



HAL
open science

Modélisation et optimisation paramétrique d'une chaîne électromécanique pour la prévention des décharges partielles dans un actionneur aéronautique

Bouazza Taghia

► **To cite this version:**

Bouazza Taghia. Modélisation et optimisation paramétrique d'une chaîne électromécanique pour la prévention des décharges partielles dans un actionneur aéronautique. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2023. Français. NNT : 2023INPT0121 . tel-04361474

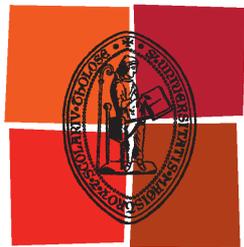
HAL Id: tel-04361474

<https://theses.hal.science/tel-04361474>

Submitted on 22 Dec 2023

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

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



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (Toulouse INP)

Discipline ou spécialité :

Génie Électrique

Présentée et soutenue par :

M. BOUAZZA TAGHIA

le vendredi 24 novembre 2023

Titre :

Modélisation en vue de l'optimisation paramétrique d'une chaîne électromécanique pour la prévention des décharges partielles dans un actionneur aéronautique

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEETS)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. HUBERT PIQUET

M. DAVID MALEC

Rapporteurs :

M. LAURENT GERBAUD, INP DE GRENOBLE

M. STEPHANE DUCHESNE, UNIVERSITE D'ARTOIS

Membre(s) du jury :

MME CAROLE HENAU, UNIVERSITE DE MONTPELLIER, Présidente

M. DAVID MALEC, UNIVERSITE PAUL SABATIER, Membre

M. GUILLAUME BELIJAR, IRT SAINT-EXUPERY, Invité(e)

M. HUBERT PIQUET, TOULOUSE INP, Membre

M. THIERRY LEBEY, GROUPE SAFRAN, Invité(e)

REMERCIEMENTS

Ces travaux se sont déroulés à Toulouse au sein de l'IRT Saint-Exupéry et au sein des équipes GENESYS et MDCE du laboratoire LAPLACE. J'exprime ici quelques mots de remerciements à quelques personnes parmi beaucoup qui ont contribué à l'accomplissement de ces travaux.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, **Hubert PIQUET**, pour les innombrables heures que nous avons passées ensemble à travailler sur la modélisation. Ta grande patience, ton expertise et tes intuitions sur les aspects mathématiques ont été inestimables pour moi. Je suis également très reconnaissant envers mon co-directeur de thèse, **David MALEC**, qui m'a introduit au monde fascinant des décharges partielles. Ta bienveillance et tes conseils ont été essentiels pour cadrer ma recherche sur un sujet vaste. Je remercie également **Antoine BELINGUER** pour sa contribution à l'encadrement lors de ma première année de thèse.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à **Régine SUTRA-ORUS**, qui m'a permis d'intégrer son service "Aéronef plus électrique", merci pour ta confiance et ton soutien le long de mes années de thèse. Je tiens à remercier son successeur, **Lionel BOURGEOIS**, pour sa bienveillance et ses encouragements durant la phase de rédaction de ce manuscrit. Je tiens à remercier les différents chefs des projets FIABILITE et HIGHVOLT que j'ai côtoyés : **Arnaud DAVY**, **Ludovic YBANEZ** et **Laurent ALBERT**. Je tiens également à exprimer ma sincère reconnaissance à mes encadrants IRT, **Thibault BILLARD** et **Jean-Pierre CARAYON**, pour leur vision industrielle, leur soutien inébranlable et leur bon humour tout au long de ces travaux.

Je tiens à exprimer ma sincère reconnaissance à mes rapporteurs de thèse, **Laurent GERBAUT** et **Stéphane DUCHESNE**, pour avoir accepté de lire et de rapporter ces longues 348 pages ! Votre dévouement et votre attention aux détails sont grandement appréciés. Merci pour la qualité de vos rapports, nos échanges enrichissants et vos avis très favorables.

Je tiens à remercier les membres de mon jury. Merci beaucoup à **Carole HENAUX** d'avoir examiné mes travaux et avoir présidé mon jury de thèse. Un grand merci à **Guillaume BELIJAR** d'avoir représenté l'IRT, merci pour ta relecture, ton grand intérêt à mes travaux et nos différentes discussions. Un immense merci à **Thierry LEBEY** pour tes encouragements constants le long de la rédaction de ce manuscrit et de m'avoir fait l'honneur d'examiner mes travaux et faire partie du jury, tes très bonnes appréciations sur mes travaux resteront gravées dans ma mémoire.

Elles sont très nombreuses, les personnes, avec qui j'ai pu échanger sur mes travaux le long des années de thèse, je pense particulièrement à **Jean-Philippe PARMENTIER** de l'ONERA et **Gilles AKOUN** d'Airbus pour nos discussions autour ma modification de la théorie des lignes de transmission. Je pense également à de nombreux chercheurs du laboratoire LAPLACE : **Xavier ROBOAM**, **Nicolas ROUX**, **Bruno SARENI**, **Henri SCHNEIDER**, **Thierry MEYNARD**, **Nicolas ROUGER**, **Marie-Laure LOCATELLI**, **Guillaume FONTES** ... et tant d'autres, je ne vous oublie pas. Je vous remercie pour vos conseils et les différentes discussions scientifiques et non-scientifiques.

Les études expérimentales prennent une part importante de ces travaux, Il n'aurait pas été possible de les réaliser sans l'aide de plusieurs personnes. Je tiens à remercier **Vincent PAUVERT** et **Duc Hoan TRAN** pour leur aide précieuse sur le banc d'essais expérimental triphasé. Un très grand merci à l'équipe Brésilienne : **Bernardo COGO** (c'est toujours un plaisir d'échanger avec toi), **Hans HOFFMANN SATHLER** et **Renato ATILA SANTANA** pour leur grand support sur les aspects électroniques de puissance et carte FPGA. Je tiens à remercier également les ingénieurs du LAPLACE **Éric BRU** et **Didier FLUMIAN** pour leur sympathie et aide très précieuse sur le banc d'essais expérimental bifilaire.

Je tiens à remercier mes collègues de l'IRT et MAD industriels pour leur soutien et la bonne ambiance le long des années de thèse, je pense à : **Noémie BRENTA**, **Marie-Pierre LE TALLEC**, **Gilles SECOND**, **Cédric ABADIE**, **Samuel PIN**, **Nicolas CHADOURNE**, **Loïc Deva HERMETTE**, **Aurore RISACHER**, **Mustafa ZERARKA**, **Pascal FREY**, **Flavien KOLIATENE**, **Mathieu COUDERC**, **Jean RIVENC**, **Régis MEURET**, **Eddy AUBERT**... et tant d'autres, je ne vous oublie pas.

Je souhaite remercier mes amis et collègues doctorants et post-doctorats avec qui j'ai partagé de très bons moments inoubliables : **Sami EL AABID** (un ami dont le destin ne s'arrête pas de croiser nos chemins : ENSEM Casa, Chapou, LAPLACE, IRT, B612...), **Youssef DRIMIZI** (un ami depuis de longue date, un grand merci pour ton soutien et ton support pour ma soutenance), **Miguel MANNES HILLESHEIM**, **Victor DOS-SANTOS**, **Robin ACHEEN**, **Mateusz SZCZEPANSKI**, **Alvaro MORENTIN ETAYO**, **Olivier GOUALARD**, **Clément GARREAU**, **Alaa HILAL**, **Andy VARAIS**, **Najoua ERROUI**, **Mame Andallah DIOP**, **Mickael FAUCHER**, **Arnaud CARIOU**, **Bernard MAKHRAZ**, **Youness RTIMI**, **Mohamed Khaled KAHALERRAS**, **Abdelkader BOUARFA** ... et tant d'autres, je ne vous oublie pas. Merci pour les discussions scientifiques et non-scientifiques et surtout de la bonne ambiance.

Un grand merci à mes amis et collègues de SAFRAN qui m'ont encouragé et soutenu lors de la rédaction, certains m'ont fait le plaisir d'assister à ma soutenance : **Xavier LONGERE**, **Pascal ROLLIN**, **Sergi RIBA**, **Wenceslas BOURSE**, **Jean-Christophe LOMBARD**, **Fabien ORLANDINI**, **Clément VILLENEUVE**, **Jérôme GENOULAZ**, **Rokhaya SOW**, **Zakaria BOULAGHLA**, **Xavier CHOEUR**... et tant d'autres, je ne vous oublie pas. Je suis fier de travailler à vos côtés.

Enfin, je tiens à exprimer ma sincère et profonde reconnaissance à mes parents et à ma famille pour leur soutien et amour inconditionnels, cette thèse est aussi la vôtre !

Bouazza TAGHIA

A ma fille Inès

A mes parents

A ma famille et amis

إلى إبنتي إيناس

إلى والديّ

إلى عائلتي وأصدقائي

TITRE

Modélisation en vue de l'optimisation paramétrique d'une chaîne électromécanique pour la prévention des décharges partielles dans un actionneur aéronautique.

RESUME

Actuellement, la distribution à bord des avions de l'énergie électrique en haute tension continue (HVDC) et l'utilisation de technologies de rupture telle que l'utilisation des semi-conducteurs à grand gap (SiC et GaN) dans les convertisseurs statiques sont parmi les leviers indispensables pour le développement de l'avion plus électrique. L'utilisation des semi-conducteurs à grand gap augmente la densité massique des convertisseurs ; cependant, leurs commutations rapides (quelques dizaines de ns) favorisent la création de surtensions dues aux phénomènes de propagation et de réflexion le long des harnais. Les surtensions peuvent dépasser le double de la tension du bus DC ; un tel niveau de tension, combiné avec les contraintes aéronautiques (basse pression et/ou haute température) peut engendrer des phénomènes de décharges partielles (DP) pouvant causer une dégradation prématurée du système d'isolation électrique (SIE). Dans ce contexte, les travaux de cette thèse concernent la fiabilité d'une chaîne électromécanique (association : onduleur à MOSFET-SiC + harnais long + machine électrique) alimentée par le réseau HVDC 540V ; ils visent à intégrer la prévention des DP dans le bobinage d'une machine électrique dès les premières phases de conception.

D'une part, ces travaux de recherche visent à maîtriser les surtensions, et pour cela nous proposons un modèle prédictif et large bande fréquentielle d'une chaîne électromécanique triphasée ; sa bonne précision validée expérimentalement permet une meilleure compréhension des phénomènes de surtension, notamment, vis-à-vis de la commutation rapide de la technologie SiC. Le modèle proposé adopte une résolution fréquentielle à faible temps de calcul, ce qui est adapté à une utilisation dans des outils de conception par optimisation.

D'autre part, pour pouvoir tenir compte des DP dès la phase de conception, il est essentiel de connaître le seuil d'apparition des décharges partielles (SADP) en fonction des paramètres de SIE (matériaux isolants, épaisseur) et des paramètres environnementaux (pression, température) : pour ce faire, nous proposons d'améliorer la formule analytique de DAKIN de calcul du SADP dans une approche regroupant des données bibliographiques et les résultats d'une vaste investigation expérimentale.

MOTS CLEFS

Avion plus électrique, Chaîne électromécanique, Carbure de Silicium (SiC), Modélisation électromagnétique, Théorie des lignes de transmission, Surtension, Systèmes d'isolation électrique, Décharges partielles.

TITLE

Modeling for parametric optimization of an electromechanical chain for the prevention of partial discharges in an aeronautical actuator.

ABSTRACT

Currently, the distribution of electrical energy aboard aircraft with high voltage direct current (HVDC) and the use of disruptive technologies such as wide bandgap (WBG) semiconductors (SiC and GaN) in static converters are among essential levers for the development of more electric aircraft. Using WBG semiconductors increases the mass density of converters; however, their fast switching (a few tens of ns) induces the creation of overvoltage due to propagation and reflection phenomena along harnesses.

Overvoltage can exceed twice the voltage of the DC bus: such voltage level combined with aeronautical constraints (low pressure and/or high temperature) can generate partial discharges (PD) phenomena, which causes a premature degradation of electrical insulation systems (EIS). In this context, this PhD work focuses on the reliability of an electromechanical chain (association: MOSFET-SiC inverter + long harness + electrical machine) supplied by the HVDC 540V network; they aim to prevent the presence of PD in the winding of electrical machine from the early stage of design.

On the one hand, this research aims to manage overvoltage, and for this, we develop a predictive, wide-band frequency model of a three-phase electromechanical chain; its good precision, experimentally validated, allows a better understanding of overvoltage phenomena, in particular, according to the fast switching of SiC technology. The proposed model adopts a frequency resolution with low computation time, which is suitable for use in design tools based on optimization algorithms.

On the other hand, to be able to take PD into account from the first design stages, it is essential to integrate the knowledge of the partial discharges inception voltage (PDIV) according to the EIS parameters (insulating materials, thickness) and environmental parameters (pressure, temperature). In this scope, we propose to improve PDIV DAKIN's analytical formula using bibliographic data together with the results of a vast experiential investigation.

KEY WORDS

More electric aircraft, Electromechanical chain, Silicon Carbide (SiC), Electromagnetic modelling, Transmission line theory, Overvoltage, Electrical insulation systems, Partial discharges.

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	3
RESUME	5
ABSTRACT	7
SOMMAIRE	9
LISTE DES FIGURES.....	14
LISTE DES TABLEAUX.....	22
INTRODUCTION GENERALE.....	25
CHAPITRE.I	27
CONTEXTE ET ETAT DE L'ART DES SURTENSIONS	27
I.1 INTRODUCTION	28
I.1 CONTEXTE DES TRAVAUX DE THESE	28
I.1.1 Aéronef plus électrique	28
I.1.2 Augmentation de la tension abord des avions.....	29
I.1.3 Chaîne électromécanique	31
I.1.4 Facteurs aggravant des décharges partielles : surtensions.....	32
I.1.5 Axes des travaux de la thèse	33
I.2 SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE.....	33
I.2.1 Bref historique des surtensions	33
I.2.2 Modélisation par ligne de transmission	35
I.2.3 Causes des surtensions inférieures à 2pu (2V _{DC})	43
I.2.4 Causes des surtensions supérieures à 2pu (2V _{DC}).....	49
I.2.5 Propagation des surtensions au sein du bobinage d'une machine électrique.....	51
I.3 SOLUTIONS AUX PROBLEMATIQUES DES SURTENSIONS	53
I.3.1 Renforcement de l'isolation	54
I.3.2 Solutions logicielles : Modification de l'algorithme PWM.....	55
I.3.3 Solutions matérielles : Filtres	56
I.3.4 Onduleurs multi-niveaux	58
I.4 CONCLUSION	60
CHAPITRE.II	61
CONTRIBUTION A LA MODELISATION DES HARNAIS PAR LA THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION	
61	
I.1 INTRODUCTION.....	62
II.1 FORMULATION FULL-WAVE VERSUS THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION.....	62
II.1.1 Harnais aéronautique	62
II.1.2 Modélisation électromagnétique	64
II.1.3 Théorie des lignes de transmission (TLT)	66
II.1.4 Validité de l'hypothèse TEM	67

II.1.5 Synthèse	70
II.2 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION (TLT) BIFILAIRE	70
II.2.1 Paramètres primaires rlcg d'une ligne de transmission	71
II.2.2 Modèles circuit à paramètres localisés	76
II.2.3 Modélisation exacte de la propagation	78
II.2.4 Synthèse	82
II.3 LIGNE DE TRANSMISSION MULTIFILAIRE (MTL)	82
II.3.1 Introduction	82
II.3.2 Circuit MTL à paramètres localisés	83
II.3.3 Equations de propagation d'une MTL	86
II.3.4 Résolution par décomposition modale.....	90
II.3.5 Synthèse	93
II.4 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION MODIFIEE (TLTM) D'UNE MTL.....	94
II.4.1 Ligne électriquement courte selon la TLTM.....	95
II.4.2 Equations de propagation basées sur la TLTM	97
II.4.3 Résolution des équations de TLTM par la méthode de l'exponentielle de matrice	100
II.4.4 De la TLTM vers la TLT	101
II.4.5 Synthèse	104
II.5 SYNTHÈSE ET CONCLUSION DU CHAPITRE.....	104
CHAPITRE.III	107
CALCUL NUMERIQUE DES PARAMETRES LINEIQUES RLCG MOYENNANT LA THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION MODIFIEE	107
III.1 INTRODUCTION	108
III.2 CHOIX DE LA METHODE DE CALCUL.....	108
III.2.1 Méthodes de calcul analytique versus numérique	108
III.2.2 Description des effets fréquentiels : peau et proximité	109
III.2.1 Utilisation des RLCG calculé numériquement dans des simulations rapides	111
III.3 METHODE PROPOSEE POUR CALCULER LES PARAMETRES RLCG.....	112
III.3.1 Formulation de champ quasi-statique/ statique résolue par éléments finis	112
III.3.2 Synoptique de la méthodologie de calcul proposée.....	114
III.3.3 Procédure originale d'extraction des paramètres RLC	116
III.3.4 Illustration et validation de la méthode calcul sur un cas d'école	117
III.4 APPLICATION AU CALCUL DES PARAMETRES RLCG D'UN CÂBLE AERONAUTIQUE	122
III.4.1 Câble aéronautique bifilaire étudié	122
III.4.2 Influence des conditions aux frontières externes du problème	123
III.4.3 Influence de la finesse du maillage : précision vs. Temps de calcul.....	131
III.4.4 Impact de la complexité du modèle magnéto-harmonique.....	134
III.4.5 RLC en fonction des propriétés géométriques et physiques.....	138
III.5 VALIDATION EXPERIMENTALE	139
III.5.1 Principe de l'identification expérimentale retenue	139
III.5.2 Mesures large bande fréquentielle des impédances d'un câble bifilaire.....	140
III.5.3 RLCG : calcul versus mesure.....	143
III.6 CONCLUSION.....	144
CHAPITRE.IV	145
MODELISATION FREQUENTIELLE D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE EN VUE DE LA SIMULATION DES SURTENSIONS	145
IV.1 INTRODUCTION.....	146
IV.2 METHODOLOGIE DE MODELISATION ET DE SIMULATION DES SURTENSIONS.....	146

IV.2.1 Objet de la modélisation	146
IV.2.1 Objectif de la modélisation	147
IV.2.2 Performances de modélisation et de simulation recherchées	148
IV.2.3 Revue des méthodes de modélisation	149
IV.2.4 Principe de la méthode adoptée à résolution fréquentielle	150
IV.3 MODELISATION HAUTE FREQUENCE D'UN HARNAIS	152
IV.3.1 Modèle en circuit équivalent de trois modèles fréquentiels étudiés.....	152
IV.3.2 Evaluation des modèles : cas d'étude bifilaire.....	157
IV.3.3 Evaluation des modèles : cas d'un câble tri-filaire blindé + plan de masse	162
IV.4 MODELE HAUTE FREQUENTIELLE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE	168
IV.4.1 Méthode de modélisation des machines électriques	168
IV.4.2 Modèle matriciel fréquentiel à 3 ports	168
IV.4.3 Modèle circuit équivalent	171
IV.4.4 Passivation du modèle de la machine	172
IV.5 MODELISATION LINEAIRE DE LA SOURCE D'ALIMENTATION : RSIL + ONDULEUR.....	174
IV.5.1 Modélisation de mode différentiel d'un onduleur triphasé	174
IV.5.2 Modélisation de mode commun d'un onduleur triphasé	179
IV.5.3 Modèle complet d'onduleur proposé	181
IV.6 MODELISATION FREQUENTIELLE DE LA CHAINE ELECTROMECHANIQUE COMPLETE.....	181
IV.6.1 Modèle fréquentiel bifilaire	181
IV.6.2 Modèle fréquentiel multifilaire	182
IV.7 CONCLUSION	189
CHAPITRE.V.....	191
ETUDE PARAMETRIQUE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE – IMPACT DU SIC	191
V.1 INTRODUCTION.....	192
V.2 ANALYSE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE BIFILAIRE BASEE SUR LE MOSFET-SiC.....	192
V.2.1 Validation expérimentale du modèle	192
V.2.2 Etude paramétrique des surtensions sans l'impédance de la charge	198
V.2.3 Etude paramétrique des surtensions avec l'impédance de la charge	203
V.2.4 Surtensions dues à une succession de deux impulsions (>2pu)	206
V.3 ANALYSE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASEE	209
V.3.1 Banc expérimental d'une chaîne électromécanique VCS.....	209
V.3.1 Paramètres de la chaîne étudiée	210
V.3.2 Démarche d'analyse de la commutation des onduleurs	213
V.3.3 Démarche d'analyse des surtensions aux bornes de la machine	214
V.3.4 Analyse statistique des mesures de surtensions	217
V.3.5 Résultats et discussions.....	217
V.4 CONCLUSION	226
CHAPITRE.VI.....	227
CARACTERISATION ET MODELISATION DU PDIV DANS LE SIE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE	227
VI.1 INTRODUCTION.....	228
VI.2 SYSTEME D'ISOLATION ELECTRIQUE (SIE) ET DECHARGES PARTIELLES (DP).....	228
VI.2.1 Généralités sur un SIE basse tension.....	228
VI.2.2 Contraintes de conception d'un SIE basse tension.....	231
VI.2.3 Méthodologie de caractérisation des Décharges Partielles (DP).....	238
VI.3 METHODOLOGIE DE CARACTERISATION EXPERIMENTALE DU PDIV	244
VI.3.1 Banc expérimental.....	244

VI.3.2 Conditions de test et comportements des DP	248
VI.3.3 PDIV statistique par la loi normale sur 25 mesures	251
VI.4 CARACTERISATION EXPERIMENTALE DU PDIV DANS UN SIE BASSE TENSION	262
VI.4.1 Configuration « Fil - Fil »	262
VI.4.2 Configuration « Fil – Isolant – Masse »	271
VI.5 MODELISATION ANALYTIQUE DU PDIV EN VUE DE LA CONCEPTION	278
VI.5.1 Précision de la mesure PDIV	278
VI.5.2 Modélisation analytique PDIV par la formule de Dakin.....	280
VI.5.3 Correction du PDIV : marges de sécurité et paramètres environnementaux	288
VI.6 CONCLUSION	298
CONCLUSION GENERALE	299
PERSPECTIVES.....	301
ANNEXE.A	303
PRECISION DE MESURE D’IMPEDANCE	303
ANNEXE.B	304
CARACTERISTIQUES DE LA STATION DE CALCUL.....	304
ANNEXE.C	305
RESULTAT DE MESURES EXPERIMENTALES DES SURTENSIONS.....	305
C.1 IMPACTS DES POINTS DE FONCTIONNEMENT DEFINIS DANS LE PLAN COUPLE-VITESSE	305
C.1.1 MOY(TEMPS DE COMMUTATION) D’ONDULEURS.....	305
C.1.2 SDEV(TEMPS DE COMMUTATION) ONDULEURS	306
C.1.3 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-PH.....	306
C.1.4 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-M.....	307
C.1.5 MOY(SURTENSION) PH-PH.....	307
C.1.6 MOY(SURTENSION) PH-M.....	308
C.1.7 MAX(SURTENSION) PH-PH	309
C.1.8 MAX(SURTENSION) PH-M	309
C.1.9 MOY(SURTENSION PH-PH)/ MOY(SURTENSION PH-M)	310
C.1.10 SDEV(SURTENSION) PH-PH	310
C.1.11 SDEV(SURTENSION) PH-M	311
C.2 IMPACTS DU HARNAIS	312
C.2.1 MOY(TEMPS DE COMMUTATION) ONDULEURS.....	312
C.2.2 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-PH.....	313
C.2.3 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-M.....	314
C.2.4 MOY(SURTENSION) PH-PH.....	315
C.2.5 MOY(SURTENSION) PH-M.....	316
C.3 IMPACTS DE LA TECHNOLOGIE SIC	317

C.3.1 MOY(TEMPS DE COMMUTATION) ONDULEURS	317
C.3.2 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-PH.....	318
C.3.3 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-M.....	319
C.3.4 MOY(SURTENSION) PH-PH.....	320
C.3.5 MOY(SURTENSION) PH-M.....	321
C.4 INFLUENCE DE LA MLI & DE LA FREQUENCE DE DECOUPAGE.....	322
C.4.1 MOY(TEMPS DE COMMUTATION) ONDULEURS	322
C.4.2 MOY(SURTENSION) PH-PH.....	322
C.4.3 MOY(SURTENSION) PH-M.....	323
C.4.4 MAX(SURTENSION) PH-M	324
C.4.5 SDEV(SURTENSION) PH-PH	324
C.4.6 SDEV(SURTENSION) PH-M	325
ANNEXE.D	326
RESULTAT DE MESURES EXPERIMENTALES DES DECHARGES PARTIELLES.....	326
D.1 ANALYSE SPECTRALE DE LA MESURE CAPACITIVE DES DECHARGES PARTIELLES	326
D.1.1 EXEMPLE DE MESURE DES DECHARGES PARTIELLES.....	326
D.1.2 SPECTRE DU SIGNAL DU CAPTEUR CAPACITIF HORS REGIME DE DECHARGES PARTIELLES ...	327
D.1.3 SPECTRE DU SIGNAL DU CAPTEUR CAPACITIF SOUS REGIME DE DECHARGES PARTIELLES....	327
D.2 RESULTAT DE MESURE DU PDIV (VPK) SUR PAIRES TORSADEES	328
D.2.1 FIL EMAILLE : PAIRES TORSADEES NON IMPREGNEES.....	328
D.2.2 FIL EMAILLE : PAIRES TORSADEES IMPREGNEES	329
D.2.3 FIL EXTRUDE EN PEEK : PAIRES TORSADEES NON IMPREGNEES.....	329
D.3 RESULTAT DE MESURE DU PDIV (VPK) EN FONCTION DES PARAMETRES SUR SUPPORT DE TEST 330	
D.3.1 PDIV « FIL - MASSE » EN FONCTION DES PARAMETRES DE FIL C200.....	330
D.3.2 PDIV EN FONCTION DE LA FORME GEOMETRIQUE DU SUPPORT DE FILS.....	331
D.3.3 PDIV EN FONCTION DES DIMENSIONS GEOMETRIQUE DE L'ISOLANT	332
D.3.4 PDIV EN FONCTION DU NOMBRE DE SPIRE EN FILS EMAILLE.....	333
D.4 RESULTATS DE MESURES PDIV DES MATERIAUX SOUPLES ORGANIQUES.....	334
D.5 RESULTAT DES MESURES PDIV DES MATERIAUX SOUPLES INORGANIQUES	335
D.6 PDIV EN FONCTION DE LA PRESSION.....	336
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	337

LISTE DES FIGURES

FIGURE I-1 L'ÉLECTRIFICATION PROGRESSIVE D'UN AVION [1].....	29
FIGURE I-2 ÉVOLUTION DES BESOINS EN PUISSANCE ÉLECTRIQUE SUR AVION [2].....	29
FIGURE I-3 LOI DE PASCHEN : SEUIL D'APPARITION DES DÉCHARGES PARTIELLES DANS L'AIR EN FONCTION DE PRESSION X DISTANCE ENTRE ÉLECTRODES [3].	30
FIGURE I-4 SYNOPTIQUE GÉNÉRALE D'UNE CHAÎNE ÉLECTROMÉCANIQUE.	31
FIGURE I-5 SURTENSIONS AUX BORNES D'UN MOTEUR ÉLECTRIQUE ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR IGBT VIA UN CÂBLE LONG [7]... 33	
FIGURE I-6 MANIFESTATION LUMINEUSE DES DÉCHARGES PARTIELLES DANS LES TÊTES DE BOBINES D'UN MOTEUR ÉLECTRIQUE. 33	
FIGURE I-7 CONSÉQUENCES NEFASTES DES DÉCHARGES PARTIELLES SUR LES SPIRES. 33	
FIGURE I-8 UNE DES SOLUTIONS PROPOSÉES POUR PROTÉGER UNE MACHINE 25MVA CONTRE LES SURTENSIONS DUES À LA Foudre ET À LA RÉFLEXION D'ONDE [10]..... 34	
FIGURE I-9 CHAÎNE ÉLECTROMÉCANIQUE TYPIQUE : LA PLUS TRAITÉE DANS LA LITTÉRATURE [13]..... 34	
FIGURE I-10 CONTRAÎNTE ÉLECTRIQUE SUR LE BOBINAGE VS. LE DÉVELOPPEMENT DES TRANSISTORS [15]..... 35	
FIGURE I-11 CAS D'ÉTUDE MONOPHASE REPRÉSENTANT DE L'ASSOCIATION (ONDULEUR-CÂBLE-MACHINE)..... 36	
FIGURE I-12 MODÈLE ÉLECTRIQUE D'UN SEGMENT INFINITESIMAL Δz 36	
FIGURE I-13 ILLUSTRATION DE LA PROPAGATION D'UNE ONDE ÉLECTRIQUE DANS UN CÂBLE 40	
FIGURE I-14 REPRÉSENTATION MONOPHASE DE L'ASSOCIATION (ONDULEUR-CÂBLE-MACHINE) 41	
FIGURE I-15 ÉCHELON DE TENSION REPRÉSENTANT UNE COMMUTATION D'ONDULEUR IDÉALISÉE..... 43	
FIGURE I-16 TENSION AUX BORNES DE LA CHARGE EN FONCTION DU TEMPS DE PROPAGATION T_P POUR UN ÉCHELON DE TENSION, $\Gamma_0 \approx -1$ ET $\Gamma_L \approx 1$ 43	
FIGURE I-17 FRONT DE TENSION À TEMPS DE MONTEE T_R 47	
FIGURE I-18 RATIO DE SURTENSION V_{MAXLE} EN FONCTION DU TEMPS DE MONTEE $T_R(\mu s)$ ET DE LA LONGUEUR DU CÂBLE (M). AVEC $\Gamma_L = 0.9$, $\Gamma_0 = -1$ ET $\theta = 150M/\mu s$ [14]. 47	
FIGURE I-19 RATIO DE SURTENSION V_{MAXLE} EN FONCTION DU TEMPS DE MONTEE T_R ET DE LA LONGUEUR DU CÂBLE (FT). AVEC $\Gamma_L = 1$, $\Gamma_0 = -1$ ET $\theta = 150M/\mu s$ [7]..... 47	
FIGURE I-20 RATIO DE SURTENSION V_{MAXLE} EN FONCTION DU TEMPS DE MONTEE $T_R(\mu s)$ ET DE LA LONGUEUR DU CÂBLE (M) SPÉCIFIÉ PAR LA NORME EIC (60034-18-41)..... 48	
FIGURE I-21 RAPPORT DE SURTENSION EN FONCTION DU RAPPORT T_{RTP} DU TEMPS DE MONTEE T_R AU TEMPS DE PROPAGATION T_P . AVEC $\Gamma_L = 1$, $\Gamma_0 = -1$ ET $\theta = 150M/\mu s$ [34] 48	
FIGURE I-22 TENSION MESURÉE AUX BORNES D'UNE MACHINE, CAUSÉE PAR UNE IMPULSION COURTE [7]..... 50	
FIGURE I-23 TENSION MESURÉE AUX BORNES D'UNE MACHINE AVEC DIFFÉRENTES DURÉES D'IMPULSIONS [35]. 50	
FIGURE I-24 SURTENSION CAUSÉE PAR UNE DOUBLE COMMUTATION [35] 50	
FIGURE I-25 EXEMPLE DE SURTENSION 'TROISIÈME CAS' DU AUX TEMPS MORTS [35]. 51	
FIGURE I-26 SURTENSION SUPÉRIEURE À 3.PU [36] 51	
FIGURE I-27 MESURE DE LA PROPAGATION D'UNE SURTENSION LE LONG D'UN BOBINAGE [41]. 52	
FIGURE I-28 ÉVOLUTION DE LA PENTE DU FRONT DE TENSION LE LONG DU BOBINAGE[40]. 52	
FIGURE I-29 TENSION SUBIE PAR LES PREMIÈRES SPIRES DU BOBINAGE EN FONCTION DU TEMPS DE MONTEE DU FRONT DE TENSION. 52	
FIGURE I-30 SEUIL D'APPARITION DES DÉCHARGES PARTIELLES EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE [46]..... 53	
FIGURE I-31 LE SEUIL D'APPARITION DES DÉCHARGES PARTIELLES EN FONCTION DE L'ÉPAISSEUR DE L'EMAIL, L'ÉCHANTILLON DE TEST N'EST PAS IMPRÉGNÉ [44]..... 54	
FIGURE I-32 DURÉE DE VIE EN FONCTION DE L'ÉPAISSEUR DE L'EMAIL POUR TROIS MATÉRIAUX : TYPE A : STANDARD, TYPE B : CORONA RESISTANT, TYPE C : CORONA RESISTANT AMÉLIORÉ [49]..... 55	
FIGURE I-33 PDIV EN FONCTION DE L'ÉPAISSEUR DE L'EMAIL POUR DEUX MATÉRIAUX : SAMPLE A : NANO-CHARGES ; SAMPLE B : STANDARD. ET POUR DIFFÉRENTS TYPES D'ALIMENTATION : AC, SURGE A : UNIPOLAIRE, SURGE B : BIPOLAIRE [50]..... 55	
FIGURE I-34 EXEMPLE D'ALGORITHME DE RÉDUCTION DES SURTENSIONS SUPÉRIEURES À 2PU [7]..... 55	

