons, la norme recommande de suivre l'évolution de l'écart entre la valeur mesurée à $0.6 U_n$ et $0.2 U_n$. Une faible évolution de cette valeur calculée signifie une faible évolution des pertes diélectriques en fonction de vieillissement et donc une meilleure isolation.

On constate que l'évolution des pertes diélectriques pour la résine A, sur la figure 3.20, est plus importante que celle de la résine B, présentée sur la figure 3.21. Une nette augmentation est visible pour toutes les barres de la résine A et on note pour la valeur moyenne à 500 cycles de vieillissement une augmentation d'un facteur proche de 7 par rapport à la valeur initiale (de 0.19 à 0.26). Pour la résine B, l'augmentation est très faible, la valeur moyenne du $\text{tg}\delta$ au bout de 500 cycles de vieillissement a augmenté de seulement 33% par rapport à sa valeur initiale. Cela signifie que les barres imprégnées avec la résine B ont beaucoup moins vieilli que celle imprégnée avec la résine A. Ces résultats sont conformes à ceux des tests de décollement qui ont montré que les barres de la résine A ont eu rapidement un décollement, contrairement de celles de la résine qui ont pu résister jusqu'à au moins 500 cycles sauf pour la A5.

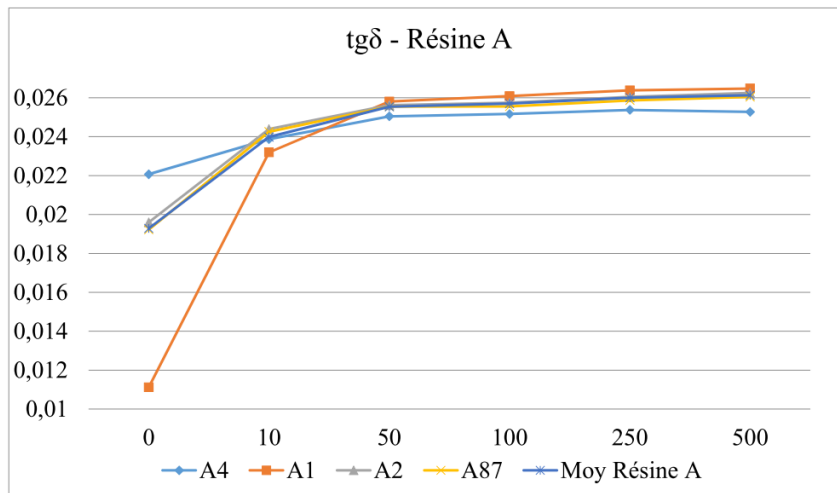


Figure 3. 20. Evolution des pertes diélectriques en fonction du vieillissement pour la résine A

Une autre constatation à noter à l'issue de cet essai est liée aux valeurs initiales du $\text{tg}\delta$: celles-ci sont plus faibles pour les barres imprégnées dans la résine A (0,19 pour la valeur moyenne) que celles imprégnées dans la résine B (0,24 pour la valeur moyenne). Cela veut dire que la résine A présente moins de pertes diélectriques à la réception mais qu'elle se dégrade d'une manière plus importante avec le vieillissement par rapport à la résine B.

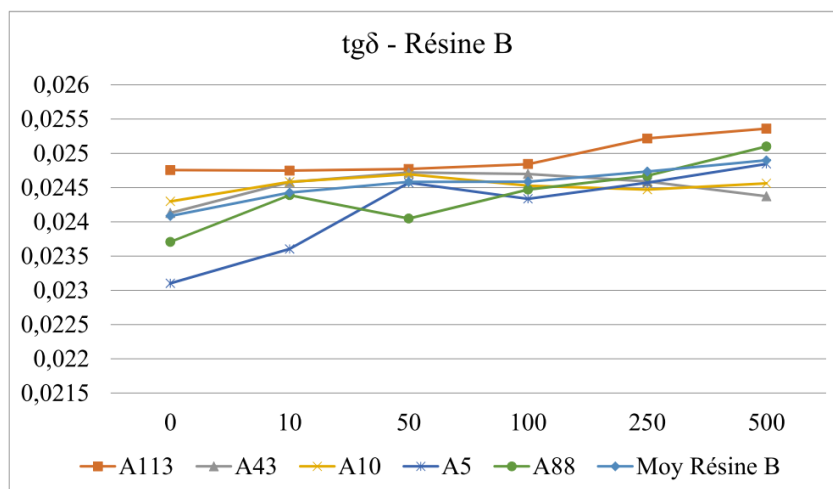


Figure 3. 21. Evolution des pertes diélectriques en fonction du vieillissement pour la résine B.

3.4 Conclusion

On rappelle que les résultats d'analyse du spectre d'impédance, ainsi que les résultats des tests de diagnostic par identification réalisés sur la machine au cours de son vieillissement seront présentés au chapitre IV. Nous avons fait ce choix, car jusqu'à ce stade de l'étude, nous avons exploité des approches de modélisation comportementales très simples pour le

bobinage de la machine. L'évolution de leurs paramètres n'est donc pas tout à fait équivalente à l'évolution des paramètres physiques du système isolant. Ainsi, nous allons utiliser ces données expérimentales comme critère d'évaluation des modèles qui seront proposés et testés au chapitre IV, selon différentes approches de modélisation.

4 Modèles paramétriques pour le diagnostic du système isolant

4.1 Introduction

Le diagnostic et le pronostic des systèmes par identification paramétrique sont basés sur le suivi en valeur et en tendances d'un indicateur de diagnostic. La situation idéale se rencontre lorsqu'un paramètre, tel qu'une capacité ou un coefficient de proportionnalité, n'est corrélé qu'au vieillissement du système - et plus généralement au défaut à diagnostiquer. Dans le cas contraire, l'indicateur sera une fonction des paramètres, par exemple un rapport ou une différence permettant d'éliminer un terme dépendant de la température.

Tout l'enjeu du diagnostiqueur est donc de trouver une structure de modèle permettant de calculer cet indicateur dans les conditions opérationnelles du système. Dans les chapitres précédents, nous avons développé une méthodologie permettant d'évaluer et de comparer très simplement le potentiel de structures candidates en terme de diagnostic. Nous allons maintenant l'appliquer, d'abord pour une barre Roebel, puis pour un bobinage filaire aléatoire. En effet, la puissance typique des génératrices d'hydroliennes est de l'ordre du mégawatt, or c'est justement une puissance qui correspondant généralement à la limite de transition entre les technologies de bobinage filaire et formé. L'amélioration des performances des résines époxy et le moindre coût de fabrication des bobinages filaires font que la puissance de transition entre les deux technologies a plutôt tendance à augmenter ; d'où l'intérêt de l'étude du bobinage filaire.

4.2 Étude d'une barre Roebel

4.2.1 Problématique

La collaboration avec JEM nous a permis d'accéder à des barres Roebel avant, pendant et à l'issue d'un vieillissement thermomécanique normalisé. L'idéal aurait été pour nous de pouvoir identifier à chaque étape les barres positionnées dans leur circuit magnétique de façon à pouvoir identifier des structures de modèle proches de celles exploitables à terme pour la

surveillance en ligne des machines haute tension. Mais pour des raisons technico-économiques cela n'a pas été possible et, comme décrit au chapitre 3, nous avons finalement appliqué la tension d'excitation du système isolant entre les conducteurs en cuivre accessibles à une extrémité de la barre et un point de contact établi au centre de la barre, sur le revêtement conducteur gris recouvrant l'isolation de masse. La valeur de la résistance surfacique de ce revêtement étant relativement importante comparativement aux autres impédances mises en jeu, les structures de modèle qui ont donné les meilleurs résultats intègrent des résistances modélisant les pertes joules liés aux courants surfaciques du revêtement lors de la charge/décharge du mur isolant. On comprend aisément que si l'excitation était appliquée entre le conducteur en cuivre et la carcasse magnétique, le trajet des courants serait perpendiculaire à la surface de la barre (du revêtement, donc avec une importance relative de ces pertes différente.

Par ailleurs, les mesures des décharges partielles, de l'angle de perte (tangente δ) et l'analyse visuelle des barres ont mis en évidence que le vieillissement accéléré mis en œuvre avait finalement peu dégradé la résine d'un point de vue chimique. En fait, il semble que le protocole de vieillissement ait surtout eu pour conséquence le décollement partiel de la résine à certains endroits, avec l'apparition de cavités entre le cuivre et la couche de résine isolante (cf figure 1.7). Si ces essais ont permis à JEM de comparer le comportement de deux résines soumises à un protocole de vieillissement normalisé, celui-ci n'est pour autant pas représentatif du vieillissement classique du mur isolant des machines haute tension. Et donc l'enjeu de la recherche de structure de modèle à partir des mesures expérimentales des barres Roebel est ici surtout exploratoire : nous ne pouvons que comparer ce qu'apporte l'identification de modèle paramétrique haute fréquence du système isolant par rapport à l'exploitation des décharges partielles ou de la mesure de tangente δ . Cela nous permet évidemment aussi d'illustrer la méthodologie proposée au chapitre 2 pour un premier système possédant une géométrie simple.

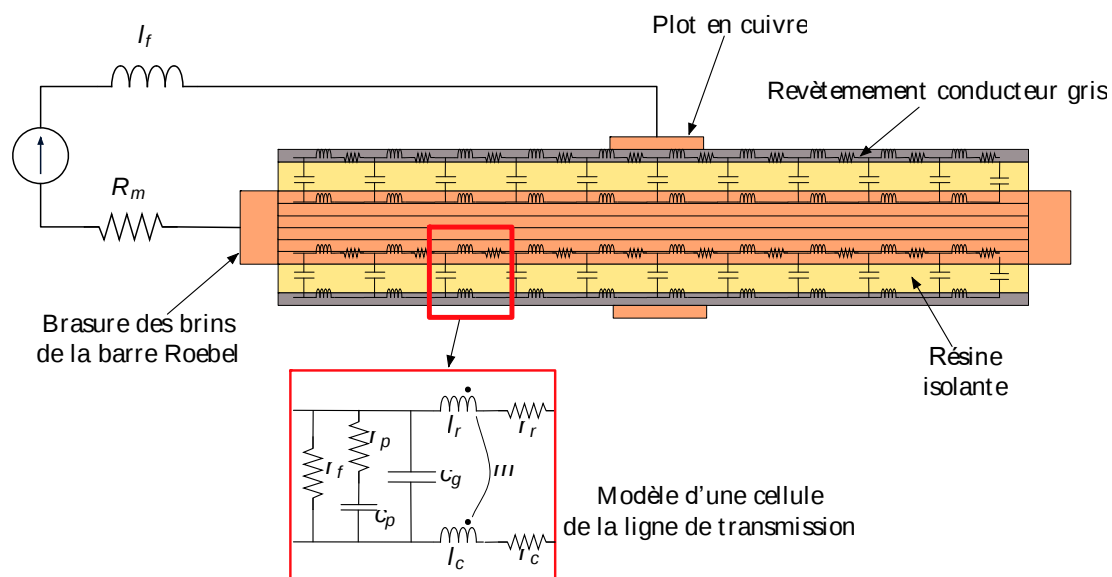


Figure 4.1. Modélisation d'une barre Roebel par ligne de transmission

La figure 4.1 rappelle les éléments du montage expérimental et sa traduction en schéma électrique : la résistance R_m est utilisée pour mesurer le courant chargeant/déchargeant le système isolant et l_f est l'inductance du câble reliant la sortie du générateur aux plots en cuivre assurant le meilleur contact possible avec le revêtement gris conducteur. C'est par l'intermédiaire de ce revêtement qu'on parvient à appliquer une différence de potentiel au

système isolant tout le long de la barre. Bien que la valeur numérique de l_f soit très faible, il est indispensable d'en tenir compte au vue de la valeur elle aussi très faible (quelques centaines de pF) des capacités de la ligne de transmission. Cette inductance a été mesurée à l'aide d'un RLC-mètre et par identification paramétrique, en remplaçant la barre par une capacité étalon. Par ailleurs, le câble est de type multibrins, donc avec des effets de peau et de proximité très limités (nous l'avons vérifié à l'aide de l'analyseur d'impédance HP4294A).

La géométrie de la barre étant relativement simple, il est raisonnable de considérer que les lignes de courant sont canalisées par les brins de cuivre et le revêtement conducteur de surface. La modélisation du système isolant par une ligne de transmission ne pose a priori pas de problème particulier, les seules interrogations concernent :

- la modélisation d'un volume élémentaire du matériau isolant : peut-on se contenter d'une simple capacité c_g , où faut-il ajouter une résistance de fuite r_f et/ou un élément $r_p - c_p$ modélisant la déformation de la structure moléculaire du matériau isolant sous l'effet du champ électrique ?
- la modélisation des effets inductifs : peut-on se contenter d'inductance propre ou faut-il prendre en compte les effets de couplage (entre les inductances du revêtement et celles du cuivre) ?
- faut-il tenir compte des effets de peau pour modéliser la résistance linéique du volume élémentaire d'un brin de cuivre ?
- et enfin quelle est la meilleure granularité de la structure ?

Apporter une réponse à ces questions correspond à rechercher le meilleur compromis entre simplicité et performance du modèle.

4.2.2 Modélisation du système isolant

4.2.2.1 Analyse physique préalable

Nous avons déjà expliqué que l'augmentation du nombre de paramètres dégrade le conditionnement du hessien en créant des vallées dans l'hyper-surface critère. Par expérience, nous savons qu'il est préférable de limiter à 5 ou 6 ce nombre de paramètres. Nous sommes donc confrontés à la hiérarchisation des phénomènes à prendre en compte en priorité :

- La résistance surfacique du revêtement étant relativement élevée, il est indispensable d'en tenir en compte. Etant donné sa faible épaisseur, on peut raisonnablement considérer que sa valeur est indépendante de la fréquence dans la gamme de fréquences des signaux utilisés pour l'estimation.
- La résistance de fuite r_f des barres avant vieillissement étant de l'ordre de plusieurs $G\Omega$, il est illusoire de vouloir estimer ce paramètre car la résolution du système d'acquisition (quantificateur 8 bits) ne permet tout simplement pas de mesurer ce courant de fuite.
- Pour limiter le nombre de paramètres, nous avons dans un premier temps imposé les mêmes inductances linéiques pour le revêtement conducteur et les brins de cuivre. Ce choix est discutable, mais se justifie partiellement par le fait que les courants dans les brins n'ont aucune raison de pénétrer au cœur de la barre. L'idéal aurait été d'avoir recours à une analyse fine par éléments finis.

- Pour savoir s'il était pertinent de tenir compte ou pas de la chute ohmique dans le cuivre (élément r_c), du paramètre mutuelle m et de la branche $r_p - c_p$, nous avons identifié les différentes variantes de structures et comparé leur comportement.

4.2.2.2 Mise en équation

Dans un premier temps, nous avons réalisé nos études pour des structures de 5 cellules élémentaires (figure 4.2).

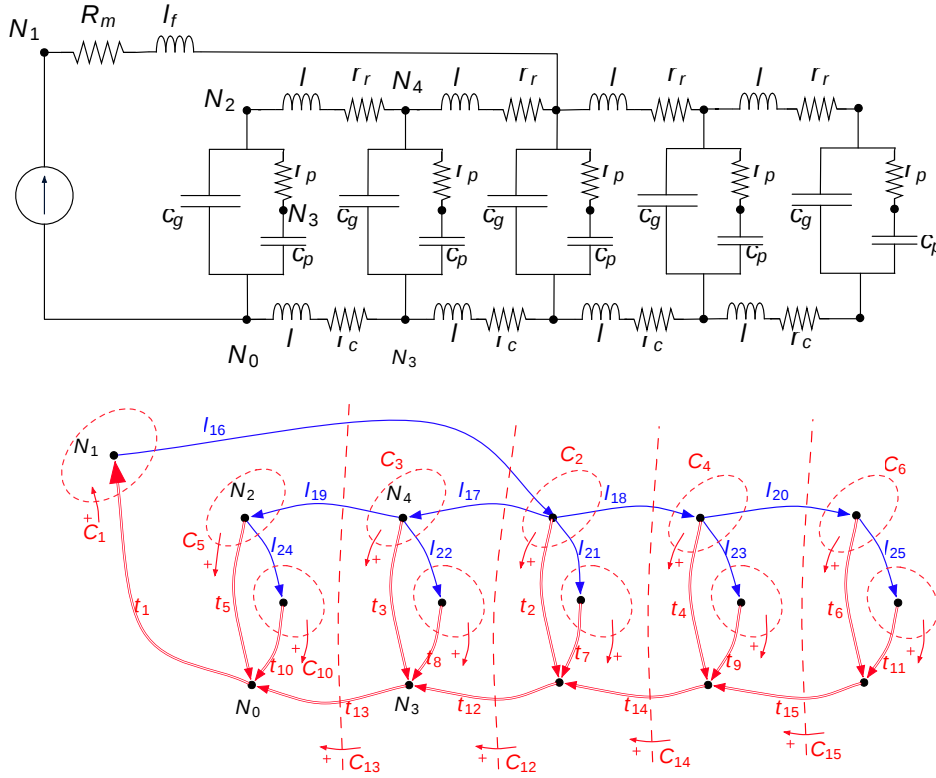


Figure 4.2. mise en équation d'une barre Roebel par la théorie des réseaux de Kirchhoff

On retrouve dans ce circuit 4 types de branche : de type E (le générateur d'impulsion), de type L (les branches $l - r_r$ et $l - r_c$), de type C (les capacités c_g et c_p) et de type R (les résistances r_p). Dans le graphe associé au circuit, les indices indiquent le numéro de branche et les lettres t et l précisent s'il s'agit d'une branche de l'arbre normal (*twig*) ou un lien du co-arbre (*link*). On constate que ce graphe possède des coupes purement inductives (les coupes C_{12} à C_{15}). En d'autres termes, tous les courants d'inductance ne peuvent pas être des variables d'état. Comme indiqué sur le graphe, nous avons choisi de conserver les courants des inductances du revêtement ; les branches $l - r_c$ de type L sont intégrées à l'arbre normal afin d'atteindre tous les nœuds du graphe :

La matrice de coupe associée à ce graphe est donnée ci-dessous (équation (4.1)). Son analyse montre clairement qu'un choix pertinent de l'arbre normal et une numérotation judicieuse des branches du graphe permettent d'obtenir des sous-matrices $Q_{l_{EL}}$, $Q_{l_{ER}}$, $Q_{l_{CL}}$, $Q_{l_{CC}}$, $Q_{l_{LL}}$ et $Q_{l_{LR}}$ présentant des structures répétitives qui autorisent l'automatisation de son écriture pour un nombre quelconque de cellules de la ligne.