FIGURE I-35 QUELQUES CONFIGURATION DE FILTRES DE SORTIE DE L'ONDULEUR LES PLUS UTILISES POUR ATTENUER LES SURTENSIONS [52].....	57
FIGURE I-36 EXEMPLE DE FILTRES INSTALLES AUX BORNES DU MOTEUR (TERMINATOR) [52]	57
FIGURE I-37 SURTENSION EN FONCTION DES PERTES D'UN TERMINATOR (RC) (A 5 KHz) POUR DIFFERENTES VALEURS DE CAPACITES ET POUR DIFFERENTES LONGUEURS DE CABLE.....	58
FIGURE I-38 COUT DES FILTRES DE SORTIE D'ONDULEUR VS. COUT D'UN TERMINATOR.....	58
FIGURE I-39 COUT DES FILTRES PAR RAPPORT A CELUI DE LA MACHINE [35].....	58
FIGURE I-40 SIGNAUX DE SORTIE D'UN ONDULEUR MULTI-NIVEAUX (A) 3 (B) 5 (C) 7 NIVEAUX [54]	59
FIGURE I-41 A SURTENSION (PH-N) EN P.U AUX BORNES D'UNE MACHINE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR 3 NIVEAUX.....	59
FIGURE I-42 A SURTENSION (PH-N) EN P.U AUX BORNES D'UNE MACHINE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR 5 NIVEAUX. B CONTRAINTE INTER-SPIRES EN P.U CORRESPONDANTE [55]	59
FIGURE II-1 ILLUSTRATION D'UN HARNAIS AERONAUTIQUE [59].....	63
FIGURE II-2 DIMENSIONS GEOMETRIQUES D , d ET L D'UN HARNAIS A CONDUCTEURS PARALLELES.....	66
FIGURE II-3 ILLUSTRATION D'UN CONTOUR ARBITRAIRE ($PnPk$), D'UN CHAMP ELECTRIQUE ET DE LA DIFFERENCE DE POTENTIEL ASSOCIEE.....	67
FIGURE II-4 ILLUSTRATION D'UN CONTOUR FERME C ENTOURANT UN CONDUCTEUR, D'UN CHAMP MAGNETIQUE ET DU COURANT ASSOCIE.	67
FIGURE II-5 INHOMOGENEITES DANS UN HARNAIS.....	68
FIGURE II-6 CABLE BIFILAIRE A DEUX CONDUCTEURS PARALLELES ET IMPARFAITS (COULEUR OR), ENTOURES D'UN MILIEU DISSIPATIF ET NON HOMOGENE : FILM ISOLANT (COULEUR : ORANGE ACCENTUE) +AIR (COULEUR : BLEU).....	72
FIGURE II-7 PHENOMENES LONGITUDINAUX D'UNE LT ELECTRIQUEMENT COURTE ET DE LONGUEUR Δx	73
FIGURE II-8 PHENOMENES TRANSVERSAUX LE LONG D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION ELECTRIQUEMENT COURTE ET DE LONGUEUR Δx	75
FIGURE II-9 MODELES CIRCUIT EQUIVALENT D'UNE LIGNE ELECTRIQUEMENT COURTE : (A) MODELE FGAM, (B) MODELE BGAM, (C) MODELE Π , (D) MODELE T.....	77
FIGURE II-10 MODELE CIRCUIT A CELLULES BGAM CASCADEES	78
FIGURE II-11 CIRCUIT EQUIVALENT BGAM D'UNE LIGNE BIFILAIRE UNIFORME.	78
FIGURE II-12 CIRCUIT EQUIVALENT BGAM D'UNE MTL UNIFORME A N CONDUCTEURS, ELECTRIQUEMENT COURTE ET DE LONGUEUR Δx	83
FIGURE II-13 ILLUSTRATION DU COUPLAGE MAGNETIQUE DE DEUX BOUCLES DANS UNE LIGNE MULTIFILAIRE.....	85
FIGURE II-14 MODELE CIRCUIT EQUIVALENT D'UNE MTL A N CELL CELLULES BGAM MISES EN CASCADE.	86
FIGURE II-15 ILLUSTRATION DU FLUX MAGNETIQUE PROPRE ET DU FLUX MAGNETIQUE MUTUEL.....	96
FIGURE II-16 CIRCUIT EQUIVALENT UN TRONÇON D'UNE LIGNE MULTIFILAIRE, UNIFORME, ELECTRIQUEMENT COURTE, A N CONDUCTEURS ET DE LONGUEUR Δx	97
FIGURE II-17 MODELE CIRCUIT EQUIVALENT TLTM A N CELL CELLULES BGAM MISES EN CASCADE.....	97
FIGURE III-1 DENSITE DE COURANT EN FONCTION DE L'EFFET DE PEAU SUR UN FILS 10AWG EN CUIVRE ALIMENTE PAR UN COURANT SINUSOÏDALE DE 1A A PLUSIEURS FREQUENCES.	109
FIGURE III-2 REPARTITION DES LIGNES DE CHAMP MAGNETIQUE ET DE LA DENSITE DE COURANT EN FONCTION DE LA FREQUENCE : MISE EN EVIDENCE DES EFFETS DE PEAU ET DE PROXIMITE ; CABLE SIMULE : EN2714-013C-MLC-AWG10.	111
FIGURE III-3 L'APPROCHE SEMI-ANALYTIQUE RETENUE POUR UTILISER DES PARAMETRES RLCG CALCULES NUMERIQUEMENT DANS L'ETUDE DES SURTENSIONS A L'ECHELLE D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE.....	112
FIGURE III-4 DEUX VARIANTES POSSIBLES POUR CALCULER NUMERIQUEMENT LES PARAMETRES RLC [72].	113
FIGURE III-5 METHODOLOGIE DE CALCUL DES PARAMETRES RLCG BASE SUR LA METHODE ELEMENTS FINIS EN 2D.	114
FIGURE III-6 CAS D'ECOLE POUR ISSU DE LA LITTERATURE [29] A ETUDIER POUR ILLUSTRER ET VALIDER NOTRE METHODOLOGIE... ..	118
FIGURE III-7 RESISTANCES LINEIQUES EN FONCTION DE LA FREQUENCE	118
FIGURE III-8 INDUCTANCES LINEIQUES EN FONCTION DE LA FREQUENCE	118
FIGURE III-9 ILLUSTRATION D'UNE CONDITION AUX FRONTIERES TOB.	124
FIGURE III-10 ILLUSTRATION D'UNE CONDITION AUX FRONTIERES ABC.....	124
FIGURE III-11 ILLUSTRATION D'UNE CONDITION AUX FRONTIERES KTR.	124
FIGURE III-12 RESISTANCES PROPRES TLTM DU CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. TECHNIQUES DES FRONTIERES.	126
FIGURE III-13 RESISTANCES MUTUELLES TLTM DU CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. TECHNIQUES DES FRONTIERES.....	126
FIGURE III-14 RESISTANCE TLT DU CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. TECHNIQUES DES FRONTIERES.	126

FIGURE III-15 INDUCTANCES PROPRES TLTM DU CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. TECHNIQUES DES FRONTIERES.	127
FIGURE III-16 INDUCTANCES MUTUELLES TLTM DU CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. CONDITION AUX FRONTIERES.	127
FIGURE III-17 INDUCTANCE TLT DU CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. TECHNIQUES DES FRONTIERES.	128
FIGURE III-18 ELEMENTS DE LA MATRICE CAPACITE C EN FONCTION DE DIAMETRE DE FRONTIERES TOB, ABC ET KTR.	129
FIGURE III-19 CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. TECHNIQUES DES FRONTIERES : ILLUSTRATION DE LA REPARTITION DES LIGNES DE CHAMP MAGNETIQUE A 0HZ POUR $D_{BC}=5MM$	130
FIGURE III-20 CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B VS. TECHNIQUES DES FRONTIERES : ILLUSTRATION DE LA REPARTITION DES LIGNES D'EQUIPOTENTIEL ELECTRIQUE POUR $D_{BC}=5MM$	131
FIGURE III-21 TROIS NIVEAUX DE MAILLAGE D'UN PROBLEME MAGNETO-HARMONIQUE SOUS LE LOGICIEL FEMM, (A) MAILLAGE LARGE, (B) MAILLAGE MOYEN ET (C) MAILLAGE FIN.	132
FIGURE III-22 TROIS NIVEAUX DE MAILLAGE D'UN PROBLEME ELECTROSTIQUE SOUS LE LOGICIEL FEMM, (A) MAILLAGE LARGE, (B) MAILLAGE MOYEN ET (C) MAILLAGE FIN.	132
FIGURE III-23 PARAMETRES LINEIQUES RL FONCTION DE LA FINESSE DU MAILLAGE : (A) RESISTANCE LINEIQUE SELON LA TLT ET (B) INDUCTANCE LINEIQUE SELON LA TLT.	133
FIGURE III-24 TEMPS DE CALCUL DES PARAMETRES RLC EN FONCTION DE LA FINESSE DE MAILLAGE.	134
FIGURE III-25 NIVEAU DE MODELISATION : (A) MODELE HOMOGENE ET (B) MODELE MULTIBRIN.	134
FIGURE III-26 PARAMETRES LINEIQUES RL FONCTION DE LA FINESSE DU MAILLAGE : (A) RESISTANCE LINEIQUE SELON LA TLT ET (B) INDUCTANCE LINEIQUE SELON LA TLT.	135
FIGURE III-27 PARAMETRES LINEIQUES RL EN FONCTION DE L'EPaisseur ET DE PERMEABILITE DU REVETEMENT DES BRINS EN NICKEL : (A) RESISTANCE LINEIQUE SELON LA TLT ET (B) INDUCTANCE LINEIQUE SELON LA TLT.	136
FIGURE III-28 MODELE HOMOGENEISE PRENANT EN COMPTE LE REVETEMENT EN NICKEL DES BRINS.	137
FIGURE III-29 COMPARAISON DU MODELE MULTIBRINS (COURBES EN TRAIT CONTINUE) ET LE MODELE HOMOGENEISE (COURBES EN TRAIT DISCONTINUE) : PARAMETRES LINEIQUES RL SELON LA TLT EN FONCTION DE LA FREQUENCE ET LES PARAMETRES DE REVETEMENT EN NICKEL (Ni).	138
FIGURE III-30 CARTOGRAPHIE DES PARAMETRES LINEIQUES RLC SELON LA TLT : (A) R_{LT} A 10MHZ EN FONCTION DE L'EPaisseur D'ISOLANT ET LA PERMEABILITE DU NICKEL, (B) L_{LT} A 10MHZ EN FONCTION DE L'EPaisseur D'ISOLANT ET LA PERMEABILITE DU NICKEL ET (C) C_{LT} EN FONCTION DE L'EPaisseur D'ISOLANT ET LA PERMITTIVITE DE L'ISOLANT.	139
FIGURE III-31 SYNOPTIQUE DE LA METHODOLOGIE DE MESURE ET LES CONFIGURATIONS TESTES.	141
FIGURE III-32 TRACES DES MESURES D'IMPEDANCES EN CIRCUIT OUVERT : (A) LE MODULE DES IMPEDANCES ET (B) LA PHASE DES IMPEDANCES.	141
FIGURE III-33 TRACES DES MESURES D'IMPEDANCES EN COURT-CIRCUIT : (A) LE MODULE DES IMPEDANCES ET (B) LA PHASE DES IMPEDANCES.	141
FIGURE III-34 PARAMETRES $RLCG_{LT}$ LINEIQUES IDENTIFIES EXPERIMENTALEMENT DES PARAMETRES LINEIQUES.	142
FIGURE III-35 COMPARAISON DES MESURES ET CALCUL : (A) RESISTANCE LINEIQUE R_{LT} ET (B) RESISTANCE LINEIQUE L_{LT}	143
FIGURE III-36 COMPARAISON DES MESURES ET CALCUL : (A) CAPACITE LINEIQUE C_{LT} ET (B) CONDUCTANCE LINEIQUE C_{LT}	144
FIGURE IV-1 OBJET DE LA MODELISATION : CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASEE AERONAUTIQUE.	146
FIGURE IV-2 TENSIONS COMMUTEES EN SORTIE D'ONDULEUR ET TENSIONS EN ENTREE DE MACHINE ELECTRIQUE.	147
FIGURE IV-3 EXEMPLE DE RELEVES EXPERIMENTAUX DE LA COMMUTATION D'UN ONDULEUR TRIPHASE 540VDC-15kW REALISE EN TECHNOLOGIE MOSFET-SiC.	147
FIGURE IV-4 EXEMPLE DE RELEVES EXPERIMENTAUX DE SURTENSIONS AUX BORNES D'UNE MACHINE DE 540VDC-15kW.	148
FIGURE IV-5 ILLUSTRATION DE LA RESOLUTION FREQUENTIELLE ADOPTEE POUR SIMULER LA SURTENSION.	150
FIGURE IV-6 CIRCUIT EQUIVALENT FREQUENTIEL D'UN MODELE DE HARNAIS A CELLULES EN Π CASCADEES.	153
FIGURE IV-7 MODELE CIRCUIT EQUIVALENT D'UNE MATRICE D'ADMITTANCE A DEUX PORTS UTILISANT DES SOURCES DE COURANT COMMANDES EN TENSION.	154
FIGURE IV-8 CIRCUIT EQUIVALENT D'UNE MATRICE ADMITTANCE DE DIMENSION $N \times N$	155
FIGURE IV-9 MODELE CIRCUIT EQUIVALENT D'UN HARNAIS A N CONDUCTEURS SELON LA TLTM.	156
FIGURE IV-10 MODELE CIRCUIT EQUIVALENT D'UN HARNAIS A N CONDUCTEURS SELON LA TLTM.	157
FIGURE IV-11 CAS D'ETUDES BIFILAIRE POUR EVALUER LES PERFORMANCES DES MODELES D'HARNAIS.	158
FIGURE IV-12 MODELE N°1 : CIRCUIT EN CELLULES CASCADEES, RESULTAT DE SIMULATION DES IMPEDANCES D'ENTREE D'UN CAS D'ETUDES BIFILAIRE DE 20M EN FONCTION DU NOMBRE DE CELLULES. (A) IMPEDANCE DE COURT-CIRCUIT. (B) IMPEDANCE DE CIRCUIT OUVERT.	159

FIGURE IV-13 MODELE N°1 : CIRCUIT EN CELLULES CASCADEES, ERREUR RELATIVE AU MODELE ANALYTIQUE DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UN CAS D'ETUDES BIFILAIRE DE 20M EN FONCTION DU NOMBRE DE CELLULES ET LA FREQUENCE MAXIMALE. (A) IMPEDANCE DE COURT-CIRCUIT. (B) IMPEDANCE DE CIRCUIT OUVERT.	159
FIGURE IV-14 (A) VITESSE DE PROPAGATION D'UN LONG D'UN CABLE BIFILAIRE PF EN2266-003B EN FONCTION DE LA FREQUENCE. (B) MODELE N°1 : NOMBRE DE CELLULES CASCADEES EN FONCTION DU RATIO $\Delta\text{MIN}/\Delta\text{X}$ ET FMAX	160
FIGURE IV-15 MODELE N°1 : CIRCUIT EN CELLULES CASCADEES, L'ERREUR RELATIVE DE L'IMPEDANCE D'UN CAS D'ETUDES BIFILAIRE EN FONCTION DU RATIO $\Delta\text{MIN}/\Delta\text{X}$ ET FMAX	160
FIGURE IV-16 RESULTAT DE SIMULATION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UN CAS D'ETUDES BIFILAIRE, CC : EST L'ACRONYME DE COURT-CIRCUIT ET CO : EST L'ACRONYME DE CIRCUIT-OUVERT.....	161
FIGURE IV-17 TEMPS DE CALCUL DES DIFFERENTS MODELES DE SIMULATION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UN CAS D'ETUDES BIFILAIRE EN FONCTION DU NOMBRE DE COMPOSANTES HARMONIQUE SIMULEES.	161
FIGURE IV-18 CAS D'ETUDES BIFILAIRE : CONFRONTATION ENTRE LES RESULTATS DE SIMULATION ET MESURE EXPERIMENTALE. (A) IMPEDANCE D'ENTREE DE COURT-CIRCUIT. (B) IMPEDANCE D'ENTREE DE COURT-CIRCUIT.	162
FIGURE IV-19 SCHEMATISATION D'UN HARNAIS A 5 CONDUCTEURS : CABLE MLC EN2714-013C POSE A H=5CM D'UN PLAN DE MASSE EN CUIVRE.	162
FIGURE IV-20 ILLUSTRATION D'UNE COUPE TRANSVERSALE D'UN CABLE TRI-FILAIRE BLINDE ISSUE DE [87].	163
FIGURE IV-21 DEUX MODELES DE BLINDAGE ETUDIES.	163
FIGURE IV-22 CONFIGURATION N°1 D'EVALUATION DES MODELES D'HARNAIS SUR UN CAS D'ETUDES A 5 CONDUCTEURS.	165
FIGURE IV-23 IMPEDANCE D'ENTREE DE MODE DIFFERENTIEL D'UN CAS D'ETUDES A 5 CONDUCTEURS, CC : COURT-CIRCUIT, CO : CIRCUIT-OUVERT.	165
FIGURE IV-24 CONFIGURATION N°2 D'EVALUATION DES MODELES D'HARNAIS SUR UN CAS D'ETUDES A 5 CONDUCTEURS.	165
FIGURE IV-25 IMPEDANCE D'ENTREE DE MODE COMMUN D'UN CAS D'ETUDES A 5 CONDUCTEURS, CC : COURT-CIRCUIT, CO : CIRCUIT-OUVERT.	166
FIGURE IV-26 MODELE TLT REDUIT PRENANT EN COMPTE LES SYMETRIES.	167
FIGURE IV-27 MODELE SIMPLIFIE : IMPEDANCE D'ENTREE DE MODE DIFFERENTIEL, CC : COURT-CIRCUIT, CO : CIRCUIT-OUVERT.	168
FIGURE IV-28 MODELE A TROIS PORTS D'UNE MACHINE TRIPHASE.	169
FIGURE IV-29 DEUX CONFIGURATIONS DE MESURES UTILISEES POUR IDENTIFIER LE MODELE A TROIS PORTS D'UNE MACHINE ELECTRIQUE.	170
FIGURE IV-30 IMPEDANCES D'ENTREE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE 15kW-10000RPM. (A) MODULES. (B) PHASES.	170
FIGURE IV-31 CIRCUIT EQUIVALENT D'UNE MACHINE ETABLIT A PARTIR D'UNE MATRICE A TROIS PORTS.	171
FIGURE IV-32 MODELE CIRCUIT FREQUENTIELLE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE A AIMANTS PERMANENTS.	171
FIGURE IV-33 IMPEDANCE SERIE ET IMPEDANCE PARALLELE DU MODELE HAUTE FREQUENCE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE 15kW-10000RPM. (A) MODULES. (B) PHASES.	172
FIGURE IV-34 APPROXIMATION PAR VECTORFITTING DE L'IMPEDANCE $Z_{MSJ}\Omega$ D'UNE MACHINE ELECTRIQUE 15kW-10000RPM. (A) $N_P = 2$. (B) $N_P = 20$	173
FIGURE IV-35 APPROXIMATION PAR VECTORFITTING DE L'IMPEDANCE $Z_{MPJ}\Omega$ D'UNE MACHINE ELECTRIQUE 15kW-10000RPM. (A) $N_P = 1$. (B) $N_P = 15$	174
FIGURE IV-36 CELLULE DE COMMUTATION D'UN ONDULEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX (ELEMENTS PARASITES EN COULEUR BLEU).	175
FIGURE IV-37 CELLULE DE COMMUTATION A BASE MOSFET-SIC CMF20120D : TENSION V_{u-} EN FONCTION DE LA TENSION DC, LA TENSION V_{GS} ET LA RESISTANCE DE GRILLE.	175
FIGURE IV-38 MODULE TRIPHASE CREE CCS050M12CM2 : TEMPS DE MONTEE DE LA TENSION V_{u-} EN FONCTION DU COURANT EN SORTIE DU BRAS COMMUTE POUR PLUSIEURS RESISTANCE DE GRILLE. $V_{DC}=540V$ ET $V_{GS}=20V$. LA FIGURE DE DROITE EST UN ZOOM SUR LES COMMUTATIONS <150NS DE CELLES DE LA FIGURE DE GAUCHE.	176
FIGURE IV-39 MODELE DE MODE DIFFERENTIEL D'UNE CELLULE DE COMMUTATION PROPOSE.	177
FIGURE IV-40 CONFRONTATION ENTRE SIMULATION ET MESURE DES TENSION D'UN COMPOSANT MOSFET-SIC CMF20120D.	178
FIGURE IV-41 MODELE LINEAIRE PROPOSE POUR MODELISER UN ONDULEUR TRIPHASE.	178
FIGURE IV-42 TENSION MODULEE EN LARGEUR D'IMPULSION, COURANT D'UNE PHASE COMMUTE ET TEMPS DE COMMUTATION T_R , T_F ASSOCIES. ONDULEUR BASE SUR LE MODULE MOSFET-SIC CREE CCS050M12CM2, $V_{GS}=20V$, $R_g=10.5\Omega$, MLI SINUSOÏDALE DE 30KHZ.	179
FIGURE IV-43 IMPEDANCES DE MODE COMMUN D'UN ONDULEUR TRIPHASE.	180
FIGURE IV-44 MODELE COMPLET PROPOSE POUR L'ONDULEUR.	181

FIGURE IV-45 MODELE FREQUENTIEL BIFILAIRE D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE.....	182
FIGURE IV-46 MODELE FREQUENTIEL BIFILAIRE D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE AVEC FILTRES.....	182
FIGURE IV-47 MODELE FREQUENTIEL MULTIFILAIRE D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASE.....	185
FIGURE IV-48 CIRCUIT D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE UTILISE POUR CALCULER $FTOM_{ij\Omega}$ ET $FTOM_{ij\Omega}$, LES NUMEROS ENCERCLES REPRESENTENT LES NŒUDS DU CIRCUIT, LE NŒUD 0 ETANT LA REFERENCE.	186
FIGURE IV-49 CIRCUIT D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE UTILISE POUR CALCULER $FTMM_{ij\Omega}$ ET $FTMM_{ij\Omega}$, LES NUMEROS ENCERCLES REPRESENTENT LES NŒUDS DU CIRCUIT, , LE NŒUD 0 ETANT LA REFERENCE.	187
FIGURE IV-50 MODELE FREQUENTIEL MULTIFILAIRE D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASE AVEC FILTRES.....	188
FIGURE V-1 PHOTO DU BANC EXPERIMENTAL BIFILAIRE.....	193
FIGURE V-2 SYNOPTIQUE SIMPLIFIE DU BANC EXPERIMENTAL BIFILAIRE.....	193
FIGURE V-3 ONDULEUR A DEUX BRAS (PONT COMPLET) BASE SUR LES COMPOSANTS MOSFET-SIC CMF20120D.....	194
FIGURE V-4 CHARGES UTILISEES DANS LA CHAINE BIFILAIRE. (A) BOBINE-LITZ, (B) STATOR 10kW ET (C) STATOR 45kW.....	194
FIGURE V-5 EXEMPLES D'EVOLUTION DU COURANT EN SORTIE D'ONDULEUR POUR $U=540V_{DC}$ ET UNE LONGUEUR D'HARNAIS=15M. (A) BOBINE-LITZ, (B) STATOR 10kW ET (C) STATOR 45kW.....	195
FIGURE V-6 MESURE VS. SIMULATION : FORME D'ONDE DE SURTENSIONS EN SORTIE DU HARNAIS POUR QUATRE CAS DE CHARGE. $V=540V_{DC}$, DUREE DE COMMUTATION DES MOSFETS = 18NS (COURANT COMMUTE = 10A) ET LONGUEUR HARNAIS = 5M.	196
FIGURE V-7 IMPEDANCE DES CHARGES UTILISEES POUR L'ETUDE DES SURTENSIONS.....	197
FIGURE V-8 MESURE VS. SIMULATION : RATIO ENTRE SURTENSION EN SORTIE DU HARNAIS / TENSION DU BUS, POUR QUATRE CAS DE CHARGE. $V=540V_{DC}$, DUREE DE COMMUTATION = 18NS (COURANT COMMUTE = 10A) ET LONGUEUR HARNAIS = {1M,5M,15M}.	198
FIGURE V-9 FORMES D'ONDES ONDULEUR TRAPEZOÏDALES CONSIDEREES POUR ETUDIER L'IMPACT D'UNE COMMUTATION RAPIDE.	199
FIGURE V-10 SURTENSION EN SORTIE D'UN HARNAIS DE 3M A VIDE EN FONCTION DU TEMPS DE COMMUTATION D'ONDULEUR. ..	199
FIGURE V-11 RESULTAT SIMULATION : RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DE LA LONGUEUR DU HARNAIS, GENERE PAR UNE TENSION D'ONDULEUR TRAPEZOÏDALE , POUR DIFFERENTES DUREES DE COMMUTATION.	200
FIGURE V-12 RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DE LA LONGUEUR DU HARNAIS, GENERE PAR UNE TENSION D'ONDULEUR TRAPEZOÏDALE AVEC PLUSIEURS TEMPS DE COMMUTATION (NORME IEC-60034-18-41).	200
FIGURE V-13 ONDULEUR AVEC INTEGRATION FAVORISANT L'AUGMENTATION DES ELEMENTS PARASITES.....	200
FIGURE V-14 IMPACT DES ELEMENTS PARASITES : SURTENSIONS EN ENTREE ET EN SORTIE D'UN HARNAIS COURT DE 2.3M.....	201
FIGURE V-15 IMPACT DES ELEMENTS PARASITES : SURTENSIONS EN ENTREE ET EN SORTIE D'UN HARNAIS LONG DE 18.7M.	202
FIGURE V-16 IMPACT DES ELEMENTS PARASITES : RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DE LA LONGUEUR D'HARNAIS.....	202
FIGURE V-17 IMPACT DE LA CHARGE {A VIDE, BOBINE-LITZ, STATOR 10kW, STATOR 45kW} : SURTENSION EN FONCTION DE LA LONGUEUR D'HARNAIS POUR QUATRE DE TEMPS DE COMMUTATION : {10NS, 25NS, 50NS, 500NS}.....	203
FIGURE V-18 IMPACT DE LA DUREE DE COMMUTATION {10NS, 25NS, 50NS, 500NS} : SURTENSION EN FONCTION DE LA LONGUEUR D'HARNAIS POUR QUATRE CAS DE CHARGE {A VIDE, BOBINE-LITZ, STATOR 10kW, STATOR 45kW}.	204
FIGURE V-19 ILLUSTRATION DU CALCUL DU TEMPS DE MONTEE (SELON CONVENTION IEEE ENTRE 10%-90%) ET LA FREQUENCE D'OSCILLATION DES SURTENSIONS.	205
FIGURE V-20 TEMPS DE MONTEE (10%-90%) DES SURTENSIONS, MESUREES EN FONCTION DE LA LONGUEUR DU HARNAIS, POUR QUATRE CAS DE CHARGE.	205
FIGURE V-21 FREQUENCE D'OSCILLATION DES SURTENSIONS, MESUREE EN FONCTION DES LA LONGUEUR DU HARNAIS, POUR QUATRE CAS DE CHARGE.	205
FIGURE V-22 SIMULATION DE SURTENSION > 2PU : $T_c=T_r=T_f=10NS$, $F=15KHZ$, LONGUEUR=5M NON CHARGE.	206
FIGURE V-23 SIMULATION DE SURTENSION > 2PU : $T_c=T_r=T_f=10NS$, $F=15KHZ$, LONGUEUR=20M NON CHARGE.....	206
FIGURE V-24 SIMULATION DE SURTENSION > 2PU EN FONCTION DU RAPPORT CYCLIQUE [95%,100%] ET DE LA LONGUEUR DU HARNAIS [1M,30M], POUR QUATRE CAS DE CHARGE {A VIDE, BOBINE-LITZ, STATOR 10kW, STATOR 45kW} ET POUR $T_c=\{10NS,50NS\}$. AVEC UNE FREQUENCE $F=15KHZ$ ET UNE TENSION EGALE A 540VDC.....	208
FIGURE V-25 SIMULATION $T_c=10NS$ VS $T_c=50NS$: AUGMENTATION DE LA SURTENSION EN FONCTION DU RAPPORT CYCLIQUE [95%,100%] ET DE LA LONGUEUR DU HARNAIS [1M,30M], POUR QUATRE CAS DE CHARGE {A VIDE, BOBINE-LITZ, STATOR 10kW, STATOR 45kW} ET POUR $T_c=\{10NS,50NS\}$. AVEC UNE FREQUENCE $F=15KHZ$	209
FIGURE V-26 SYNOPTIQUE DU BANC EXPERIMENTAL D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASE DE 15kW.....	210

FIGURE V-27 PHOTO DU BANC EXPERIMENTAL DE LA CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASE DE 15kW AVEC UN HARNAIS NON-BLINDE DE 20M.	210
FIGURE V-28 ONDULEURS TRIPHASES A DEUX NIVEAUX : (A) ONDULEUR IGBT-SI (APPELE : IGBT), (B) ONDULEUR MOSFET-SIC CREE (APPELE : SIC-CREE), (C) ONDULEUR MOSFET-SIC IRT (APPELE : SIC-CULPA).....	211
FIGURE V-29 ILLUSTRATION DE TECHNIQUES DE COMMANDE EN MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI), AVEC UN INDICE DE MODULATION DE 0.8, CPWM : TECHNIQUES CONTINUES, DPWM : TECHNIQUES DISCONTINUES.....	211
FIGURE V-30 EXEMPLE DE TENSIONS MESUREES AUX BORNES DES TRANSISTORS DU BAS DE L'ONDULEUR SIC-CREE POUR 540VDC, MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4.	213
FIGURE V-31 VARIATION DU TEMPS DE MONTEE DES TENSIONS AUX BORNES DES TRANSISTORS DU BAS DE L'ONDULEUR SIC-CREE : MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4 (AU COURS DE PRES D'UNE PERIODE ET DEMIE DE LA BASSE FREQUENCE).....	214
FIGURE V-32 VARIATION DU TEMPS DE DESCENTE DES TENSIONS AUX BORNES DES TRANSISTORS DU BAS DE L'ONDULEUR SIC-CREE : MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4.	214
FIGURE V-33 EXEMPLE DE MESURE DES TENSIONS MACHINE POUR : ONDULEUR SIC-CREE, MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4. A GAUCHE : PHASE-MASSE, A DROITE : PHASE-PHASE.	214
FIGURE V-34 EXEMPLE DE TEMPS DE COMMUTATION ENTRE 10% ET 90% D'UNE IMPULSION D'UNE TENSION MACHINE POUR : ONDULEUR SIC-CREE, MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4. A GAUCHE : PHASE-MASSE, A DROITE : PHASE-PHASE.....	215
FIGURE V-35 EXEMPLE DE TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS ENTRE 10% ET 90% DE TENSION MACHINE POUR : ONDULEUR SIC-CREE, MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4. A GAUCHE : PHASE-MASSE, A DROITE : PHASE-PHASE.....	215
FIGURE V-36 EXEMPLE D'ALLURES DE TENSION MAXIMALE MACHINE POUR : ONDULEUR SIC-CREE, MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4. A GAUCHE : PHASE-MASSE, A DROITE : PHASE-PHASE.	216
FIGURE V-37 EXEMPLE DE CARTOGRAPHIE DE SURTENSION EN FONCTION LEUR TEMPS DE COMMUTATION : ONDULEUR SIC-CREE, MLI N°1, HARNAIS N°4 BLINDE ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°4. A GAUCHE : PHASE-MASSE, A DROITE : PHASE-PHASE..	216
FIGURE V-38 MESURES SUR CHAINE TRIPHASE 15kW : EXEMPLES DE TEMPS DE COMMUTATION MINIMAL DES TENSIONS EN SORTIE DES BRAS DES ONDULEURS EN FONCTION DES POINTS DE FONCTIONNEMENTS EN COUPLE-VITESSE.	218
FIGURE V-39 MESURES SUR CHAINE TRIPHASEE 15kW : EXEMPLES D'ECART-TYPE DU TEMPS DE COMMUTATION MINIMAL DES SURTENSIONS EN ENTREE DE LA MACHINE EN FONCTION DES POINTS DE FONCTIONNEMENTS EN COUPLE-VITESSE.	219
FIGURE V-40 MESURES SUR CHAINE TRIPHASEE 15kW : EXEMPLES DE RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DES POINTS DE FONCTIONNEMENTS EN COUPLE-VITESSE.....	219
FIGURE V-41 MESURES SUR CHAINE TRIPHASEE 15kW : EXEMPLES D'ECART-TYPE DES TEMPS DE COMMUTATION MINIMAL DES ONDULEURS EN FONCTION DES POINTS DE FONCTIONNEMENTS EN COUPLE-VITESSE.	219
FIGURE V-42 MESURES SUR CHAINE TRIPHASEE 15kW : EXEMPLES D'ECART-TYPE DES SURTENSIONS	220
FIGURE V-43 MESURES SUR CHAINE TRIPHASEE 15kW : EXEMPLES DE COMMUTATION EN FONCTION DES HARNAIS.....	220
FIGURE V-44 MESURES SUR CHAINE TRIPHASEE 15kW : EXEMPLES DE RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DES HARNAIS.	221
FIGURE V-45 MESURES SUR CHAINE TRIPHASEE 15kW : EXEMPLES DE COMMUTATION EN FONCTION DE LA TECHNOLOGIE D'ONDULEUR.....	221
FIGURE V-46 MESURES SUR CHAINE TRIPHASE 15kW : RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DE LA TECHNOLOGIE D'ONDULEUR..	222
FIGURE V-47 MESURES SUR CHAINE TRIPHASE 15kW : EXEMPLES DE COMMUTATION EN FONCTION DES TECHNIQUES MLI ET LA FREQUENCE DE DECOUPAGE. LE HARNAIS EST BLINDE.....	222
FIGURE V-48 MESURES SUR CHAINE TRIPHASE 15kW : EXEMPLES DE RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DES TECHNIQUES MLI ET LA FREQUENCE DE DECOUPAGE. LE HARNAIS EST BLINDE.....	223
FIGURE V-49 MESURES SUR CHAINE TRIPHASE 15kW : EXEMPLES DE RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DES TECHNIQUES MLI ET LA FREQUENCE DE DECOUPAGE. LE HARNAIS EST BLINDE.....	223
FIGURE V-50 MESURES SUR CHAINE TRIPHASE 15kW : EXEMPLES DE RATIO DE SURTENSION EN FONCTION DES POINTS DE FONCTIONNEMENTS EN COUPLE-VITESSE.....	224
FIGURE V-51 MODULE CULPA DEVELOPPE A L'IRT SAINT-EXUPERY INTEGRANT DES CAPACITES POUR REDUIRE L'INDUCTANCE PARASITE DES MAILLES DE COMMUTATION.	224
FIGURE V-52 ONDULEUR SIC-CULPA-BIS : MISE A LA TERRE DU POINT MILIEU DES CAPACITES DE MODE COMMUN.	224
FIGURE V-53 MESURES SUR CHAINE TRIPHASE 15kW : RATIO DE SURTENSION DE L'ONDULEUR SIC-CULPA-BIS EN FONCTION DES POINTS DE FONCTIONNEMENTS.....	224

FIGURE V-54 MESURES SUR CHAÎNE TRIPHASÉ 15kW : RATIO DE SURTENSION LES PLUS ÉLEVÉES OBSERVÉS DANS NOS TRAVAUX. DONNÉES DE MESURES DE LA CAMPAGNE N°1.....	225
FIGURE V-55 MESURES SUR CHAÎNE TRIPHASÉ 15kW : RATIO DE SURTENSION PHASE-PHASE LES ÉLEVÉES OBSERVÉS DANS NOS TRAVAUX. DONNÉES DE MESURES DE LA CAMPAGNE N°2.....	225
FIGURE VI-1 EXEMPLE D'UN BOBINAGE DISTRIBUÉ D'UN STATOR TRIPHASÉ SELON LES CARACTÉRISTIQUES DU TABLEAU VI-1. A DROITE : SCHEMA ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT DES BOBINES ; A GAUCHE : RÉPARTITION DES BOBINES DANS LES ENCOCHES SÉPARANT LES DENTS (RECTANGLES GRIS).....	229
FIGURE VI-2 COMPOSANTS D'UN SYSTÈME D'ISOLATION ÉLECTRIQUE (SIE) D'UNE MACHINE ÉLECTRIQUE BASSE TENSION (ILLUSTRATION BASÉE SUR UNE FIGURE DE [150]).....	230
FIGURE VI-3 SCHEMATISATION DE L'ISOLATION DANS UNE ENCOCHE [148].	231
FIGURE VI-4 LES DIFFÉRENTES CONTRAINTES SUBITES PAR UN SYSTÈME D'ISOLATION ÉLECTRIQUE.	231
FIGURE VI-5 DURÉE DE VIE DE 14 FILS ÉMAILLÉS STANDARDS PROVENANT DE 6 FOURNISSEURS DIFFÉRENTS DANS LES CONDITIONS SUIVANTES : +/-1kV CC, 15kHz ET 25°C [4].....	235
FIGURE VI-6 EXEMPLES DE DÉFAUTS D'ISOLATION DANS UNE MACHINE ÉLECTRIQUE, (A) INTER SPIRES, (B) ENTRE PHASES ET (C) EN PHASES ET MASSE [167].....	236
FIGURE VI-7 RÉSULTATS MONTRANT UNE POSSIBLE DE PRÉDICTION DE LA DURÉE DE VIE SOUS PRÉSENCE D'UNE ACTIVITÉ DE DP [188].....	240
FIGURE VI-8 LES FACTEURS INTERVENANTS DANS L'APPARITION DES DÉCHARGES PARTIELLES.	241
FIGURE VI-9 BOBINAGE EN VRAC EN COURS DE RÉALISATION SELON LES DONNÉES DE LA FIGURE VI-1 ET LE TABLEAU VI-1.....	242
FIGURE VI-10 CONFIGURATIONS DE TESTS UTILISÉES POUR LA CARACTÉRISATION EXPÉRIMENTALE DES DÉCHARGES PARTIELLES, A GAUCHE : INTER SPIRES, A DROITE : ENTRE PHASES ET MASSE.	242
FIGURE VI-11 SYNOPTIQUE DE LA MÉTHODE UTILISÉE POUR MESURER LE PDIV.....	244
FIGURE VI-12 PETITE ENCEINTE À DÉPRESSION À DIAMÈTRE DE Ø50CM ET À PRESSION MINIMALE DE 20 MBAR.....	245
FIGURE VI-13 CAPTEUR DE COURANT BERGOZ FCT-016-1.25 UTILISÉ POUR DÉTECTER LES DP.....	246
FIGURE VI-14 CONSTITUANT DU CAPTEUR CAPACITIF DES DP, (A) CONNECTEUR JACK-SMA DE LA MARQUE RADIALL-R124464000W, (B) CONNECTEUR SMA-BNC DE LA MARQUE RADIALL-R191303000 ET (C) PINCE DE MAINTIEN DE CONTACT ENTRE L'ÂME CONDUCTRICE DU JACK-SMA ET UN FIL D'ALIMENTATION HAUTE TENSION.	246
FIGURE VI-15 CARACTÉRISTIQUES D'UN FILTRE PASSE-HAUT MINICIRCUITS BHP-25+, (A) DESSIN REPRÉSENTATIF AVEC B=1.4CM ET D=6.6CM, (B) CIRCUIT ÉLECTRIQUE, (C) DIAGRAMME D'ATTÉNUATION DU SIGNAL EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE NORMALISÉE PAR RAPPORT FRÉQUENCE DE COUPURE FCO=25MHZ.	247
FIGURE VI-16 EXEMPLE DE MESURE DES DP DANS « UNE PAIRE TORSADÉE IMPRÉGNÉE » SELON LE SYNOPTIQUE DU BANC EXPÉRIMENTAL DE LA FIGURE VI-11.....	247
FIGURE VI-17 PDIV EN FONCTION DE LA DURÉE D'APPLICATION D'UNE TENSION CARRE UNIPOLAIRE RÉPÉTITIVE [165].	249
FIGURE VI-18 PDIV EN FONCTION DU NOMBRE D'IMPULSION D'UNE TENSION CARRE BIPOLAIRE RÉPÉTITIVE [191].	249
FIGURE VI-19 EXEMPLE DE DP NON-ENTRETENUES MESURÉES SUR UNE PAIRE TORSADÉE IMPRÉGNÉE.....	250
FIGURE VI-20 EXEMPLE DE DP ÉNERGETIQUES SURVENANT À DES PDIV SUPÉRIEURES À 1600 V.....	251
FIGURE VI-21 DIFFÉRENTES DISPERSIONS DES 25 MESURES PDIV (5 PDIV SUR CHACUNE DES 5 ÉPROUVETTES : EPR1 À EPR5), $\sigma(\text{PDIV1-PDIV5})$ EST L'ÉCART-TYPE SUR L'EPR1, $\sigma(\text{PDIV6-PDIV10})$ EST L'ÉCART-TYPE SUR L'EPR2, $\sigma(\text{PDIV11-PDIV15})$ EST L'ÉCART-TYPE SUR L'EPR3, $\sigma(\text{PDIV16-PDIV20})$ EST L'ÉCART-TYPE SUR L'EPR4, $\sigma(\text{PDIV21-PDIV25})$ EST L'ÉCART-TYPE SUR L'EPR5, $\sigma(\mu\text{EPR1}-\mu\text{EPR5})$ EST L'ÉCART-TYPE DES MOYENNES DES 5 EPR ET $\sigma(\text{PDIV1-PDIV25})$ EST L'ÉCART-TYPE DE TOUTES LES 25 MESURES PDIV.	255
FIGURE VI-22 DISTRIBUTION DES OCCURRENCES DE 25 MESURES PDIV DE NOS 5 CAS D'ÉTUDES.	256
FIGURE VI-23 TEST GRAPHIQUE PAR LA DROITE DE HENRY DE LA NORMALITÉ DE PDIV DE NOS 5 CAS D'ÉTUDES.....	259
FIGURE VI-24 ILLUSTRATION DES INTERVALLES DE CONFIANCE (IC) D'OCCURRENCE DU PDIV POUR DEUX NIVEAUX DE CONFIANCES : NIVEAU CONVENTIONNEL = 95% ET NIVEAU PROPOSÉ = 99%.....	262
FIGURE VI-25 TECHNOLOGIE DE FIL N°1 : FIL ÉMAILLÉ [163].....	263
FIGURE VI-26 TECHNOLOGIE DE FIL N°2 : FIL EXTRUDE [197].....	263
FIGURE VI-27: EXEMPLES DE PAIRES TORSADÉES FORMÉES SELON LES RECOMMANDATIONS DE NORME IEC 60851-5 [202].	267
FIGURE VI-28 EXEMPLE D'OBSERVATION DE POTENTIELLES DÉTÉRIORATIONS DE L'ISOLANT PEEK SURVENUES LORS DU TORSADAGE.	268
FIGURE VI-29 EXEMPLE D'OBSERVATION DE DÉTORSADAGE DE FILS À ISOLANT PEEK ÉPAIS.	268
FIGURE VI-30 PDIV MESURES SUR DES PAIRES TORSADÉES EN FONCTION DE LA CLASSE THERMIQUE (180°C, 200°C ET 220°C)	270

FIGURE VI-31 PDIV MESURES SUR DES PAIRES TORSADEES EN FONCTION DE 3 DIAMETRES (0.50MM,0.71MM ET 1MM) DE FILS EMAILLES A GRADE 2.....	270
FIGURE VI-32 PDIV MESURES SUR DES PAIRES TORSADEES EN FONCTION DE 3 GRADES D'ISOLATION (1, 2 ET 3) DE FILS EMAILLES A DIAMETRE 0.71MM.....	270
FIGURE VI-33 PDIV MESURES SUR DES PAIRES TORSADEES EN FONCTION DE 3 EPAISSEURS D'ISOLATION (35µM, 80µM ET 178µM) DE FILS ISOLÉS EN PEEK A DIAMETRE 0.81MM	270
FIGURE VI-34 DISPOSITIF DE TEST DES FEUILLES ISOLANTES : ILLUSTRATION D'UNE CONFIGURATION DE TEST AVEC : 10 SPIRES, FILM PI DE 5X7CM ² ET LE SUPPORT DE FIL N°3 (PLAT).....	275
FIGURE VI-35 DISPOSITIF DE TEST DES FEUILLES ISOLANTES : ILLUSTRATION DES 3 FORMES GEOMETRIQUES DES ISOLANTS EVALUES.	275
FIGURE VI-36 DISPOSITIF DE TEST DES FEUILLES ISOLANTES ; SUPPORTS DE FIL EVALUES, SUPPORT N°1 : PLAT, SUPPORT N°2 : CIRCULAIRE, SUPPORT N°3 : POINTU.....	275
FIGURE VI-37 PDIV « FIL - MASSE » EN FONCTION DE GRADE ET DE DIAMETRE DE FIL.....	276
FIGURE VI-38 PDIV « FIL - ISOLANT - MASSE » EN FONCTION DES DIMENSIONS DE L'ISOLANT.....	276
FIGURE VI-39 PDIV « FIL - ISOLANT - MASSE » EN FONCTION DE LA FORME DU SUPPORT DE FIL.....	276
FIGURE VI-40 PDIV « FIL - ISOLANT - MASSE » EN FONCTION DU NOMBRE DE SPIRES.....	276
FIGURE VI-41 RESULTATS DES CARACTERISATION PDIV DES FEUILLES ISOLANTES ORGANIQUES.....	277
FIGURE VI-42 RESULTATS DES CARACTERISATION PDIV DES FEUILLES ISOLANTES INORGANIQUES.....	278
FIGURE VI-43 SYNOPTIQUE DU BANC DE MESURE DES DP SELON LES RECOMMANDATIONS DE LA NORME IEC 60270 [205].....	279
FIGURE VI-44 ESTIMATION PDIV PAR LA FORMULE DE DAKIN : PDIV EN FONCTION DU MATERIAU DE PERMITTIVITE DE L'EPAISSEUR MOYEN D'EMAIL (TABLEAU VI-16) ET SA PERMITTIVITE MOYENNE : $\epsilon_r=4.78$ POUR LE PEI, $\epsilon_r=4.9$ POUR PEI/PAI ET $\epsilon_r=5.11$ POUR LE PAI.....	283
FIGURE VI-45 ESTIMATION DU PDIV DE FILS EXTRUDES EN PEEK PAR LA FORMULE DE DAKIN.....	284
FIGURE VI-46 ESTIMATION PAR LA FORMULE DE DAKIN DES PDIVS DES CONFIGURATIONS « FIL PEI/PAI – MASSE ».....	285
FIGURE VI-47 ECARTÉMENT STATISTIQUE RELATIF AU PDIV MOYEN AVEC UN NIVEAU DE CONFIANCE DE 99%.....	288
FIGURE VI-48 ILLUSTRATION DE L'IMPREGNATION EN VERNIS D'UN PAIRE TORSADÉE.....	289
FIGURE VI-49 PDIV DES PAIRES TORSADEES AVEC ET SANS IMPREGNATION.....	290
FIGURE VI-50 VALEURS ET EXPRESSION DE L'EXPOSANT M EN FONCTION DU PDIV0(P0).....	295
FIGURE VI-51 ESTIMATION DES PDIVS EN FONCTION DE LA PRESSION	295

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU I-1 VITESSE DE PROPAGATION DANS LE CABLE EN FONCTION DE LA VITESSE DE LA LUMIERE DANS LE VIDE.....	39
TABLEAU I-2 COEFFICIENT DE REFLEXION POUR DIFFERENTES DIMENSIONS DU MOTEUR[31].	41
TABLEAU I-3 PROPAGATION ET REFLEXIONS MULTIPLE DE LA TENSION ENTRE LE GENERATEUR ET LA CHARGE ; AVEC UN ECHELON DE TENSION ENTREE ET $\Gamma_0 < \approx -1$ ET $\Gamma_L < \approx 1$	46
TABLEAU I-4 LONGUEURS CRITIQUES DE CABLE EN PVC POUR DIFFERENTES TECHNOLOGIES D'INTERRUPTEUR DE PUISSANCE.....	49
TABLEAU II-1 LONGUEUR D'ONDE ET VALIDITE DE L'HYPOTHESE TEM.....	69
TABLEAU II-2 RECAPITULATIF DES MODELES DISCUTES.....	106
TABLEAU III-1 EFFET DE PEAU : PROFONDEUR DE PENETRATION δ DE CHAMP MAGNETIQUE	110
TABLEAU III-2 TROIS MATRICES DE COURANTS DIFFERENTES SERVANT POUR CALCULER LES MATRICES RL.....	119
TABLEAU III-3 LES MATRICES DE TENSIONS CALCULEES POUR TROIS MATRICES COURANT DISTINCTES.....	120
TABLEAU III-4 LES MATRICES RL CALCULEES POUR TROIS MATRICES COURANT DISTINCTES.....	120
TABLEAU III-5 TROIS MATRICES DE POTENTIEL DIFFERENTES SERVANT POUR CALCULER LES MATRICES C.....	121
TABLEAU III-6 MATRICES DES CHARGES CALCULEES PAR ELEMENTS ET LES CAPACITES LINEIQUES ASSOCIES.	121
TABLEAU III-7 MATRICES LC_{LT} EN FONCTION DU CHOIX DU CONDUCTEUR DE REFERENCE.....	121
TABLEAU III-8 PRECISION DU MODELE PROPOSE AVEC LE CONDUCTEUR N°1 COMME REFERENCE.	122
TABLEAU III-9 SPECIFICATIONS DU FIL CF-U SELON LA NORME NF EN 2083 [88].	123
TABLEAU III-10 ISOLATION SPECIFIEE SELON EN 2266-003 [89].	123
TABLEAU III-11 LA VALEUR ABSOLUE DE L'ERREUR RELATIVE DE LA TOB PAR RAPPORT A ABC ET K_{Tr}	125
TABLEAU III-12 NOMBRE DE NŒUDS EN FONCTION DE LA FINESSE DE MAILLAGE.....	133
TABLEAU III-13 NOMBRE DE NŒUDS EN FONCTION DU NIVEAU DE MAILLAGE D'UN PROBLEME ELECTROSTATIQUE.....	133
TABLEAU III-14 PLAGES DE VARIATION DES PARAMETRES UTILISES POUR L'ANALYSE DES PARAMETRES RLC.....	138
TABLEAU III-15 DIAMETRES MESURES LE LONG D'UN FIL CF-U, LE PAS DE LA MESURE EST DE 1CM.....	143
TABLEAU V-1 PARAMETRES NOMINALES DE L'ONDULEUR DE LA CHAINE BIFILAIRE SELON NOTRE MODELE IV.5.	197
TABLEAU V-2 PARAMETRES D'ONDULEUR FAVORISANT DES ELEMENTS PARASITES ELEVES SELON NOTRE MODELE IV.5.....	201
TABLEAU V-3 MLI UTILISEES POUR CARACTERISER LES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE TRIPHASE.	212
TABLEAU V-4 HARNAIS UTILISES POUR CARACTERISER LES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE TRIPHASE.	212
TABLEAU V-5 POINTS DE FONCTIONNEMENT UTILISES POUR CARACTERISER LES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE TRIPHASEE.	213
TABLEAU V-6 EXEMPLE D'ANALYSE STATISTIQUE DE LA COMMUTATION ONDULEUR ET VALEUR MAXIMALE DE SURTENSION POUR : ONDULEUR SiC-CREE, MLI N°1, HARNAIS BLINDE N°4 ET POINT DE FONCTIONNEMENT N°6.	217
TABLEAU VI-1 CARACTERISTIQUES DU BOBINAGE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE DE 10KW.	229
TABLEAU VI-2 CLASSE THERMIQUE DES SYSTEMES D'ISOLATION ELECTRIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES SELON LES NORMES IEC 60085 [161] ET LA NORME NEMA/UL.....	233
TABLEAU VI-3 EXEMPLES D'ECHANTILLONS DE 25 MESURES PDIV (5 MESURES SUR 5 EPROUVETTES IDENTIQUES)	254
TABLEAU VI-4 INFLUENCE DE LA TAILLE DE L'ECHANTILLON STATISTIQUE SUR LA MOYENNE ET L'ECART-TYPE	256
TABLEAU VI-5 COEFFICIENT DE D'APLATISSEMENT (KURTOSIS NORMALISE) ET LE COEFFICIENT D'ASYMETRIE (SKEWNESS).....	257
TABLEAU VI-6 INTERVALLE DE VARIATION DE LA MOYENNE ET DE L'ECART-TYPE POUR UN ECHANTILLON DE TAILLE 25.....	261
TABLEAU VI-7 CARACTERISTIQUES GEOMETRIQUES D'UN FILS EMAILLE EN FONCTION DU DIAMETRE DU FIL DE CUIVRE ET SON GRADE SELON LA NORME IEC 60317-0-1 [198].....	264
TABLEAU VI-8 FILS EMAILLES STANDARDS UTILISES DANS LA CARACTERISATION DU PDIV ; PEI EST L'ACRONYME DE POLYESTERIMIDE ET PAI EST L'ACRONYME DE POLYAMIDIMIDE.....	264
TABLEAU VI-9 CARACTERISTIQUES GEOMETRIQUES DES FILS EXTRUDES EN PEEK, SERVANT POUR DES CARACTERISATIONS DU PDIV INTER SPIRES.....	265

TABLEAU VI-10 EXTRAIT DES RECOMMANDATIONS DE LA NORME IEC 60851-5 [202] UTILISEES POUR LA FORMATION DES PAIRES TORSADEES : CHARGES ET NOMBRE DE TOURS APPLIQUES A LA PAIRE DE FILS.....	266
TABLEAU VI-11 ISOLANTS ORGANIQUES UTILISES POUR LES CARACTERISATIONS DES DECHARGES PARTIELLES.....	271
TABLEAU VI-12 ISOLANTS INORGANIQUES/ORGANIQUES UTILISES POUR LA CARACTERISATION DES DECHARGES PARTIELLES.....	272
TABLEAU VI-13 COMPARAISON DES MESURES PDIV ENTRE NOTRE METHODE MESURE UTILISEE POUR LA CARACTERISATION ET LA METHODE STANDARD SELON LES NORMES IEC.	280
TABLEAU VI-14 VALEURS TYPIQUES DE LA PERMITTIVITE ISSUES DE LA LITTERATURE.	281
TABLEAU VI-15 ESTIMATION DE LA PERMITTIVITE PAR LA FORMULE DE DAKIN.	282
TABLEAU VI-16 ESTIMATIONS DES EPAISSEURS PAR LA FORMULE DE DAKIN.	282
TABLEAU VI-17 FILS EXTRUDES EN PEEK : ESTIMATION DE LA PERMITTIVITE ET ERREURS DE MODELISATION.	284
TABLEAU VI-18 ESTIMATION DE LA PERMITTIVITE DES PAPIERS ISOLANTS PAR LA FORMULE DE DAKIN.	286
TABLEAU VI-19 ESTIMATION DE LA PERMITTIVITE DES FILMS ISOLANTS PAR LA FORMULE DE DAKIN.	287
TABLEAU VI-20 ESTIMATION DE LA PERMITTIVITE DES ISOLANTS COMPOSITES PAR LA FORMULE DE DAKIN.....	288
TABLEAU VI-21 RATIO ENTRE PDIV ET PDEV	297

INTRODUCTION GENERALE

La rationalisation de l'énergie électrique à bord d'un avion promet un gain de masse considérable. Dans ce sens, des progrès remarquables ont été faits sous le contexte « Aéronef plus électrique » (en anglais : « More Electrical Aircraft »). Actuellement, le concept d'électrification se concrétise par le remplacement progressif des circuits hydrauliques et pneumatiques par des circuits électriques.

A bord des générations récentes d'avion, le niveau de la tension électrique est passé de 115VAC à 230VAC. Cela a donné naissance à un nouveau réseau HVDC à +/-270 VDC (540VDC) au lieu de +270VDC. L'utilisation d'une tension continue élevée à bord d'un avion plus électrique permet de répondre efficacement à ses besoins croissants en énergie électrique. Néanmoins, une tension élevée et combinée avec les contraintes aéronautiques en pression et en température, fait subir au système d'isolation électrique (SIE) un stress de plus en plus sévère.

Dans un avion plus électrique, les actionneurs seront alimentés par des convertisseurs statiques à base des composants électroniques de plus en plus rapides (IGBT, SiC, GaN...). Ces convertisseurs sont commandés en commutation par MLI : Modulation en Largeur d'Impulsion (en anglais, PWM : Pulse Wide Modulation). Ces convertisseurs peuvent être installés à proximité des actionneurs ou bien déportés (généralement en zone pressurisée). Dans ce dernier cas, la liaison entre les convertisseurs statiques et les actionneurs est assurée par un câble de puissance appelé harnais.

L'utilisation des composants électroniques rapides (temps de commutation de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes) et des câbles longs (quelques mètres) favorise l'apparition des surtensions dues aux phénomènes de propagation et de réflexion. Le niveau de ces surtensions peut dépasser deux fois la tension du bus continu, ce qui peut causer les phénomènes de décharges partielles (DP) dans un SIE. En fonction de leur énergie et leur occurrence, les DP constituent un facteur de stress électrique pouvant conduire au vieillissement prématuré du SIE.

Les travaux de cette thèse de doctorat ont été effectués à l'IRT Saint-Exupéry et au laboratoire LAPLACE : Groupe GENESYS pour la modélisation des surtensions et le Groupe MCDE pour les aspects SIE et DP. Ils s'inscrivent dans le cadre de la fiabilisation d'une chaîne électromécanique aéronautique (onduleur en MOSFET SiC + câble long + actionneur) alimentée par le nouveau réseau HVDC 540V. Ils visent à prévenir un vieillissement prématuré du SIE du bobinage d'un stator de machine électrique, et ce, dès la phase de conception. Pour ce faire, nous nous intéressons à modéliser et analyser les surtensions dans une chaîne électromécanique et les décharges partielles dans le bobinage d'une machine électrique. Ces modèles doivent être rapides et adaptés à être intégrés dans une démarche de conception par optimisation où la rapidité de calcul est fortement souhaitée.

Nous consacrons le premier à chapitre à décrire le contexte des travaux de cette thèse et l'état de l'art des surtensions dans une chaîne électromécanique.

Le deuxième et le troisième chapitre sont consacrés à la modélisation large bande fréquentielle d'un harnais, un composant jouant un rôle central dans l'apparition des surtensions.

Dans le quatrième chapitre, nous développons l'utilisation de notre modèle fréquentiel d'un harnais afin d'effectuer une simulation temporelle des surtensions le long d'une chaîne électromécanique, et en particulier aux bornes de la machine électrique.

Le cinquième chapitre est consacré à l'étude paramétrique, par simulation et par expérience, des surtensions aux bornes d'une machine électrique. Nous y intéressons particulièrement à répondre à la question suivante : est-ce que les performances des nouvelles générations de semi-conducteurs grand gap sont susceptibles de causer un niveau de surtensions plus élevé ?

Dans le sixième et dernier chapitre, nous présentons et nous discutons les caractérisations expérimentales et la modélisation analytique du niveau d'apparition des décharges partielles (PDIV) d'un système d'isolation électrique (SIE) basse tension, en fonction des paramètres de conception et d'environnement aéronautique.

CHAPITRE.I

CONTEXTE ET ETAT DE L'ART DES SURTENSIONS

SOMMAIRE

I.1 INTRODUCTION	28
I.1 CONTEXTE DES TRAVAUX DE THESE	28
I.2 SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE.....	33
I.3 SOLUTIONS AUX PROBLEMATIQUES DES SURTENSIONS	53
I.4 CONCLUSION	60

I.1 INTRODUCTION

Dans ce premier chapitre, nous commençons par positionner les travaux de cette thèse dans leur contexte aéronautique. Puis, nous analysons les causes des surtensions. Enfin, nous parcourons les différentes solutions proposées dans la littérature permettant de pallier les problématiques de surtensions.

I.1 CONTEXTE DES TRAVAUX DE THESE

I.1.1 Aéronef plus électrique

L'industrie aéronautique est en pleine expansion, les plus grands avionneurs mondiaux : AIRBUS et BOEING prévoient une forte demande des marchés émergents, notamment l'Asie. On estime un doublement du nombre d'avion d'ici 2050. Face à cette forte demande, les avionneurs doivent baisser le délai et le coût de fabrication des avions d'une part. D'autre part, l'augmentation du trafic aérien doit répondre aux exigences environnementales. En effet, le secteur aéronautique contribue de 3 à 4 % dans les émissions mondiales de gaz à effet de serre.

Selon le groupe d'experts intergouvernemental de l'organisation des nations unies sur le climat (GIEC), le secteur aérien actuel est incompatible avec le défi de lutte contre le changement climatique. Le concept d'aérien actuel est également incompatible avec les objectifs fixés lors de l'accord du COP21 de Paris stipulant maintenir « l'augmentation de la température moyenne mondiale bien en dessous de 2°C au-dessus des niveaux préindustriels » et de poursuivre les efforts « pour limiter l'augmentation de la température à 1.5°C au-dessus des niveaux préindustriels. ».

Le secteur aéronautique n'échappe pas à la décarbonation, pour répondre à ce grand défi compromettant le mode de vie sur terre ! les communautés académiques et les industriels aéronautiques sont fortement mobilisés à la recherche et le développement de solutions de ruptures technologiques visant à développer des avions moins polluants, plus économiques et plus fiables. Parmi les très nombreux axes de travaux, nous citons, le développement de carburant durable non fossiles (SAF : Sustainable Aviation Fuel), le développement de moteur plus économe en carburant, l'exploration d'utilisation d'un moteur à hydrogène, et également l'électrification des avions.

Dans un avion commercial actuel, le kérosène est la source primaire d'énergie qui assure la propulsion. Une partie du kérosène est transformée en sources d'énergie secondaires : hydraulique, pneumatique et électrique. L'électrification de l'avion consiste à remplacer les sources d'énergie secondaires (hydraulique et pneumatique) par une solution électrique. Ce processus est en cours de concrétisation sur des avions récents (Figure I-1), il s'agit de l'électrification des fonctions : commandes de vol, freinage, démarrage moteur, conditionnement d'air, etc.

Le pourcentage moyen de l'énergie secondaire est estimé représenté qu'entre 3 à 6% de l'énergie primaire (kérosène), néanmoins, la suppression des complexes systèmes hydrauliques et pneumatiques constitue, en soi, une rupture dans le domaine aéronautique et une étape incontournable vers l'avion plus électrique.