Finalement, les équations (4.5) et (4.6) donnent l'équation différentielle du modèle suivante similaire à celle d'une ligne de transmission étudiée dans le chapitre 2 (équation (2.46)) :

$$\begin{bmatrix} c_{t_C} & 0 \\ 0 & \mathcal{L} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{t_C} \\ i_{l_L} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathcal{R}^{-1} & Q_{l_{CL}} \\ -Q_{l_{CL}}^T & \left(\mathcal{R}_{l_L} + Q_{l_{LL}}^T \cdot \mathcal{R}_{t_L} \cdot Q_{l_{LL}} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{t_C} \\ i_{l_L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -Q_{l_{EL}}^T \end{bmatrix} \cdot e(t) \quad (4.7)$$

à partir de laquelle on obtient directement les matrices à coefficients constant $\mathcal{A}(\theta)$ et $\mathcal{B}(\theta)$ de la représentation d'état.

4.2.2.3 Protocole optimal

Méthodologie, réification

Dans la suite, nous utilisons une trajectoire excitante de type échelon de tension, et nous optimisons l'horizon d'observation. La figure 4.3 visualise la tension appliquée au système isolant et le courant mesuré à l'aide de R_m . La réponse indicielle de la barre apparaît globalement comme la somme d'une réponse du 2^e ordre et d'une réponse du premier ordre.

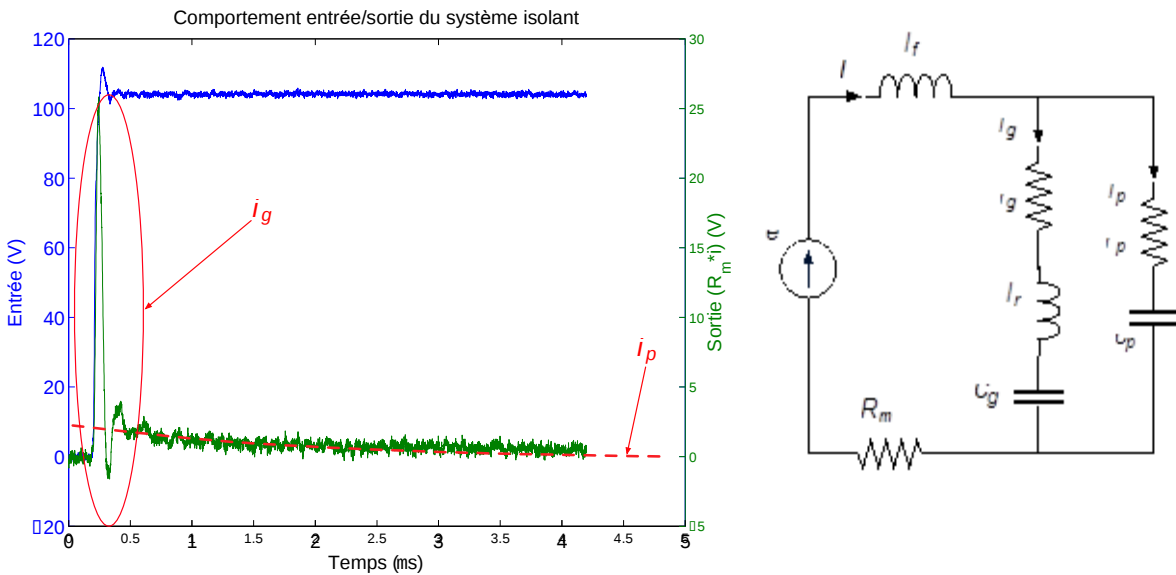


Figure 4.3. Protocole d'excitation et analyse visuelle du comportement du système isolant d'une barre Roebel

Lorsqu'on recherche une structure de modèle, une bonne méthode consiste à avancer étape par étape, en complexifiant (i.e. en affinant) progressivement la structure, de façon à disposer à chaque étape d'une évaluation grossière de la valeur optimale des paramètres. Si nécessaire, comme cela est expliqué au chapitre 2 (figure 2.13, page 76), nous avons recours à l'algorithme de Nelder-Mead avec une fonction de pondération afin de trouver le minimum global dans un sous-espace paramétrique a priori réaliste. Ceci nous assure que le modèle est bien réifiable. Il ne reste ensuite plus qu'à optimiser le protocole d'excitation.

Lors de cette étape d'optimisation, nous avons pu constater ce qu'on pouvait facilement imaginer à la lecture du schéma électrique de la figure 4.2 : la valeur de l'inductance l étant très faible, les fonctions de sensibilités de r_c et r_r sont quasiment colinéaires (courbes verte et bleue épaisses de la figure 4.4). En fait, tout se passe comme si ces deux résistances étaient en série, et l'augmentation de l'une peut se compenser par la diminution de l'autre sans modifier

le comportement entrée/sortie. À noter que pour faire cette analyse, il ne nous est pas indispensable de réaliser l'identification : nous avons écrit une fonction *Matlab* simulant les fonctions de sensibilité et calculant le hessien d'un modèle quelconque pour une valeur quelconque des paramètres. Nous pouvons l'utiliser pour visualiser de façon préalable les problèmes de colinéarité entre fonctions de sensibilité.

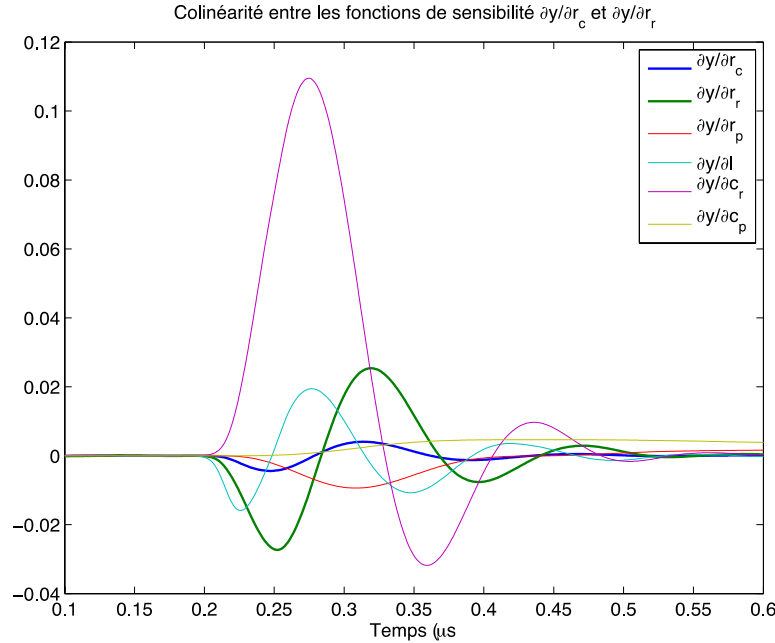


Figure 4.4. Mise en évidence de la non identifiabilité d'une structure par colinéarité des fonctions de sensibilité

Horizon d'observation optimal

La Figure 4.5 illustre la recherche de l'horizon d'observation optimal pour une trajectoire excitante de type échelon et un modèle de la cellule élémentaire à 5 paramètres (cf. figure 4.2) : $\theta^T = [r_r, r_p, l, c_g, c_p]$ et $x^T = [v_{tc}, i_{l_L}]$. Cette figure représente la simulation des cinq fonctions de sensibilité pour la valeur optimale des paramètres ainsi que l'évolution du conditionnement en fonction de l'horizon d'observation. C'est-à-dire qu'à chaque instant de la simulation, nous calculons le rapport λ_m/λ_M des valeurs propres extrêmes (qui correspond à l'inverse du conditionnement, l'intérêt étant que ce rapport varie entre 0 et 1) :

- l'échelon de tension est appliqué à $t = 0,2 \mu s$,
- entre 0 et environ $1 \mu s$, la puissance de la fonction de sensibilité normalisée $c_p \cdot \frac{\partial y_m}{\partial c_p}(t)$ est très inférieure à celles des quatre autres paramètres r_r, r_p, c_g et l ; le hessien est alors très mal conditionné,
- puis progressivement sa puissance (donc son énergie sur l'horizon d'observation) augmente, ce qui améliore le conditionnement du hessien, c'est-à-dire que l'hyper-surface du critère quadratique devient de plus en plus sphérique,
- au delà d'environ $6 \mu s$, les deux fonctions de sensibilité normalisées $c_p \cdot \frac{\partial y_m}{\partial c_p}(t, \theta_o)$ et $r_p \cdot \frac{\partial y_m}{\partial r_p}(t, \theta_o)$ deviennent très colinéaires en s'annulant progressivement et donc n'apportent plus d'information supplémentaire; le conditionnement reste alors à peu près constant. En zoomant, on vérifie que le conditionnement se dégrade très lentement, et d'autant plus que les mesures sont bruitées (Figure 4.5).

Par ailleurs, on peut constater qu'entre 0 et 5 μs , les 5 fonctions de sensibilités ne sont absolument pas colinéaires, et avec un même ordre de grandeur de leur amplitude maximale, alors que les paramètres ont ici des ordres de grandeur très différents. On visualise bien la nécessité de réaliser l'optimisation dans l'espace paramétrique relatif ! Par ailleurs, on obtient un conditionnement du hessien d'environ 25, ce qui montre que la trajectoire excitante est très satisfaisante (par expérience, on obtient en effet couramment des conditionnements de l'ordre de 10^5 pour un modèle à 5 paramètres).

En conclusion, l'estimation des paramètres de ce modèle pour une trajectoire d'excitation en échelon pourra se faire avec un horizon d'observation de 2.8 μs : cela correspond à un bon compromis entre conditionnement du hessien et temps de simulation du modèle.

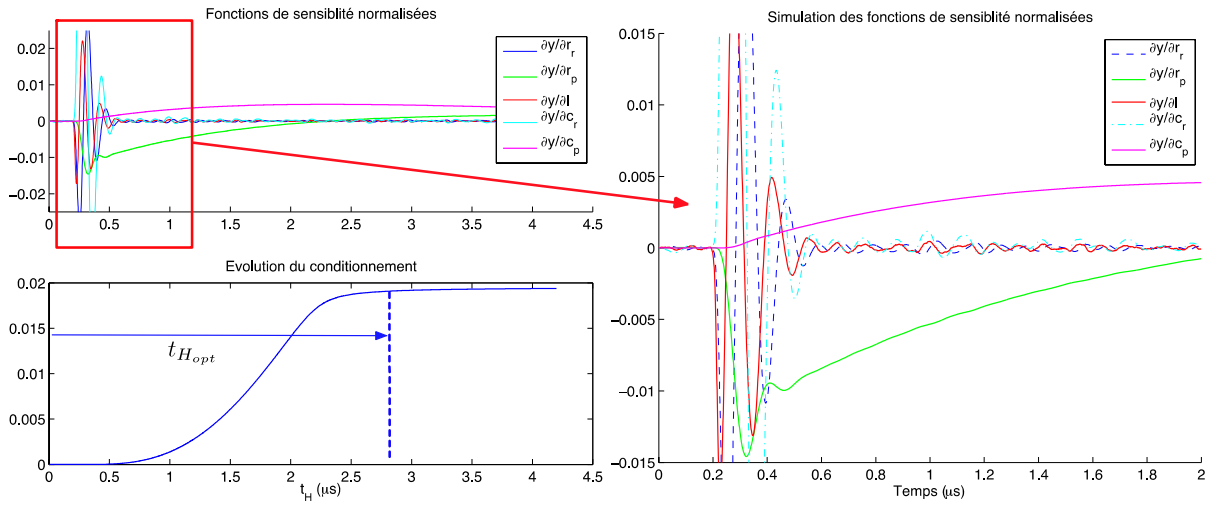


Figure 4.5. Évolution du conditionnement en fonction de l'horizon d'observation

4.2.2.4 Évolution des critères en fonction de la granularité

Première sélection de structure

Pour répondre aux questions posées en section 4.3.1.1 quant aux hypothèses simplificatrices envisageables, nous avons calculé plusieurs critères de comparaison (conditionnement, distance normalisée et incertitudes relatives des paramètres) pour :

- la structure *S1* à 5 paramètres (r_r, r_p, l, c_g, c_p) et 5 cellules définie par la 4.2,
- une variante *S2* ne prenant pas en compte la branche $r_p - c_p$ dans la cellule élémentaire de la ligne,
- et un structure *S3* de modèle de type comportemental, inspirée de l'analyse de la réponse temporelle pour laquelle on peut aisément « voir » la réponse comme la somme de deux courants (Figure 4.3) : un premier courant i_g correspondant à un système du second ordre très amorti et un second courant i_p correspondant à la réponse d'un système du premier ordre, de constante de temps très supérieure. Cette structure se rapproche finalement de celle d'une ligne de transmission à une seule cellule.

La Figure 4.6 compare la réponse des trois modèles identifiés avec leur horizon d'observation optimal. On constate que les modèles *S1* et *S3* à 5 paramètres parviennent

remarquablement bien à expliquer le comportement du système isolant (les sorties des deux modèles sont quasiment superposées).

Par contre il est intéressant de comparer l'ensemble des critères : le Tableau 4-1 présente le conditionnement, la distance normalisée et les incertitudes relatives des différents paramètres obtenus pour une distance $D(\theta) = D(\theta_{opt}) \cdot (1 + \alpha)$, avec une valeur arbitraire $\alpha = 1\%$ (cf. Figure 2.3). Attention de ne pas attribuer trop d'importance à ces incertitudes relatives : leur principal intérêt est surtout de mettre en évidence les paramètres les plus concernés par le mauvais conditionnement du hessien (par la présence d'une vallée). Bien que la modèle S3 n'explique que très partiellement le comportement E/S, son conditionnement est le meilleur tout simplement parce qu'il ne contient que 3 paramètres.

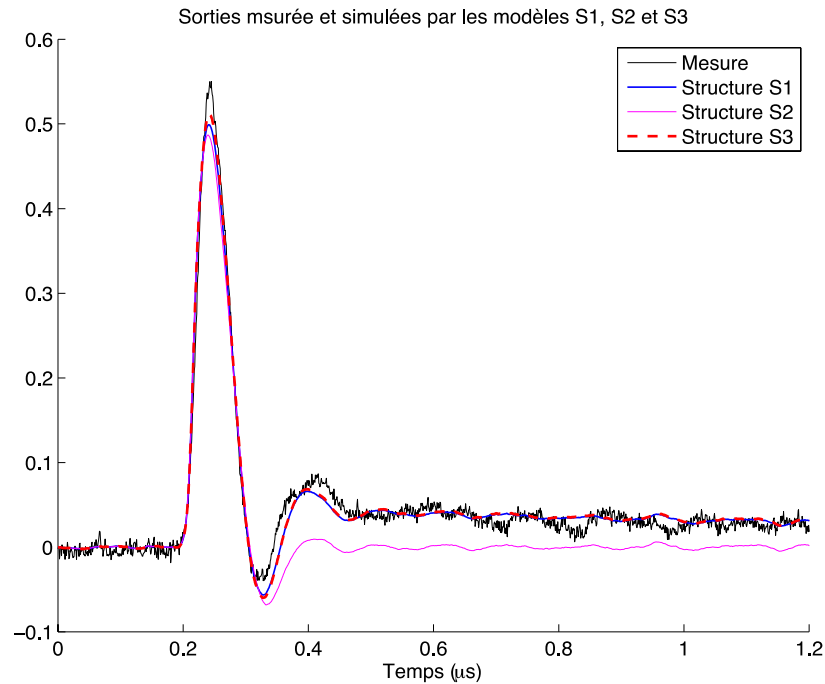


Figure 4.6. Comparaison des sorties simulées par plusieurs structures de modèle pour leur valeur optimale des paramètres

Par ailleurs, si S1 et S3 présentent à peu près les mêmes distances normalisées au point optimal, le modèle S1 est légèrement mieux conditionné, avec des incertitudes paramétriques un peu plus faible. On peut enfin constater que l'inductance présente la plus grande incertitude ; il serait délicat d'exploiter ce paramètre pour le diagnostic, mais ce pas n'est gênant ici puisque l'inductance est sensée ne pas être impactée par le vieillissement du système isolant.

En conclusion, la structure S1 semble présenter globalement les meilleurs résultats.

Tableau 4-1. Comparaison quantitative de trois structures de modèle d'une barre Roebel.

Structure	Conditionnement (λ_m/λ_M)	Distance $D_n(\theta_{opt})$	r_r (Ω) $\Delta r_r/r_r$ (%)	l_r (μH) $\Delta l_r/l_r$ (%)	c_g (pF) $\Delta c_g/c_g$ (%)	c_p (pF) $\Delta c_p/c_p$ (%)	r_p (Ω) $\Delta r_p/r_p$ (%)
S1	0.0211	0.030	105 (+/- 4 %)	0,39 (+/- 12 %)	44 (+/- 2 %)	181 (+/- 5 %)	10839 (+/- 4 %)
S2	0.2914	0.217	143 (+/- 13 %)	0.31 (+/- 52 %)	49,8 (+/- 5 %)		
S3	0.0051	0.029	22	0.56	220	929	2115

			(+/- 4 %)	(+/- 15 %)	(+/- 2,2 %)	(+/- 6 %)	(+/- 19 %)
--	--	--	-----------	------------	-------------	-----------	------------

Pour cette structure, il est également intéressant d'analyser l'influence du nombre de cellules de la ligne. Le tableau suivant présente l'évolution des critères pour différents nombres de cellules ($N_c = 3, 5, 7, 9$). Nous ne sommes pas allés au delà de 9 cellules car l'augmentation du nombre de cellules n'apporte visiblement pas d'amélioration.

Tableau 4-2. Influence de la granularité de la structure sur les indicateurs de comparaison

Structure (N_c)	Conditionnement (λ_m/λ_M)	Distance $D_n(\theta_{opt})$	r_r (Ω) $\Delta r_r/r_r$ (%)	l_r (μH) $\Delta l_r/l_r$ (%)	c_g (pF) $\Delta c_g/c_g$ (%)	c_p (pF) $\Delta c_p/c_p$ (%)	r_p (Ω) $\Delta r_p/r_p$ (%)
S1(3)	0,0267	0,032	191 (+/- 6 %)	0,87 (+/- 11 %)	75 (+/- 2 %)	303 (+/- 6 %)	6550 (+/- 5 %)
S1(5)	0,0211	0,030	105 (+/- 4 %)	0,39 (+/- 12 %)	44 (+/- 2 %)	181 (+/- 5 %)	10839 (+/- 4 %)
S1(7)	0,0198	0,030	100 (+/- 4 %)	0,25 (+/- 12 %)	40 (+/- 2 %)	181 (+/- 5 %)	10800 (+/- 5 %)
S1(9)	0,0198	0,030	74 (+/- 4 %)	0,25 (+/- 11 %)	31 (+/- 2 %)	129 (+/- 5 %)	15160 (+/- 5 %)

Les tableaux précédents donnent des indicateurs chiffrés. Il faut aussi évaluer la capacité des structures à calculer un indicateur de diagnostic pertinent. Dans la section suivante, nous étudions l'évolution des paramètres avec le vieillissement

4.2.3 Analyse du vieillissement

La figure suivante compare les évolutions relatives des 4 paramètres r_r , r_p , c_g , c_p pour les structures S1(9) et S3, et pour une même barre (barre n°1). La référence a été prise à 50 heures de vieillissement thermomécanique (cf. chapitre 3). À chaque stade de vieillissement, les valeurs indiquées correspondent à la moyenne des estimations pour 5 enregistrements E/S.

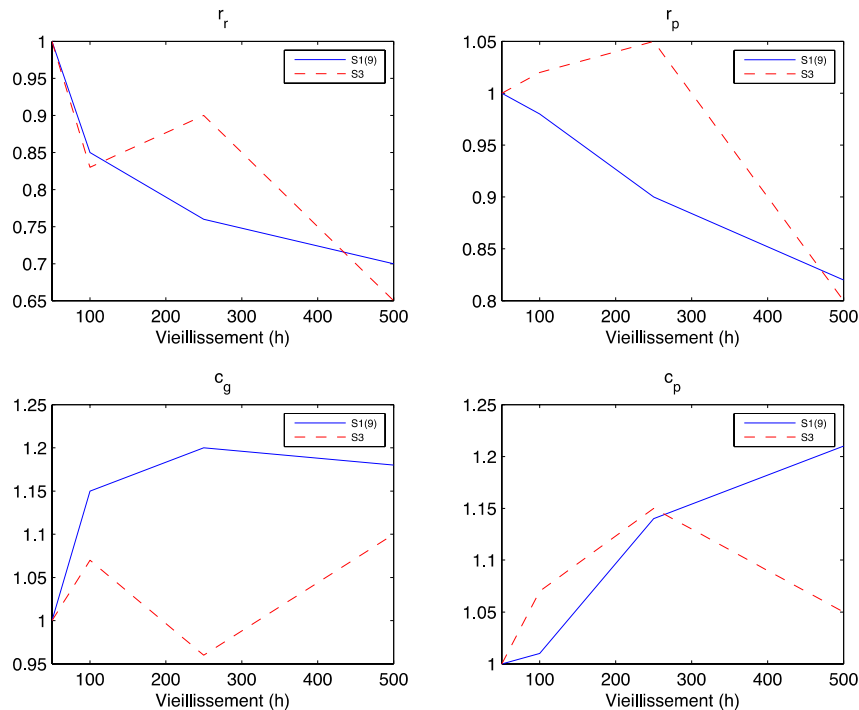


Figure 4.7. Évolution relative des paramètres d'un modèle de type ligne de transmission (S1) et d'un modèle comportemental (S3)

Pour les deux modèles, on retrouve les mêmes ordres de grandeur de l'évolution relative, par contre la structure du modèle $S1$ à 9 cellules présentent des évolutions relatives beaucoup plus régulières. Cela s'explique probablement par le fait que cette structure impose une répartition des courants dans la barre proche de la réalité. Par ailleurs, il aurait été intéressant d'étudier un modèle avec des capacités c_g différentes à droite et à gauche des plots en cuivre (figure 4.1) de façon à mettre en évidence l'apparition des décollements de la résine. C'est une perspective immédiate de ce travail.

4.2.4 Conclusion

Dans cette première partie, nous avons essayé d'extraire un maximum d'informations de la réponse indicielle du système isolant d'une barre Roebel. En corrélant l'évolution des paramètres d'une structure sélectionnée sur la base de critères qualitatifs et quantitatifs avec les mesures effectuées par JEM, nous avons pu vérifier que l'approche paramétrique offre des perspectives intéressantes pour le monitoring du système isolant des machines haute tension. Mais ce n'est qu'une première étape, car le comportement entrée/sortie d'une barre placée dans son circuit magnétique diffère de celui que nous avons étudié en raison du chemin différent du courant chargeant/déchargeant le mur isolant.

4.3 Etude d'un bobinage filaire aléatoire

Les dimensions des conducteurs et des matériaux isolants d'un bobinage formé étant connues de façon suffisamment précise, on peut envisager le recours aux outils numériques de résolution du champ électromagnétique (éléments finis, etc.) pour évaluer les mutuelles, capacités et les pertes fer mises en jeu dans le comportement entrée/sortie du système isolant. Mais la géométrie d'un bobinage aléatoire est malheureusement beaucoup plus complexe que celle d'une barre. Même avec la mécanisation du bobinage des enroulements, il est illusoire de considérer connue la position de la $i^{\text{ème}}$ spires d'une bobine dans les encoches. Comment alors représenter graphiquement le circuit électrique d'un tel système pour son analyse ? Quels sont les couplages capacitifs et inductifs à considérer ? Faut-il tenir compte des pertes fer ? Si la littérature apporte quelques éléments de réponse [63], [70], nous avons pris le parti de nous appuyer systématiquement sur des données expérimentales pour rechercher/comparer les structures de modèle ; la question de sa granularité étant ici essentielle.

Dans [101], nous avons en effet étudié un modèle comportemental inspiré de l'analyse des réponses fréquentielle et temporelle du système isolant. Dans ce modèle à plusieurs branches R-L-C parallèles, chaque branche est associée à une composante du courant observé. L'étude de la dépendance des paramètres avec la température et le vieillissement du système isolant a mis en évidence les limites d'un modèle purement comportemental : par exemple les inductances dépendent fortement de la température, et nous n'avons trouvé aucune interprétation physique cohérente des évolutions relatives des paramètres en fonction du vieillissement. Nous pouvions nous en douter, mais nous avons voulu le vérifier avant de commencer l'étude de modèle plus complexe de type boîte grise.

4.3.1 Lignes de transmission

4.3.1.1 Introduction

Le bobinage complet d'une phase consiste en la mise en série (et éventuellement en parallèle) de plusieurs enroulements positionnés chacun dans une paire d'encoches. La propagation d'un front de tension dans les bobinages filaire a été abondamment étudiée dans la littérature : d'abord pour analyser le comportement des transformateurs élévateur/abaisseur

de tension soumis à la foudre ou à un court-circuit du réseau [111], [112], puis pour étudier l'impact des onduleurs PWM sur le bobinage des actionneurs qui n'avaient pas été conçues initialement pour subir de tels dV/dt [33].

Ces études considèrent généralement la tension appliquée aux bornes d'une phase ou d'une bobine. Notre contexte est légèrement différent puisque nous appliquons la tension d'excitation entre l'entrée d'une bobine (d'une phase) et le circuit magnétique, l'idée sous-jacente pour le diagnostic étant de forcer les courants à charger/décharger non seulement les capacités spire-spire du bobinage mais aussi les capacités spire-masse. Dans les deux cas, les phénomènes de propagation du front de tension dans les spires du bobinage sont néanmoins tout à fait similaires. La différence notable est qu'ici les courants chargeant/déchargeant le système isolant empruntent forcément le circuit magnétique, d'où l'importance d'étudier son rôle dans le comportement entrée/sortie. Par ailleurs, des mesures réalisées en différents points intermédiaires d'un bobinage réalisé spécialement pour cette étude (Figure 4.8) ont montré que les couplages capacitifs au niveau des têtes de bobines jouent un rôle prépondérant dans la propagation de l'onde de tension d'un enroulement à l'autre. Comme pour la barre, notre approche a donc consisté à avancer pas à pas, en complexifiant progressivement nos modèles, avec en ligne de mire l'objectif de disposer à terme d'un modèle haute fréquence du système isolant du bobinage complet de la machine.

4.3.1.2 Influence du circuit magnétique

Montage expérimental

Pour cette première étude, nous avons utilisé un stator spécialement re-bobiné avec des points d'accès aux connexions de tous les enroulements de la première paire de pôle (Figure 4.8). Et dans la seconde demi-machine, seuls trois enroulements ont été positionnés dans les encoches du circuit magnétique de façon à disposer d'un espace suffisamment important entre les conducteurs des têtes des enroulements pour annuler tout couplage capacitif. Il est donc possible d'assembler à loisir les enroulements en série/parallèle, et les mesures des potentiels aux différents points d'un bobinage peuvent être utilisées comme des sorties supplémentaires de nos modèles.

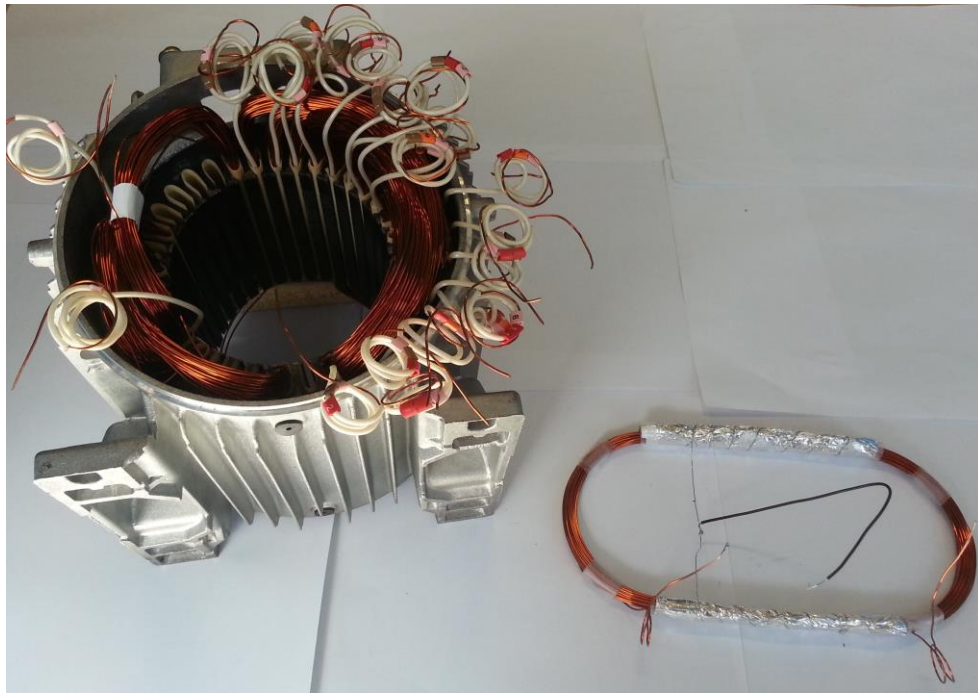


Figure 4.8. Montage expérimental pour étudier l'influence des couplages capacitifs des têtes de bobine et du circuit magnétique

Pour analyser l'influence du circuit magnétique, l'entreprise en charge du re-bobinage nous a également fourni des enroulements avec les trois ouvertures angulaires (intérieur, milieu et extérieur) du bobinage à deux paires de pôle, classique pour ce type de stator. Nous pouvons donc identifier le modèle entrée/sortie d'un enroulement hors et dans circuit magnétique, sans phénomène de couplage capacitif inter-enroulement au niveau des têtes de bobine. L'identification de l'enroulement dans l'air est réalisée en appliquant la tension d'excitation entre une des deux connexions et un revêtement (feuille d'aluminium) recouvrant les conducteurs normalement placés dans les encoches, avec une couche isolante entre les conducteurs et la feuille d'aluminium. Nous pouvons évidemment nous attendre à trouver des valeurs de capacité spire-masse et des inductances très différentes dans les deux situations (hors/dans circuit magnétique), par contre nous devrions retrouver approximativement les mêmes valeurs de capacité spire-spire.

Analyse préalable du comportement entrée/sortie du système isolant

La Figure 4.9 donne le spectre d'impédance de la bobine dans l'air. On retrouve un spectre caractéristique en trois parties similaire à ceux des différents bobinages statoriques disponibles au laboratoire que nous avons pu tester : un comportement purement capacitif en basse fréquence, une seconde plage contenant une fréquence de résonance suivie d'une anti-résonance, et une troisième plage fréquentielle dans laquelle la bobine se comporte à nouveau comme un élément purement capacitif (de valeur inférieure).

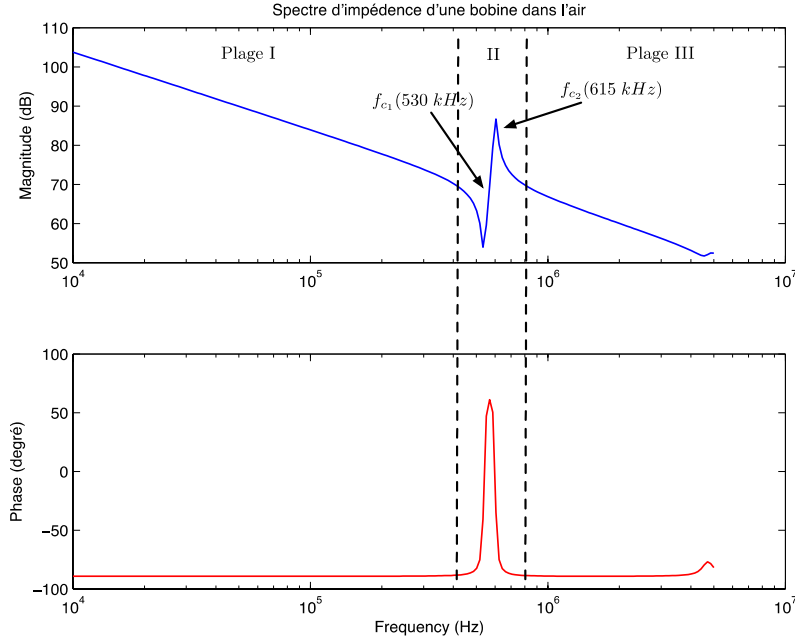


Figure 4.9. Spectre d'impédance du système isolant d'une bobine placée dans l'air

Une structure telle que celle proposée par la Figure 4.10 explique très bien ce comportement. Par expérience et d'après la littérature [93], on sait que l'ordre de grandeur des capacités entre spires est très supérieur à celui des capacités entre spire et masse. En basse fréquence, la ligne se comporte donc comme un ensemble de capacités spire-masse en parallèle. La fréquence f_{c1} correspond évidemment à la fréquence de résonance du réseau (l, m, c_g, c_w). Au delà, les capacités spires-spires « court-circuitent » les inductances et le comportement de la ligne redevient purement capacitif.

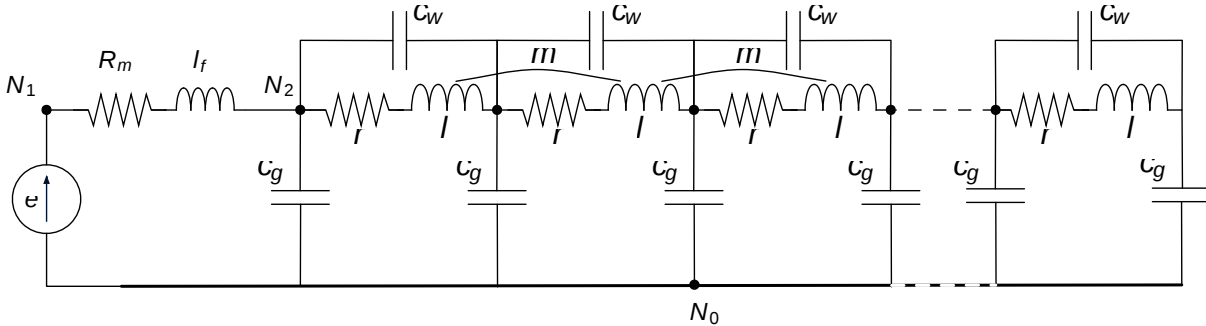


Figure 4.10. Modélisation d'un enroulement par une ligne de transmission

Obtention de l'équation d'état d'un enroulement filaire aléatoire

Notre objectif est de converger vers une granularité de la modélisation qui permette aux paramètres de la structure de conserver une signification physique tout en limitant la complexité du modèle (en particulier la dimension du vecteur d'état). L'idée sous-jacente est aussi de réduire au maximum le nombre de paramètres à estimer en ligne dans la phase de surveillance *in situ*. Par exemple, les inductances propres et mutuelles ne dépendent normalement ni de la température du bobinage, ni du vieillissement du système isolant. On peut donc imaginer estimer leur valeur dans une première phase (éventuellement en ayant recours à des moyens spécifiques tels qu'un protocole d'excitation adapté et l'utilisation de grandeurs de sortie autres que le seul courant chargeant/déchargeant le système isolant), et les

considérer ensuite comme constantes pendant la phase de surveillance *in situ* par identification paramétrique.

Pour cela, notre réflexion a été la suivante :

- Opter pour une granularité de la ligne de transmission à l'échelle du conducteur d'encoche ou de la spire (tel que cela a pu être réalisé par exemple pour des modèles de simulation des machines [68], [113] présente l'intérêt d'attribuer aux paramètres répartis de la cellule élémentaire une signification physique évidente. Le problème est que nous ne savons pas comment assembler ces cellules puisque nous avons une connaissance très approximative de la position des conducteurs dans l'encoche. Deux spires consécutives d'un même enroulement peuvent se trouver effectivement côte-à-côte dans une encoche et très éloignées dans une autre encoche. Choisir une structure de la ligne trop granuleuse peut donc se révéler contre-productif puisque cela revient à imposer aux courants du modèle un chemin physique qui ne correspond pas à la réalité.
- À l'opposé, ne considérer qu'une ou deux cellules pour expliquer le comportement haute fréquence du système isolant revient - comme dans le cas de la barre - à globaliser les phénomènes physiques dans un modèle de type circuit électrique pour lequel un élément $R-C$ est associé mentalement à une réponse temporelle d'un système du premier ordre et un élément $R-L-C$ à une réponse sinusoïdale amortie du second ordre. Le problème est que si l'expression de la fonction $\theta = f(\theta_\varphi)$ reliant les paramètres physiques du système aux paramètres du modèle peuvent éventuellement s'obtenir pour des circuits « didactiques » simple, ce n'est évidemment plus le cas pour le système isolant d'un bobinage filaire aléatoire.
- Et donc, nous allons tenter de modéliser l'enroulement par la mise en série de plusieurs cellules globalisant chacune plusieurs spires consécutives de l'enroulement, comme cela est illustré par les figures 4.11 et 4.12. En « déroulant » le circuit électrique à plat, nous obtenons un schéma électrique similaire à celui de la Figure 4.10, mais à la différence près que les capacités spire-spire c_w ne sont plus en parallèle de chaque branche $r-l$ de la ligne mais en parallèle de un ensemble des branches $r-l$ réalisant une boucle complète de l'enroulement (aller + tête de bobine + retour + tête de bobine). Le schéma électrique de la ligne de transmission d'un enroulement à trois spires globalisée est difficile à représenter graphiquement. À titre d'illustration, la Figure 4.13 donne le graphe d'un enroulement à 2 spires globalisées équivalentes pour lequel nous ne tenons pas compte des capacités de couplage au niveau des têtes de bobine.