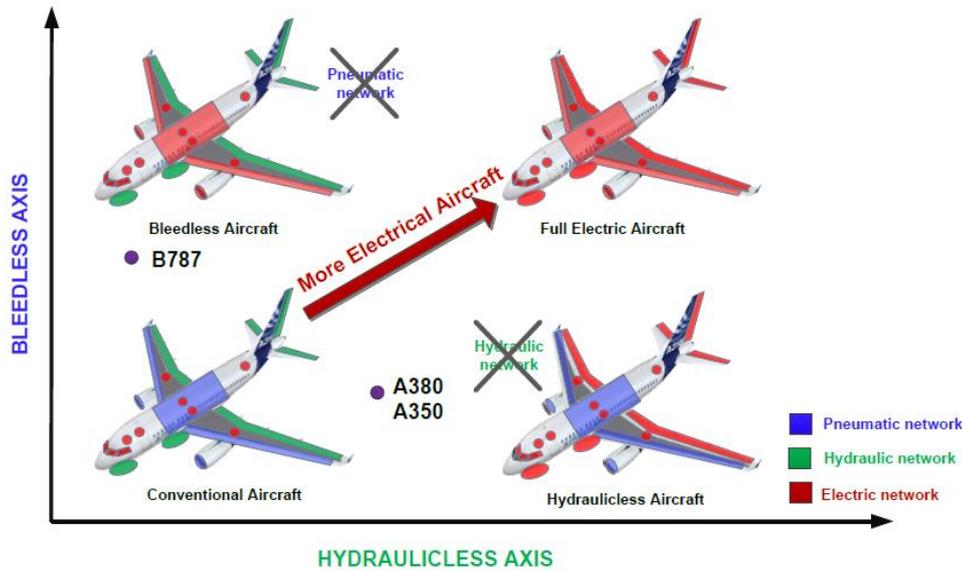


Figure I-1 L'électrification progressive d'un avion [1].

Une vision plus large de l'électrification d'avion projette la propulsion d'avions 100 % électrique. A l'heure actuelle, à défaut de l'insuffisante densité de puissance massique des systèmes électriques, le concept 100% électrique se limite à l'aviation légère. Le développement des gros porteurs tout électriques passerait d'abord par une étape d'hybridation qui compromettrait une motorisation thermique et une motorisation électrique.

I.1.2 Augmentation de la tension abord des avions

Le concept d'électrification des sources d'énergies non propulsives a fait déjà des progrès remarquables. L'avion qui se retrouve en tête des avions plus électriques, le Boeing 787, dispose à bord de plus de 1 MW de puissance électrique, soit un niveau cinq fois supérieur par rapport à un avion de la génération précédente de capacité identique (Figure I-2).

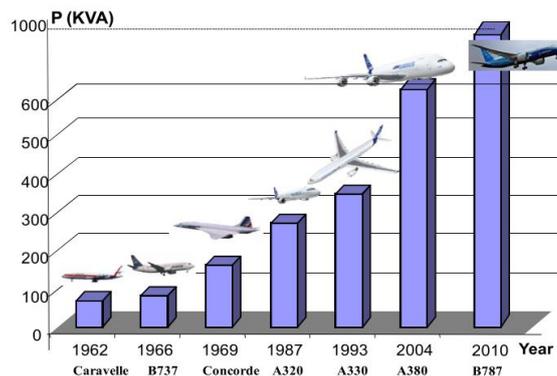


Figure I-2 Evolution des besoins en puissance électrique sur avion [2].

Pour pouvoir répondre efficacement à ses besoins en énergie électrique, le niveau de la tension électrique a doublé à bord du Boeing 787. La tension continue est passée de 270VDC à ± 270 VDC ; cela a donné naissance au nouveau réseau électrique HVDC 540 VDC.

Pour une puissance donnée, l'augmentation de la tension implique la diminution du courant à transporter ; cela permet de réduire la masse des câbles résultant de l'utilisation de plus petites

sections. Ce principe a fait ses preuves dans d'autres domaines industriels, par exemple le transport d'énergie (400kV) et le ferroviaire (3kVDC). De plus, la distribution de l'énergie électrique sous forme continue permet de supprimer les étages de conversions AC/DC du côté des charges, ce qui permet encore un gain significatif en termes de masse, critère crucial dans l'aéronautique.

L'augmentation de la tension semble donc une étape incontournable permettant le développement vers l'aéronef plus électrique. Néanmoins, l'augmentation de la tension combinée avec les sévères contraintes environnementales du domaine aéronautique (pression, température, humidité) augmente les risques d'apparition des décharges électriques. En effet, selon la loi de Paschen (Figure I-3), en dépassant la tension, de $325V_{peak}$, des décharges partielles peuvent se déclencher sous certaines conditions de pression et distance entre électrodes.

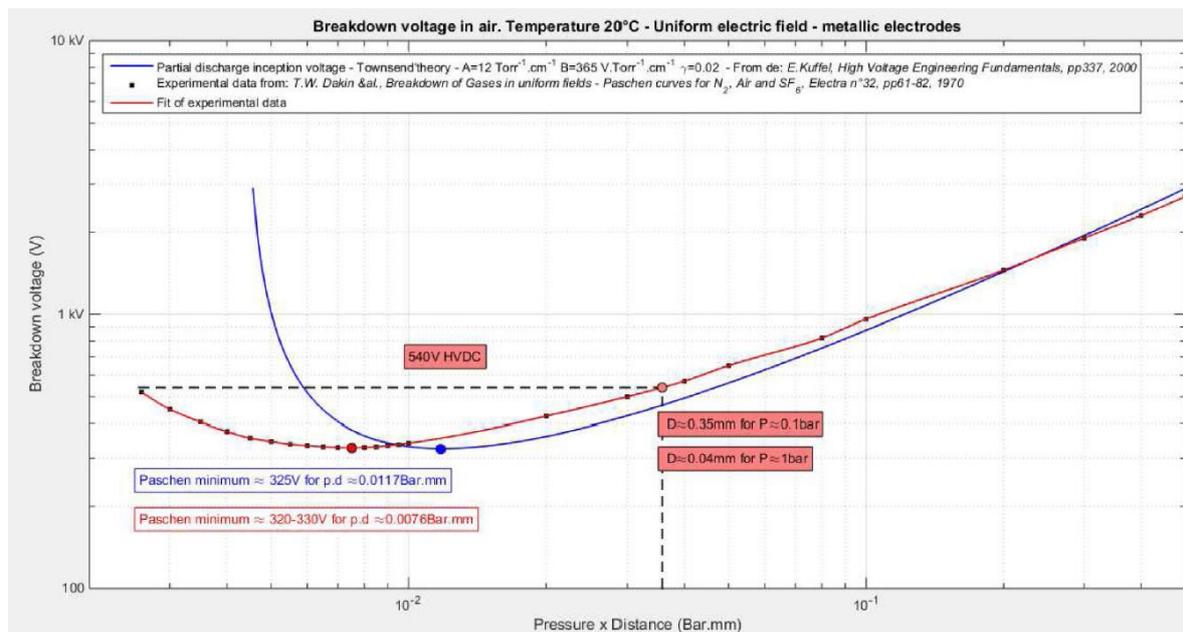


Figure I-3 Loi de Paschen : seuil d'apparition des décharges partielles dans l'air en fonction de Pression x Distance entre électrodes [3].

Les décharges partielles (DP) peuvent être fatales au système d'isolation électrique d'isolation (SIE) basse tension. En effet, elles causent une dégradation progressive conduisant à sa destruction prématurée. Cette détérioration peut être de différentes origines :

- mécanique : érosion due au bombardement ionique ;
- thermique : fonte de la structure de l'isolant due à la température des décharges ;
- physico-chimique : oxydation due à l'ozone, réactions des espèces (issues du gaz ou de l'isolant) générées par les décharges.

Des études de vieillissement, effectuées sur des échantillons représentatifs d'un SIE standard, montrent que lorsque la tension excède la tension d'apparition des décharges partielles, même faiblement, la durée de vie du SIE ne dépasse pas 20 heures contre plus de 20 000 heures spécifiées à sa température de classe thermique [4].

D'une part, la maîtrise des décharges partielles à bord d'un avion est primordiale pour la sécurité. D'autre part, cela s'impose de point de vue économique : en effet, une défaillance à bord d'un avion

engendre un coût énorme en cas d'immobilisation de l'appareil. La non-maitrise de ces aspects ferait perdre l'avantage des solutions électriques face à ses concurrentes : pneumatique et hydraulique.

Le cas d'étude de nos travaux est décrit dans la section suivante : Il s'agit d'une chaîne électromécanique pour une application aéronautique (Onduleur + Câble + Actionneur). Le contexte industriel fixe la tension d'alimentation à 540V_{DC} (réseau de bord dénommé 'HVDC').

I.1.3 Chaîne électromécanique

Nous appelons une chaîne électromécanique, un système de conversion d'une énergie électrique en énergie mécanique ; elle est composée principalement d'un réseau source, d'un onduleur commandé en MLI, d'un câble de puissance (harnais), d'un actionneur et éventuellement de filtres (Figure I-4).

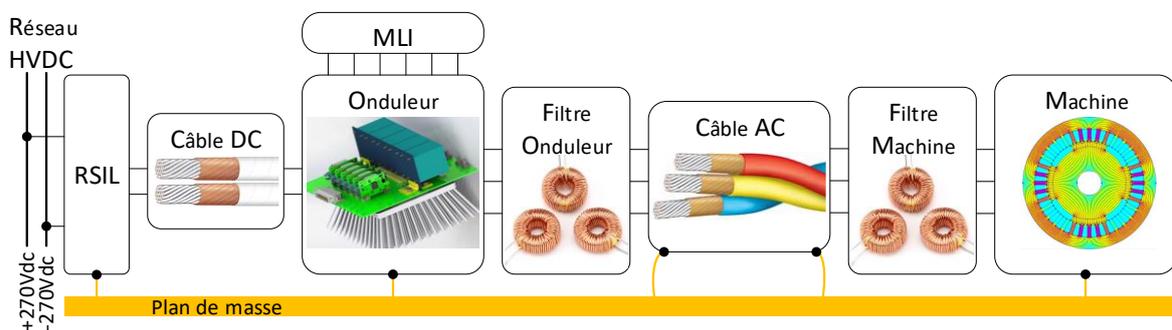


Figure I-4 Synoptique générale d'une chaîne électromécanique.

Nous décrivons ci-dessous les principaux éléments de la chaîne :

- Onduleur

L'onduleur est alimenté par le réseau continu HVDC 540VDC. Il a pour rôle de convertir la tension continue en une tension alternative (Conversion DC/AC). Il est constitué de composants semi-conducteurs de puissance. Actuellement, l'IGBT (interrupteur à 2 segments pilotable à l'amorçage et au blocage) est massivement utilisé. Pour augmenter la densité massique des convertisseurs, plusieurs travaux en cours s'intéressent aux semi-conducteurs à grand gap, à commutations rapides : SiC et GaN.

- Commande

La commande de l'onduleur est réalisée par Modulation de Largeur d'Impulsion (*MLI* ou en anglais : *PWM, Pulse Width Modulation*). Elle permet d'avoir à la sortie de l'onduleur une composante fondamentale de tension réglable en amplitude et en fréquence. Au niveau de la chaîne, cela permet un contrôle des grandeurs mécaniques de l'actionneur (Couple, Vitesse).

- Câble de puissance(harnais)

Le câble de puissance, appelé souvent harnais, assure le transport de l'énergie électrique entre l'onduleur et l'actionneur. Sous l'effet d'une commutation rapide d'onduleur, un harnais peut être le siège d'un phénomène de propagation et de réflexion causant des surtensions ; dans notre travail, une attention particulière est portée à la modélisation haute fréquence des harnais.

- Actionneur

Dans le domaine aéronautique, les actionneurs sont souvent des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP* ou en anglais : *PMSM pour Permanent Magnet Synchronous Motor*) à mouvement rotatif. Les MSAPs sont les machines les plus performantes en termes de densité massique de puissance (kW/kg). L'alimentation d'un actionneur par un convertisseur commandé en MLI permet un entraînement réglé en couple et en vitesse.

- Filtres

Le filtrage est classiquement associé à l'onduleur, à son entrée comme à sa sortie. Son ajout aide à respecter les exigences normatives (CEM, stabilité réseau). Il peut être également mis en sortie d'onduleur ou en entrée d'actionneur pour éviter des surtensions.

- Charge

Elle représente tout organe actionné ou potentiellement actionnable par une machine électrique : trains, commandes de vol, compresseurs, ventilateurs, pompes, etc.

I.1.4 Facteurs aggravant des décharges partielles : surtensions

La tension générée par un onduleur est modulée en largeur d'impulsions. Ces impulsions ont des temps de montée et de descente très courts (forts dv/dt) et leur spectre s'étale sur une large bande fréquentielle (quelques dizaines de MHz). Dans un environnement aéronautique, l'onduleur peut être éloigné de l'actionneur, par exemple dans le cas où l'onduleur se trouve dans une zone pressurisée. Par ailleurs, dans le contexte de l'avion plus électrique, la distance entre l'onduleur et l'actionneur, et donc la longueur des harnais, tend à augmenter à cause de l'effet de la mutualisation [5][6]. Cette dernière consiste à alimenter plusieurs charges électriques (ex : Actionneur) par un même module de puissance (ex : Onduleur) à différents moments en fonction des besoins opérationnels et/ou à associer plusieurs modules de puissance pour alimenter une même charge électrique.

L'utilisation des câbles longs ramène vers les basses fréquences les résonnances électriques de l'ensemble câble + machine. L'excitation de ces résonnances par les composantes fréquentielles des tensions générées par l'onduleur peut causer des surtensions aux bornes de l'actionneur. Les surtensions peuvent atteindre le double de la tension ($2p_u=1080V_{crête}$ dans notre cas) ou dépasser $2p_u$ dans des conditions bien spécifiques (exposées plus loin dans ce chapitre). Ces niveaux de tensions sont suffisamment élevés pour initier des décharges partielles notamment au sein du bobinage de la machine électrique.

Ce processus est illustré sur les Figure I-5, Figure I-6 et Figure I-7.

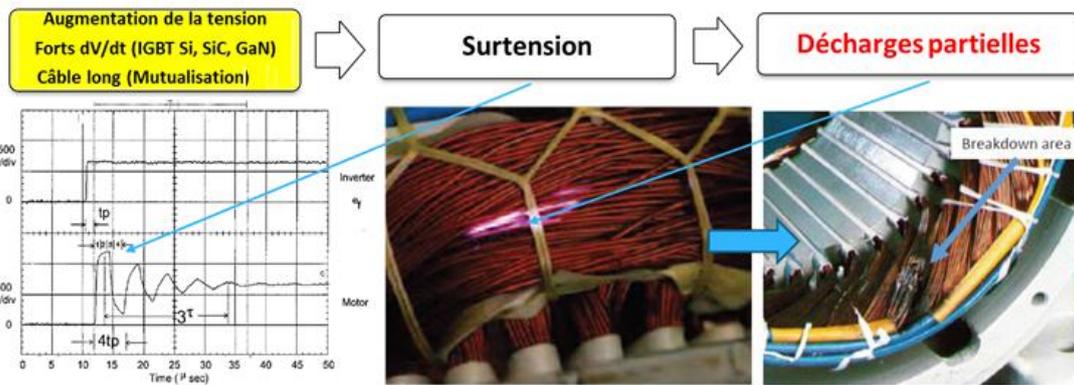


Figure I-5 Surtensions aux bornes d'un moteur électrique alimenté par un onduleur IGBT via un câble long [7].

Figure I-6 Manifestation lumineuse des décharges partielles dans les têtes de bobines d'un moteur électrique.

Figure I-7 Conséquences néfastes des décharges partielles sur les spires.

I.1.5 Axes des travaux de la thèse

Dans le contexte très vaste de la fiabilité d'une chaîne électromécanique alimentée par le nouveau réseau aéronautique HVDC, les travaux de cette thèse visent à maîtriser le niveau de surtensions et le seuil d'apparition de décharges partielles. Les axes des travaux sont les suivants :

- La modélisation physique large bande fréquentielle d'un harnais de puissance et le calcul de ses paramètres RLCG ;
- Modélisation haute fréquence d'une chaîne électromécanique en vue de la simulation rapide des surtensions ;
- Etude paramétriques par simulation et par expériences des surtensions, en particulier vis-à-vis de la commutation rapide de la technologie SiC ;
- La caractérisation expérimentale et la modélisation analytique du seuil d'apparition des décharges partielles dans un systèmes d'isolation électrique basse tension.

Dans la suite de ce chapitre, nous proposons un état de l'art des problématiques de surtensions et leurs solutions. Quant aux aspects, systèmes d'isolation et décharges partielles, nous en consacrons le chapitre.VI.

I.2 SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE

I.2.1 Bref historique des surtensions

Depuis le début du 20^{ème} siècle, la problématique des surtensions a particulièrement été rencontrée dans le transport d'énergie électrique. Les ingénieurs connaissaient l'existence des perturbations transitoires, causées, notamment, par l'enclenchement des interrupteurs et par l'agression de la foudre. Les éléments victimes étaient : les transformateurs de puissance et les machines électriques directement connectés au réseau électrique haute tension. Pour remédier à ces perturbations, des solutions de protection par parafoudres ont été utilisées (voir exemple sur la Figure I-8) [8][9][10].

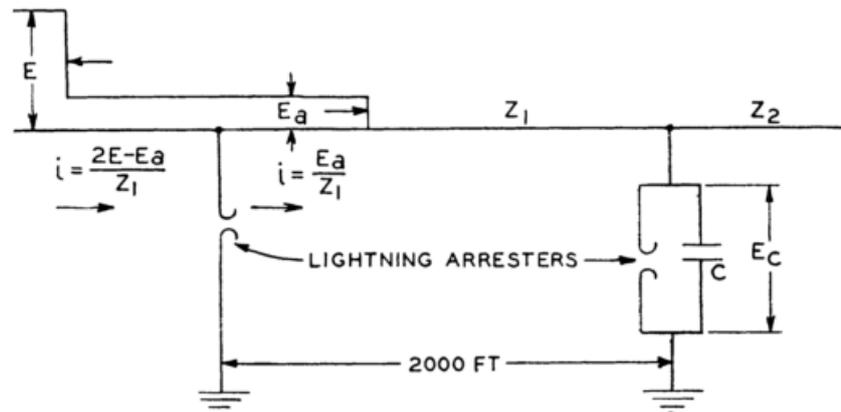


Figure I-8 Une des solutions proposées pour protéger une machine 25MVA contre les surtensions dues à la foudre et à la réflexion d'onde [10].

Depuis la moitié du 20^{ème} siècle, les chercheurs ont commencé à proposer des analyses rigoureuses des phénomènes de propagation des tensions en régime transitoire dans les lignes de transports d'énergie et dans les enroulements des transformateurs et des machines électriques [11][12].

Il a fallu attendre la fin des années 80 et l'apparition des onduleurs IGBT à commande MLI alimentant des machines asynchrones pour que cette problématique devienne d'actualité pour une chaîne électromécanique (Figure I-9 et Figure I-10).

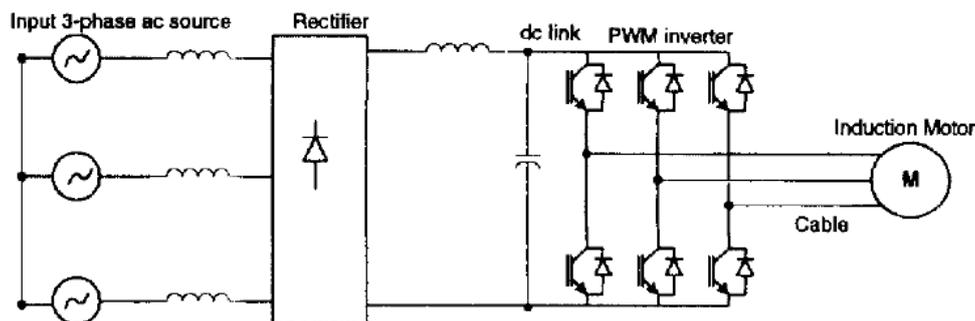


Figure I-9 Chaîne électromécanique typique : la plus traitée dans la littérature [13].

Comme nous allons l'analyser en détail par la suite plus bas dans ce chapitre, la durée de commutation courte des composants IGBT (de 50 ns à 300ns) favorise l'apparition des surtensions. De plus les IGBTs permettent une fréquence de découpage relativement élevée, l'utilisation des convertisseurs à base des IGBTs a été corrélée à des dysfonctionnements prématurés du bobinage des machines électriques. Cela a poussé au lancement de nombreuses d'investigations approfondies [13][14][7] sur :

- L'impact d'un onduleur à IGBT sur les formes d'onde des tensions aux bornes d'une machine à câble d'alimentation long ;
- La répartition du potentiel électrique tout au long d'un bobinage alimenté par un front de tension très raide ;
- L'analyse du côté onduleur des courants parasites associés aux réflexions des ondes de tensions ;
- L'impact des fronts raides de tension des onduleurs IGBT sur les roulements à billes...

La figure ci-dessous (Figure I-10) illustre le niveau de stress électrique subi par le bobinage d'une machine électrique en fonction de la technologie des composants électroniques de l'onduleur.

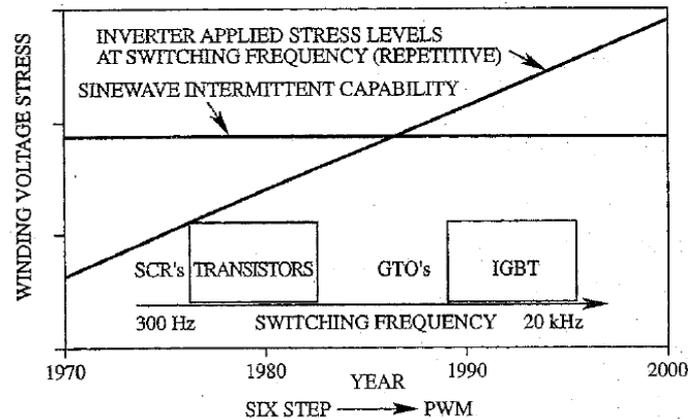


Figure I-10 Contrainte électrique sur le bobinage vs. le développement des transistors [15].

Les études menées ont amélioré la compréhension des mécanismes de surtensions dans une chaîne électromécanique. En termes de modélisation, la quasi-totalité de ces études s'appuie sur les équations des télégraphistes appliquées sur une représentation monophasée de la chaîne électromécanique. Les surtensions aux bornes des machines, ainsi que la répartition de la tension le long de leur bobinage font l'objet principal de ces études. En effet, le bobinage de la machine est considéré comme la victime la plus vulnérable vis-à-vis des surtensions.

Plus particulièrement, pour le domaine de l'aéronautique, parmi les études récentes sur notre thématique d'intérêt, nous citons : la compréhension et la caractérisation des phénomènes physiques se manifestant avec l'augmentation de la tension [16]; la caractérisation de vernis d'imprégnation et de fils émaillés corona-résistants dans le bobinage des actionneurs aéronautiques [4]; l'optimisation du bobinage des actionneurs pour réduire les risques d'apparition de décharges partielles [17][18]. La détection non-intrusive des décharges partielles sous des tensions impulsionnelles [19][20].

Plus globalement, sur les dix dernières années, la majorité des travaux s'intéressant aux surtensions s'inscrivent dans le contexte de l'émergence des semi-conducteurs à grand-gap (SiC et GaN) [21]–[28].

I.2.2 Modélisation par ligne de transmission

I.2.2.1 Modélisation par ligne de transmission bifilaire

Les travaux s'intéressant aux surtensions adoptent un modèle simplifié bifilaire équivalent. En effet, pour le cas très répandu d'un onduleur triphasé à deux niveaux, la modulation MLI fait qu'un seul bras commute à la fois (aller), et il y a alors toujours deux phases de la chaîne en régime permanent connectées au même potentiel électrique par conséquent réduites à un seul conducteur équivalent (retour). Pour analyser les causes des surtensions, nous proposons d'utiliser l'outil à base d'équation des télégraphistes. Nous proposons d'étudier un cas simple (Figure I-11) sur un dispositif constitué :

- D'un générateur de tension, représentant un onduleur : $e(t)$ est la tension à vide, Z_0 est son impédance interne ;

- D'un câble bifilaire, d'une impédance caractéristique Z_c ;
- D'une charge Z_L , représentant un actionneur.

Dans une ligne de transmission, la tension et le courant dépendent à la fois du temps et de la position considérée sur la ligne (la variable z dans notre cas) (Figure I-11).

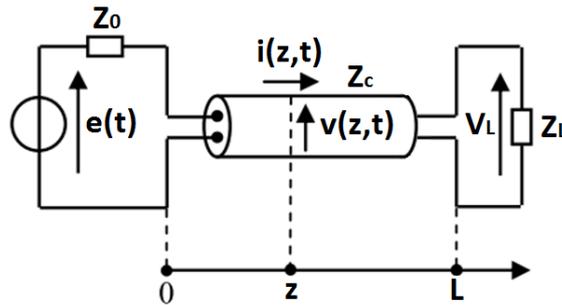


Figure I-11 Cas d'étude monophasé représentant de l'association (onduleur-câble-machine)

Sous l'hypothèse de propagation électromagnétique transversale (TEM) ou quasi-transversale (quasi-TEM)[29][30] (Détaillée dans le chapitre.II), un segment de longueur infinitésimale Δz d'un câble peut être modélisé comme suit (Figure I-12) :

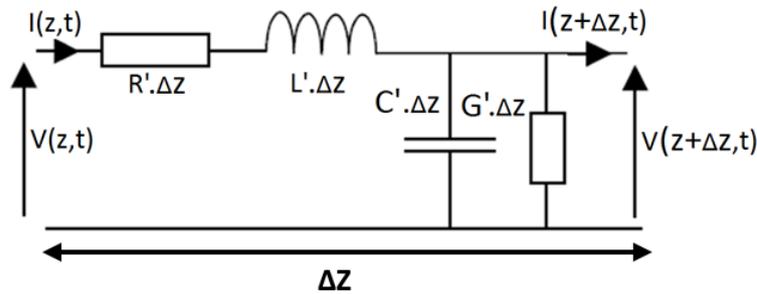


Figure I-12 Modèle électrique d'un segment infinitésimal Δz .

1.2.2.2 Paramètres primaires d'une ligne de transmission

Le modèle basique de ligne de transmission fait intervenir quatre paramètres, dits « primaires » :

- $R'(\Omega/m)$: Représente l'effet résistif de la ligne vis-à-vis d'un courant électrique (effet Joule) ; elle dépend de la gauge du câble et la matière de son âme conductrice.
- $L'(H/m)$: Représente l'effet magnétique de la ligne (Energie magnétique emmagasinée). Sa valeur typique est comprise entre 200nH/m et 800nH/m [31].
- $C'(F/m)$: Représente l'effet capacitif de la ligne (Energie électrique). Elle dépend donc entre autres de la distance entre les conducteurs et de l'isolant utilisé. Sa valeur typique est comprise entre 50pF/m et 600pF/m [31].
- $G'(S/m)$: Représente l'effet résistif dans l'isolant entre les deux conducteurs (pertes diélectriques). Cet effet est souvent négligé.

Les paramètres primaires sont linéiques ; en effet, les effets qu'ils représentent sont répartis tout au long de la ligne. Plus de détails sur leur définition et leur calcul sont fournis dans le chapitre.II et le chapitre.III.

I.2.2.3 Paramètres secondaires d'une ligne de transmission [30]

A partir des paramètres primaires, deux paramètres secondaires sont définis : l'impédance caractéristique (eqn I-1 et eqn I-2) et la fonction de propagation (eqn I-3 et eqn I-5).

L'impédance caractéristique du câble est définie en fonction des paramètres primaires comme suit :

$$Z_c(p) = \sqrt{\frac{R'(p) + pL'(p)}{G'(p) + pC'(p)}} \quad \text{eqn I-1}$$

p : Représente l'opérateur de Laplace.

Pour une ligne sans pertes ($R' = G' = 0$) et sans dispersion : les paramètres L' et C' sont indépendants de la fréquence. Cela simplifie l'expression de l'impédance caractéristique à une grandeur réelle :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad \text{eqn I-2}$$

Quant à la fonction de propagation, elle est définie en fonction des paramètres primaires comme suit :

$$\gamma(p) = \sqrt{(G'(p) + pC'(p))(R'(p) + pL'(p))} \quad \text{eqn I-3}$$

p : Représente l'opérateur de Laplace.

En régime harmonique ($p = j\omega = j2\pi f$), la fonction de propagation est souvent formulée comme suit :

$$\gamma(j\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad \text{eqn I-4}$$

j : Représente l'opérateur complexe ($j^2 = -1$);

f, ω : Respectivement, la fréquence et la pulsation électrique.

La partie réelle α (eqn I-4) modélise l'effet dissipatif de la ligne. Ce paramètre influe les chutes de tension et sur la durée d'amortissement des phénomènes transitoires.

La partie imaginaire β (eqn I-4) est le coefficient de phase, il sert à calculer la vitesse de propagation abordée dans la partie suivante.

Sous l'hypothèse d'une ligne sans perte à paramètres indépendants de la fréquence, la fonction de propagation γ devient :

$$\gamma(p) = p\sqrt{C'L'} \quad \text{eqn I-5}$$

I.2.2.4 Vitesse de propagation

La grandeur principale caractérisant le phénomène de propagation des ondes est la vitesse de propagation. Elle représente :

- Cas d'un signal purement sinusoïdal :

La vitesse de phase : $v = \omega/\beta$;

- Cas d'une impulsion :

La longueur du bout de câble parcouru, divisée par la durée de temps mise par l'impulsion pour le parcourir : $v = |\pm \partial z / \partial t|$.

Sous l'hypothèse d'une ligne sans pertes et à paramètres indépendants de la fréquence, la vitesse de propagation dépend de l'inductance et de la capacité linéiques [7][29][30] selon la relation :

$$v = \left| \pm \frac{\partial z}{\partial t} \right| = \frac{w}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r\mu_0\varepsilon_r\varepsilon_0}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad \text{eqn I-6}$$

Avec :

ϑ	Vitesse de propagation en (m/s).
z	Distance parcourue par l'onde suivant l'axe z en (m).
t	Temps de propagation de l'onde en (s).
μ_0	Perméabilité du vide (H/m).
μ_r	Perméabilité relative du milieu de propagation.
μ	Perméabilité en (H/m) ; représente le comportement magnétique du milieu de propagation qui n'est pas ferrimagnétique ($\mu_r = 1$): $\mu = \mu_r \mu_0 = \mu_0 = 4\pi * 10^{-7} H/m$
ϵ_0	Permittivité du vide, elle égale à : $\epsilon_0 = 8.854187 * 10^{-12} F/m$.
ϵ_r	Permittivité relative du milieu de propagation.
ϵ	Permittivité en (F/m), elle représente le comportement électrique du milieu de propagation : $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$
c	Vitesse la lumière dans le vide ; elle est égale à : $c = 3 * 10^8 m/s$.

Le signe \pm dans l'expression de la vitesse (eqn I-6) indique que la propagation est la même dans les deux sens de propagation sur le câble. Les pertes n'influent que légèrement sur la vitesse de propagation [7]. Très souvent, les constituants des câbles ne sont pas perméables magnétiquement ($\mu_r=1$), ce qui rend la vitesse dépendante uniquement de la permittivité relative ϵ_r .

Le Tableau I-1 ci-dessous contient quelques valeurs typiques de la vitesse de propagation en fonction de celle de la lumière dans le vide :

Tableau I-1 Vitesse de propagation dans le câble en fonction de la vitesse de la lumière dans le vide

Matériau isolant	Permittivité relative ϵ_r (à 1KHz)	Vitesse de propagation dans le câble en fonction de la vitesse de la lumière dans le vide
Hypalon®	10	$0.32 \cdot c$
PVC	5	$0.45 \cdot c$
Téflon(PTFE)®	2.05	$0.70 \cdot c$
Air	1	c

L'utilisation de l'air comme isolant conduit à éloigner suffisamment les conducteurs pour réduire le couplage capacitif entre eux. La présence d'un isolant entre les âmes conductrices d'un câble réduit la vitesse de propagation de l'onde.