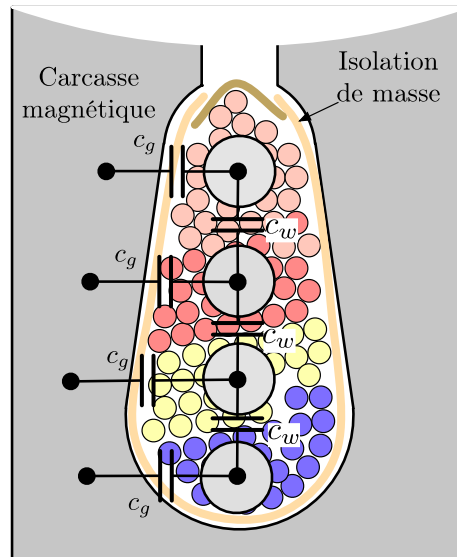


Figure 4.11. Modélisation des enroulements par spire globalisée équivalente dans l'encoche

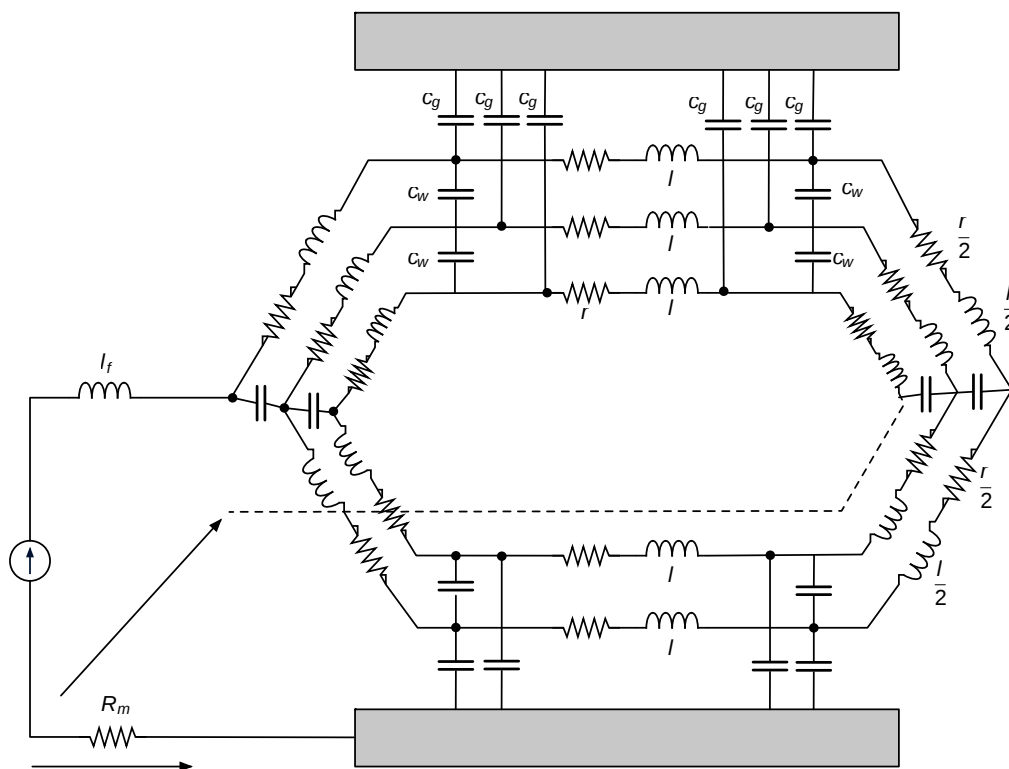


Figure 4.12. Modélisation d'un enroulement par multi-ligne de transmission

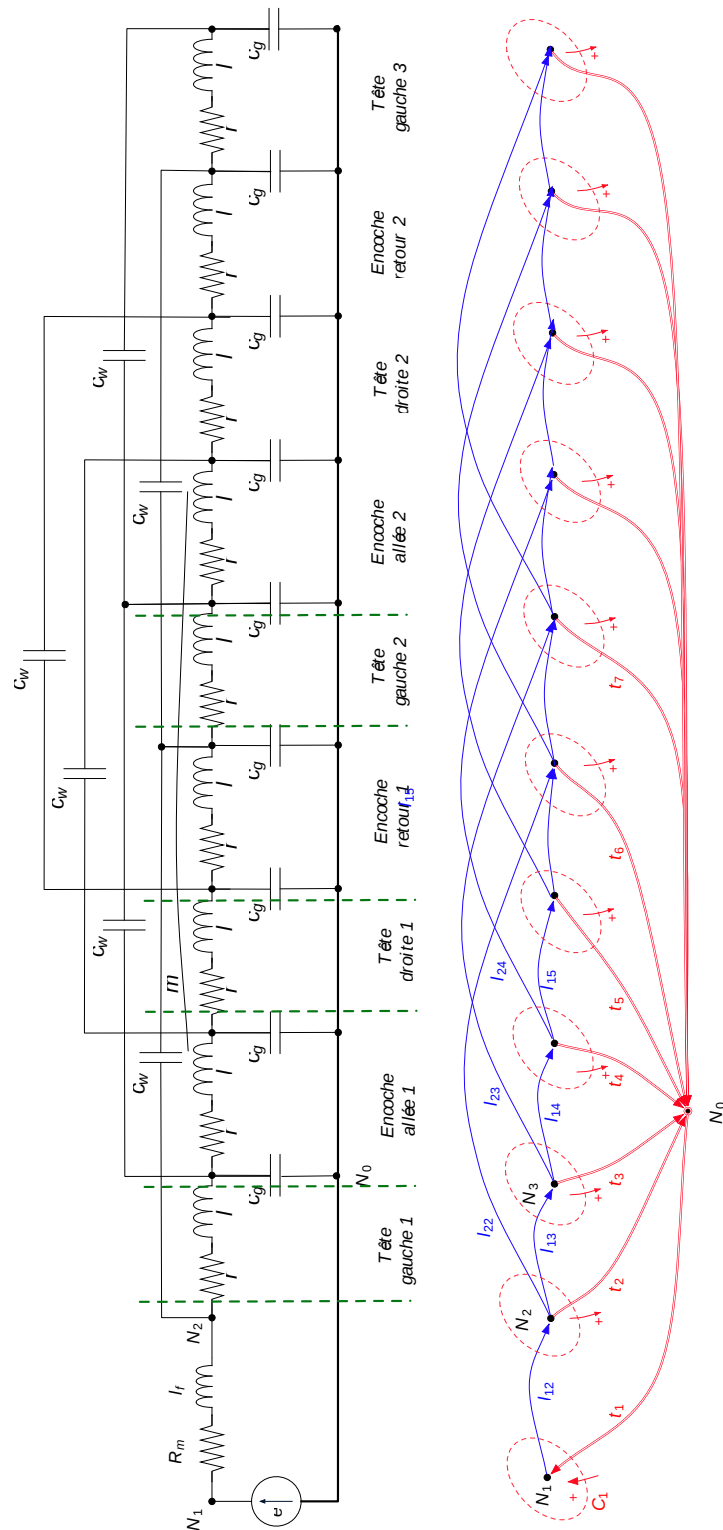


Figure 4.13. Modélisation d'un enroulement par une ligne de transmission – cas de 2 spires globalisées équivalentes.

Et c'est maintenant que nous allons pouvoir vraiment profiter de la puissance des outils de mise en équation développée au chapitre 2. Le graphe associé au circuit ne contient que des branches de type E , L et C . Son analyse nous incite à choisir les capacités spire-masse comme brindilles de l'arbre normal, les capacités spire-spire étant toutes rejetées dans le co-arbre. Les équations matricielles des équations différentielles du circuit sont alors en tout point

identiques à celles de la ligne de transmission définie par la Figure 4.10. La seule difficulté consiste à correctement définir la matrice de coupe et les matrices $\mathcal{C}_{t_C}$, $\mathcal{C}_{l_C}$, $\mathcal{L}_{l_L}$ et $\mathcal{R}_{l_L}$. Par exemple, pour le graphe d'un enroulement à deux spires équivalentes (figure 4.12), nous avons : $\mathcal{C}_{t_C} = \text{diag}(c_g, \dots, c_g)$, $\mathcal{C}_{l_C} = \text{diag}(c_w, \dots, c_w)$, $\mathcal{R}_{l_L} = \text{diag}(r, \dots, r)$ et

$$\mathcal{L}_{l_L} = \begin{bmatrix} l & & m & & \\ & l & & \ddots & \\ & & l & & m \\ m & & & \ddots & \\ & \ddots & & & l \\ & & m & & l \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Comme nous l'avons déjà vu à plusieurs reprises, un choix judicieux de l'arbre normal et de l'organisation des brindilles dans la matrice de coupe permet d'obtenir des propriétés de symétrie autorisant son écriture automatique pour un nombre quelconque de spires globalisées équivalente de l'enroulement.

Par contre, l'écriture de la matrice inductance $\mathcal{L}_{l_L}$ sous-entend des hypothèses simplificatrices discutables :

- Les résistances des différentes branches ne sont pas forcément identiques puisque leur longueur diffèrent. Pour limiter le nombre de paramètres, nous pouvons introduire des coefficients sur les résistances des têtes de bobines : $\mathcal{R}_{l_L} = \text{diag}(r, \alpha_r \cdot r, r, \alpha_r \cdot r, \dots, r, \alpha_r \cdot r)$, où $\alpha_r \in [0.7, 1]$ est défini à partir des longueurs moyennes des différentes parties de l'enroulement, et supposé connu pour le monitoring par identification paramétrique.
- De même, dès lors qu'une structure contient plusieurs spires équivalentes par encoche, les mutuelles entre spires diffèrent légèrement. Nous nous appuyons sur la littérature [92] pour initialiser les valeurs des mutuelles si nous cherchons à les identifier, ou pour leur attribuer une valeur réaliste si nous cherchons à limiter le nombre de paramètres : $m = \alpha_{l_{ij}} \cdot l$. De plus, même si les lignes de champs sont confinées dans l'entrefer en très haute fréquence, il n'y a pas de raison pour que les inductances propres linéiques des encoches et des têtes de bobines soient identiques. Pour limiter le nombre de paramètres du modèle, une approche pragmatique consiste – comme pour les résistances – à introduire les inductances linéique : $l_{\{tête\}} = \alpha_l \cdot l_{\{encoche\}}$, où α_l est prédéterminé et supposé connu pour l'identification.
- Pour ce qui concerne la modélisation de l'isolation spire-spire et spire masse réalisé principalement par résine époxy, nous nous sommes finalement contentés d'un simple capacité (contrairement à la barre Roebel), car après plusieurs tentatives, il est apparu que la résistance r_p de la branche parallèle de polarisation convergait systématiquement vers des valeurs extrêmement élevées.

Optimisation de la structure de modèle d'une bobine dans l'air

La figure Figure 4.14 compare les sorties mesurées et simulées par le modèle correspondant à la structure précédente (Figure 4.13) à 2 spires équivalentes, pour l'enroulement dans l'air. Le vecteur des paramètres est $\theta^T = [r, l, m, c_g, c_w]$. L'entrée du modèle est la tension appliquée par le générateur d'impulsions entre une extrémité de l'enroulement et le film d'aluminium. La sortie est constituée du courant et de la tension mesurée à l'autre extrémité de l'enroulement. On peut constater que le modèle reproduit relativement bien le comportement entrée/sortie de l'enroulement, en particulier les oscillations (surtensions) en bout de ligne. On observe sur cet exemple l'importance de la

matrice de pondération pour le calcul de la distance (car sans la pondération par l'inverse de la variance du signal de sortie, l'algorithme minimiserait surtout l'énergie de l'erreur de la tension de bout de ligne).

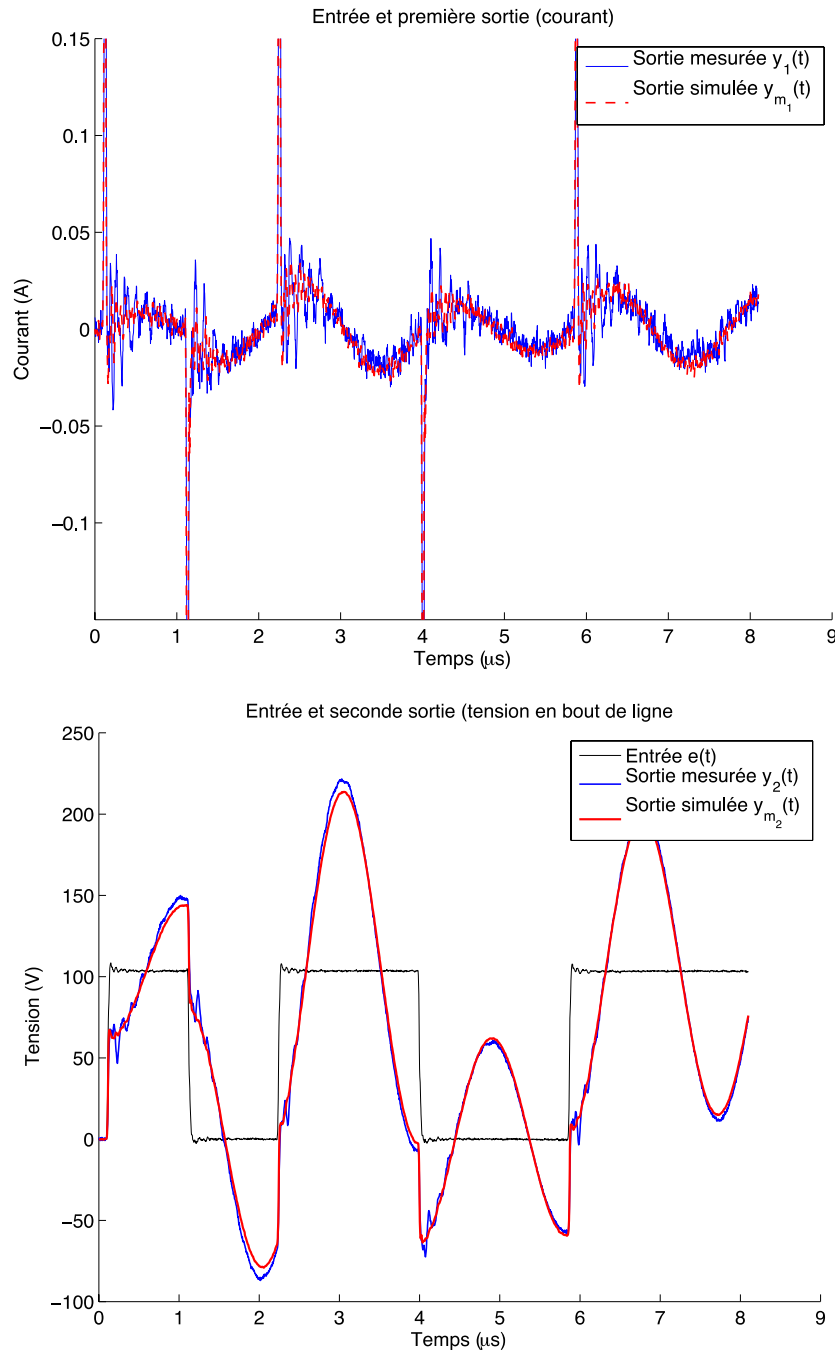


Figure 4.14 comparaison des sorties mesurée et simulée pour un enroulement dans l'air et pour une structure de ligne à 2 spires globalisées équivalentes

La trajectoire excitante que nous avons choisie ici est constituée d'une suite d'impulsions rectangulaire de période croissante. Globalement, l'analyse des fonctions de sensibilités permet de voir que les fronts de tension sensibilisent principalement la capacité c_g . Les périodes minimale et maximale des impulsions ont été, quant à elles, déterminées de façon à mettre la ligne en résonance, c'est-à-dire de sensibiliser correctement les paramètres l, m, c_w, r .

Le tableau ci-dessous présente les critères de comparaison pour la structure à 2 spires équivalentes. Nous n'avons malheureusement pas eu le temps d'affiner notre étude ;

Tableau 4-3. Optimisation de la granularité de la ligne de transmission pour un enroulement dans l'air

Structure (N_c)	Conditionnement (λ_m/λ_M)	Distance $D_n(\theta_{opt})$	r (Ω) $\Delta r/r$ (%)	l (μH) $\Delta l/l$ (%)	c_g (pF) $\Delta c/c$ (%)	c_w (pF) $\Delta c_w/c_w$ (%)	m $\Delta m/m$ (%)
S(2)	$1,4 \cdot 10^{-4}$	0,088	19 (+ / - 44 %)	195 (+ / - 5 %)	30 (+ / - 2.6 %)	295 (+ / - 9 %)	0.56 (+ / - 23 %)

Prise en compte des pertes fer

La Figure 4.15 superpose les sorties du même enroulement placé dans l'air et dans le circuit magnétique. On constate un amortissement important de la tension de bout de ligne qui ne peut s'expliquer que par la présence des pertes fer. Pour en tenir compte, nous avons donc rajouté une résistance r_f en parallèle de toutes les inductances associées à des portions du bobinage placées dans le circuit magnétique. Nous pouvons raisonnablement considérer que les inductances des têtes de bobines sont inchangées. Enfin, pour limiter le nombre de paramètres, nous avons figé la valeur de la mutuelle (qui n'est donc pas identifiée).