I.2.2.5 Longueur d'onde

La longueur λ (en m) d'une onde à fréquence f (en Hz) est directement liée à sa vitesse de propagation par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{\vartheta}{f} \tag{eqn I-7}$$

Le phénomène de propagation est considéré négligeable dans un câble de longueur L , si la longueur d'onde minimale λ_{min} du signal s'y propageant est très supérieure à la longueur L (eqn I-8). Dans la littérature le rapport $\frac{\lambda_{min}}{L}$ est pris égal au minimum à 10 [29][32][33].

$$\lambda_{min} \gg 10 \cdot L \quad \text{eqn I-8}$$

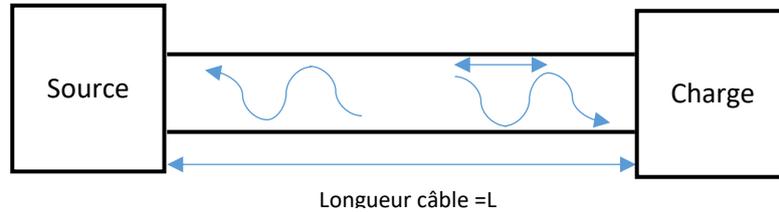


Figure I-13 Illustration de la propagation d'une onde électrique dans un câble

A titre d'exemple, sur un câble à isolation en PVC, la vitesse de propagation est égale approximativement à la moitié de la vitesse de lumière dans le vide $\vartheta = 150000000m/s$. Pour une longueur du câble $L = 10m$, la longueur d'onde minimale au-dessous de laquelle le phénomène de propagation n'est plus négligeable est égale à $\lambda_{min} = 100m$. Ce qui correspond à la fréquence $f = 1.5MHz$.

A l'inverse, en connaissant la bande fréquentielle du signal se propageant dans un câble, nous pouvons calculer la longueur du câble à partir de laquelle la propagation doit être prise en compte. Pour un signal de fréquence $f = 30MHz$, le phénomène de propagation est à prendre en compte à partir d'une longueur de câble de $L = 0.5 m$. Nous reviendrons sur l'implication de ces aspects sur la modélisation circuit d'un harnais dans le chapitre.II.

1.2.2.6 Temps de propagation

En connaissant la vitesse de propagation ϑ (en m/s) sur un câble de longueur L (en m), nous pouvons calculer le temps de propagation t_p (en s) mis par une onde pour traverser le câble (aller d'un bout à un autre).

$$t_p = \frac{L}{\vartheta} \quad \text{eqn I-9}$$

Pour le même exemple cité précédemment dans (1.2.2.5), le temps de propagation sur un câble de longueur $L = 10m$ et à isolation en PVC est de $t_p = 66 ns$. Le temps de propagation est proportionnel à la longueur du câble, nous montrerons dans la suite qu'il joue un rôle clef dans l'analyse des surtensions.

1.2.2.7 Phénomène de réflexion

D'une manière générale, la réflexion en physique est causée par un changement brutal des propriétés du milieu de propagation. Ce phénomène est très connu dans tous les domaines de la

physique (mécanique, acoustique...). Dans le domaine électrique, le milieu de propagation (conducteurs électriques) est caractérisé par des impédances. L'inégalité de ces dernières le long des conducteurs est appelée désadaptation d'impédance. La théorie des télégraphistes montre que les grandeurs électriques (courant et tension), en tout point de la ligne de transmission, sont la somme de deux composantes : une composante incidente et une composante réfléchie.

La réflexion est caractérisée par un coefficient de réflexion ; celui-ci est défini comme le ratio entre une grandeur se propageant dans un sens sur la grandeur se propageant dans le sens contraire [30].

Dans notre cas d'intérêt (Figure I-14), nous pouvons séparer le milieu de propagation en trois parties distinctes : la source, le câble et la charge. Elles sont caractérisées respectivement par les impédances suivantes : Z_0 , Z_c et Z_L .

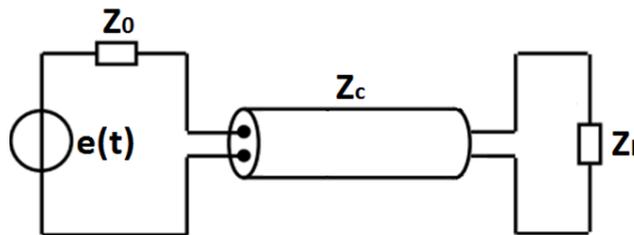


Figure I-14 Représentation monophasée de l'association (onduleur-câble-machine)

Pour notre cas d'études, deux coefficients de réflexion sont définis :

- Coefficient de réflexion côté machine :

Le coefficient de réflexion du côté de la machine Γ_L est le rapport entre la grandeur réfléchie par la machine et celle provenant de l'onduleur (la source). Il dépend des impédances : Z_L et Z_c comme suit :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad \text{eqn I-10}$$

L'impédance de la machine est généralement très supérieure à l'impédance caractéristique du câble Z_c . Par conséquent le coefficient Γ_L est proche ou très proche de 1.

Le tableau ci-dessous contient des valeurs typiques du coefficient de réflexion coté machine :

Tableau I-2 Coefficient de réflexion pour différentes dimensions du moteur[31].

Puissance machine [kW]	Z_L [Ω]	Γ_L
<3.7	2000-5000	0.95
90	800	0.82
355	400	0.6

- Coefficient de réflexion côté onduleur :

Le coefficient de réflexion côté onduleur Γ_0 est le rapport entre la grandeur réfléchie par l'onduleur et celle provenant de la machine (la charge). Il dépend de l'impédance Z_0 et Z_c comme suit :

$$\Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad \text{eqn I-11}$$

L'impédance Z_0 représente les éléments parasites (dû aux couplages : inductifs et capacitifs) dans l'onduleur ; a contrario de l'impédance de la machine Z_L , elle est souvent négligeable devant l'impédance de la ligne Z_c . Ceci donne un coefficient de réflexion Γ_0 proche de -1.

1.2.2.8 Equation des télégraphistes

A partir des équations de Maxwell ou bien du modèle circuit de la Figure I-12, les équations des télégraphistes dans le domaine fréquentiel s'établissent comme suit :

$$\begin{cases} V(z, p) = E(p) \cdot \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} [e^{-\gamma z} + \Gamma_L \cdot e^{-\gamma(2L-z)}] \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_0^n \cdot \Gamma_L^n e^{-2n\gamma L} \\ I(z, p) = E(p) \cdot \frac{1}{Z_0 + Z_c} [e^{-\gamma z} - \Gamma_L \cdot e^{-\gamma(2L-z)}] \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_0^n \cdot \Gamma_L^n e^{-2n\gamma L} \end{cases} \quad \text{eqn I-12}$$

Cette formulation fréquentielle (eqn I-12) simplifie une formulation temporelle de départ. Elle est issue d'un système de deux équations aux dérivées ordinaires (dépendant de z) obtenu moyennant une transformation de Laplace d'un système de deux équations aux dérivées partielles à deux variables (t et z) [29][30]. Un développement détaillé est donné dans le chapitre.II.

Dans le cas d'une ligne sans pertes et à coefficients de réflexion réels, le retour vers une formulation temporelle est simple. Dans ces conditions, les équations décrivant la tension à l'entrée et à la sortie du câble, s'expriment comme suit (eqn I-13 et eqn I-14) :

$$v(0, t) = \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} [e(t) + \Gamma_L e(t - 2t_p) + \Gamma_L \Gamma_0 e(t - 2t_p) + \Gamma_L^2 \Gamma_0 e(t - 4t_p) + \Gamma_L^2 \Gamma_0^2 e(t - 4t_p) + \Gamma_L^3 \Gamma_0^2 e(t - 6t_p) + \dots] \quad \text{eqn I-13}$$

$$v(L, t) = \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} [e(t - t_p) + \Gamma_L e(t - t_p) + \Gamma_L \Gamma_0 e(t - 3t_p) + \Gamma_L^2 \Gamma_0 e(t - 3t_p) + \Gamma_L^2 \Gamma_0^2 e(t - 5t_p) + \Gamma_L^3 \Gamma_0^2 e(t - 5t_p) \dots] \quad \text{eqn I-14}$$

Les équations (eqn I-13 et eqn I-14) montrent clairement que l'onde de tension est constituée par la sommation des ondes directes (allant de l'onduleur (situé à $z = 0$) vers la machine (située à $z = L$)) et des ondes réfléchies. Ces équations sont valables pour n'importe quelle forme de tension.

Pour mettre en évidence le mécanisme de création des surtensions, dans ce qui suit, nous analysons qualitativement les formes de la tension aux bornes de la charge pour deux types de tension d'entrée :

- Front de tension idéal (temps de montée nul) ;
- Front de tension (linéaire) à temps de montée t_r .

Pour ces deux cas nous nous positionnons dans ces conditions assez représentatives de la réalité (désadaptation d'impédances côté onduleur et côté machine) :

- Le coefficient de réflexion côté source Γ_0 est négatif et légèrement supérieur à (-1) ;
- Le coefficient de réflexion côté charge Γ_L est positif et légèrement inférieur à 1.

I.2.3 Causes des surtensions inférieures à 2pu (2V_{DC})

I.2.3.1 Analyse du processus de réflexion : Cas d'un front de tension idéal

La Figure I-16 illustre le résultat de l'allure de la surtension générée à l'extrémité du câble par un échelon de tension défini en Figure I-15.



Figure I-15 Echelon de tension représentant une commutation d'onduleur idéalisée.

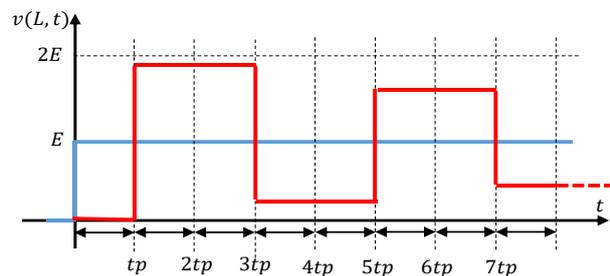


Figure I-16 Tension aux bornes de la charge en fonction du temps de propagation t_p pour un échelon de tension, $\Gamma_0 \approx -1$ et $\Gamma_L \approx 1$.

En se basant sur la formulation mathématique des tensions, aux deux extrémités d'un câble, exprimée par les équations des télégraphistes (eqn I-13 et eqn I-14), nous proposons, ci-après, une analyse du processus de propagation et de réflexion :

A $t = 0$ Commutation idéalisée du générateur ; la tension aux bornes de la charge est nulle.

De $t = 0$ à $t < t_p$ Le front montant de la tension se propage tout au long du câble sans subir d'atténuation (hypothèse d'un câble sans perte).

Pendant la durée de propagation, la tension aux bornes de la charge est nulle :

$$v(L, 0 \leq t < t_p) = 0 ;$$

A $t = t_p$

L'onde de la tension incidente $e(t - t_p) = E$ arrive aux bornes de la charge et subit une réflexion (multiplication par Γ_L) :

$$\Gamma_L \cdot \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e(t - t_p) \approx \Gamma_L E$$

Les deux ondes (incidente et réfléchie) se superposent et la tension aux bornes de la charge devient :

$$v(L, t_p) = \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e(t - t_p)(1 + \Gamma_L) \approx (1 + \Gamma_L)E ;$$

De $t = t_p$ à $t < 2t_p$

L'onde réfléchie repart vers le générateur. Durant cet intervalle de temps, la tension aux bornes de la charge est égale à :

$$v(L, t_p \leq t < 2t_p) = \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} (1 + \Gamma_L)E \approx (1 + \Gamma_L)E ;$$

A $t = 2t_p$

L'onde réfléchie par la charge à $t = t_p$ arrive au générateur où elle subit une réflexion :

$$\Gamma_0 \Gamma_L \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e(t - 2t_p) \approx \Gamma_0 \Gamma_L E$$

et repart vers la charge.

La tension aux bornes de la charge est toujours égale à :

$$v(L, 2t_p) \approx (1 + \Gamma_L)E ;$$

De $t = 2t_p$ à $t < 3t_p$

L'onde réfléchie repart vers la charge se propage le long du câble. Durant cet intervalle de temps, la tension aux bornes de la charge est toujours égale à :

$$v(L, 2t_p \leq t < 3t_p) \approx (1 + \Gamma_L)E ;$$

A $t = 3t_p$

L'onde réfléchie par le générateur à $t = 2 \cdot t_p$ arrive à la charge où elle subit à nouveau une réflexion :

$$\Gamma_0 \Gamma_L^2 \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e(t - 3t_p) \approx \Gamma_0 \Gamma_L^2 E$$

et repart vers l'ondeur;

La tension aux bornes de la charge devient :

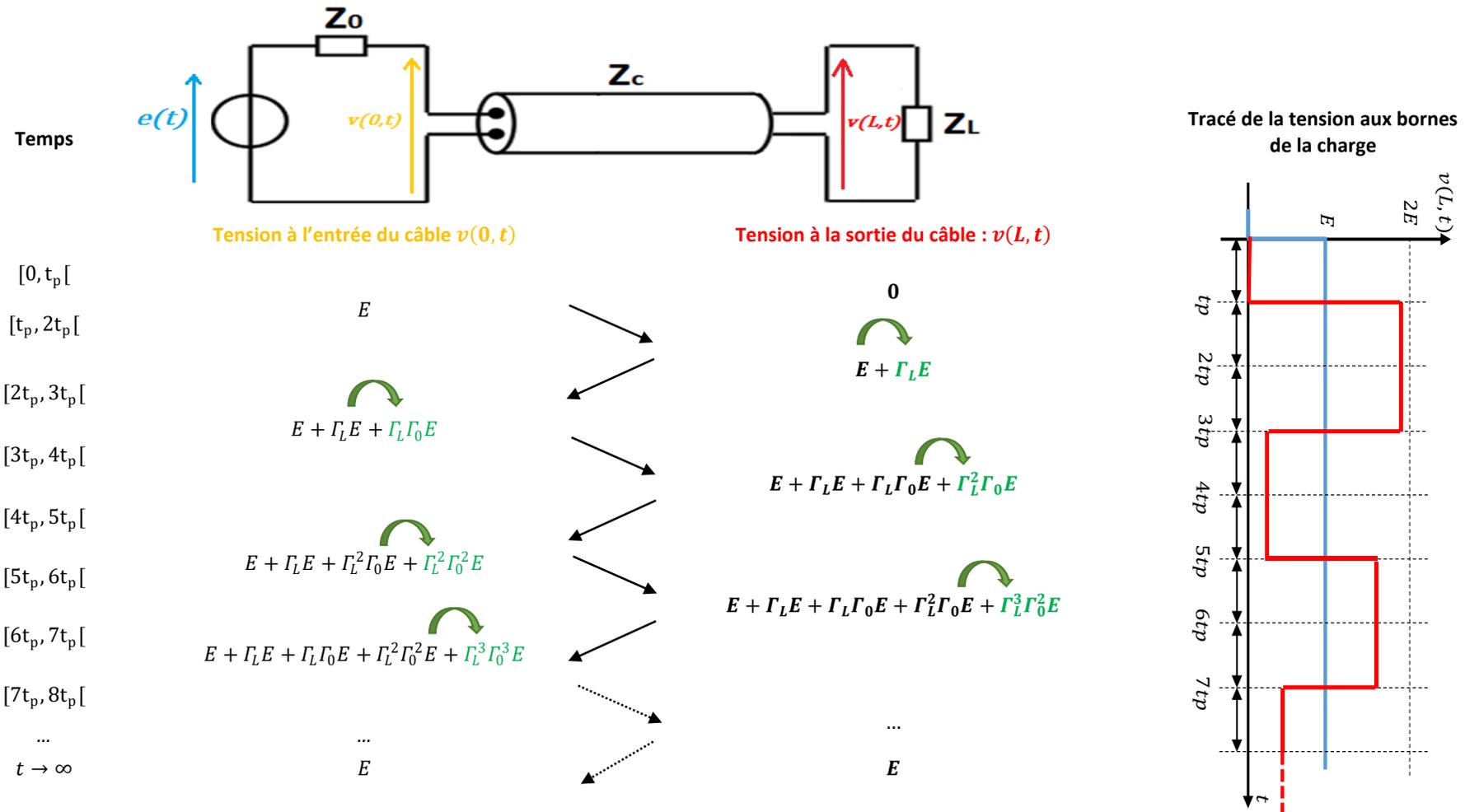
$$v(L, 3t_p) = \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} (1 + \Gamma_L + \Gamma_0 \Gamma_L^2) E \approx (1 + \Gamma_L + \Gamma_0 \Gamma_L E + \Gamma_0 \Gamma_L^2) E$$

...

Ce processus de propagation et de réflexion se répète jusqu'à l'amortissement de la tension.

Le tableau ci-dessous résume les phénomènes de propagation et de réflexion dans les conditions précitées. Les termes en couleur verte représentent les quantités résultantes de la réflexion d'onde. Notons qu'en régime établi ($t \rightarrow \infty$) les valeurs de la tension à l'entrée et la sortie du câble sont égales à E . Cela est dû à l'hypothèse négligeant les pertes Joule ($R'=G'=0$) dans le câble. Mathématiquement, la tension est une suite convergente de réflexions multiples. Cette convergence est réalisée grâce aux coefficients de réflexion dont les valeurs absolues sont légèrement inférieures à 1.

Tableau I-3 Propagation et réflexions multiple de la tension entre le générateur et la charge ; Avec un échelon de tension entrée et $\Gamma_0 \ll -1$ et $\Gamma_L \ll 1$.



1.2.3.2 Analyse du processus de réflexion : Cas d'un front de tension à temps de montée t_r :

Intéressons-nous maintenant à un cas plus réaliste, il s'agit d'une alimentation plus représentative d'un onduleur : un front avec un temps de montée t_r (Figure I-17).

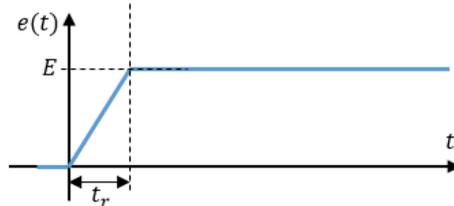


Figure I-17 Front de tension à temps de montée t_r

Nous pouvons faire une analyse des réflexions similaire à celle effectuée pour un échelon de tension avec les équations des tensions (eqn I-13 et eqn I-14). Toutefois pour ne pas alourdir ce chapitre, nous allons nous restreindre à parcourir les différents résultats proposés dans la littérature.

La quasi-totalité des travaux sur les surtensions sont effectués sur une chaîne électromécanique composée d'un onduleur IGBT, d'un câble long et d'une machine asynchrone. Les études montrent que la combinaison des deux paramètres : une commutation rapide et un câble long, causent des surtensions qui peuvent être fatales pour le bobinage de la machine [14]. Beaucoup de résultats (obtenus par mesure et/ou par simulation) représentent le comportement des surtensions en fonction de la durée de commutation t_r et de la longueur du câble L (Figure I-18, Figure I-19 et Figure I-20).

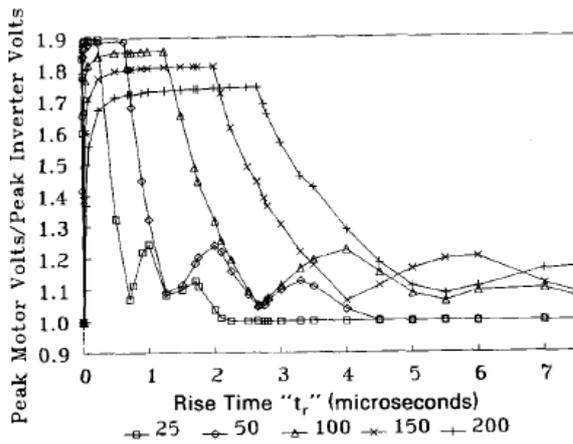


Figure I-18 Ratio de surtension $\frac{v_{max}(L)}{E}$ en fonction du temps de montée t_r (μs) et de la longueur du câble (m). Avec $\Gamma_L = 0.9$, $\Gamma_0 = -1$ et $\vartheta = 150m/\mu s$ [14].

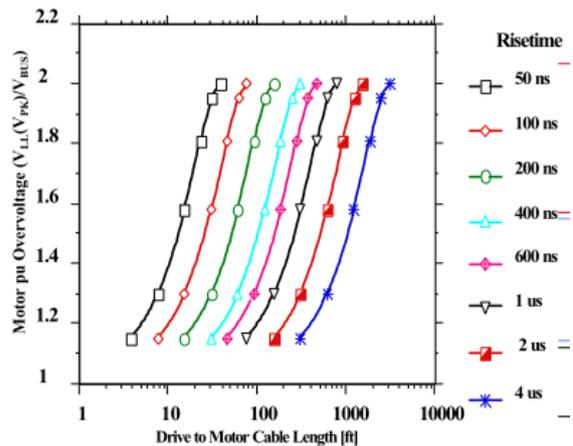


Figure I-19 Ratio de surtension $\frac{v_{max}(L)}{E}$ en fonction du temps de montée t_r et de la longueur du câble (ft). Avec $\Gamma_L = 1$, $\Gamma_0 = -1$ et $\vartheta = 150m/\mu s$ [7].

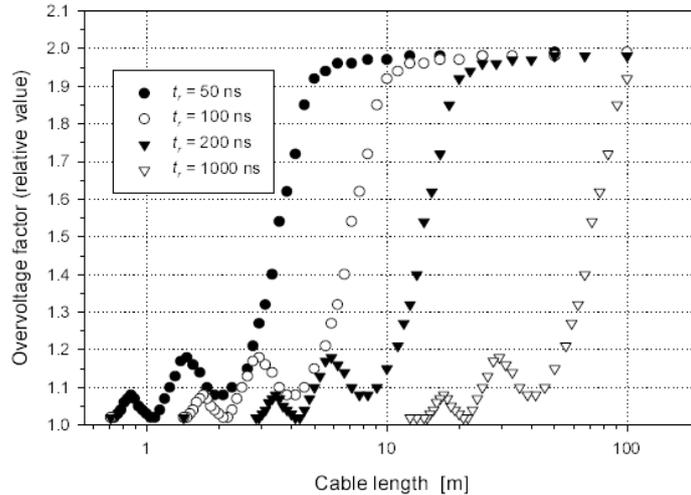


Figure I-20 Ratio de surtension $\frac{v_{max}(L)}{E}$ en fonction du temps de montée $t_r(\mu s)$ et de la longueur du câble (m) spécifié par la norme EIC (60034-18-41).

D’après les figures (Figure I-18, Figure I-19, Figure I-20), il est clair que l’utilisation des interrupteurs de puissance à durée de commutation courte et des câbles longs favorise l’apparition des surtensions.

D’autres travaux proposent une représentation du rapport de surtension $\frac{v_{max}(L)}{E}$ en fonction du rapport de temps de montée et celui de propagation t_r/t_p (Figure I-21). En effet, à une structure de câble donnée (paramètres géométriques transversales et matériaux figés), la vitesse de propagation (eqn I-6) est constante. Le temps de propagation le long d’un câble est inversement proportionnel à sa longueur. Cela permet de rassembler toutes les courbes des figures (Figure I-18, Figure I-19 et Figure I-20) en une seule courbe représentative du comportement de la surtension.

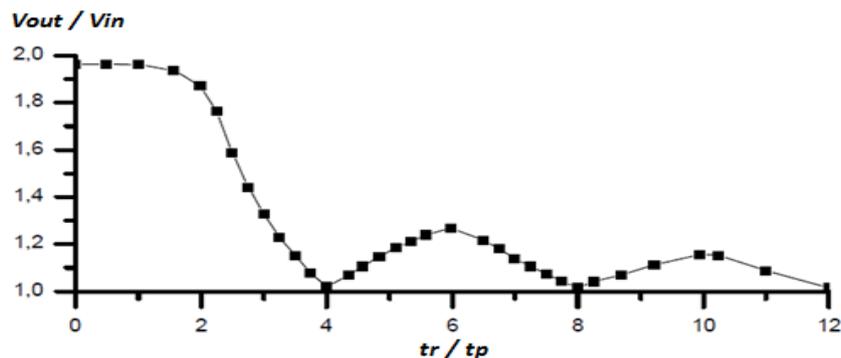


Figure I-21 Rapport de surtension en fonction du rapport $\frac{t_r}{t_p}$ du temps de montée t_r au temps de propagation t_p . Avec $\Gamma_L = 1, \Gamma_0 = -1$ et $\vartheta = 150m/\mu s$ [34]

Rappelons que ces résultats sont obtenus dans le cas d’une désadaptation totale d’impédance représentative de la réalité, c’est-à-dire une réflexion négative totale du côté de la source et une réflexion positive totale du côté de la charge.

La Figure I-21 montre que pour une durée de commutation t_r inférieure au double d’un temps de propagation ($t_r < 2.t_p$) , la valeur maximale de la surtension atteint le double de la tension

d'entrée E . Nous pouvons, alors, définir un temps de propagation critique $t_{p_{critique}} = t_r/2$ au-dessus duquel la surtension atteint le double de la tension du bus continu.

Dans la littérature, on parle plutôt d'une longueur critique (Tableau I-4). Elle est définie comme la longueur à partir de laquelle la surtension est maximale, c'est-à-dire le double de la tension continue pour notre cas d'étude.

$$L_{critique} = \vartheta \cdot t_{p_{critique}} = \frac{\vartheta \cdot t_r}{2} \quad \text{eqn I-16}$$

Pour un câble en PVC, le tableau ci-dessous donne l'ordre de grandeur des longueurs critiques correspondantes à différentes technologies d'interrupteur de puissance : GTO ; BJT ; IGBT.

Tableau I-4 Longueurs critiques de câble en PVC pour différentes technologies d'interrupteur de puissance.

Type de l'interrupteur de puissance	Temps de commutation typique (ns)	Longueur critique (m)
GTO	3000	225
BJT	800	60
IGBT	100	7.6

Il est clair que l'augmentation de la rapidité de commutation implique des longueurs de câbles plus petites. Est-ce que cela est valable pour une commutation rapide telle que celle d'un semi-conducteur en SiC ?

Nous répondrons à cette question, par simulation et par expérience dans le chapitre.V.

I.2.4 Causes des surtensions supérieures à 2pu (2V_{DC})

Nous avons montré par la théorie des télégraphistes que même avec une désadaptation d'impédance totale (côté onduleur et côté machine). La tension aux bornes de la machine ne peut pas excéder le double de la tension d'alimentation du bus continu (<2pu). Néanmoins, dans des cas particuliers, la tension peut dépasser 2pu. Ci-dessous, nous citons trois cas distincts.

I.2.4.1 Premier cas de tension > 2pu : Deux fronts rapprochés

La commande PWM génère plusieurs impulsions à largeurs modulées pour former un signal à composante fondamentale de forme souhaitée (généralement : forme sinusoïdale). En effet, la technique PWM permet de repousser les premiers harmoniques autour de la fréquence de découpage qui est très éloignée de celle de la composante fondamentale. La succession de deux fronts (front descendant suivi d'un front montant) insuffisamment espacés peut causer, par un effet de superposition, des surtensions supérieures à 2pu (Figure I-22 et Figure I-23).

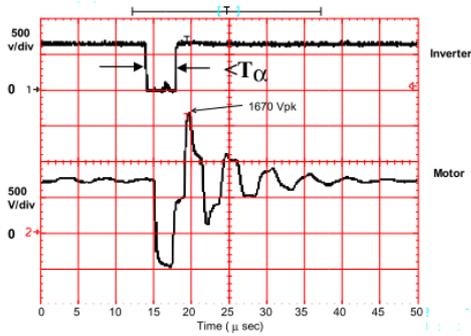


Figure I-22 Tension mesurée aux bornes d'une machine, causée par une impulsion courte [7].

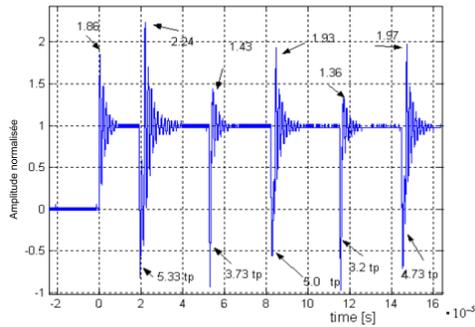


Figure I-23 Tension mesurée aux bornes d'une machine avec différentes durées d'impulsions [35].

Seule la superposition de deux impulsions de tension en opposition de phase est aggravante. En effet, les impulsions qui causent des surtensions ont une durée, bien précise, dépendante du temps de propagation, située dans les intervalles suivants :

$$[t_p, 3t_p]; [5t_p, 7t_p]; [9t_p, 11t_p]; [13t_p, 15t_p] \dots \quad \text{eqn I-17}$$

Ces impulsions de courtes durées peuvent se retrouver sur des onduleurs à haute fréquence de découpage, employant des indices de modulation $m_a = \frac{V_{modulante}}{V_{porteuse}}$ à valeurs proches de 1 ou bien de 0 [35].

1.2.4.2 Deuxième cas de surtension > 2pu : Double commutation

Un deuxième cas de surtension supérieure à 2pu survient lorsque la tension entre phases présente une variation $\Delta V = 2E$ ou $\Delta V = -2E$ (Figure I-24). Cela arrive généralement dans un fonctionnement d'une machine à haute vitesse, avec un indice de modulation $m_a > 1$ [36].

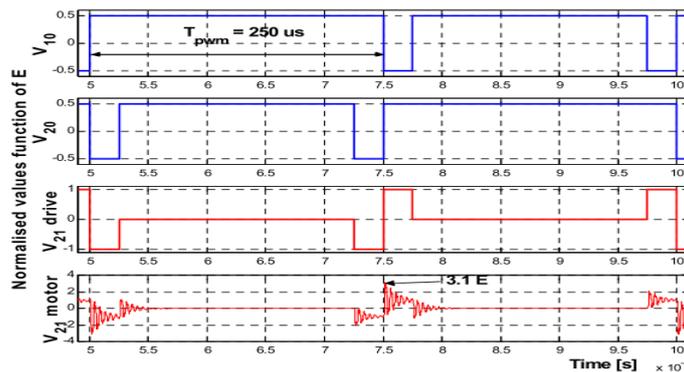


Figure I-24 Surtension causée par une double commutation [35]

1.2.4.3 Troisième cas de surtension > 2pu : Temps morts

Dans [35], l'auteur identifie expérimentalement un troisième cas de surtension supérieure à 2pu. Il est causé par le temps mort introduit entre les commandes des deux interrupteurs d'un même bras

d'onduleur. Ce temps mort sert à éviter les courts circuits. Pour un onduleur à composants IGBT, ce troisième cas est relativement simple à éviter car les durées de temps morts sont très faibles [35].

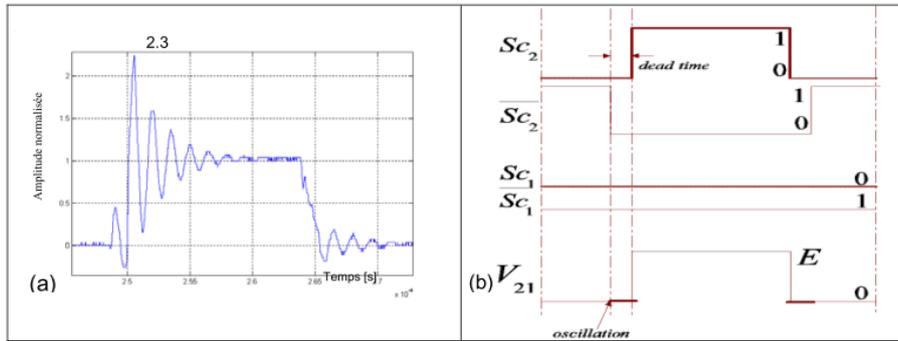


Figure I-25 Exemple de surtension ‘troisième cas’ dû aux temps morts [35].