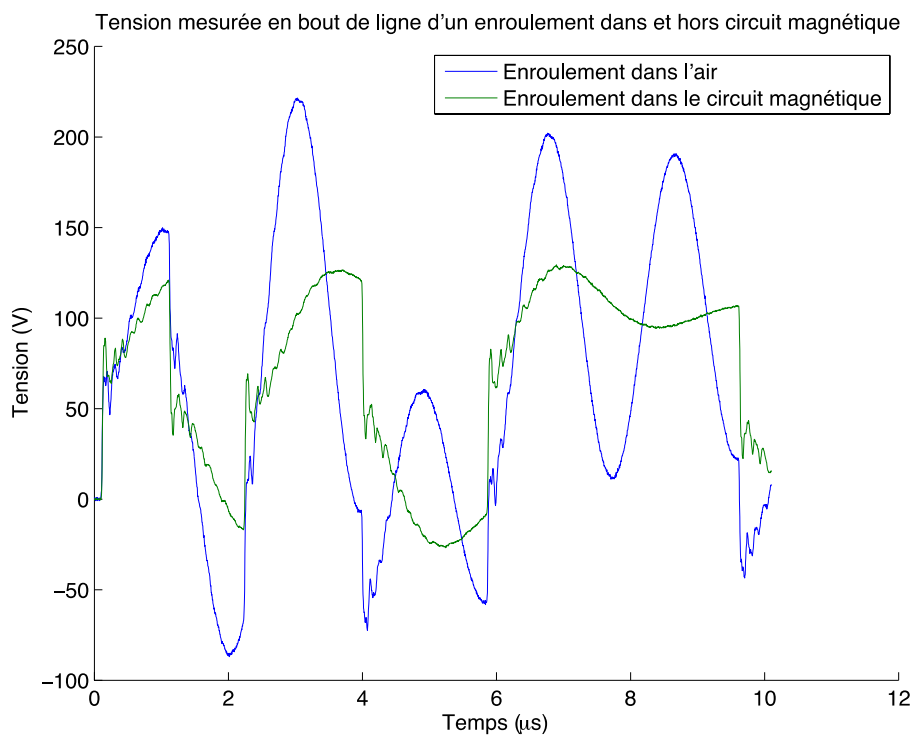


Figure 4.15. Comparaison des tensions en bout de ligne pour la même bobine dans l'air et dans le circuit magnétique

La Figure 4.16 donne les sorties simulée et mesurées par le modèle intégrant les pertes fer, après optimisation du protocole (ou plus exactement de l'horizon d'observation), pour une structure à 2 spires globalisées équivalentes. Encore une fois, on constate la capacité du modèle à expliquer les sorties du système.

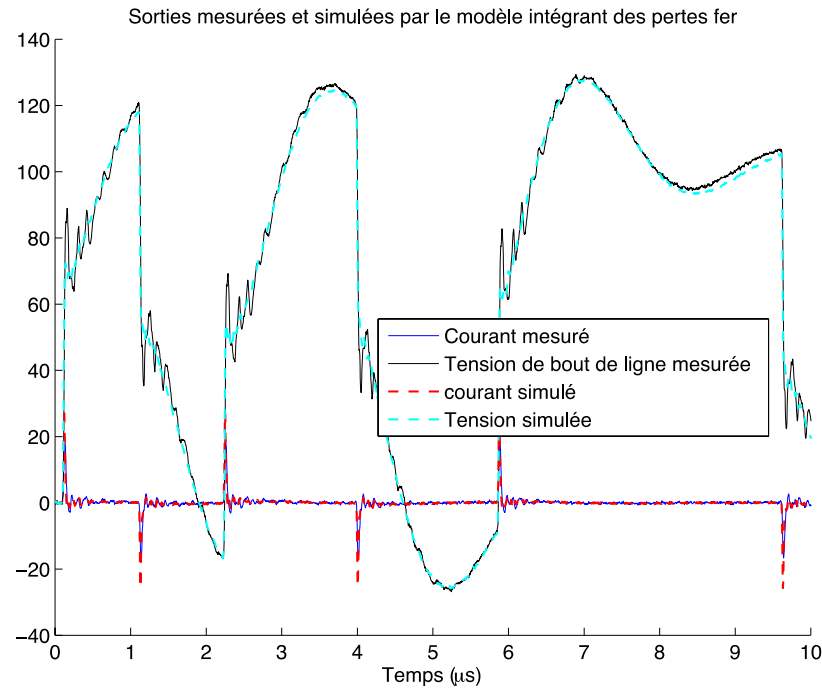


Figure 4.16. Comparaison des sorties (courant et tension de bout de ligne) mesurées et simulées par le modèle intégrant les pertes fer

À titre indicatif, le tableau donne les valeurs estimées des paramètres pour l'enroulement de 46 spires dans le circuit magnétique (NB : les incertitudes ne font qu'indiquer les paramètres les plus concernés par le mauvais conditionnement).

Système	Cond. (λ_m/λ_M)	Distance $D_n(\theta_{opt})$	r (Ω) $\Delta r/r$ (%)	l (μH) $\Delta l/l$ (%)	c_g (pF) $\Delta c_g/c_g$ (%)	c_w (pF) $\Delta c_w/c_w$ (%)	r_f (Ω) $\Delta r_f/r_f$ (%)
Enroulement dans l'air	$1,4 \cdot 10^{-4}$	0,088	19 (+ /- 44 %)	195 (+ /- 5 %)	30 (+ /- 2.6 %)	295 (+ /- 9 %)	
Enroulement dans le circuit magnétique	$1,4 \cdot 10^{-6}$	0,19	10 (+ /- 20%)	331 (+ /- 37%)	39 (+ /- 5%)	411 (+ /- 15 %)	1220 (+ /- 31 %)

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la possibilité de diagnostiquer *in situ* l'état de santé du système isolant d'une machine électrique par identification paramétrique. L'enjeu est de parvenir à modéliser le système isolant avec une granularité suffisamment élevée pour que les paramètres estimés du modèle conservent une signification physique, ceci afin de pouvoir remonter aux caractéristiques physiques du matériau isolant. En l'occurrence, c'est principalement via les capacités des modèles de type ligne de transmission que nous pensons y parvenir. Nous avons mis en place les outils nous permettant d'automatiser l'écriture de la représentation d'état pour des structures complexes à granularité variable. Nous avons vérifié que de telles structures sont identifiables en condition opérationnelle, avec un conditionnement tout à fait correct du hessien pour des modèles à 5 paramètres de l'enroulement. Il nous reste à poursuivre le travail pour mettre en équation le bobinage complet, et surtout pour converger vers la granularité optimale nous permettant de calculer un indicateur de diagnostic pertinent.



Conclusion et perspectives

Rappels du contexte général

Pour respecter ses engagements du paquet climat-énergie, la France - comme d'autres pays européens - s'est engagée dans un ré-équilibrage de son mix énergétique, avec la volonté d'atteindre 3% d'énergie marine renouvelable à l'horizon 2020. Mais le développement des fermes énergétiques offshores nécessite des investissements financiers très importants et une politique de rachat de l'énergie à un prix suffisamment élevé pour rassurer les investisseurs. Cela ne va pas sans poser le problème de l'acceptabilité sociétale des EMRs : outre les doutes sur l'impact environnemental et paysager des fermes offshores, que deviendra cette acceptabilité des EMRs aujourd'hui plus ou moins acquise si les premières fermes éoliennes et hydroliennes rencontrent des problèmes de fonctionnement – comme cela arrive souvent pour les technologies nouvelles (exemple de l'EPR) ? Les industriels disposent aujourd'hui encore très peu de retour d'expérience quant à la durabilité des turbines et des installations de conversion et de transport de l'énergie marine. La problématique de maintenance prédictive des installations est clairement un des principaux verrous scientifiques et techniques auxquels sont confrontés les acteurs des EMRs. C'est ce qui a motivé le financement du projet de recherche collaboratif Hydrol44 par la Région des Pays de la Loire, dont le fil directeur est la maintenance des hydroliennes : de la conception de génératrice lente à attaque directe de structure robuste en passant par la surveillance du système isolant des génératrices. Celles-ci sont en effet soumis à des conditions de fonctionnement particulièrement sévères, en particulier en raison du fonctionnement cyclique de la génératrice au rythme des marées entraînant des variations thermiques et une dilatation permanentes du circuit magnétique et des bobinages.

Justification de notre travail de recherche

Or actuellement, la seule méthode de surveillance opérationnelle *in situ* d'un système isolant est la méthode basée sur l'analyse des décharges partielles qui peut poser des problèmes lorsque l'environnement de mesure est fortement bruité comme cela est le cas d'une turbine d'hydrolienne confinée. L'objectif de ce travail de recherche mené dans le cadre du projet Hydrol44 est ainsi d'explorer une nouvelle approche du diagnostic du système isolant basée sur le suivi (en valeur et en tendance) des paramètres estimés de modèles haute fréquence du système isolant. Pour cela, nous avons opté pour l'identification de modèles à

temps continu sous forme de représentation d'état. D'une façon générale, ce type de modèle résulte d'une réduction plus ou moins poussée d'un modèle physique à constantes réparties, et donc sous condition que la réduction ne soit pas trop sévères, les paramètres estimés de tels modèles de diagnostic conservent une signification physique permettant de remonter aux propriétés physiques des matériaux constitutif du système à surveiller. Le premier chapitre a ainsi été consacré à un état de l'art sur la constitution du système isolant des machines électriques et des phénomènes de vieillissement pouvant les affecter, en particulier dans le cas des turbines offshore. Ce chapitre a également permis de faire un bilan sur les modèles à constantes plus ou moins localisés proposés dans la littérature pour simuler le comportement haute fréquence des bobinages : ces modèles de type multi-ligne de transmission de structure plus ou moins complexe ont notamment été utilisés pour expliquer les phénomènes de propagation des fronts d'onde dans le bobinage des transformateurs et des machines électriques alimentées par onduleur.

Le second chapitre présente quant à lui les aspects théoriques de notre travail. Nous avons rappelé les grands principes de notre démarche de recherche du « meilleur » modèle de diagnostic basée notamment sur la minimisation de l'énergie normalisée de l'erreur de sortie et des incertitudes des estimations. Cette méthode dite du modèle présente l'avantage de ne pas être trop sensible au bruit de modélisation – sachant que bien souvent ce bruit est beaucoup plus important que le bruit de mesure. Nous avons insisté sur l'intérêt de modéliser un système sous forme de représentation d'état : cela nous permet en effet non seulement de simuler la sortie du modèle - indispensable à l'estimation paramétrique quel que soit l'algorithme utilisé – mais surtout d'évaluer simplement les incertitudes paramétriques sans avoir recours à des hypothèses sur la nature du bruit de modélisation.

Le troisième chapitre a été consacré à la mise au point des différents dispositifs expérimentaux employés dans cette thèse. Nous avons détaillé le banc expérimental d'acquisitions des signaux utilisés pour l'estimation des paramètres. Celui-ci est composé d'un générateur d'impulsions pour l'excitation du mur isolant permettant d'appliquer des ondes de tension rectangulaires modulables en amplitude et en fréquence. Nous avons également présenté le banc expérimental de l'essai de vieillissement thermique accéléré d'une machine bobinée et d'éprouvettes torsadées. Les éprouvettes ont été fabriquées en utilisant le même fil de cuivre utilisé pour le rebobinage de la machine, ce qui nous a permis d'étalonner le vieillissement de l'isolation de la machine. L'essai a montré une augmentation de la capacité mesurée des échantillons ainsi que de la capacité globale de la machine en fonction de la durée de vieillissement. L'évolution observée des capacités du modèle de diagnostic est corrélée à l'évolution des mesures des capacités, cela nous a permis une première validation de la méthode.

Principaux apports de la thèse

Le quatrième et dernier chapitre est enfin consacré à l'analyse comparative de diverses structures de modèles, tant pour les barres que pour un bobinage filaire aléatoire. La démarche présentée dans le deuxième chapitre est appliquée aux signaux expérimentaux pour optimiser la structure des modèles de ligne de transmission, pour les barres et les bobinages aléatoires. Nous avons mis en place les outils nous permettant d'automatiser l'écriture de la représentation d'état pour des structures complexes à granularité variable et nous avons vérifié que de telles structures sont identifiables en condition opérationnelle

Perspectives

Il reste évidemment encore beaucoup à faire pour valider complètement cette nouvelle approche du diagnostic du système isolant. Nous avons déjà dit qu'il fallait commencer par terminer la modélisation d'une phase complète en intégrant les couplages inter-enroulement au niveau des têtes de bobines, et des études complémentaires de vieillissement sont indispensables pour vérifier la bonne corrélation entre l'évolution des paramètres estimés des lignes de transmission et l'état de vieillissement du système isolant. Pour cela, l'optimisation du protocole d'excitation nous semble indispensable, or nous n'avons pas eu le temps de la faire. C'est évidemment la première chose que nous allons entreprendre dans la suite.

Par ailleurs, l'étude des fonctions de sensibilité des modèles étudiés semble indiquer que l'énergie apportée par les composantes hautes fréquences injectées par un onduleur PWM devraient pouvoir permettre l'estimation paramétrique sans avoir recours à une excitation complémentaire spécifique. C'est la seconde piste que nous souhaitons explorer.

Enfin, les outils méthodologiques développés dans le cadre ce projet de recherche régional nous ont permis d'appréhender le comportement et le vieillissement du système isolant des machines électriques. Nous allons maintenant les exploiter dans le cadre du projet de recherche national EMODI, financé par l'ANR et consacré au dimensionnement optimal et au diagnostic des câbles d'énergie sous-marin (en partenariat avec RTE, le cablier Nexans, le CEA-List, l'IFSTTAR et le LHEEA). Nous prévoyons d'appliquer la même démarche pour identifier les paramètres de modèle à constantes plus ou moins localisées des câbles ombilicaux (câble d'énergie reliant la turbine à sa sous-station électrique) soumis à des contraintes hydrodynamiques sévères.



Annexes

A. Terminologie de la maintenance

Cette annexe résume les définitions des principaux termes employés dans le domaine de la maintenance et diagnostic des systèmes industriels. Nous avons choisi d'ajouter cette annexe, car nous avons constaté la confusion entre les différentes notions de maintenance, de pronostic, diagnostic et autres. Dans le premier chapitre, nous avons présenté quelques définitions nécessaires pour la compréhension du travail et nous continuons ici d'éclaircir et de faire la différence entre les principales notions du domaine de la maintenance.

A.1 Diagnostic

Cette tâche consiste à détecter, à localiser l'élément défaillant, à identifier la cause qui le provoque et à l'isoler afin d'assurer la sûreté de fonctionnement de l'installation. La définition adoptée par les organismes de normalisation (AFNOR, CEI) est la suivante : « le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test » [2].

A.2 Pronostic

La notion de pronostic et les travaux qui s'y intéressent sont récents. Plusieurs définitions sont proposées dans littérature, mais deux entre elles reviennent principalement.

Définition 1 : Le pronostic est la vision du degré de gravité et de l'évolution d'un défaut, en tenant compte des conséquences et de leurs issues et en se référant aux observations habituelles d'évènements similaires.

Définition 2 : Le pronostic est la capacité de prédire la durée de vie résiduelle **RUL** (Remaining Useful Life) de composants ou de systèmes en service. La RUL d'un système correspond au temps restant avant que le système ne puisse plus réaliser avec succès ses fonctions requises et doive être remplacé [114].

Le pronostic aide l'opérateur de maintenance pour recommander des actions de maintenances appropriées, afin de prévenir une défaillance du système. On distingue trois formes de pronostic [115] :

- Pronostic basé sur l'expérience : c'est le plus employé, il utilise les modèles fiabilistes ou les modèles statistiques de durée de vie et n'a pas besoin de capteurs.
- Pronostic guidé par les données : moins utilisé que le précédent, il est basé sur l'utilisation de capteurs et des modèles d'estimation. Il exploite ainsi les méthodes de la reconnaissance des formes par réseaux de neurones ou logique floue.
- Pronostic basé sur l'utilisation de modèles physiques, il nécessite également l'utilisation de capteurs et est le moins utilisé.

La différence (l'ambiguïté) entre la notion *diagnostic*, défini au premier chapitre, et celle de *pronostic* est que le diagnostic recherche les causes d'un défaut en suivant les trois phases classiques que sont la détection, la localisation et la classification du comportement anormal de fonctionnement. Alors que le pronostic s'intéresse à l'évaluation de la gravité des effets d'un défaut résultant d'une certaine cause, pour en déduire le **RUL**.

A.3 La notion de PHM (pronostic and health management)

Le PHM regroupe le pronostic et la gestion de santé des systèmes. Il permet de programmer des actions de maintenance sur des produits ou des processus, en fonction des besoins déterminés par le diagnostic de l'état actuel du système et la prédiction de son état futur prévu grâce à des méthodes de diagnostic. Le **PHM** a pour objectif de prolonger la vie utile, de réduire les tâches de maintenance lourdes non planifiées, tout en augmentant la disponibilité opérationnelle du système, sa sécurité et la rentabilité, en diminuant les coûts d'exploitation (OPEX) des processus. En effet, le **PHM** est basé sur l'acquisition de données du système, son diagnostic, la prédiction de son état futur et, aussi, sur le suivi de l'historique de son utilisation. Le **PHM** est donc un concept large qui couvre la planification des missions pour la maintenance selon une approche préventive ou corrective, ainsi que les tâches de la logistique pour surveiller, planifier et optimiser la gestion du processus [NIST.IR.8012].

A.4 Modes de maintenance industrielle

La maintenance définie par [116] est l'ensemble des actions techniques, administratives et de management durant le cycle de vie d'un bien ; ces actions sont destinées à le maintenir ou à le rétablir dans un état dans lequel il peut accomplir la fonction requise. Cette définition est intéressante car elle couvre les enjeux techniques, les capacités décisionnelles pour le management, ainsi que les responsabilités administratives et/ou pénal de la maintenance. L'analyse de différentes formes de la maintenance repose sur trois concepts ;

- Les événements qui représentent les déclencheurs des actions de maintenance ; cela peut être une référence à un échéancier, un résultat de diagnostic, une information de capteur, apparition d'une défaillance, etc ;
- Les méthodes de maintenance qui sont associées à chacun des événements précédents : maintenance préventive, systématique ou conditionnelle et maintenance corrective ;

Dans la littérature, on trouve généralement les opérations de maintenance classifiées en deux principaux groupes : maintenance prédictive et maintenance corrective. Ensuite dans chacun des groupes, les opérations de maintenance sont classées selon l'action qui déclenche la maintenance, la fréquence des défauts, le MTBF (Mean Time Between Failure) ou autres. Nous présentons ci-dessous une classification simple qui récapitule les principaux types de maintenance (voir tableau 1.1 [116]).

A.4.1 Maintenance corrective

La méthode de la maintenance corrective (ou accidentelle) est exécutée après la détection d'une panne qu'il faut réparer. Son objectif est de rétablir le système après une défaillance (perte de fonction) pour qu'il puisse reprendre à nouveau ses fonctions normales. On distingue deux modes de maintenance corrective : curative et palliative :

A.4.2 La maintenance palliative

Elle consiste à dépanner, d'une façon provisoire, l'effet d'une défaillance afin de permettre la continuité de l'exploitation du bien sans pour autant traiter les causes. La validité de cette opération est souvent temporaire et ces dépannages doivent être suivis par une opération de maintenance curative.

A.4.3 La maintenance curative

Cette action de maintenance s'attaque réellement au fond du problème et permet de remettre définitivement en état le système, après l'apparition d'une défaillance. Ce type de maintenance est durable et l'opération peut être décidée, soit immédiatement après détection de la panne, soit après un dépannage.

Tableau A. 1. Types de maintenances

Défaillance	Attendue		Anticipée		
Type de maintenance	Maintenance corrective		Maintenance préventive		
	Palliative	Curative	Systématique	Conditionnelle	prévisionnelle
Evènement déclencheur	Défaillance	Défaillance	Date/échéance	Franchissement limite ou seuil	Déviation ou tendance anormale
Action de maintenance	Dépannage	Réparation définitive	Remplacement systématique	Remplacement sous conditions	Interventions ciblées

A.4.4 Maintenance préventive

C'est une opération de maintenance qui s'effectue avant la détection d'une défaillance d'un système. Elle est exécutée à des intervalles prédéterminés ou selon des critères prescrits et destinés à réduire la probabilité de défaillance d'une entité ou la dégradation de son fonctionnement [117]. En effet, l'objectif de la maintenance préventive est de supprimer les causes des accidents graves, en réduisant la probabilité de défaillance du système. Elle vise à réduire les coûts des pannes et de la maintenance corrective en évitant les réparations et les

indisponibilités par un entretien régulier et préventif. Il existe plusieurs formes de maintenance préventive, mais trois types sont les plus souvent employés :

A.4.4.1 La maintenance préventive systématique

C'est une action de prévention systématique c.à.d. élaborée par rapport à un échéancier établi selon un critère prédéterminé, par exemple : une durée de fonctionnement ou un nombre d'usages. Cette maintenance s'appelle également la maintenance programmée à cause de sa nature cyclique ou périodique. Elle consiste à remplacer systématiquement un certain nombre d'équipements, même s'ils ne sont pas encore usés. Cette forme de maintenance nécessite de connaître le comportement du matériel et son temps moyen de bon fonctionnement (MTBF) entre deux défaillances pour pouvoir les anticiper. Cependant, l'inconvénient de cette stratégie et qu'elle se base principalement sur le MTBF et le considère constant, alors que ce n'est pas vrai ! Car un équipement vieillit avec le temps, même s'il est régulièrement entretenu, et donc son taux de défaillance augmente.

A.4.4.2 La maintenance préventive conditionnelle

La maintenance préventive conditionnelle, communément appelée maintenance prédictive, est liée à un événement prédéterminé tel que l'analyse de l'évolution surveillée d'un indicateur de diagnostic donné, une mesure physique, une donnée de capteur, etc. Elle permet de fixer un seuil d'alarme, avant un seuil d'admissibilité, pour planifier les interventions. L'intérêt principal d'une telle stratégie est de pouvoir utiliser le système au maximum de ses possibilités et de diminuer le nombre d'opérations de maintenance corrective. Contrairement à la maintenance préventive, ce type de maintenance peut être appliqué même si le MTBF est inconnu ; la stratégie de maintenance permet d'adapter en ligne le temps restant jusqu'à la prochaine visite de maintenance en se basant sur des activités de surveillance [117].

A.4.4.3 La maintenance préventive prévisionnelle

Aussi appelée maintenance proactive, ce type de maintenance est également réalisé à la suite de l'analyse de l'évolution des indicateurs de diagnostic qui permettent de qualifier l'état de fonctionnement du système. La maintenance préventive prévisionnelle est une forme de maintenance prédictive qui consiste à déterminer les origines des défaillances et à les classer, pour pouvoir anticiper et mieux prévoir le moment où l'opération de maintenance devra être réalisée. Cela permet d'utiliser les équipements au maximum de leur disponibilité et d'éviter les coûts de différentes opérations d'entretien non nécessaire, tout en assurant au maximum la sécurité et la fiabilité du système. Par contre, cette forme de maintenance nécessite la mise en place de techniques de surveillance et de mesures sophistiquées et relativement coûteuses.

B. Principaux émaux isolant et vernis d'imprégnation et leurs caractéristiques

B.1 Emaux dérivés des acétals polyvinyliques

Ces émaux sont produits à très grande échelle et employés universellement. Ils sont caractérisés par leurs excellentes qualités mécaniques. Leur résistance au vieillissement thermique dans un environnement sec est assez élevée ($T \leq 120^{\circ}\text{C}$). Leurs propriétés électriques sont également excellentes à l'état sec. L'inconvénient pour ces émaux c'est leur classe thermique faible et leur coût de production élevé. En raison de la résistance mécanique de ces émaux et de leur très bonne tenue à l'hydrolyse, ils sont largement utilisés pour l'émaillage de gros fils ronds et des méplats pour le bobinage des transformateurs isolés par de l'huile minérale.

B.2 Emaux de polyuréthane (PUR)

Ce type d'email est principalement caractérisé par sa **soudabilité**, c'est-à-dire la possibilité d'être soudé sans dénudage préalable. Les fils émaillés avec ce vernis présentent une bonne résistance à l'action de la température et de l'humidité et donc sa résistance au vieillissement thermique est élevée. Suivant la formulation du prépolymère employé, ils pourront avoir un indice de température variant de 130 à 180 °C. Ces émaux sont principalement utilisés dans l'électroménager, la radio, la téléphonie et la télévision [16].

B.3 Emaux de polyester (PES)

Ces émaux présentent des indices de température compris entre 155 et 180 °C. Ils se caractérisent par leur très bonne souplesse et leur bonne adhérence au cuivre mais une faible thermoélasticité. On les utilise souvent en sous-couche des vernis polyamides imides (PAI) à cause de leur bonne adhérence au cuivre. Les surcouches utilisées avec ces émaux appelées *overcoat* sont souvent à base de polyamide, pour améliorer le glissement du fil, ou à base de polyamide imide pour améliorer l'indice de température.

B.4 Emaux polyesterimide au THEIC (PEI au THEIC)

Ils sont caractérisés principalement par leurs performances thermiques et leur grande résistance chimique. L'indice de température pour ces émaux varie entre 180 et 200 °C.

B.5 Polyimides (PI)

Les émaux polyimides se caractérisent par une tenue thermique très élevée (240°C), une température de thermoplasticité élevée (à partir de 500°C) et une excellente tenue aux chocs thermiques. Ils sont disponibles avec des diamètres de 0.05 à 6 mm et sous forme de fils méplat. Leur prix est élevé à cause du prix des matières premières et des conditions d'émaillage [16].

B.6 Emaux polyamide imide (PAI)

Les vernis d'émaillage PAI utilisés en pleine couche ont une classe de 220°C avec une thermoélasticité à partir de 400°C pour des diamètres de 0.1 à 1.3 mm, mais le plus souvent ils sont utilisés en surcouche avec des polyesters ou des polyesterimides ou THEIC, pour

obtenir des fils de classe 200°C avec une thermoplasticité à partir de 340 °C pour des diamètres de 0.1 à 5 mm. Ces émaux se distinguent par leur excellente stabilité thermique, une thermoplasticité élevée, une bonne tenue à de nombreux agents chimiques et d'excellentes performances mécaniques.

B.7 Emaux avec couche thermo-adhérente

L'objectif de ces émaux est de disposer d'un fil émaillé avec une couche thermo-fusible pour remplacer les fonctions apportées par l'opération d'imprégnation après bobinage. Le vernis thermo-adhérent utilisé en surcouche permet le maintien et le collage des fils entre eux ou la mise en forme du bobinage. La fusion de la couche thermo-adhérente s'obtient généralement par effet Joule et donc par un passage de courant dans le bobinage pour obtenir la température de ramollissement (180 à 250°C). Par conséquent, comparé aux procédés d'imprégnations standard, un important gain de productivité et une amélioration des conditions d'hygiène et de sécurité sont obtenus. Néanmoins, si les fils sont de sections importantes, la fusion de la couche thermo-adhérente ne pourra pas suffire pour remplir les grands espaces entre les fils. Augmenter le diamètre de la surcouche thermo-adhérente va diminuer le taux de remplissage de bobinage et donc la limite d'utilisation des fils thermo-adhérents, sans autre imprégnation, est fixée autour de 0.6 à 0.8 mm.

B.8 Emaux avec guipage

Le guipage consiste généralement à enrubanner le fils par une fibre de verre et à l'imprégner par un vernis époxyde, polyester ou silicone, selon la classe thermique. Les fils émaillés guipés sont employés pour la fabrication des machines de fortes puissances. Ils existent sous forme de fils ronds de grande section ou de fils méplat. Leurs fonctions principales sont d'assurer une protection mécanique de l'émail, un renfort mécanique pour l'imprégnation et de réduire le champ électrique entre fils, en augmentant la distance entre eux [16].

Tableau B. 1. Liste des principaux vernis d'imprégnation et leurs principales caractéristiques.

Famille de vernis	Classe thermique	Viscosité (mPa.s) à 23°C	Température d'imprégnation (°C)	Polymérisation	Caractéristiques
Epoxy sans solvant	C	600	23	6h à 160°C	Résine au silicone 1K. Excellente référence pour les moteurs résistant à des températures élevées (ex. traction).
Epoxy 2K	F	1000	23	10h à 150°C	Très réactif. Bons résultats sur polymérisation statique. Très bien adapté aux moteurs de traction
Polyester	H	1000	23	8h à 150°C	Alternative aux résines silicone pour les moteurs de traction CA et CC haute tension. Résistance exceptionnelle aux chocs thermiques.
Polyester-imide	H	200-500	23	8h à 150°C	Résine d'imprégnation très réactive, mais très stable à température ambiante. Présente de bons résultats sur polymérisation statique.
Polyester-imide/epoxy	H	100	23	8h à 150°C	Bonnes propriétés mécaniques. Bons résultats sur polymérisation statique.
Epoxy/anhhydrid	F	400	40-70	10h à 170°C	Ruban accélérateur nécessaire.
Epoxy/polyester	F	90	23	8h à 150°C	Résine époxy modifiée très réactive à température ambiante. Conservation à 5°C maxi.

C. Mesures de décharges partielles sur les barres

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre III, nous n'avons pas pu tirer de conclusion exploitable à partir des mesures des décharges partielles. Les courbes sur les figures C.1 et C.2 présentent l'évolution de la différence de décharge entre $0.8U_n$ et $0.4U_n$ au cours du cyclage thermomécanique.

A l'état initial, on constate, comme pour les mesures de $\text{tg}\delta$ (voir figure 3.20 et 3.21), que la résine A est meilleure que la résine B. En effet, on note des valeurs de décharges inférieures à 300 nC pour toutes les barres de la résine A alors que pour les barres de la résine B, les décharges varient de 200 à 2200 nC. Ensuite, pour la résine A, les décharges diminuent à 10 cycles pour toutes les barres et continuent à varier dans un intervalle très restreint ($< 40\text{nC}$) jusqu'à 250 cycles, puis elles explosent pour atteindre 2150 nC pour la barre A87. Cette

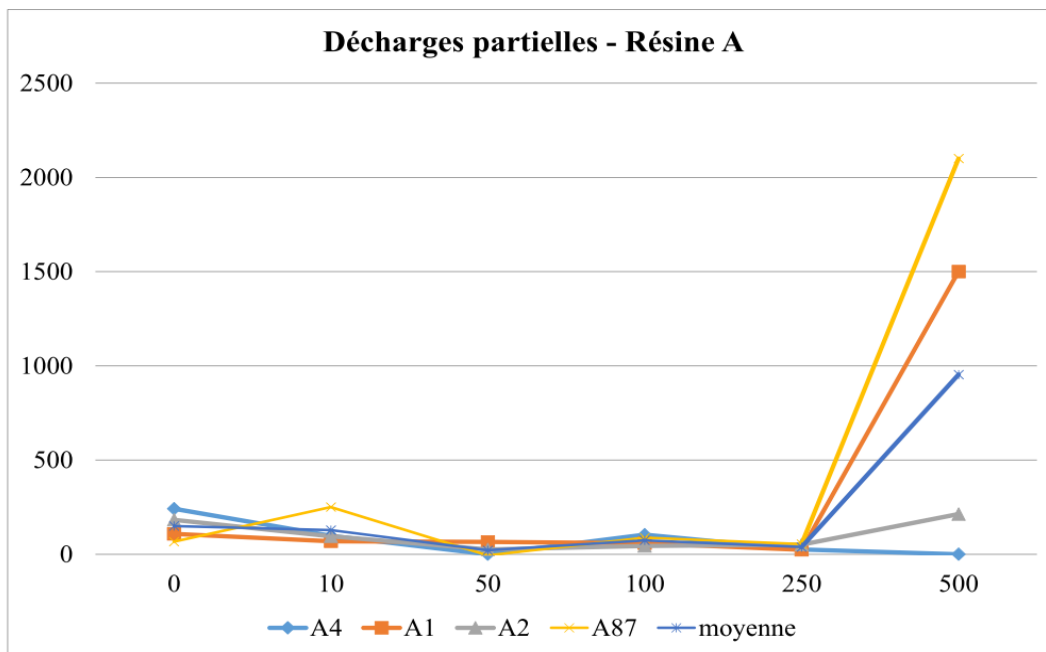


Figure. C. 1. Evolution des décharges partielles en fonction du cyclage thermique

dernière augmentation importante est étrange et difficile à interpréter. Cela est peut être dû à l'apparition d'une cavité d'épaisseur très fine, mais de surface importante, entre le cuivre et l'isolant ou plus probablement à un problème de manipulation ou de réglage avant les mesures. Les décharges partielles au niveau des barres imprégnées dans la résine B présentent également un comportement étrange. Après 10 cycles de vieillissement pour lesquels les décharges diminuent fortement, elles augmentent et continuent à fluctuer jusqu'à la fin des cycles de vieillissement.

Ainsi, ces résultats ne sont pas suffisamment significatifs pour être exploités et en tirer des conclusions par rapport au vieillissement de l'isolation ou pour les comparer avec les autres tests de diagnostic présentés dans le manuscrit.

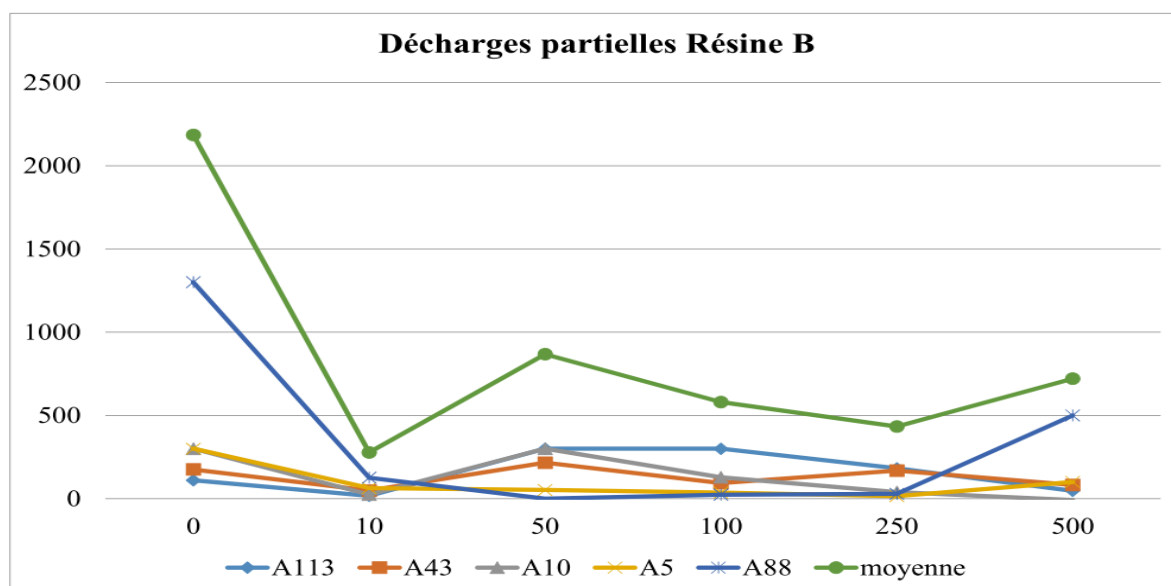


Figure. C. 2. Evolution des décharges partielles en fonction du cyclage thermique

D.2 Essai préliminaire à température max

Nous avons réalisé cet essai sur cinq échantillons torsadés à 260 °C. L'étuve étant déjà chauffée, les éprouvettes ont été fixées dans le support présenté au chapitre III. Nous avons mesuré les capacités des éprouvettes, avant de lancer l'essai et après 24 heures passées sous contraintes thermique. Le tableau D.2 présente les résultats de mesure, avant et après le vieillissement.

Tableau D.2 Capacités des éprouvettes torsadées avant et après 24 heures de vieillissement à 260°C

	Avant vieillissement					Après 24 heures de vieillissement				
	C ₁ (pF)	C ₂ (pF)	C ₃ (pF)	C ₄ (pF)	C ₅ (pF)	C ₁ (pF)	C ₂ (pF)	C ₃ (pF)	C ₄ (pF)	C ₅ (pF)
Eprouvette 1	12.0	11.9	12.2	12.0	12.0	15.8	15.7	15.7	15.9	15.8
Eprouvette 2	16.4	16.1	15.9	15.9	15.9	21.0	20.8	21.0	21.0	20.9
Eprouvette 3	14.9	14.8	14.8	14.8	14.6	18.1	18.1	18.2	18.2	18.2
Eprouvette 4	14.3	14.4	14.3	14.4	14.3	18.1	18.1	18.2	18.1	18.2
Eprouvette 5	14.9	14.9	15.0	15.0	14.8	18.7	18.5	18.7	18.7	18.6

E. Générateur d'impulsion

L'indentification paramétrique du système isolant nécessite l'utilisation d'un signal d'excitation qui doit être, de préférence, riche en fréquences pour pouvoir sensibiliser tous les pôles du système isolant. Dans cette objectif, nous avons développé un générateur d'impulsions de caractéristiques suivantes :

- Fréquences allant de 0 jusqu'à 2MHz
- Tension jusqu'à 250 V
- Vitesse de montée égale à 10 V/ns
- Génération de toute forme de signal souhaité

Le générateur d'impulsions est constitué principalement de trois blocs : le bloc d'alimentation, la carte de commande et la carte de puissance (figure E.1).