I.2.4.4 Valeur maximale atteinte par les surtensions

On considère ici les conditions suivantes :

- Une désadaptation d'impédance totale ($\Gamma_0 = -1$ et $\Gamma_L = 1$), ce qui est souvent le cas dans une chaîne électromécanique (Association : onduleur + câble + machine).
- Un onduleur qui commute avec un temps de montée inférieur au double du temps de propagation $t_r < 2 \cdot t_p$. Cela est déjà le cas des actuels onduleurs IGBT pour des longueurs de câble bien inférieures à dix mètres. Dans le cas des onduleurs à base de composants rapides (SiC, GaN...), la condition $t_r < 2 \cdot t_p$ devrait se réaliser à des longueurs de câble plus courtes.

La théorie des télégraphistes montre que la surtension peut atteindre le double de la tension du bus continu. Dans d'autres cas, listés précédemment, la tension peut atteindre théoriquement $4pu$: quatre fois la tension du bus continu [14][26][27]. La Figure I-26 présente un exemple de surtension atteignant $1500V$ pour une tension d'alimentation DC de $E = 420V$. Cette valeur se rapproche de quatre fois E ($\approx 4pu$).

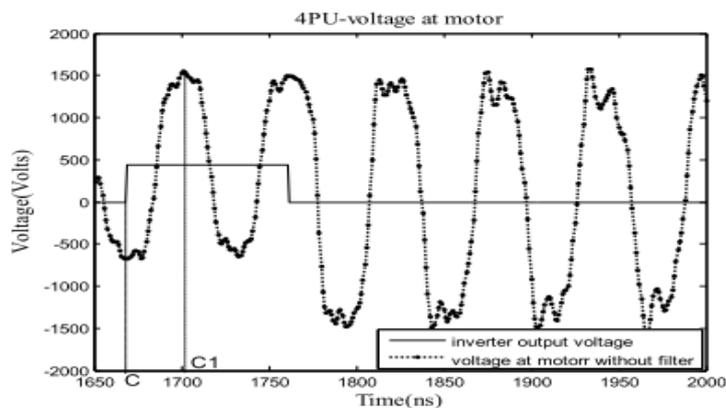


Figure I-26 Surtension supérieure à $3.pu$ [36]

I.2.5 Propagation des surtensions au sein du bobinage d'une machine électrique

Depuis les années 1990, de nombreux travaux se sont intéressés à la répartition de la tension à front raide le long du bobinage des machines asynchrones [12][15][28]–[32].

Les figures ci-dessous montrent deux résultats de mesures effectués sur une machine asynchrone. L'exemple de la Figure I-27 considère une forte surtension ($\approx 2pu$) et celui de la Figure I-28 utilise une alimentation à faible surtension et temps de montée réglable.

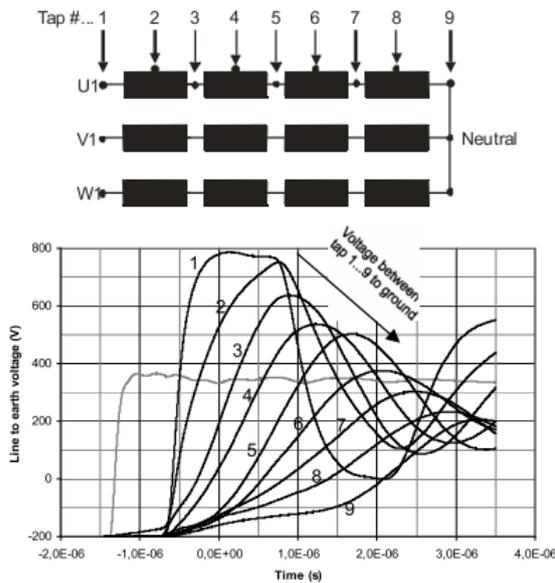


Figure I-27 Mesure de la propagation d'une surtension le long d'un bobinage [41].

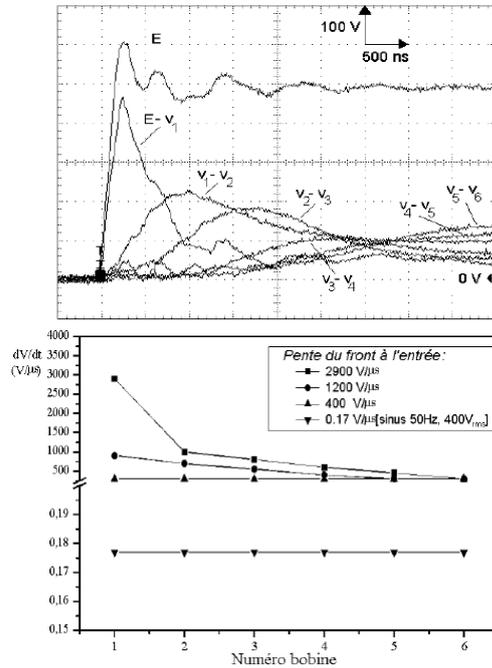


Figure I-28 Évolution de la pente du front de tension le long du bobinage[40].

Une conclusion essentielle tirée est la suivante : l'alimentation par un front de tension rapide engendre une répartition de tension transitoire non-linéaire entre les spires du bobinage. Au contraire, dans une machine alimentée avec une alimentation purement sinusoïdale, la tension entre spires est égale à tout moment à la tension d'alimentation divisée par le nombre de spires (répartition linéaire). Cela est valable aussi pour les machines à alimentation PWM, en régime établi.

Cela implique que durant le régime transitoire (suite à l'application d'un front rapide de tension), plus de 80% de la tension appliquée au bobinage peut être appliquée sur les premières spires (Figure I-29).

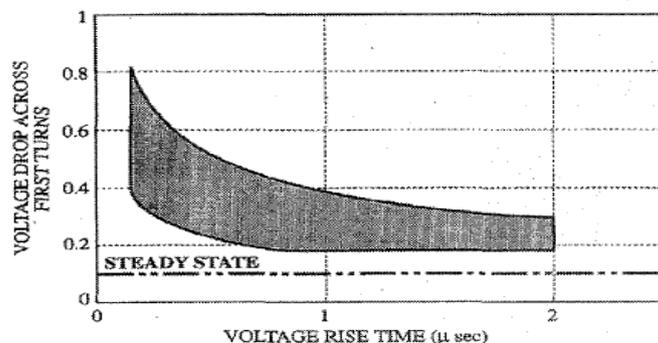


Figure I-29 Tension subie par les premières spires du bobinage en fonction du temps de montée du front de tension.

Dans une chaîne électromécanique à onduleur PWM, les dispositifs bobinés (filtres, machines) représentent les composants les plus fragiles en termes de tenue en tension, en particulier, au

niveau de l'isolation interspires. En effet, les spires sont souvent réalisées par des fils de cuivre, chacun d'entre-eux étant isolé par une couche très fine d'émail (quelques dizaines de μm).

Souvent, le seuil d'apparition de décharges partielles est défini comme une tension limite, au-dessus de laquelle des mécanismes de dégradation extrinsèques sont déclenchés. Une tension dépassant le PDIV, même faiblement, peut réduire la durée de vie de l'isolation de plusieurs dizaines de milliers heures à quelques heures, voire à quelques minutes [43].

Une isolation typique inter-spaires (fil de diamètre 0.7mm et d'épaisseur d'émail de l'ordre de $40\mu m$) présente, dans des conditions normales de température et de pression, un PDIV autour de $850V_{peak}$ [44]. Ce seuil peut chuter drastiquement à cause des contraintes aéronautiques, en particulier la pression [16][45]. Elle peut descendre à des valeurs situées au-dessous de $400V_{peak}$ à $P = 100mbar$ et à $T = 20^{\circ}C$; ceci est largement au-dessous de la tension HVDC qui est de $540V_{DC}$. Notons également que l'augmentation de la température entraîne aussi une diminution du PDIV (Figure I-30).

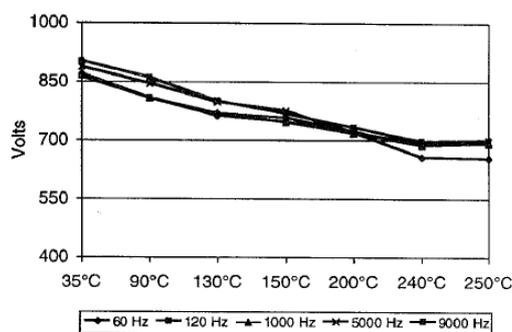


Figure I-30 Seuil d'apparition des décharges partielles en fonction de la température [46]

Il est clair que des machines à isolation conventionnelle fonctionnant à basse pression et à haute température sont impactées par l'augmentation de la tension.

Quant à la surtension, c'est un facteur aggravant. En effet, une tension supérieure au double de la tension HVDC pourrait être fatale à tous les composants du système d'isolation électrique, en particulier ceux de la machine : isolation inter-spaires, entre phases, fonds d'encoches. Notons que l'isolation du câble subit le même type de contrainte que celle de la machine. Le choix du matériau isolant (épaisseur et nature), répondant à un compromis entre les caractéristiques électriques et thermiques, permet de réduire les risques au niveau de ce composant de la chaîne électromécanique [47].

Nous consacrerons le dernier chapitre de cette thèse aux aspects systèmes d'isolation basse tension et aux décharges partielles.

I.3 SOLUTIONS AUX PROBLEMATIQUES DES SURTENSIONS

Dans la section précédente, nous avons discuté les causes et les impacts néfastes des surtensions. Dans cette section nous allons exposer, d'une manière non exhaustive, les principales solutions proposées dans la littérature pour éviter les effets néfastes des surtensions.

Ces solutions peuvent être résumées à deux actions :

1. Renforcer l'isolation en visant à augmenter l'immunité du système d'isolation par rapport à l'augmentation de la tension ;
2. Réduire la tension à un niveau inférieur au seuil d'apparition des décharges partielles (PDIV).

Nous les décrivons dans la suite.

I.3.1 Renforcement de l'isolation

I.3.1.1 Augmentation du PDIV

L'augmentation de l'épaisseur de l'isolation permet d'augmenter le seuil d'apparition des décharges partielles (PDIV). Prenons comme exemple l'isolation jugée la plus vulnérable dans la chaîne électromécanique qui est l'isolation inter-spires de la machine.

Des mesures sur des échantillons normalisés (paires twistées) montrent qu'une multiplication par 2 de l'épaisseur de l'émail servant à isoler le fil de bobinage augmente approximativement le PDIV de 30 % (Figure I-31).

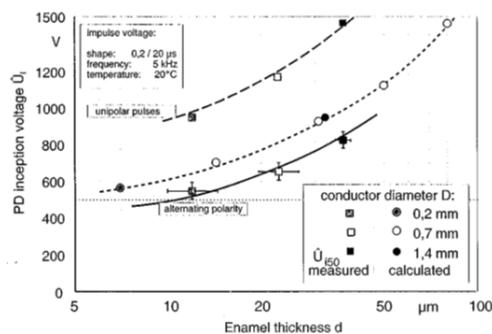


Figure I-31 Le seuil d'apparition des décharges partielles en fonction de l'épaisseur de l'émail, l'échantillon de test n'est pas imprégné [44]

L'augmentation de l'épaisseur des isolants permet aussi l'amélioration de la résistance à l'abrasion. Ceci permet de réduire les dommages durant le processus de bobinage qui est souvent manuel [48]. Cette augmentation n'est pas sans contrepartie ; en effet, l'augmentation de l'épaisseur des isolants augmente la résistance thermique et par conséquent l'élévation de température à pertes Joule données. Autrement dit à iso-contrainte thermique, l'augmentation des épaisseurs conduit à augmenter aussi la masse et le volume du dispositif bobiné. Un compromis électrique-thermique doit donc être trouvé.

La diminution de la permittivité de l'émail d'un fil permet l'augmentation du PDIV. Néanmoins, cette solution n'est pas viable actuellement faute de techniques et de résines appropriées. C'est une voie de recherche en cours d'exploration.

I.3.1.2 Utiliser des matériaux isolants améliorés

La modification de la structure de l'isolant en y intégrant des nano particules ou bien des micros particules inorganiques permet de résister à l'érosion due aux décharges partielles. Ce concept est concrétisé dans les fils, dits 'corona-résistants' qui permettent une augmentation remarquable de

la durée de vie, mais bien évidemment non infinie comme l'appellation pourrait le faire croire (Figure I-32 et Figure I-33).

Une amélioration semblable peut être obtenue en chargeant le vernis d'imprégnation. Ce dernier présente un problème récurrent qui réside dans sa pénétration incertaine et inhomogène au cœur du bobinage (non-garantie de remplissage des volumes d'air inter-spires).

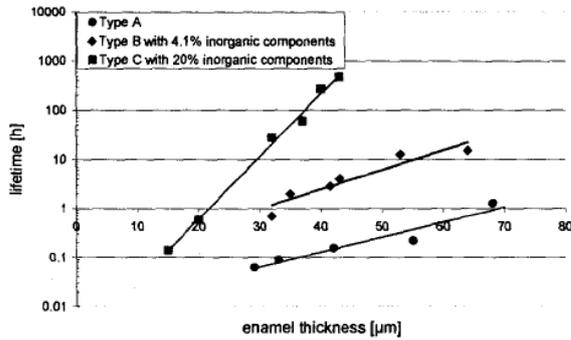


Figure I-32 Durée de vie en fonction de l'épaisseur de l'émail pour trois matériaux : Type A : Standard, Type B : Corona résistant, Type C : Corona résistant amélioré [49]

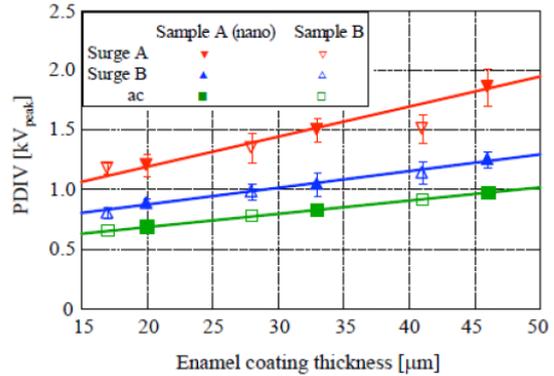


Figure I-33 PDIV en fonction de l'épaisseur de l'émail pour deux matériaux : Sample A : nano-chargés ; Sample B : standard. Et pour différents types d'alimentation : AC, Surge A : unipolaire, Surge B : bipolaire [50]

Nous reviendrons sur ces différents aspects d'isolation dans le chapitre.VI.

I.3.2 Solutions logicielles : Modification de l'algorithme PWM

Une bonne solution de modulation PWM permet d'éviter l'apparition des surtensions supérieures au double de la tension du bus continu (>2pu). Il s'agit d'éliminer le premier cas de surtension (>2pu) causée par une impulsion étroite (I.2.4.1). Plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature [7][35][51].

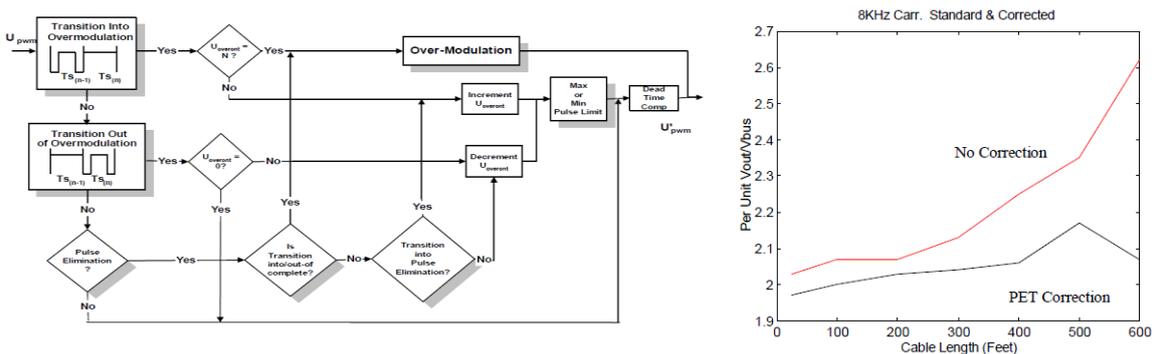


Figure I-34 Exemple d'algorithme de réduction des surtensions supérieures à 2pu [7].

Le temps de propagation t_p et le temps d'amortissement des surtensions sont les deux paramètres clés du premier cas de surtensions >2pu. En effet, une impulsion de durée incluse dans les intervalles suivants : $[0, t_p]$; $[3t_p, 5t_p]$; $[7t_p, 9t_p]$; $[11t_p, 13t_p]$... ou bien supérieure au temps d'amortissement des surtensions, ne crée pas de surtension >2pu. Cela constitue le principe de base des algorithmes proposés dans la littérature.

Nous distinguons principalement deux méthodes :

1. La première consiste à imposer une limite basse sur la durée d'impulsion minimale (ΔT_{min}) au-dessous de laquelle, des surtensions $>2pu$ peuvent survenir. On peut supprimer les impulsions à durée inférieure à ΔT_{min} ou bien les élargir. Cette méthode peut créer des erreurs au niveau de la tension fondamentale [40]. Sa mise en œuvre nécessite la connaissance de la durée d'amortissement des surtensions.
2. Une deuxième méthode plus performante consiste à ajuster la valeur des durées d'impulsions pour qu'elles soient dans des intervalles bien précis ($[0, t_p]$; $[3t_p, 5t_p]$; $[7t_p, 9t_p]$; $[11t_p, 13t_p]$...). En effet, ces impulsions créent des surtensions $<2pu$ en opposition de phase ; par conséquent leur superposition n'est pas dangereuse. A contrario de la première méthode, La mise en œuvre de cette deuxième solution nécessite une bonne connaissance des propriétés du câble, en particulier le temps de propagation.

Le deuxième cas de surtension $>2pu$ (I.2.4.2) peut être également évité d'une manière logicielle en supprimant les doubles commutations.

I.3.3 Solutions matérielles : Filtres

Les solutions logicielles permettent d'éviter des surtensions $>2pu$. Les solutions matérielles, qui sont des filtres, permettent d'éliminer complètement les surtensions. Toutefois, des composants matériels supplémentaires sont intégrés dans la chaîne électromécanique.

Physiquement, les filtres peuvent être installés à la sortie de l'onduleur ou bien aux bornes de la machine (*Figure I-35* et *Figure I-36*). Ces derniers sont souvent appelés '*Terminator*'.

En plus de la réduction des surtensions, les filtres peuvent assurer aussi simultanément les fonctions suivantes [31]:

- Réduire les pertes dans l'onduleur et dans la machine dues aux harmoniques ;
- Réduire les pertes dans l'onduleur dues aux harmoniques large bande causées par la réflexion d'ondes de courant ;
- Réduire le bruit acoustique de la machine ;
- Réduire les courants impactant les roulements à billes.

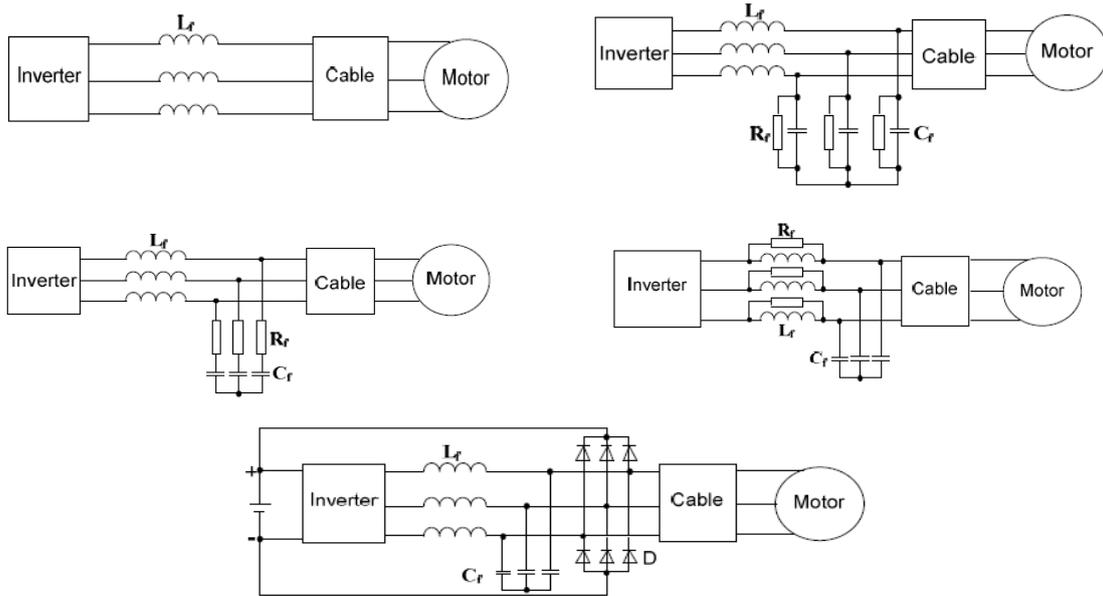


Figure I-35 Quelques configuration de filtres de sortie de l'onduleur les plus utilisés pour atténuer les surtensions [52]

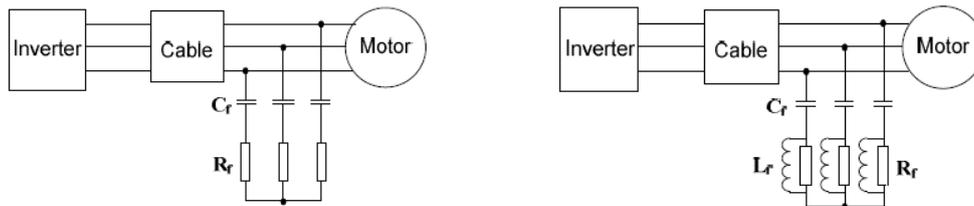


Figure I-36 Exemple de filtres installés aux bornes du moteur (Terminator) [52]

Les filtres matériels occupent du volume, ils augmentent la masse de la chaine, ils génèrent des pertes et leur coût peut dépasser celui la machine. Par conséquent leur choix doit répondre à un compromis entre performances et masse, ou pertes.

A titre d'exemple, la Figure I-37 représente le résultat d'une étude effectuée sur un Terminator RC (1ère structure de la Figure I-36). La résistance du filtre est choisie égale à l'impédance caractéristique du câble pour garantir une adaptation d'impédance. L'ajout d'une capacité en série avec la résistance permet de diminuer les pertes Joule dans cette dernière. Le dimensionnement de la capacité doit réduire les pertes tout en garantissant que la tension à l'entrée de la machine soit au-dessous du seuil d'apparition des décharges partielles (PDIV), avec une certaine marge de sécurité.

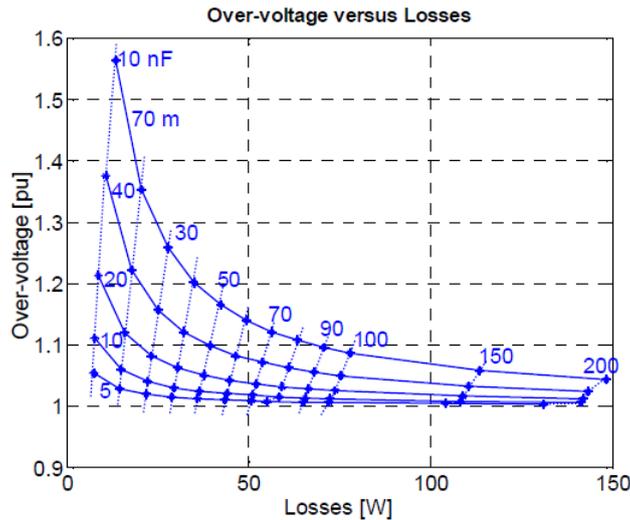


Figure I-37 Surtension en fonction des pertes d'un Terminator (RC) (à 5 kHz) pour différentes valeurs de capacités et pour différentes longueurs de câble ($P_{moteur} = 3hp$; $R_{filtre} = 42\Omega$; $t_r = 100ns$) [53]

En termes de coût de filtrage (Figure I-38 et Figure I-39), les filtres les moins coûteux sont ceux qui utilisent le moins de composants, comme par exemple le filtre de sortie d'onduleur à base d'inductances et le Terminator RC. Les auteurs mentionnent que le coût d'un filtre peut dépasser celui de la machine alimentée.

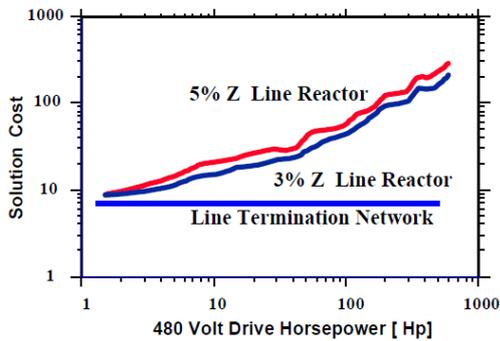


Figure I-38 Coût des filtres de sortie d'onduleur vs. Coût d'un Terminator

Motor Rating	RELATIVE PRICE					
	Drive (VSD)	Motor	Output Inductor	dv/dt Filter	Sinusoidal Filter	Terminator
(400v supply)						
2.2kW	350%	100%	74%	443%	334%	170%
75kW	220%	100%	14%	99%	146%	9%
250kW	120%	100%	5%	65%	Not Available	3%

Figure I-39 Coût des filtres par rapport à celui de la machine [35]

Nous n'avons pas pu recenser de travaux qui se soient intéressés à évaluer les solutions de filtrage des surtensions vis-à-vis de la masse, critère crucial pour notre application aéronautique.

I.3.4 Onduleurs multi-niveaux

L'utilisation d'onduleurs multi-niveaux permet de réduire naturellement les surtensions. En effet, pour un onduleur à N niveaux, la tension du bus continu E se répartit sur $(N - 1)$ condensateurs, et par conséquent, le saut de tension ΔV à chaque commutation est donné par l'eqn I-18. Dans le pire cas de désadaptation d'impédance, un front de tension causera une surtension de $2 \cdot \Delta V$ au lieu de $2 \cdot E$.

$$\Delta V = \frac{E}{N - 1} \quad \text{eqn I-18}$$

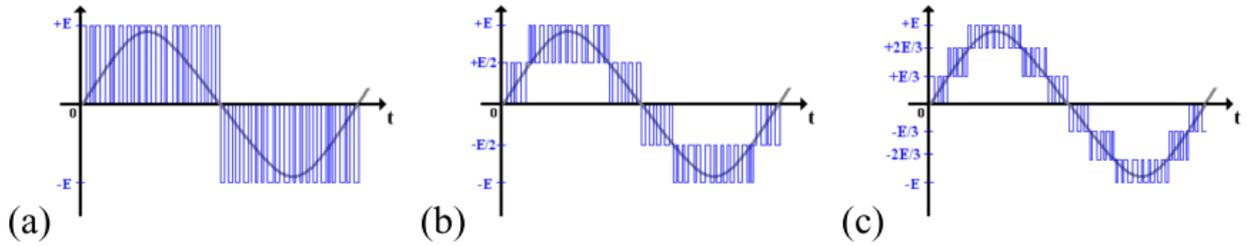


Figure I-40 Signaux de sortie d'un onduleur multi-niveaux (a) 3 (b) 5 (c) 7 niveaux [54]

Rappelons que, sous l'effet de la propagation de l'onde de tension dans le bobinage, la contrainte électrique maximale peut atteindre des valeurs proches de 90% de E pour un onduleur 2 niveaux classique. Pour un onduleur multi-niveaux, la contrainte électrique inter-spis est proche de 90% de ΔV (Figure I-41 et Figure I-42). Cela a également l'avantage de diminuer la contrainte électrique au sein du bobinage.

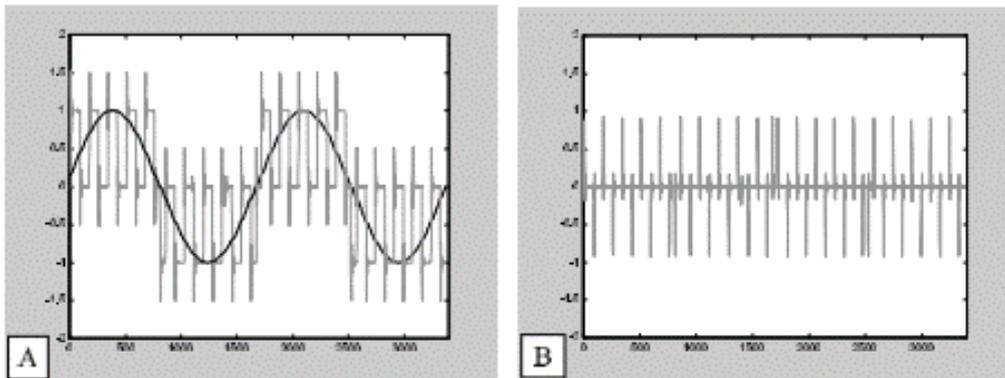


Figure I-41 A Surtension (ph-n) en p.u. aux bornes d'une machine alimentée par un onduleur 3 niveaux
B Contrainte inter-spis en p.u. correspondante [55]

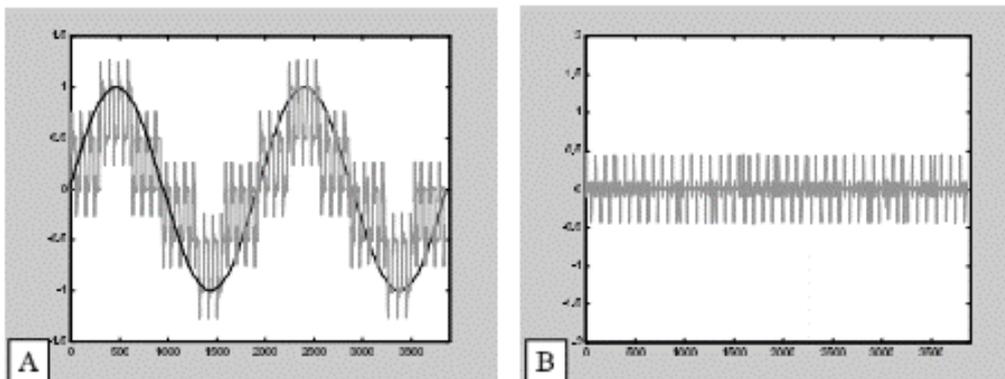


Figure I-42 A Surtension (ph-n) en p.u. aux bornes d'une machine alimentée par un onduleur 5 niveaux. B Contrainte inter-spis en p.u. correspondante [55]

Dans [56], l'auteur a élaboré une commande innovante d'un onduleur 3 niveaux pour réduire le courant de mode commun dans un variateur de vitesse. Pour ce faire, son algorithme utilise des doubles commutations ; cela fait perdre l'avantage de l'aspect multi-niveaux vis-à-vis des surtensions. Notons donc le fait qu'un onduleur multi-niveaux n'est bénéfique pour les surtensions qu'avec une commande classique impliquant des sauts de tension de $\Delta V = E / (N - 1)$.

I.4 CONCLUSION

A l'issue de cette étude bibliographique, nous notons que :

- La problématique des surtensions dans une chaîne électromagnétique a fait l'objet de plusieurs études depuis l'introduction de l'IGBT (fin des années 1980);
- Théoriquement, le niveau de surtension peut s'approcher de 4 pu dans des cas particuliers de superposition d'impulsions ;
- En termes de modélisation, les équations des télégraphistes (2 conducteurs) sont les outils théoriques le plus utilisés pour modéliser les surtensions ;
- La quasi-totalité des études de surtensions visent la prévention des défaillances du bobinage des machines asynchrones, alimentées par onduleur de tension à PWM ;
- Des solutions logicielles sont proposées pour limiter les surtensions $> 2pu$. Elles sont moins coûteuses mais peuvent causer une dégradation de la tension fondamentale ;
- Les solutions hardware (filtres) sont les plus utilisées. Elles sont efficaces mais leur coût peut dépasser celui de la machine.

Il faut noter que nous n'avons pas pu recenser de publications traitant des surtensions dans le contexte aéronautique, qui est notre cadre applicatif. A priori, cela s'explique par le faible risque encouru par le système d'isolation électrique (SIE) sous les niveaux de tension utilisés en aéronautique avant l'introduction du réseau $230V_{AC}$ et du réseau HVDC $540V_{DC}$.

La prévention des décharges partielles dans une machine électrique est conditionnée par la maîtrise du phénomène de surtension à ses bornes et la connaissance de la tenue en décharges partielles de son système d'isolation électrique. Nous consacrons les quatre prochains chapitres de ce manuscrit aux surtensions et le dernier aux décharges partielles.