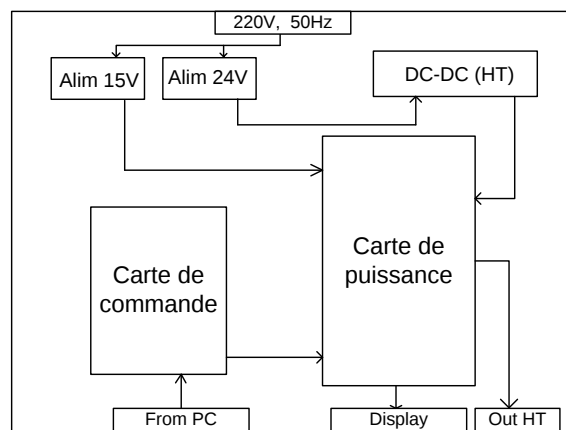


Figure E. 1 schéma du générateur d'impulsions

A part le bloc d'alimentation de marque Spellman, qui a été acheté, les deux autres ont été fabriqués au laboratoire avec des composants standards disponibles sur le marché. Dans ce qui suit nous détaillerons la composition de carte de commande et de la carte de puissance.

E.1 Carte de commande

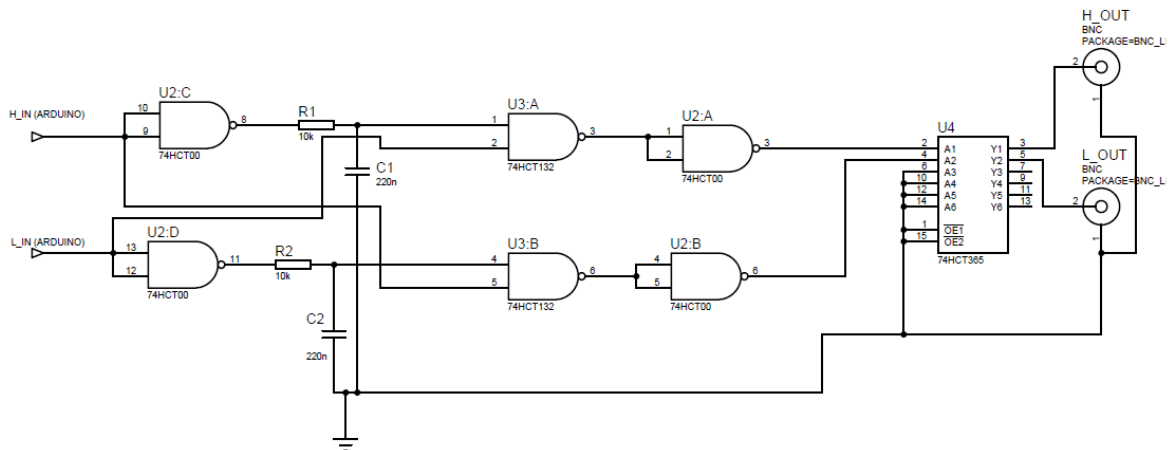


Figure E. 2 Schéma de la carte de commande

Cette carte nous permet de générer deux signaux complémentaires pour commander le driver de la carte de puissance. Elle est composée principalement d'une carte à microcontrôleur (Arduino UNO) qui permet de fabriquer toutes formes de signal de commande. Nous avons rencontré un problème de temps de retard entre les signaux complémentaires à la sortie de l'arduino, car si on commande exactement en même temps les 2 MOSFET on aura un court-circuit très bref mais suffisant pour décharger la batterie des condensateurs. Ainsi, nous avons proposé le circuit de la figure E.2 qui consiste à inverser deux fois le signal pour générer un temps de retard convenable pour éviter le court-circuit.

La carte de commande est couverte par un blindage électromagnétique pour la protéger des perturbations extérieures venant surtout du circuit de puissance, à cause de la commutation très rapide des MOSFET.

E.2 Carte de puissance

Pour répondre au cahier de charge qui exige un temps de fermeture très court, nous avons choisi un montage demi-pont composé de deux MOSFETs rapides 7N60M2. La figure E.3 présente le schéma de la carte de puissance. La commande des MOSFET est assurée par un driver IRS 2110 destiné au MOSFET rapides et haute tension. L'alimentation de l'IRS2110 est assurée par des régulateurs de tension de 5 et 12 V, alimentés par un bloc d'alimentation 15V. Toutes les entrées et les sorties de carte sont des prises BNC avec des câbles blindés, afin de limiter au maximum les perturbations électromagnétiques. Nous avons utilisé quatre condensateurs de 20 μ F pour assurer une source d'énergie permanente en cas de fort appel de courant ce qui permet au signal d'excitation de garder son amplitude constante.

E.3 Valeur des composants sur la figure :

$C1, C3 = 0.33\mu F$ / $C2, C4 = 0.1\mu F$ / $C5=100nF$ / $C6 = 10\mu F$ / $C7 = 1nF$ / $C8 = 1\mu F$
 $C9 = 10nF$ / $C10 = 10\mu F$ / $C11 - C14 = 20 \mu F$
 $R5, R6 =$ entre 10 et 100 Ω pour contrôler les temps morts / $R2, R3= 100k\Omega$,
 $R4 = 1k\Omega$, $R7= 100k\Omega$

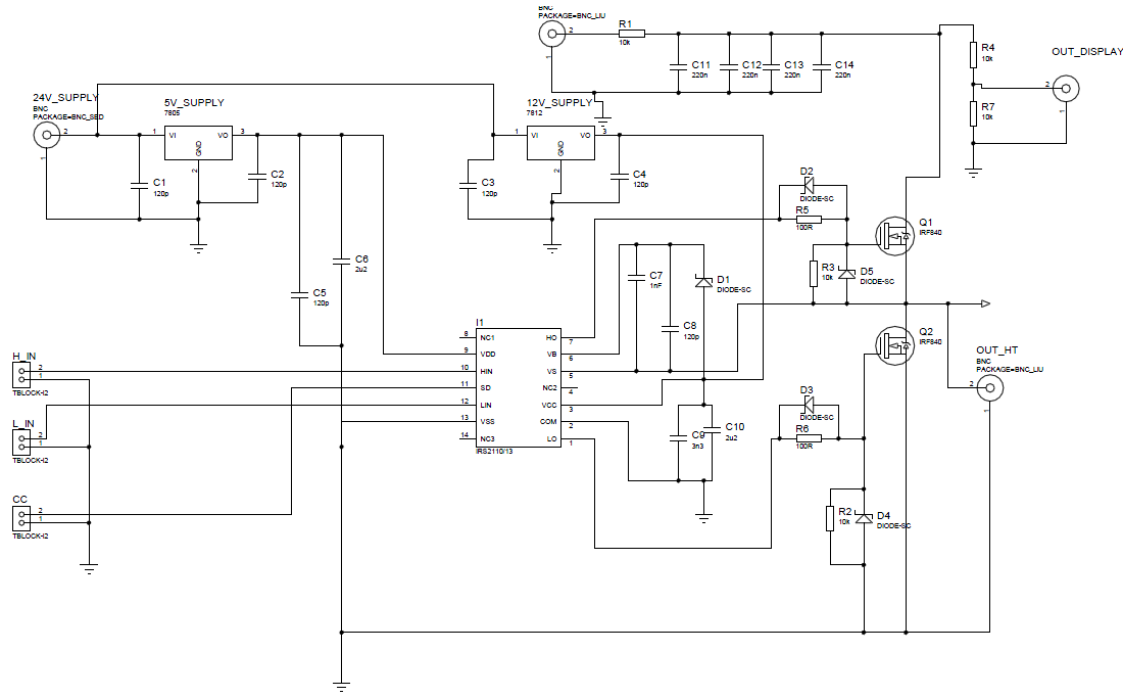
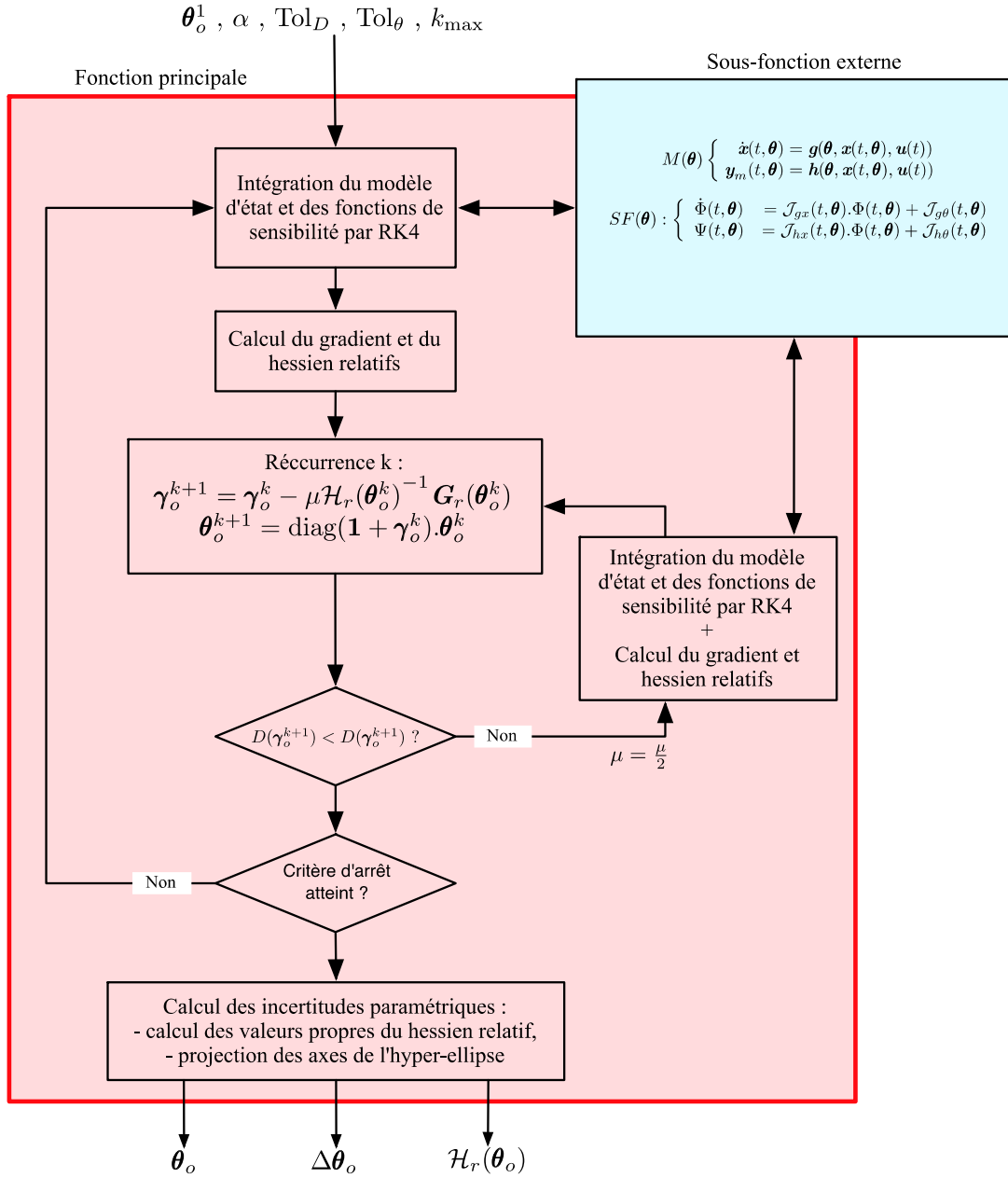


Figure E. 3. Schéma de la carte de puissance

F. Mise en œuvre de l'approche globale pour l'identification par la méthode du modèle





Références bibliographique

- [1] « Projet HYDROL44 Conception, commande et diagnostic de systèmes de production d'énergie renouvelable par hydrolienne. », Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique., avr. 2011.
- [2] R. Toscano, *Commande et diagnostic des systèmes dynamiques, modélisation, analyse, commande par PID et par retour d'état, diagnostic*. ellipses, 2005.
- [3] J.-C. Trigeassou, *Diagnostic des machines électriques*. Lavoisier, 2011.
- [4] J. Richalet, A. J. Rault, et R. Pouliquen, *Identification des processus par la méthode du modèle*. Gordon & Breach, 1971.
- [5] W. Qiao et D. Lu, « A Survey on Wind Turbine Condition Monitoring and Fault Diagnosis #x2014;Part II: Signals and Signal Processing Methods », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 10, p. 6546-6557, oct. 2015.
- [6] W. Qiao et D. Lu, « A Survey on Wind Turbine Condition Monitoring and Fault Diagnosis #x2014;Part II: Signals and Signal Processing Methods », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 10, p. 6546-6557, oct. 2015.
- [7] G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, et H. Dhirani, *Electrical insulation for rotating machines. Design, Evaluation, Aging, Testing and repair*, IEEE press series on power engineering vol. 2003.
- [8] R. A. Morin et R. Bartnikas, « Multistress Aging of Stator Bars in a Three-Phase Model Stator Under Load Cycling Conditions », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, n° 2, p. 374-381, juin 2012.
- [9] P. Brutsaert, D. Laloy, P. Robert, et D. Verbeke, « Construction des machines tournantes. Éléments constitutifs », *Technique de l'ingénieur D3571*, févr-2006.
- [10] W. Liu, « Contribution au diagnostic de l'isolation statorique des machines électriques par modélisation et identification paramétrique dans le domaine haute-fréquence », Université de Nantes, 2008.
- [11] J. Saint-Michel, « Bobinage des machines tournantes à courant alternatif », *Technique de l'ingénieur D3420*, févr-2002.

- [12] E. A. Boulter et G. C. Stone, « Historical development of rotor and stator winding insulation materials and systems », *IEEE Electr. Insul. Mag.*, vol. 20, n° 3, p. 25-39, 2004.
- [13] C. Laurent, « Diélectriques solides et charge d'espace », *Technique de l'ingénieur d* 2305, 10-févr-1999.
- [14] P. DeFursac, « Bobinage des machines tournantes, Technologie », *Technique de l'ingénieur D438*, déc-1978.
- [15] F. Aymonino, « Contribution à l'étude du comportement des systèmes d'isolation des machines tournantes à courant alternatif fonctionnant sous très hautes températures (200-400°C) », Thèse de doctorat, l'Université Toulouse III - Paul Sabatier, Décembre, 2008.
- [16] A. Anton, « Émaux isolants et fils émaillés », *Technique de l'ingénieur D2330*, févr-2009.
- [17] P. Rain, « Etude des précurseurs de la rupture diélectrique des isolations composites à matrice époxyde en électrotechnique. », Mémoire d'habilitation à diriger les recherches, Université de Grenoble, Mars, 2011.
- [18] *Diagnostic des machines électriques - Jean-Claude Trigeassou. .*
- [19] S. Nandi, H. A. Toliyat, et X. Li, « Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, n° 4, p. 719-729, 2005.
- [20] A. Ceban, « Méthode globale de diagnostic des machines électriques », Thèse de doctorat, Université d'Artois, 2012.
- [21] O. V. Thorsen et M. Dalva, « A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, n° 5, p. 1186-1196, sept. 1995.
- [22] O. V. Thorsen et M. Dalva, « Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, n° 4, p. 810-818, juill. 1999.
- [23] A. H. Bonnett et C. Yung, « Increased Efficiency Versus Increased Reliability », *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, n° 1, p. 29-36, janv. 2008.
- [24] B. Vaseghi, « Contribution à l'étude des machines électriques en présence d'un défaut entre-spores », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorriane, lorriane, 2009.
- [25] M. Melfi, A. M. J. Sung, S. Bell, et G. L. Skibinski, « Effect of surge voltage risetime on the insulation of low-voltage machines fed by PWM converters », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, n° 4, p. 766-775, 1998.
- [26] P. Werynski, R. Corton, D. Roger, et J. F. Brundy, « On-line monitoring of Insulation Aging in AC Motors Fed by PWM Inverters », in *2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, p. 1942 -1948.
- [27] A. Lebaroud, *Diagnostic des défauts des machines asynchrones: approche signal et système*. 2007.
- [28] B. Mortaigne, « Vieillissement des composites.- Mécanismes et méthodologie d'étude. », *Technique de l'ingénieur am 5320*, 10-juill-2005.
- [29] P. Werynski, « Vieillissement des diélectriques et surveillance in situ des machines électriques », Thèse de doctorat, Université d'Artois, Juillet, 2006.