CHAPITRE.II

CONTRIBUTION A LA MODELISATION DES HARNAIS PAR LA THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION

SOMMAIRE

I.1 INTRODUCTION.....	62
II.1 FORMULATION FULL-WAVE VERSUS THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION.....	62
II.1.1 Harnais aéronautique.....	62
II.1.2 Modélisation électromagnétique.....	64
II.1.3 Théorie des lignes de transmission (TLT).....	66
II.1.4 Validité de l'hypothèse TEM.....	67
II.1.5 Synthèse.....	70
II.2 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION (TLT) BIFILAIRE.....	70
II.2.1 Paramètres primaires rlcg d'une ligne de transmission.....	71
II.2.2 Modèles circuit à paramètres localisés.....	76
II.2.3 Modélisation exacte de la propagation.....	78
II.2.4 Synthèse.....	82
II.3 LIGNE DE TRANSMISSION MULTIFILAIRE (MTL).....	82
II.3.1 Introduction.....	82
II.3.2 Circuit MTL à paramètres localisés.....	83
II.3.3 Equations de propagation d'une MTL.....	86
II.3.4 Résolution par décomposition modale.....	90
II.3.5 Synthèse.....	93
II.4 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION MODIFIEE (TLTM) D'UNE MTL.....	94
II.4.1 Ligne électriquement courte selon la TLTM.....	95
II.4.2 Equations de propagation basées sur la TLTM.....	97
II.4.3 Résolution des équations de TLTM par la méthode de l'exponentielle de matrice.....	100
II.4.4 De la TLTM vers la TLT.....	101
II.4.5 Synthèse.....	104
II.5 SYNTHÈSE ET CONCLUSION DU CHAPITRE.....	104

I.1 INTRODUCTION

La complexité des systèmes électriques embarqués à bord d'un avion plus électrique est en accroissement continu ; les harnais y occupent une place de plus en plus importante, ainsi on estime que l'on embarque plus que 350km de câbles dans un avion A350. D'une manière générale, un harnais électrique assure la fonction de la transmission des données et/ou de l'énergie électrique. Dans le cadre des travaux de cette thèse, nous nous intéressons à la modélisation des harnais de puissance assurant la transmission de puissance entre un onduleur et une machine électrique. En effet, les harnais jouent un rôle primordial dans la création des phénomènes de surtensions. Nous sommes intéressés par un modèle de harnais physique et précis, permettant d'approfondir la compréhension des phénomènes de surtensions dans une chaîne électromécanique. Pour pouvoir l'utiliser dans des outils de conception par optimisation, un faible coût de calcul est fortement souhaité.

Dans ce chapitre nous proposons un modèle de harnais dit « large bande fréquentielle » : il est valide sur la gamme de fréquences d'oscillation des surtensions (quelques MHz), à la fréquence fonctionnelle (quelques centaines de Hz) et à la fréquence de découpage de l'onduleur (quelques dizaines de kHz). Bien que l'on parle d'une validité « fréquentielle », nous nous intéressons à l'aspect temporel des grandeurs électriques résultant de la contribution de toutes les composantes harmoniques du spectre d'intérêt. L'exploitation de cette approche fréquentielle dans une simulation temporelle est abordée dans le chapitre.IV.

En termes de modélisation électromagnétique, un harnais est couramment assimilé à une ligne de transmission. Bien que les premiers travaux sur le sujet d'étude des lignes de transmission effectués par Lord Kelvin sur les lignes de télégraphe datent des années 1850 [57], le problème des lignes de transmission reste encore un sujet d'investigation d'actualité. Dans ce chapitre, une revue de la théorie des lignes de transmission (TLT) classique est proposée. Cela permet de bien cerner les avantages de chaque modèle et méthode, de détailler leur domaine de validité et ainsi de bien positionner notre contribution dans le sujet.

Dans ce chapitre, la validité de la théorie des lignes de transmission (TLT) dans notre cas applicatif est d'abord discutée. Ensuite, en partant d'un schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne électriquement court (ses dimensions géométriques sont très petites devant la plus petite longueur d'onde s'y propageant), nous établissons les équations de propagation 1D classiques. Les particularités de la TLT et ses restrictions sont discutées. Enfin nous proposons une modification de la formulation de la TLT, aboutissant à un modèle que nous appelons « théorie des lignes de transmission modifiée » (TLTM). La TLTM est une généralisation de la TLT permettant de pallier ses restrictions.

II.1 FORMULATION FULL-WAVE VERSUS THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION

II.1.1 Harnais aéronautique

En termes d'application, dans le cadre de cette thèse nous nous restreignons à un harnais de puissance aéronautique. Comme illustré sur la Figure II-1, un tel harnais est typiquement constitué de câble souvent tri-filaire, blindé ou non blindé, isolé électriquement et éventuellement protégé par une gaine extérieure ; cette gaine protège le câble et ses propriétés peuvent être diverses, par

exemple : résistance à l'arc électrique, ininflammabilité ou retardateur de flamme et résistance aux fluides.

Chaque fil est composé d'une âme conductrice cylindrique entourée d'une ou de plusieurs couches d'isolant électrique. Pour des facilités de fabrication et une meilleure souplesse mécanique, l'âme est composée d'un ou de plusieurs torons multibrins en cuivre et/ou en aluminium. Chaque brin peut être couvert d'un revêtement uniforme d'étain, d'argent ou de nickel [58]. L'âme conductrice d'un câble est constituée d'un empilage de plusieurs couches de brins. Pour un meilleur maintien mécanique, les brins d'une couche sont légèrement inclinés en sens inverse par rapport aux brins des couches voisines. Pour la même raison, les câbles sont disposés ensemble en spirale (Figure II-1). En termes de modélisation, ce vrillage implique que la longueur effective des conducteurs est légèrement plus grande que celle du harnais.

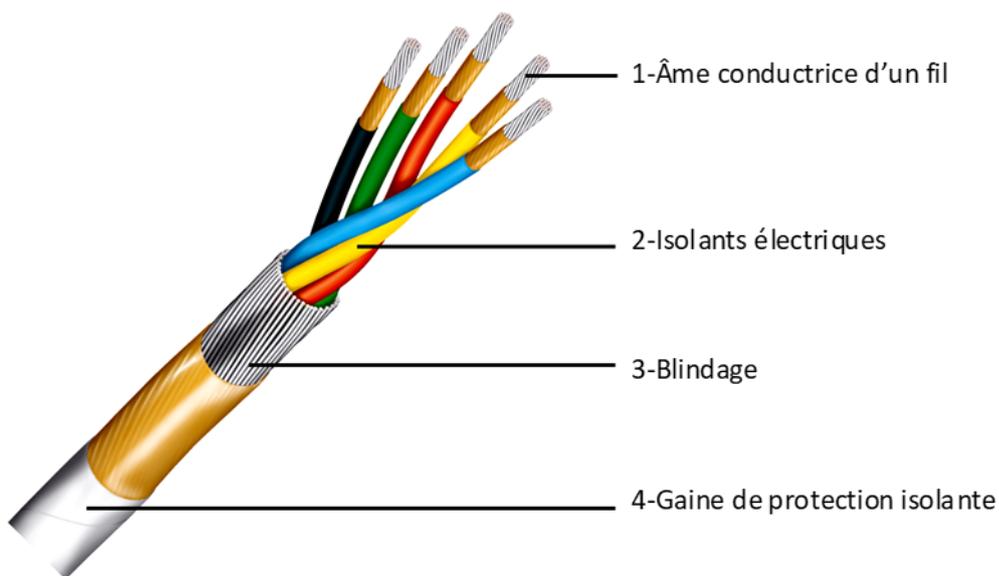


Figure II-1 Illustration d'un harnais aéronautique [59]

Un blindage entourant le câble est souvent mis œuvre pour prévenir ou réduire les couplages électromagnétiques (diaphonies¹ entre conducteurs proches, rayonnement). Il est réalisé à l'aide d'une tresse conductrice à tissage complexe ou simplement d'un guipage² de brins conducteurs disposés hélicoïdalement. Sur un avion standard, les harnais sont disposés à proximité de la structure métallique, qui joue le rôle d'un plan de masse électrique.

Dans le cadre de nos travaux, pour des facilités de modélisation, nous faisons l'hypothèse de l'*uniformité*. Elle consiste à supposer que la coupe transversale du harnais (fils du câble, blindage,

¹ Il s'agit des interférences électromagnétiques indésirables entre deux ou plusieurs lignes de transmission. Elles se manifestent moyennant les couplages inductifs et/ou capacitifs.

² Procédé d'assemblage permettant d'entourer les brins servant de blindage autour d'un ou de plusieurs fils.

plan de masse) est invariante en fonction de la position longitudinale. Les conducteurs sont supposés parallèles et l'effet de torsade est négligé.

II.1.2 Modélisation électromagnétique

En termes de modélisation, d'une manière générale, nous distinguons deux classes de modèles :

- Modèle comportemental (boîte noire) :

Cette représentation ne s'intéresse qu'aux grandeurs électriques extérieures d'un système (tensions et courants aux bornes du harnais pour notre cas). L'état interne (tensions et courants le long du harnais) n'est pas considéré. Par ailleurs, les dimensions géométriques, les propriétés physiques et les mécanismes internes ne sont pas nécessaires à la construction d'un tel modèle.

Il est basé sur l'interprétation de la réponse (souvent expérimentale) des sorties du système suite à l'application d'excitations à ses entrées. Ces techniques sont largement répondues dans la littérature dans la discipline de *l'automatique*. Cette approche a été appliquée à un harnais triphasé blindé ; dans [60], l'auteur construit un modèle multiport à l'aide de caractérisations expérimentales large bande fréquentielle (DC-50MHz) combinant des mesures DC et des mesures réalisées avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

Cette approche permet l'établissement d'un *modèle comportemental* d'une structure physique figée, ce qui fait d'elle une solution inappropriée à notre besoin d'études paramétriques des surtensions.

- Modèle physique (boîte blanche) :

Un modèle physique est un modèle « boîte blanche » basé sur les lois de la physique régissant le comportement interne d'un système. Les phénomènes électromagnétiques de toute structure sont décrits par les équations de Maxwell :

$$\operatorname{div}(\vec{B}) = 0 \quad \text{eqn II-1}$$

$$\operatorname{div}(\vec{D}) = \rho \quad \text{eqn II-2}$$

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{eqn II-3}$$

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}}(\vec{H}) = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad \text{eqn II-4}$$

et par des lois de comportement des matériaux conducteurs, diélectriques et magnétiques :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad \text{eqn II-5}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{eqn II-6}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad \text{eqn II-7}$$

Avec :

\vec{E}	:	Le champ électrique en (V/m) .
\vec{H}	:	Le champ magnétique en (A/m) .
\vec{D}	:	L'induction électrique en (C/m^2) .
\vec{B}	:	L'induction magnétique en $(T \text{ ou } Wb/m^2)$.
\vec{J}	:	La densité de courant en (A/m^2) .
ρ	:	La densité volumique de charge électrique en (C/m^3) .
σ	:	La conductivité électrique en (S/m) .
ϵ	:	La permittivité électrique en (F/m) .
μ	:	La perméabilité magnétique en (H/m) .

En définissant des conditions aux limites du problème à résoudre appropriées, les équations ci-dessus décrivent rigoureusement le comportement électromagnétique spatial (variables 3D : $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$) et temporel (variable : t). Le problème consiste à résoudre des équations aux dérivées partielles grâce à différentes techniques numériques : éléments finis, différences finis, méthodes intégrales ...[61]. Certaines de ces techniques sont robustes et largement utilisées dans des logiciels commerciaux tels que : CST-STUDIO® et COMSOL®.

La formulation de Maxwell dans sa forme la plus complète est souvent appelée « full-wave » ; elle est générale et permet une résolution générique et précise d'un problème électromagnétique en prenant en compte la distribution spatiale des paramètres du problème ainsi les interactions entre le champ magnétique et le champ électrique. Également, tous les modes de propagation peuvent être simulés, malgré la complexité de la configuration géométrique et de la composition physique de la structure d'études. Des aspects, tels que : torsade de câbles, effet de peau, effet de proximité, anisotropie des matériaux et les pertes diélectriques, qui sont très difficiles à décrire par des simples formulations analytiques, peuvent être pris en compte par la formulation « full-wave ».

Les avantages de la formulation « full-wave » sont offerts au détriment de la complexité de mise en œuvre de la simulation, de la nécessité d'outils informatiques adaptés et surtout des temps de calcul souvent importants. Dans [62], le logiciel CST-STUDIO® est utilisé pour simuler un câble bifilaire à conducteurs cylindriques, d'une longueur de 12m sur la gamme fréquentielle de 1 MHz à 30MHz. Même avec un maillage réglé pour permettre une erreur de calcul de 1%, l'ordre du temps de la résolution du problème « full-wave » est de quelques jours !

Ce type de modèle physique permet une prédiction précise des phénomènes de surtensions le long d'un harnais, par conséquent une meilleure compréhension vis-à-vis des différents paramètres d'une chaîne électromécanique. Néanmoins, les temps de résolution excessifs font qu'ils ne sont pas adaptés à une intégration dans des outils de conception par optimisation ; notamment, pour le dimensionnement des filtres de réduction des surtensions dans notre cas.

Pour éviter les inconvénients de la formulation « full-wave » (temps de calcul important) tout en tirant profit de ses avantages (modèle physique et précis), nous optons pour un modèle qui en découle sous certaines hypothèses simplificatrices : il s'agit de la théorie des lignes de transmission décrite dans la section suivante.

II.1.3 Théorie des lignes de transmission (TLT)

La théorie des lignes de transmission (TLT) est dérivée des équations de Maxwell sous l'hypothèse fondamentale d'un mode de propagation électrique-magnétique transverse (en anglais TEM : Transverse ElectroMagnetic). Pour un harnais *uniforme* placé suivant l'axe \vec{x} (Figure II-2), l'hypothèse TEM implique que le champ électrique $\vec{E}(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t)$ et le champ magnétique $\vec{B}(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t)$ sont orthogonaux et se manifestent uniquement dans le plan transverse (\vec{y}, \vec{z}) . Les composantes longitudinales \vec{E}_x et \vec{H}_x sont nulles. Cela permet d'établir une *définition unique* des grandeurs électriques tension $V(x, t)$ et courant $I(x, t)$ à partir des grandeurs électromagnétiques $\vec{E}(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t)$ et $\vec{H}(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t)$ [29].

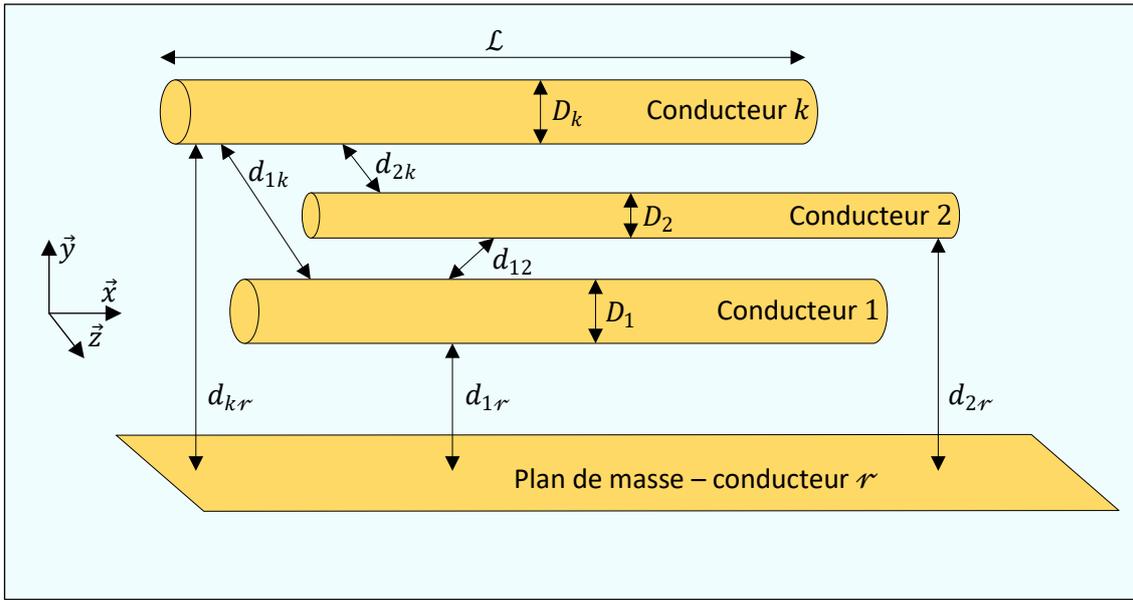


Figure II-2 Dimensions géométriques D, d et L d'un harnais à conducteurs parallèles.

En effet, sous l'hypothèse TEM, la tension $V_{kn}(x, t)$ entre un conducteur k et un conducteur n est égale à la circulation du champ électrique transverse $\vec{E}_t(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t)$ le long d'un parcours arbitraire $(P_n P_k)$; les points P_k et P_n font partie respectivement de la surface des conducteurs k et n (eqn II-8 et Figure II-3). Quant au courant qui parcourt un conducteur, il est égal à l'intégrale linéique du champ magnétique transverse $\vec{H}_t(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t)$ sur un contour c fermé et arbitraire, entourant ce même conducteur (eqn II-9 et Figure II-4).

$$V_{kn}(x, t) = \int_{P_n}^{P_k} \vec{E}_t(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t) \cdot \vec{dl} \quad (V) \quad \text{eqn II-8}$$

$$I(x, t) = \oint_c \vec{H}_t(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}, t) \cdot \vec{dl} \quad (A) \quad \text{eqn II-9}$$

La TLT simplifie donc un problème de propagation de champs électromagnétiques vectoriels gouverné par les équations de Maxwell, décrit en 3D : $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ et mathématiquement compliqué, en un problème électrique unidirectionnel suivant \vec{x} (Figure II-2).

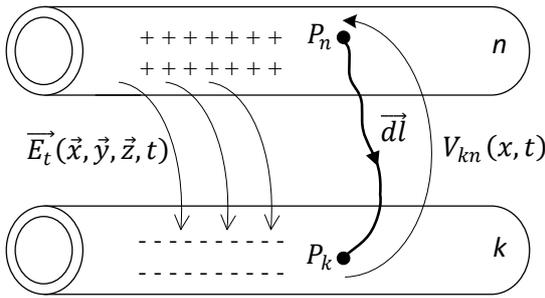


Figure II-3 Illustration d'un contour arbitraire ($P_n P_k$), d'un champ électrique et de la différence de potentiel associée.

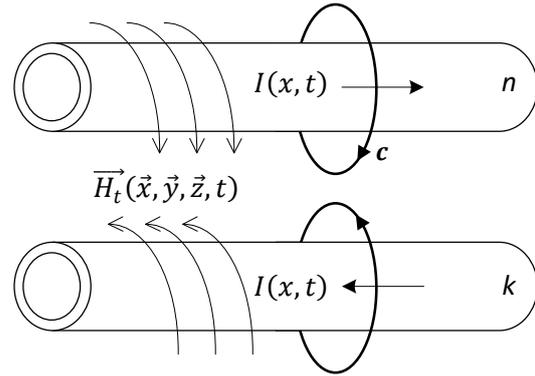


Figure II-4 Illustration d'un contour fermé c entourant un conducteur, d'un champ magnétique et du courant associé.

II.1.4 Validité de l'hypothèse TEM

II.1.4.1 Généralités sur l'hypothèse TEM ou quasi-TEM

L'hypothèse TEM dans une structure est directement liée à ses *dimensions électriques*. Dans le cas d'un harnais, elle est valide tant que les dimensions géométriques transverses (diamètres D et distances d sur la Figure II-2) sont suffisamment petites devant la plus petite *longueur d'onde*³ λ s'y propageant. Quand cela est vérifié, le système est dit *électriquement court*. Notons que le mode TEM implique l'existence d'une vitesse de propagation unique.

Dans le cas des structures relativement simples : *fermées, uniformes, à conducteurs parfaits* (conductivité électrique infinie) et à *milieu de propagation homogène* (zones séparant les conducteurs), par exemple deux plans conducteurs infiniment long ou bien un câble coaxial, la propagation peut être décrite analytiquement à partir des équations de Maxwell. Par ailleurs, sous les hypothèses d'absence de pertes, de linéarité et d'isotropie, il est montré dans [29] que *seul* le mode de propagation TEM existe *si et seulement si* la longueur d'onde minimale s'y propageant est supérieure au double de l'épaisseur de l'isolant. Si cette propriété n'est pas vérifiée, deux modes apparaissent et coexistent simultanément avec le mode TEM, à savoir :

- le mode transverse-électrique (TE) où le champ électrique de l'onde électromagnétique est orthogonal à la direction de propagation, autrement dit la composante \vec{E}_x est nulle ;
- le mode transverse-magnétique (TM) où le champ magnétique de l'onde électromagnétique est orthogonal à la direction de propagation, autrement dit la composante \vec{H}_x est nulle.

Concernant notre cas d'étude : le harnais aéronautique est une structure *ouverte, à conducteurs imparfaits* (conductivité électrique finie) et à *milieu de propagation non-homogène* (constitué à la

³ Rappel : la longueur d'une onde sinusoïdale est définie comme étant la distance que l'onde doit parcourir pour changer sa phase de 360°.

fois d'au moins deux couches d'isolant et de l'air ; illustration sur la Figure II-5). Ces aspects compliquent beaucoup la tâche d'établissement des conditions de validité de la TEM.

Néanmoins, il est connu que les pertes et l'inhomogénéité faussent l'hypothèse TEM [29]. En effet, d'une part, un courant électrique parcourant un conducteur imparfait crée une composante longitudinale non-nulle du champ électrique \vec{E}_x le long de la surface du conducteur ; ceci contredit implicitement l'hypothèse TEM. D'autre part, dans un milieu de propagation non-homogène, les interactions du champ électromagnétique, balayant des zones hétérogènes en termes de propriétés physiques (ϵ, μ et σ), donnent naissance à différentes ondes électromagnétiques à vitesses de propagation différentes. De même, cela fausse le mode TEM qui suppose l'existence d'une vitesse de propagation unique.

Dans le cadre de cette thèse nous supposons que les effets des pertes dans les conducteurs et l'inhomogénéité du milieu de propagation sont négligeables. Cette hypothèse est dite *quasi-TEM*.

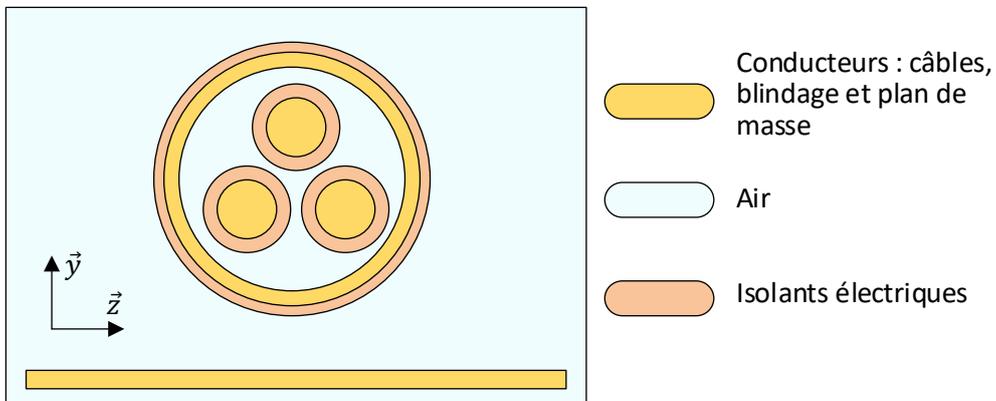


Figure II-5 inhomogénéités dans un harnais.

II.1.4.2 L'hypothèse TEM / quasi-TEM dans un harnais aéronautique

Il est très difficile d'établir analytiquement les conditions d'apparition des modes de propagation TE et TM de manière systématique et généralisée. Pour le cas d'un câble bifilaire à conducteurs cylindriques, une résolution numérique des équations de Maxwell basée sur la méthode des moments magnétiques (MoM) montre que le mode TEM est prépondérant devant les modes TE et TM pour des distances séparant les deux conducteurs inférieures de $\lambda/40$ [29], [63]. Nous retenons cette condition pour analyser la validité de l'hypothèse TEM pour un harnais aéronautique : nous considérons que la théorie des lignes de transmission est valide tant que la plus grande des dimensions géométriques transversales du harnais (D et d sur la Figure II-2) reste inférieure à la dimension électrique limite $\lambda/40$.

La longueur d'une onde électromagnétique sinusoïdale λ est reliée à sa fréquence f et à sa vitesse de propagation v comme suit :

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (m) \tag{eqn II-10}$$

La vitesse v , dans un milieu homogène caractérisé par une permittivité $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ et une perméabilité $\mu = \mu_0 \mu_r$, est décrite par l'équation eqn II-11 [64]. $\epsilon_0(F/m)$ et $\mu_0(H/m)$ représentent les constantes électromagnétiques du vide et ϵ_r et μ_r représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu de propagation.

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_r\mu_r}} \quad (m/s) \tag{eqn II-11}$$

En utilisant les équations : eqn II-10 et eqn II-11, nous établissons le Tableau V-1 qui illustre les ordres de grandeurs de :

- la longueur d'onde λ ;
- la dimension électrique limite $\lambda/40$.

en fonction de la fréquence f d'une onde sinusoïdale, pour deux milieux de propagation supposés homogènes usuellement présents dans un harnais aéronautique (Figure II-5) : l'air et le polyimide.

L'air est caractérisé par $(\epsilon_r, \mu_r) = (1,1)$ et le diélectrique en polyimide est caractérisé par $(\epsilon_r, \mu_r) = (3,1)$. Notons que la vitesse de propagation est inversement proportionnelle à $\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$; pour cette raison, pour une fréquence donnée, la longueur d'onde dans le polyimide est plus petite que celle dans l'air.

Tableau II-1 Longueur d'onde et validité de l'hypothèse TEM

Fréquence f	Vitesse d'onde dans l'Air $v \approx 3 \cdot 10^8 m/s$		Vitesse d'onde dans le Polyimide $v \approx 1.7 \cdot 10^8 m/s$	
	Longueur d'onde $\lambda = v/f$	Dimension électrique $\lambda/40$	Longueur d'onde $\lambda = v/f$	Dimension électrique $\lambda/40$
50 Hz	6000 km	149 km	3500 km	87 km
10 kHz	30 km	750 m	17 km	430 m
100 MHz	3 m	7.5 cm	1.7 m	4.3 cm
1 GHz	30 cm	7.5 mm	17 cm	4.3 mm

Rappelons que dans les chaînes électromécaniques actuelles, les durées de commutation des composants semi-conducteurs (quelques dizaines de nanosecondes), la longueur du harnais (jusqu'aux quelques dizaines de mètres) et ses caractéristiques physiques, ainsi que l'impédance de la machine, engendrent des phénomènes électromagnétiques haute fréquence. Ces différentes caractéristiques font que les surtensions se manifestent dans le domaine fréquentiel par des spectres s'étalant jusqu'à quelques dizaines de MHz.

Concernant les dimensions géométriques transversales d'un harnais (D et d sur la Figure II-2), le diamètre des âmes conductrices ne dépasse pas la dizaine de millimètres. Les épaisseurs des couches isolantes sont relativement petites : quelques centaines de microns pour les câbles standards.

L'exigence de réduire l'encombrement géométrique dans une application avionique implique que les distances entre les câbles et le blindage sont souvent minimisées, sauf dans les cas où ils sont légèrement écartés intentionnellement pour minimiser les couplages capacitifs [65].

Quant aux distances entre un harnais et le plan de masse, elles sont variables et dépendent du cheminement des câbles dans l'avion. Pour des fins de qualification des équipements, la norme aéronautique DO-160 préconise de séparer les harnais par rapport au plan de masse d'une distance égale à 5 cm.

Cette distance entre le harnais et le plan de masse est visiblement la plus grande distance transversale dans une notre configuration d'étude. Elle est du même ordre de grandeur que la dimension électrique limite à la fréquence de 100MHz qui couvre largement la plage fréquentielle caractéristique des surtensions (Tableau V-1).

D'après l'analyse des grandeurs géométriques précédemment citées et le Tableau V-1, nous concluons que la TLT est largement valide pour étudier les phénomènes des surtensions pour une application aéronautique.

Remarque : la dimension électrique limite retenue, $\lambda/40$, est issue d'une référence [63] qui traite de la compatibilité électromagnétique. Dans le domaine des transports d'énergie à une fréquence de 50Hz, on parle d'une dimension électrique limite de 200km [66], ce qui correspond à $\lambda/30$ pour les lignes aériennes et à $\lambda/15$ pour les lignes souterraines. Un autre auteur [67] évoque même une limite de $\lambda/4$. Cela étend évidemment le domaine de validité de l'hypothèse TEM et par conséquent l'applicabilité de la TLT.

II.1.5 Synthèse

Nous avons distingué deux classes de modèles pour simuler le comportement magnétique d'un harnais : un modèle comportemental basé sur des mesures expérimentales et un modèle physique basé sur les équations de Maxwell. Nous optons pour un modèle physique car il répond mieux à nos besoins de compréhension et d'étude paramétrique des surtensions.

La formulation complète de Maxwell, dite « full-wave », est fine et précise mais très gourmande en temps de calcul, ce qui est inapproprié à des fins de conception par optimisation.

Sous l'hypothèse d'un mode de propagation TEM/quasi-TEM le long d'un harnais uniforme, le problème électromagnétique 3D « full-wave » se simplifie en un problème de ligne de transmission 1D que nous retenons comme approche de modélisation.

Pour un harnais à proximité d'un plan de masse, nous retenons que la théorie des lignes de transmissions est largement valide, depuis le continu (DC) jusqu'à la fréquence de 100MHz. Ceci couvre largement le domaine fréquentiel concerné par les phénomènes de surtensions.

Nous tenons également à souligner que dans le cadre de cette thèse, seul le mode conduit est considéré, les aspects liés au rayonnement ne sont pas pris en compte. Les principales caractéristiques de la TLT font l'objet de la prochaine section.

II.2 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION (TLT) BIFILAIRE

Dans cette section nous présentons une modélisation d'un harnais bifilaire selon la théorie des lignes de transmission (TLT). Pour une présentation détaillée sur le sujet, le lecteur peut se référer à [29], [68].

Nous avons introduit précédemment (II.1.4.1) la notion de dimensions électriques pour analyser la validité du mode de propagation TEM vis-à-vis des dimensions géométriques transversales. Cette notion s'applique aussi dans le sens longitudinal (suivant l'axe \vec{x} sur la Figure II-2). Deux cas se distinguent :

- Un harnais *électriquement court* suivant le sens longitudinal : sa longueur \mathcal{L} est très inférieure à la plus courte longueur d'onde λ s'y propageant - un rapport λ/\mathcal{L} supérieur ou égal à 10 est considéré comme une bonne approximation [69]. Dans ce cas, le harnais est modélisé par un circuit électrique équivalent à *paramètres localisés*. Nous pouvons le qualifier d'un modèle 0D car ses paramètres sont indépendants de \vec{x} .
- Un harnais *électriquement long* suivant le sens longitudinal : au contraire d'un harnais électriquement court, sa longueur \mathcal{L} est du même ordre de grandeur, ou supérieure à la plus petite longueur d'onde λ s'y propageant. Un tel harnais est le siège d'une propagation dans le sens longitudinal ; cela ne fausse pas l'hypothèse TEM (voir section II.1.4) et la théorie de circuit électrique peut donc être utilisée. Dans ce cas, le circuit équivalent est dit à *paramètres distribués*. Il s'agit d'un modèle 1D car ses paramètres sont répartis le long de l'axe \vec{x} .

Ci-dessous, nous discutons :

- en premier lieu, la définition selon la TLT d'un circuit électrique, pour une ligne électriquement courte ;
- puis, nous abordons les techniques de prise en compte de la propagation par la TLT ;
- enfin, une résolution exacte dans le domaine fréquentiel des équations de propagation est discutée.