- [30] J. H. Dymond, N. Stranges, et K. Younsi, « Stator winding failures: contamination, surface discharge, tracking », in *Petroleum and Chemical Industry Conference, 1999. Industry Applications Society 46th Annual*, 1999, p. 337 -344.
- [31] K. Kimura, « Multistress aging of machine insulation systems », in , *Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 1995. Annual Report*, 1995, p. 205 - 210.
- [32] « L. A. Dissado, J. C. Fothergil, *Electrical degradation and breakdown in polymers*, Edition 1, London: Peter Peregrinus Ltd., 1992. »
- [33] V. Mihaila, « Nouvelle conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt », Thèse de doctorat, Université d'Artois, 2011.
- [34] E. Richaud et J. Verdu, « Vieillissement chimique des polymères - Mécanismes de dégradation », *Technique de l'ingénieur AM 3151*, 10-janv-2010.
- [35] G. C. Montanari et P. K. David, « Comments, with reply, on "Correlation of Arrhenius parameters: the electrotechnical aging compensation effect », *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. 23, n° 6, p. 1057 -1063, déc. 1988.
- [36] C. K. Kwan, « *Dielectric Phenomena in Solids* », *Elsevier Science Publishing*.
- [37] C. Hudon, N. Amyot, T. Lebey, P. Castelan, et N. Kandevar, « Testing of low-voltage motor turn insulation intended for pulse-width modulated applications », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 7, n° 6, p. 783-789, 2000.
- [38] S. Savin, « Nouvel indicateur de vieillissement de l'isolation inter-spires des machines électriques utilisées en aéronautique. », Thèse de doctorat en génie électrique, Université d'Artois, 2013.
- [39] V. Boucher, P. Rain, G. Teissedre, et P. Schlupp, « Mechanical and Dielectric Properties of Glass-Mica-Epoxy Composites along Accelerated Thermo-Oxidative Aging », in *IEEE International Conference on Solid Dielectrics, 2007. ICSD '07*, 2007, p. 162-165.
- [40] L. Gubbala, A. von Jouanne, P. Enjeti, C. Singh, et H. Toliyat, « Voltage distribution in the windings of an AC motor subjected to high dV/dt PWM voltages », in , *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record*, 1995, vol. 1, p. 579-585 vol.1.
- [41] J. C. Fothergill, *Electrical Degradation and Breakdown in Polymers*. IET, 1992.
- [42] S. Ghosh, D. Khastgir, A. K. Bhowmick, et P. G. Mukunda, « Thermal degradation and ageing of segmented polyamides », *Polym. Degrad. Stab.*, vol. 67, n° 3, p. 427-436, mars 2000.
- [43] R. Soltani, E. David, et L. Lamarre, « Impact of humidity on dielectric response of rotating machines insulation system », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 17, n° 5, p. 1479 -1488, oct. 2010.
- [44] D. B. Hyypio, « Simulation of cable and winding response to steep-fronted voltage waves », in , *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, 1995, vol. 1, p. 800-806 vol.1.
- [45] D. B. Hyypio, « Effects of risetime and cable length on motor insulation degradation resulting from operation on PWM voltage source inverters », in *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, 1997, p. TC3/2.1-TC3/2.3.

- [46] J. P. Bellomo, T. Lebey, J. M. Oraison, et F. Peltier, « Characterisation of voltage shapes acting on the insulation of rotating machines supplied by inverters », in , *Proceedings of the 4th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, 1994, 1994, vol. 2, p. 792-795 vol.2.
- [47] T. Miyashita, « Deterioration of Water-Immersed Polyethylene-Coated Wire by Treeing », *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. EI-6, n° 3, p. 129-135, 1971.
- [48] « IEEE Recommended Practice for Thermal Evaluation of Insulation Systems for Alternating-Current Electric Machinery Employing Form-Wound Preinsulated Stator Coils for Machines Rated 6900 V and Below », *IEEE Std 275-1992*, p. 0_1, 1992.
- [49] « IEEE Recommended Practice for Voltage-Endurance Testing of Form-Wound Bars and Coils », *IEEE Std 1043-1996*, p. 0_1, 1997.
- [50] « IEEE Recommended Practice for Thermal Evaluation of Unsealed Or Sealed Insulation Systems for AC Electric Machinery Employing Form- Wound Pre-Insulated Stator Coils for Machines Rated 15 000 V and Below », *IEEE Std 1776-2008*, p. C1 - 15, 2009.
- [51] J.-P. Crine et L. Lamarre, « A tentative model for the electrical aging of the insulation of rotating machines », in *2004 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2004. CEIDP '04*, 2004, p. 283 - 285.
- [52] H. Oraee, « A quantative approach to estimate the life expectancy of motor insulation systems », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 7, n° 6, p. 790 -796, déc. 2000.
- [53] L. Simoni, « A General Approach to the Endurance of Electrical Insulation under Temperature and Voltage », *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. EI-16, n° 4, p. 277-289, août 1981.
- [54] « Matériaux isolants électriques – Propriétés d’endurance thermique – Partie 1: Méthodes de vieillissement et évaluation des résultats d’essai », *CEI 60216-1*, p. 88, juill. 2001.
- [55] « Matériaux isolants électriques – Propriétés d’endurance thermique – Partie 2: Détermination des propriétés d’endurance thermique de matériaux isolants électriques – Choix de critères d’essai », *CEI 60216-2*, p. 88, août 2005.
- [56] B. Pinel et F. Dachateau, « Fonction isolation dans les matériel électrique », *Technique de l’ingénieur D 2302*, 10-nov-1999.
- [57] « CEI 60851-5 - Fils de bobinage - Méthodes d’essai - Partie 5 : propriétés électriques - Compilation de la publication CEI 60851-5 de juillet 2008 et de son amendement 1 de juin 2011 », *NF EN 60851-5*, déc. 2008.
- [58] F. Kielmann et M. Kaufhold, « Evaluation analysis of thermal ageing in insulation systems of electrical machines - a historical review - », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 17, n° 5, p. 1373 -1377, oct. 2010.
- [59] « Les diélectriques . Propriétés diélectriques des matériaux isolants (coll. Traité des nouvelles technologies Série matériaux). » [En ligne]. Disponible sur: <http://www.youscribe.com/catalogue/livres/savoirs/les-dielectriques-proprietes-dielectriques-des-materiaux-isolants-2392738>. [Consulté le: 23-juin-2015].
- [60] « Physique des semi-conducteurs : Fondamentaux - Isolant, semi-conducteur, conducteur. » [En ligne]. Disponible sur: http://www.optique-ingenieur.org/fr/cours/OPI_fr_M05_C02/co/Contenu_02.html. [Consulté le: 22-sept-2015].

- [61] L. Laudebat, « Modélisation et identification sous représentation diffusive de comportements dynamiques non rationnels en génie électrique », Thèse de doctorat, Université de Toulouse III, 2003.
- [62] A. Rumeau, « Modélisation comportementale en génie électrique sous représentation diffusive : Méthodes et Applications », Université de Toulouse, 2009.
- [63] Duc Quang Nguyen, « Développement d'un outil d'investigation pour le diagnostic des phénomènes hautes fréquences dans des câbles électriques », l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2013.
- [64] D. C. G Grandi, « High frequency lumped parameter model for AC motor windings », *Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, vol. 2, p. 2-2, 1997.
- [65] Mehdi Mohammadi-Rostam et M. Shahabi, « High frequency Lumped parameter model for EMI Problems and over voltage Analysis of induction motor », *J. Electr. Eng.*
- [66] A. F. Moreira, T. A. Lipo, G. Venkataramanan, et S. Bernet, « High Frequency Modeling for Cable and Induction Motor Over-voltage Studies in Long Cable Drives », in *IEEE Industrial Application Society 36th Annual Meeting Chicago, Illinois, USA, September 30 – October 5, 2001*.
- [67] J. Moeneclaey, « Méthode de conception des bobinages des actionneurs électriques adaptés aux nouvelles contraintes de l'avionique », Thèse de doctorat, Université d'Artois, 2015.
- [68] Dragos Mihai Postariu, « Contribution à l'étude des courants de palier dans les moteurs de traction », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier Grenoble, 2009.
- [69] A. Muetze, « Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors », Thèse de doctorat, Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universitaet Darmstadt, Deutschland 2004.
- [70] N. Boucenne, « Contribution à la modélisation en compatibilité électromagnétique des machines électriques triphasées », L'école Normale Supérieure De Cachan, 2014.
- [71] O. Magdun, A. Binder, A. Rocks, et O. Henze, « Prediction of common mode ground current in motors of inverter-based drive systems », in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07*, 2007, p. 806-811.
- [72] M. Muhr, « Aging and degradation, their detection and monitoring & asset management », in *International Symposium on Electrical Insulating Materials, 2008. (ISEIM 2008)*, 2008, p. 183-186.
- [73] G. C. Stone et I. Culbert, « Prediction of stator winding remaining life from diagnostic measurements », in *Conference Record of the 2010 IEEE International Symposium on Electrical Insulation (ISEI)*, 2010, p. 1-4.
- [74] H. T. Grimmeliu, P. P. Meiler, H. L. M. M. Maas, B. Bonnier, J. S. Grevink, et R. F. van Kuilenburg, « Three state-of-the-art methods for condition monitoring », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, n° 2, p. 407-416, avr. 1999.
- [75] F. Filippetti, A. Bellini, et G. Capolino, « Condition monitoring and diagnosis of rotor faults in induction machines: State of art and future perspectives », in *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2013, p. 196-209.
- [76] E. Al Ahmar, V. Choqueuse, M. E. H. Benbouzid, Y. Amirat, J. El Assad, R. Karam, et S. Farah, « Advanced signal processing techniques for fault detection and diagnosis in a

- wind turbine induction generator drive train: A comparative study », in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, p. 3576-3581.
- [77] J.-C. Trigeassou, *Electrical Machines Diagnosis*. John Wiley & Sons, 2013.
- [78] J.-C. Trigeassou, *Recherche de modèles expérimentaux assistés par ordinateur*. Paris: Tec&Doc, Lavoisier, 1988.
- [79] « “IEEE Recommended Practice for Testing Insulation Resistance of Rotating Machinery”, 2000, ».
- [80] « Machines électriques tournantes Partie 18-41: Systèmes d’isolation électrique sans décharge partielle (Type I) Essais de qualification et de contrôle qualité », *CEI 60034-18-41*, 2006.
- [81] G.C., « IEEE Guide for the Measurement of Partial Discharges in AC Electric Machinery », *IEEE P1434D11*, vol. 41, n° 1, p. 91-100, oct. 2010.
- [82] G. C. Stone, « Recent important changes in IEEE motor and generator winding insulation diagnostic testing standards », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, n° 1, p. 91-100, 2005.
- [83] « “NF EN 60270 - Techniques des essai à haut tension. Mesure des décharges partielles”, ed, 2001 ».
- [84] V. Venegas, J. L. Guardado, E. Melgoza, et M. Hernandez, « A Finite Element Approach for the Calculation of Electrical Machine Parameters at High Frequencies », in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*, 2007, p. 1-5.
- [85] P. Werynski, D. Roger, R. Corton, et J. F. Brudny, « Proposition of a new method for in-service monitoring of the aging of stator winding insulation in AC motors », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, n° 3, p. 673 -681, sept. 2006.
- [86] S. Savin, S. Ait-Amar, et D. Roger, « Turn-to-turn capacitance variations correlated to PDIV for AC motors monitoring », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 20, n° 1, p. 34-41, 2013.
- [87] S. Savin, S. Ait-Amar, D. Roger, et G. Velu, « May the capacitance of power cables be an aging indicator? », in *2011 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 2011, p. 60 -63.
- [88] C. Guillermin, P. Rain, et S. W. Rowe, « Characterization of electro-thermal aging of a filled epoxy resin », in *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Solid Dielectrics, 2004. ICSD 2004*, 2004, vol. 1, p. 351 - 354 Vol.1.
- [89] S. B. Lee, J. Yang, K. Younsi, et R. M. Bharadwaj, « An online groundwall and phase-to-phase insulation quality assessment technique for AC-machine stator windings », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, n° 4, p. 946 -957, août 2006.
- [90] P. Neti, P. Zhang, X. Qi, Y. Zhou, K. Younsi, M. R. Shah, et K. Weeber, « Online detection of endwinding contamination in industrial motors », in *Electrical Insulation Conference (EIC), 2011*, 2011, p. 265 -270.
- [91] P. Neti, M. R. Shah, K. Younsi, J. Krahn, J. Y. Zhou, et C. D. Whitefield, « Motor current signature analysis during accelerated life testing of form wound induction motors », in *Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), 2010 IEEE International*, 2010, p. 106 -109.

- [92] F. Perisse, P. Werynski, et D. Roger, « High frequency behavior of AC machine: application of turn insulation aging diagnostic », in *Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, 2006, 2006, p. 555 -559.
- [93] F. Perisse, P. Werynski, et D. Roger, « A New Method for AC Machine Turn Insulation Diagnostic Based on High Frequency Resonances », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 14, n° 5, p. 1308-1315, October.
- [94] F. Perisse, D. Mercier, E. Lefevre, et D. Roger, « Robust diagnostics of stator insulation based on high frequency resonances measurements », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 16, n° 5, p. 1496-1502, oct. 2009.
- [95] É. Walter et L. Pronzato, *Identification of parametric models from experimental data*. Springer, 1997.
- [96] L. Ljung, Éd., *System Identification (2Nd Ed.): Theory for the User*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 1999.
- [97] H. Garnier et L. Wang, Éd., *Identification of Continuous-time Models from Sampled Data*. London: Springer London, 2008.
- [98] J.-C. Trigeassou, T. Poinot, et S. Bachir, « Chapter 7. Parameter Estimation for Knowledge and Diagnosis of Electrical Machines », in *Control Methods for Electrical Machines*, R. Husson, Éd. ISTE, 2009, p. 207-243.
- [99] E. Schaeffer, F. Auger, Z. Shi, P. Guillemet, et L. Loron, « Comparative Analysis of Some Parametric Model Structures dedicated to EDLC Diagnosis », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2015.
- [100] J. Richalet, *Pratique de l'identification . 2ème édition revue et corrigée*. Paris: Hermes, 1998.
- [101] E. Ferdjallah-kherkhachi, E. Schaeffer, L. Loron, et M. Benbouzid, « Online Monitoring of Marine Turbine Insulation Condition Based on High Frequency Models », in *IECON 2014 - 40th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2014.
- [102] R. Boite et J. Neirynck, *Théorie des réseaux de Kirchhoff*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes (PPUR); Édition : 5e edition (1996).
- [103] E. S. Kuh et R. A. Rohrer, « The state-variable approach to network analysis », *Proc. IEEE*, vol. 53, n° 7, p. 672-686, juill. 1965.
- [104] A. L. Shenkman, *Transient Analysis of Electric Power Circuits Handbook*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [105] « BS EN 60172 Test procedure for the determination of the temperature index of enamelled winding wires », 1995.
- [106] S. Savin, S. Ait-Amar, et D. Roger, « Organic enameled wire aging monitoring based on impedance spectrum analysis », in *2012 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 2012, p. 874-877.
- [107] J. Verdu, « Vieillissement chimique des plastiques : aspects généraux », *Technique de l'ingénieur AM 3151*, 20-janv-2002.
- [108] J. Martinez-Vega, *Matériaux diélectriques pour le génie électrique I : propriétés, vieillissement et modélisation*. Librairie Lavoisier.
- [109] L. A. Dissado et J. C. Fothergill, *Electrical Degradation and Breakdown in Polymers*. IET, 1992.
- [110] « IEC 60034-18-34- Rotating electrical machines - Part 18-34: Functional evaluation of insulation systems - Test procedures for form-wound windings - Evaluation of thermomechanical endurance of insulation systems, ed 2012. »

- [111] S. M. Islam, K. M. Coates, et G. Ledwich, « Identification of high frequency transformer equivalent circuit using Matlab from frequency domain data », in , *Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97*, 1997, vol. 1, p. 357 -364 vol.1.
- [112] K. G. N. B. Abeywickrama, A. D. Podoltsev, Y. V. Serdyuk, et S. M. Gubanski, « Computation of Parameters of Power Transformer Windings for Use in Frequency Response Analysis », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, n° 5, p. 1983-1990, mai 2007.
- [113] E. SCHAEFFER, « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts », Université de Nantes, École Centrale de Nantes, 1999.
- [114] S. J. Engel, B. J. Gilmartin, K. Bongort, et A. Hess, « Prognostics, the real issues involved with predicting life remaining », in *2000 IEEE Aerospace Conference Proceedings*, 2000, vol. 6, p. 457-469 vol.6.
- [115] P. Ribot, « Vers l'intégration diagnostic/pronostic pour la maintenance des systèmes complexes », Université de Toulouse, 2009.
- [116] B. Mechin, « Maintenance : Concepts et définitions », *Tech. Ing. Mt9030*, avr. 2007.
- [117] F. Monchey, *La Fonction maintenance - formation à la gestion de la maintenance industrielle*. Masson.

Thèse de Doctorat

Esseddik FERDJALLAH KHERKHACHI

Diagnostic du système isolant des machines électriques par identification paramétrique - dans un contexte de maintenance prédictive des turbines offshore

Résumé

La réduction des coûts d'exploitation des fermes énergétiques offshore représente un verrou scientifique et technologique majeur pour le développement pérenne des EMRs. Les turbines des éoliennes et des hydroliennes souffrent en effet de conditions d'exploitation particulièrement sévères en environnement marin. Le système isolant des génératrices hydroliennes est l'un des éléments les plus sensibles à ces contraintes agressives, il est donc primordial de suivre en continu son état de santé. Dans le cadre de la maintenance prédictive, nous proposons une nouvelle méthode de diagnostic de l'isolation. Celle-ci est basée sur le suivi en continu d'un indicateur de diagnostic (ID) construit à l'aide des paramètres estimés d'un modèle de type multi-ligne de transmission (MLT) et de leur incertitude.

Après avoir présenté la constitution et la modélisation du système isolant des machines tournantes, nous détaillons le développement théorique de l'identification paramétrique par la méthode du modèle. L'étude des fonctions de sensibilité ainsi que de l'hyper-surface de l'énergie de l'erreur de sortie fournit une évaluation de l'incertitude sur les paramètres estimés. Nous présentons ensuite les bancs de vieillissement thermique et de cyclage thermomécanique, ainsi que le générateur d'impulsions conçu spécifiquement. Les résultats expérimentaux obtenus sont exploités dans le dernier chapitre pour comparer différentes structures de modèle et évaluer leurs potentialités de diagnostic. La modélisation du système isolant par approche MLT s'est avérée intéressante pour détecter une évolution de l'ID due à une dégradation du mur isolant.

Mots clés

Machine électrique, isolation statorique, diagnostic, surveillance, identification paramétrique, ligne de transmission, vieillissement.

Abstract

With the development of RME, the reduction of operating costs is a key issue to improve their viability. To achieve this aim, it is necessary to consider the specific marine environment constraints. The insulation system of tidal generators is one of the most sensitive parts to these aggressive constraints, so it is important to continuously monitor its state of health. In a predictive maintenance context, we propose a new method for the online monitoring of the machine insulation. It is proposed to continuously monitor a diagnostic indicator (DI) based on the identified parameters of a multi transmission line (MTL) model.

After presenting the composition of the rotating machine insulation system and its modeling, we have detailed the theoretical development of the parametric model identification method. The study of the sensitivity functions and the error energy are chosen give an evaluation of the identified parameter uncertainty. This approach allows to test the effectiveness of the diagnostic models. We have then introduced the benches of thermal aging and thermomechanical cycling as well as a pulse generator designed specifically. The experimental results obtained are used to study various model structures and assess their diagnostic potential. The modeling approach by MTL has been proven to be effective to show the possibility of detecting a change in the DI due to a degradation of the insulating wall.

Key Words

Electrical machine, winding insulation, diagnostic, monitoring, identification, parameters, transmission line, aging.