II.2.1 Paramètres primaires *r l c g* d'une ligne de transmission

Le mode de propagation TEM implique que la somme algébrique des courants parcourant un harnais à N conducteurs est nulle, quelle que soit la coupe transversale considérée :

$$\text{Mode de propagation TEM} \xrightarrow{\text{Conséquence}} \forall x \in [0, \mathcal{L}], \sum_{k=1}^N I_k(x, t) = 0 \quad \text{eqn II-12}$$

La TLT, appliquée à N conducteurs particularise un de ces conducteurs et l'utilise comme *conducteur de référence*. Les tensions le long du harnais (position x), concernant les autres $(N - 1)$ conducteurs et les paramètres caractéristiques du modèle sont définies par rapport au conducteur de référence. Pour illustrer cela, nous considérons un câble bifilaire de longueur Δx (Figure II-6). Il est composé de deux conducteurs imparfaits (conductivité électrique σ finie), entourés d'un film isolant caractérisé par sa permittivité ϵ_{isol} , sa perméabilité μ_{isol} et sa conductivité électrique effective $\sigma_{isol_{eff}}$. Le conducteur 1 est supposé parcouru par un courant « aller » $I_{\Delta x}$. Le conducteur 2 sert de « retour » du courant ; il est parcouru par un courant égal en amplitude à celui du conducteur 1 mais transitant dans le sens opposé ; le conducteur 2 est considéré comme le conducteur de référence.

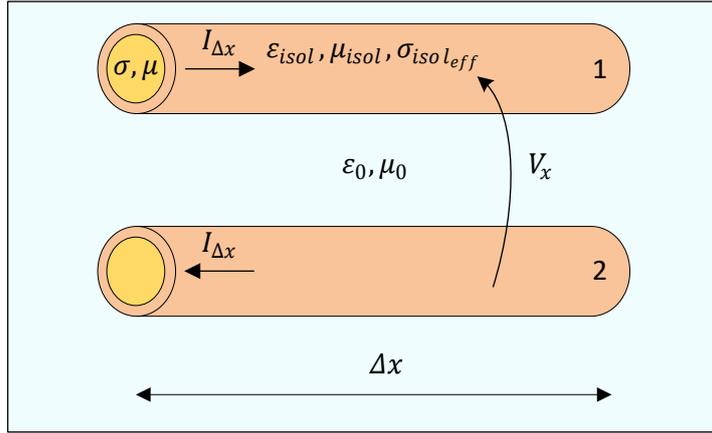


Figure II-6 Câble bifilaire à deux conducteurs parallèles et imparfaits (couleur or), entourés d'un milieu dissipatif et non homogène : film isolant (couleur : orange accentué) +air (couleur : bleu)

Quand la ligne bifilaire de la Figure II-6 est dite électriquement courte, le courant $I_{\Delta x}$ est supposé constant le long de Δx (courant transversal négligé). De même, la tension V_x est supposée constante le long de Δx ; autrement dit, les chutes de tensions sont négligées et les conducteurs de la ligne sont équipotentiels. Par ailleurs, les lois de Kirchhoff peuvent être appliquées et les phénomènes électromagnétiques le long de la ligne régnant localement peuvent être représentés par des paramètres électriques globaux : $r_{\Delta x}$, $l_{\Delta x}$, $c_{\Delta x}$ et $g_{\Delta x}$. Ils sont définis ci-après.

II.2.1.1 Paramètres longitudinaux : $r_{\Delta x}$ et $l_{\Delta x}$

- Résistance : $r_{\Delta x}$

La résistance $r_{\Delta x}$ modélise la dissipation énergétique *totale dans les deux conducteurs* de la ligne. Elle est reliée à la puissance totale active dissipée dans la ligne : $P_{Joule_{\Delta x}} = P_{Joule_{\Delta x_1}} + P_{Joule_{\Delta x_2}}$ et le courant de la ligne $I_{\Delta x}$ par l'éqn II-13. $P_{Joule_{\Delta x_1}}$ est la puissance dissipée dans le conducteur 1 et $P_{Joule_{\Delta x_2}}$ est la puissance dissipée dans le conducteur 2 (Figure II-6).

$$r_{\Delta x} = \frac{P_{Joule_{\Delta x_1}} + P_{Joule_{\Delta x_2}}}{(I_{\Delta x}^{rms})^2} = \frac{P_{Joule_{\Delta x}}}{(I_{\Delta x}^{rms})^2} \quad (\Omega) \tag{eqn II-13}$$

- Inductance : $l_{\Delta x}$

L'inductance $l_{\Delta x}$ modélise l'énergie magnétique emmagasinée dans la ligne, parcourue par des courants qui vérifient la TLT (eqn II-12 et Figure II-6). Elle est exprimée en fonction du flux magnétique $\Phi_{\Delta x}$ et le courant de la ligne $I_{\Delta x}$ par l'équation eqn II-14. $\Phi_{\Delta x}$ est le flux de l'induction magnétique transverse \vec{B}_t passant à travers la surface délimitée par les deux conducteurs sur la longueur Δx (Figure II-7-a). Il est important de noter que $\Phi_{\Delta x}$ est créé par les deux conducteurs 1 et 2, il globalise à la fois leurs flux propres et les flux mutuels.

$$l_{\Delta x} = \frac{\int_s \vec{B}_t \cdot \vec{ds}}{I_{\Delta x}} = \frac{\Phi_{\Delta x}}{I_{\Delta x}} \quad (H) \tag{eqn II-14}$$

D'après ces définitions, nous soulignons que les paramètres $r_{\Delta x}$ et $l_{\Delta x}$ globalisent la contribution résistive et inductive des deux conducteurs de la ligne. Nous pouvons les qualifier de *paramètres de la boucle formée par les deux conducteurs*.

En termes de représentation en circuit électrique équivalent, $r_{\Delta x}$ et $l_{\Delta x}$ causent une chute de tension le long de la ligne, c'est pourquoi ils sont parfois appelés : paramètres longitudinaux ou bien paramètres série. Ils sont souvent attribués au conducteur 1 ; quant au conducteur 2 (la référence de la ligne) il est particularisé et représenté comme équipotentiel (Figure II-7-b). Ce choix est arbitraire et n'est pas unique ; l'inverse, attribuer $r_{\Delta x}$ et $l_{\Delta x}$ au conducteur 2 et exempter le conducteur 1 d'effet résistif et d'effet inductif, est aussi possible et permet les mêmes analyses.

La représentation circuit de la Figure II-7-b est souvent une source de confusions : elle peut laisser penser que la TLT néglige les effets résistif et inductif d'un conducteur de la ligne. Ce qui est évidemment faux, comme nous l'avons précisé précédemment ; ces effets sont bien pris en compte dans les paramètres globaux $r_{\Delta x}$ et $l_{\Delta x}$.

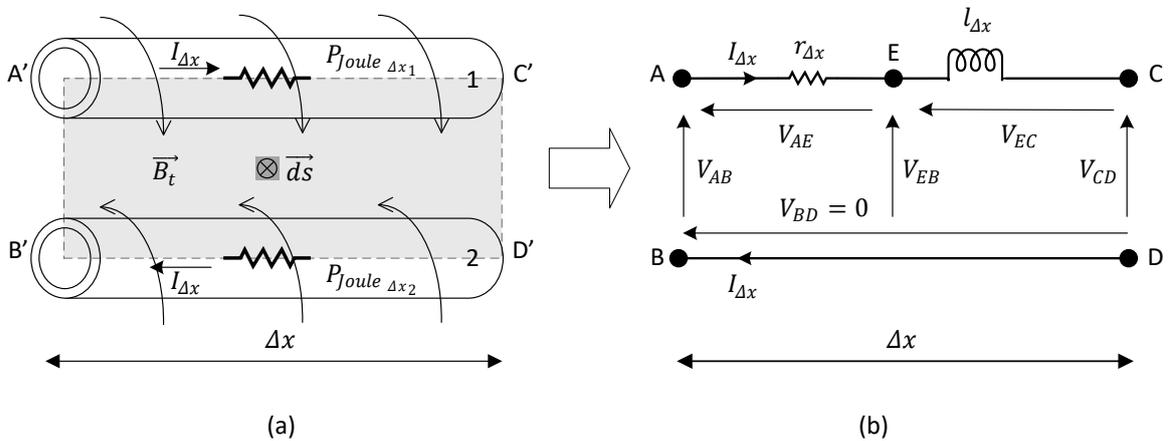


Figure II-7 Phénomènes longitudinaux d'une LT électriquement courte et de longueur Δx

En appliquant la loi de mailles au circuit de la Figure II-7-b qui considère le conducteur 2 comme référence, nous établissons l'équation de la tension d'entrée de la ligne V_{AB} (eqn II-15) et la tension de sortie de la ligne V_{CD} (eqn II-16).

$$V_{AB} = V_{CD} + r_{\Delta x} \cdot I_{\Delta x} + l_{\Delta x} \frac{dI_{\Delta x}}{dt} = V_{A'B'} \tag{eqn II-15}$$

$$V_{CD} = V_{AB} - r_{\Delta x} \cdot I_{\Delta x} - l_{\Delta x} \frac{dI_{\Delta x}}{dt} = V_{C'D'} \tag{eqn II-16}$$

Ces équations ne changent pas, même si, nous changeons le conducteur de référence. Par ailleurs, seules, les tensions V_{AB} et V_{CD} ont une signification physique directe. Elles correspondent à ce que nous pourrions mesurer expérimentalement sur la représentation physique de la Figure II-7-a. En effet, de par la définition de ses paramètres longitudinaux, une ligne de transmission implique que le circuit électrique qui en découle (Figure II-7-b) ne permet pas de simuler la chute de tension le long d'un conducteur de la ligne.

II.2.1.2 Paramètres transversaux : $c_{\Delta x}$ et $g_{\Delta x}$

- Capacité : $c_{\Delta x}$

Pour définir des paramètres $r_{\Delta x}$ et $l_{\Delta x}$ nous avons considéré l'hypothèse de l'invariance du courant le long de la ligne ; cependant, il existe un courant $I_{t\Delta x}$ transitant transversalement entre les conducteurs, causé par le champ électrique transverse (Figure II-8-a).

En supposant cette fois que les deux conducteurs de la ligne sont équipotentiels le long de l'élément de longueur Δx et lointains de toute source d'interaction électrique extrinsèque à la ligne, à une tension V_x donnée, chaque conducteur de l'élément de longueur Δx est le lieu d'accumulation d'une quantité de charge électrique $Q_{\Delta x}$. Il s'agit de l'effet capacitif qui peut être représenté par le paramètre $c_{\Delta x}$ ($c_{\Delta x}$ est la capacité de l'élément de longueur Δx).

L'équation eqn II-17 établit les relations entre la capacité $c_{\Delta x}$ et :

- la différence de potentiel entre les deux conducteurs : V_x ;
- le flux $\int_s \vec{D}_t \cdot \vec{ds}$ de l'induction électrique transverse \vec{D}_t à travers une surface s fermée entourant un conducteur (Figure II-8-a) ;
- et la charge électrique $Q_{\Delta x}$ stockée sur l'élément de longueur Δx d'un conducteur.

$$c_{\Delta x} = \frac{\int_s \vec{D}_t \cdot \vec{ds}}{V_{\Delta x}} = \frac{|Q_{\Delta x}^+|}{V_{\Delta x}} = \frac{|Q_{\Delta x}^-|}{V_{\Delta x}} = \frac{Q_{\Delta x}}{V_{\Delta x}} \quad (F = C/V) \quad \text{eqn II-17}$$

- Conductance : $g_{\Delta x}$

Le champ électrique créé par les conducteurs balaye l'isolant diélectrique qui les sépare. Un isolant imparfait, contenant des charges électriques libres, même en faible quantité, est le siège d'une dissipation d'énergie. La caractérisation des pertes dans un diélectrique est reliée à la notion de permittivité complexe (eqn II-18) et à la notion de conductivité électrique effective $\sigma_{isol\,eff}$ (eqn II-19).

$$\hat{\epsilon} = \epsilon - j\epsilon_p \quad \text{eqn II-18}$$

$$\sigma_{isol\,eff} = \sigma_{isol} + \omega\epsilon_p \quad \text{eqn II-19}$$

La notion de conductivité effective englobe à la fois [64]:

- Une conductivité ohmique σ_{isol} . Elle est généralement négligée dans notre la gamme de fréquence d'intérêt.
- Une conductivité effective globale $\omega\epsilon_p$ représentant le phénomène microscopique de la polarisation diélectrique. $\omega = 2\pi f$ est la vitesse angulaire en (rd/s).

En pratique, un coefficient de dissipation diélectrique $\tan(\delta)$ est utilisé (eqn II-20) : il s'agit de la tangente de l'angle complémentaire δ du déphasage entre une tension appliquée à un diélectrique et le courant qui en résulte.

$$\tan(\delta) = \frac{\sigma_{isol_{eff}}}{\omega \epsilon} \approx \frac{\epsilon_p}{\epsilon} \tag{eqn II-20}$$

Dans la TLT, les pertes diélectriques sont représentées par une conductance $g_{\Delta x}$. Pour le cas d'un milieu isolant homogène, il est montré dans [64] que la conductivité $g_{\Delta x}$ et la capacité $c_{\Delta x}$ sont liées à travers le coefficient de pertes comme suit :

$$g_{\Delta x} = \omega \cdot \tan(\delta) \cdot c_{\Delta x} \text{ (S)} \tag{eqn II-21}$$

Quand le milieu est non-homogène, les pertes peuvent être calculées numériquement en considérant une permittivité complexe (eqn II-18) dans l'équation de Maxwell-Ampère (eqn II-4) [64].

En termes de représentation circuit, les paramètres $c_{\Delta x}$ et $g_{\Delta x}$ sont mis en parallèle transversalement à la ligne. En effet, la proximité des conducteurs et la présence d'un diélectrique entre eux impliquent la création d'un courant transversal $I_{t_{\Delta x}}$ (Figure II-8-b).

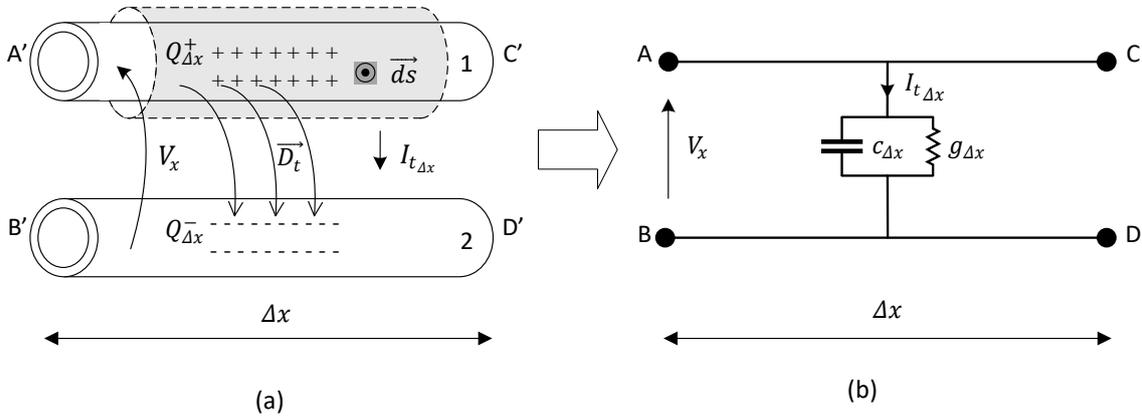


Figure II-8 Phénomènes transversaux le long d'une ligne de transmission électriquement courte et de longueur Δx .

II.2.1.3 Paramètres primaires linéiques $rlcg$:

Dans le cadre de cette thèse, nous supposons que le harnais est une ligne de transmission uniforme. En considérant que :

- les paramètres $r_{\Delta x} l_{\Delta x} c_{\Delta x} g_{\Delta x}$ sont uniformes le long de la longueur Δx ;
- la ligne est électriquement courte mais suffisamment longue pour négliger les potentiels effets de bords pouvant donner naissance à un champ électromagnétique non-TEM ;

nous pouvons définir des *paramètres linéiques* $rlcg$ comme suit :

$$r = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{r_{\Delta x}}{\Delta x} \text{ (\Omega/m)} \tag{eqn II-22}$$

$$l = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{l_{\Delta x}}{\Delta x} \text{ (H/m)} \tag{eqn II-23}$$

$$c = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{c_{\Delta x}}{\Delta x} \quad (F/m) \quad \text{eqn II-24}$$

$$g = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{g_{\Delta x}}{\Delta x} \quad (S/m) \quad \text{eqn II-25}$$

Ces paramètres linéiques nous permettent par la suite de simplifier énormément l'établissement des équations de la TLT à paramètres distribués. Ils sont souvent appelés *paramètres primaires*.

II.2.2 Modèles circuit à paramètres localisés

Dans la section précédente, nous négligeons les interactions entre les phénomènes électromagnétiques longitudinaux et transversaux ; ceci s'appuie sur deux hypothèses :

- invariance du courant : on néglige tout courant transversal pour définir les paramètres longitudinaux $r_{\Delta x}$ et $l_{\Delta x}$. Ces derniers causent une chute de tension longitudinale ;
- équipotentialité : on néglige toute chute de tension longitudinale le long de ligne pour définir les paramètres transversaux : $c_{\Delta x}$ et $g_{\Delta x}$.

II.2.2.1 Ligne électriquement courte

En réalité, les phénomènes représentés par les paramètres $rlcg$ coexistent en tout point le long de la ligne. Quatre modèles à paramètres localisés sont utilisés dans la littérature pour représenter un tronçon de ligne électriquement court (Figure II-9) [69] :

- Modèle sous la forme de la lettre GAMMA, nommé FGAM ;
- Modèle sous la forme de la lettre GAMMA inversée horizontalement, nommé BGAM ;
- Modèle sous la forme de la lettre Π ;
- Modèle sous la forme de la lettre T.

Les modèles BGAM (Figure II-9-a) et FGAM (Figure II-9-b) sont asymétriques ; les circuits rl (Figure II-7-b) et cg (Figure II-8-b) y sont simplement adjacents.

Les modèles Π (Figure II-9-c) et T (Figure II-9-d) sont symétriques ; le modèle Π localise les effets longitudinaux rl (Figure II-7-b) et répartit les effets transversaux cg (Figure II-8-b) sur les deux côtés en quantités égales. Quant au modèle T, il localise les effets transversaux cg (Figure II-8-b) et répartit les effets longitudinaux rl (Figure II-7-b) sur les deux côtés en quantités égales.

Une comparaison de ces quatre modèles est proposée dans [69], l'auteur montre que ces quatre variantes sont relativement similaires. Ils prédisent la fonction de transfert de la ligne (tension de sortie en fonction de la tension d'entrée) avec une erreur de calcul de $\pm 3dB$ par rapport une solution exacte de la propagation. La comparaison est basée sur la réponse fréquentielle d'une ligne sans perte de longueur « électriquement courte » $\Delta x \leq (1/10)\lambda$.

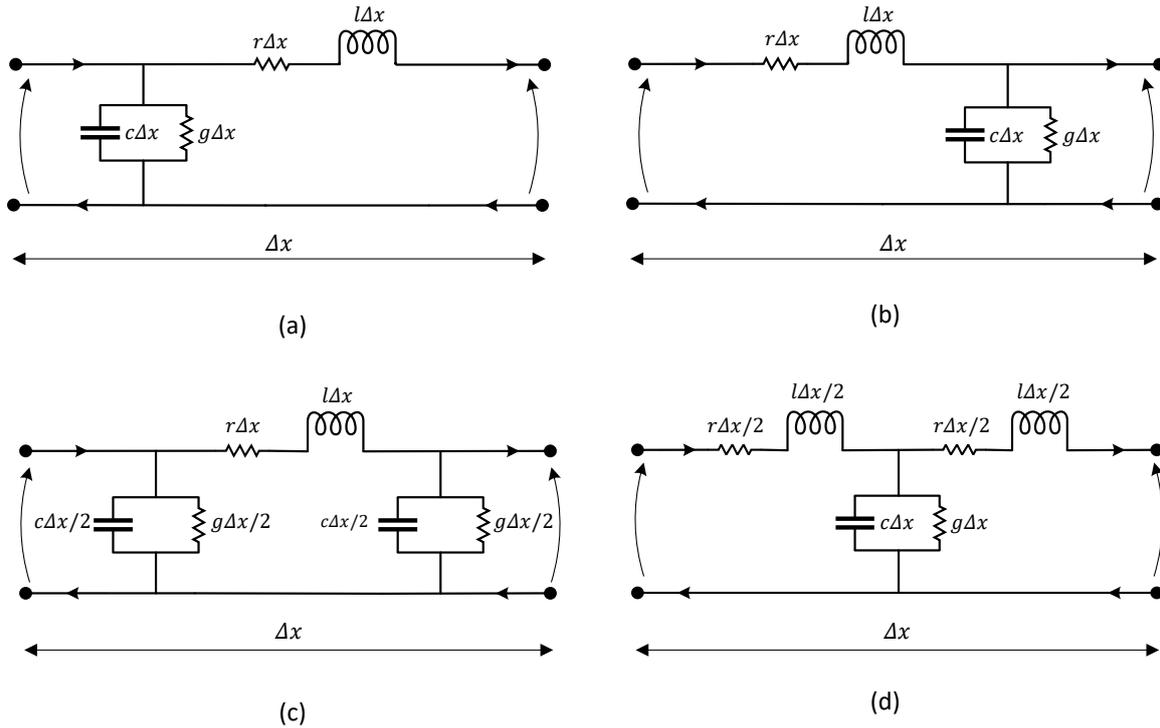


Figure II-9 Modèles circuit équivalent d’une ligne électriquement courte : (a) Modèle FGAM, (b) Modèle BGAM, (c) Modèle Π , (d) Modèle T.

II.2.2.2 Ligne électriquement longue

Quand la longueur de ligne et/ou la fréquence de fonctionnement sont telles que la ligne est « électriquement longue », le phénomène de propagation doit être pris en compte. En effet, les hypothèses d’invariance du courant et d’équipotentialité le long de la ligne ne sont plus valables. La tension et le courant le long de la ligne ne sont pas uniformes.

La manière la plus simple et la plus intuitive de modéliser une ligne électriquement longue de longueur \mathcal{L} est de la discrétiser en N_{cell} cellules électriquement courtes de longueur $\Delta x = \mathcal{L}/N_{cell}$. Cela revient à mettre en cascade N_{cell} circuits à choisir parmi les configurations présentées à la Figure II-9. Une illustration est donnée sur la Figure II-10 basée sur des circuits en BGAM.

Dans un tel modèle, le nombre de cellules dépend fortement de la longueur de la ligne ; sa détermination n’est pas évidente. En effet, il est montré dans [69] que l’erreur de ce modèle est indépendante des terminaisons de la ligne et qu’elle ne diminue pas linéairement vers zéro en augmentant le nombre de cellules.

Supposons qu’une cellule de la ligne soit considérée « électriquement courte » quand sa longueur vérifie la contrainte : $\Delta x \leq (1/10)\lambda$. D’après le Tableau V-1, la longueur d’onde λ à 100MHz dans une ligne dont l’isolation est réalisée en polyimide est de 1.7m. Dans ce cas, la longueur d’une cellule ne doit pas dépasser 17cm.

Pour simuler une ligne de 30m de longueur, 176 cellules BGAM cascadiées sont nécessaires. Dans ce cas, le modèle circuit à cellules cascadiées totalise 704 composants électriques RLC ; cela implique un temps de calcul qui peut être considéré comme excessif (chapitre.IV).

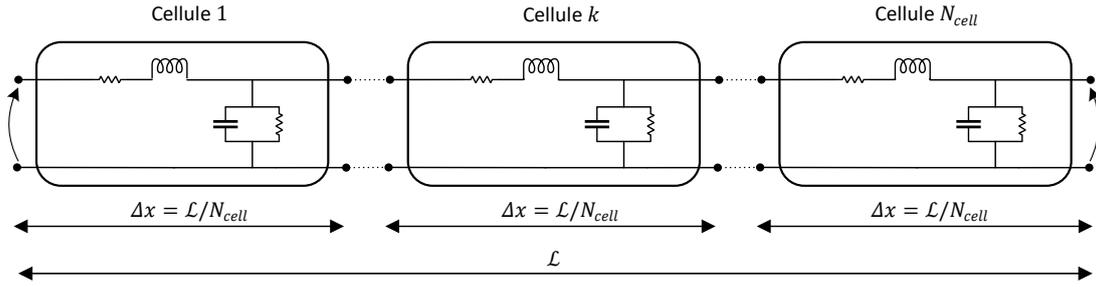


Figure II-10 Modèle circuit à cellules BGAM cascadées

La discrétisation spatiale en plusieurs éléments de ligne électriquement courts, modélisés par des circuits à paramètres localisés, ne permet donc qu’une résolution approchée du phénomène de propagation ; une représentation exacte est possible, et son établissement fait l’objet de la section suivante.

II.2.3 Modélisation exacte de la propagation

Dans cette section, nous établissons les équations de la TLT, usuellement connues sous le nom des équations des télégraphistes. Elles peuvent être établies rigoureusement à partir des équations de Maxwell ou bien à partir du circuit électrique équivalent d’un tronçon de harnais électriquement court [29], [67]. Pour la simplicité de présentation, nous retenons une approche circuit.

Nous tenons à rappeler que nous nous intéressons uniquement au cas d’une ligne uniforme (II.2.1.3) régit par un mode de propagation TEM (II.1.3). Dans ce qui suit, les paramètres $rlcg$ sont supposés invariants vis-à-vis de la fréquence.

II.2.3.1 Equations de propagation dans le domaine temporel

Considérons le circuit BGAM d’une longueur infinitésimale Δx de la Figure II-11 ; en lui appliquant les lois de Kirchhoff (loi des mailles et loi nœuds), nous établissons les deux équations suivantes :

$$V(x + \Delta x, t) - V(x, t) = -r\Delta x I(x, t) - l\Delta x \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \tag{eqn II-26}$$

$$I(x + \Delta x, t) - I(x, t) = -g\Delta x V(x + \Delta x, t) - c\Delta x \frac{\partial V(x + \Delta x, t)}{\partial t} \tag{eqn II-27}$$

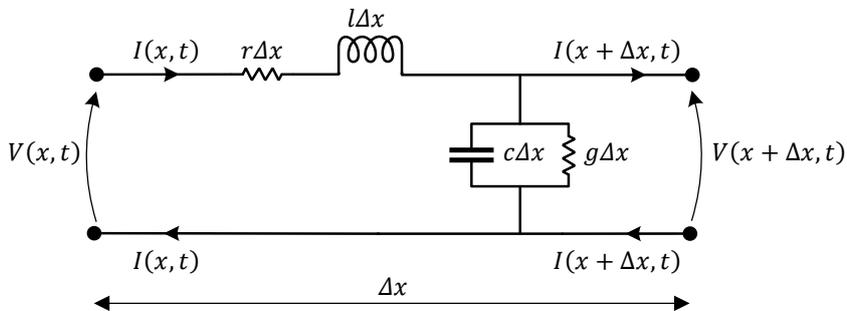


Figure II-11 Circuit équivalent BGAM d’une ligne bifilaire uniforme.

Diviser les équations eqn 2-26 et eqn 2-27 par Δx , puis leur appliquer le passage à la limite $\lim_{\Delta x \rightarrow 0}()$, permet d'établir les fameuses équations des télégraphistes :

$$\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -rI(x, t) - l \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad \text{eqn II-28}$$

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -gV(x, t) - c \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad \text{eqn II-29}$$

Faire tendre Δx vers zéro ($\Delta x = L/N_{cell} \rightarrow 0$) est équivalent à faire tendre le nombre de discrétisations (ou cellules) d'un modèle à paramètres localisé vers l'infini : $N_{cell} \rightarrow +\infty$ (section II. 2.2). Cela permet d'aboutir à une formulation analytique et continue des grandeurs électriques : tension et courant. Il s'agit de deux équations du premier ordre aux dérivées partielles couplées.

De simples manipulations algébriques : dérivation par rapport à x , dérivation par rapport à t puis substitution, nous permettent de reformuler les équations des télégraphistes en deux équations du deuxième ordre aux dérivées partielles découplées : une équation relative à la tension (eqn II-30) et une deuxième relative au courant (eqn II-31).

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} = rgV(x, t) + (rc + lg) \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + lc \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} \quad \text{eqn II-30}$$

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} = rgI(x, t) + (rc + lg) \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + lc \frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial t^2} \quad \text{eqn II-31}$$

Malgré l'hypothèse d'invariance des paramètres linéiques $rlcg$ vis-à-vis de la fréquence, les équations (eqn II-28, eqn II-29, eqn II-30 et eqn II-31) n'acceptent de solutions analytiques que dans des cas spécifiques ; c'est en particulier le cas pour une ligne sans pertes : $r = 0$ et $g = 0$.

En réalité, les pertes ne sont pas négligeables ; de plus, en prenant en compte les effets de peau, de proximité et de relaxation des matériaux isolants, il se trouve que les paramètres $rlcg$ dépendent fortement de la fréquence (chapitre.III). Rigoureusement la notation suivante doit être adoptée $r(\omega)l(\omega)c(\omega)g(\omega)$; pour alléger la présentation nous retenons la présentation suivante : $rlcg$.

Dans le paragraphe suivant, nous proposons une résolution exacte des équations de propagation grâce à un passage dans le domaine fréquentiel.

II.2.3.2 Equation de propagation dans le domaine fréquentiel

Nous supposons ici que la ligne est en régime harmonique permanent ; autrement dit, toutes les grandeurs de ligne sont en régime établi suite à une excitation par des signaux sinusoïdaux. Nous pouvons alors utiliser une *transformation complexe* (eqn II-32).

$$\frac{\partial}{\partial x} \leftrightarrow j\omega, \quad V(x, t) \leftrightarrow \hat{V}(x, j\omega), \quad I(x, t) \leftrightarrow \hat{I}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-32}$$

Après la transformation complexe, les équations eqn II-28 et eqn II-29 deviennent :

$$\frac{d\hat{V}(x, j\omega)}{dx} = -\hat{z}(j\omega)\hat{I}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-33}$$

$$\frac{d\hat{I}(x, j\omega)}{dx} = -\hat{y}(j\omega)\hat{V}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-34}$$

$\hat{z}(j\omega)$ et $\hat{y}(j\omega)$ représentent respectivement l'impédance série et l'admittance parallèle de la ligne. Elles sont reliées aux paramètres *r l c g* comme suit :

$$\hat{z}(j\omega) = r + j\omega l \quad \text{eqn II-35}$$

$$\hat{y}(j\omega) = g + j\omega c \quad \text{eqn II-36}$$

Quant aux équations eqn II-30 et eqn II-31, elles deviennent :

$$\frac{d^2\hat{V}(x, j\omega)}{dx^2} = -\hat{z}(j\omega)\hat{y}(j\omega)\hat{V}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-37}$$

$$\frac{d^2\hat{I}(x, j\omega)}{dx^2} = -\hat{z}(j\omega)\hat{y}(j\omega)\hat{I}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-38}$$

Grâce à la transformation complexe, les équations temporelles aux dérivés partielles (EDP) sont transposées dans le domaine fréquentiel en simples équations différentielles ordinaires (EDO) ; ces dernières sont relativement faciles à résoudre.

II.2.3.3 Solutions des équations de propagation fréquentielles

Résoudre une EDO linéaire du deuxième ordre est un problème mathématique usuel. L'équation eqn II-37 accepte la solution générale analytique suivante :

$$\hat{V}(x, j\omega) = \underbrace{\hat{V}^+(j\omega)e^{-\gamma(j\omega)x}}_{\text{Onde se propageant suivant } \vec{x}} + \underbrace{\hat{V}^-(j\omega)e^{+\gamma(j\omega)x}}_{\text{Onde se propageant suivant } -\vec{x}} \quad \text{eqn II-39}$$

La forme de la solution donnée à l'équation eqn II-39 est interprétée physiquement comme étant la somme d'une *onde incidente* se propageant suivant \vec{x} et une *onde réfléchie* se propageant dans le sens opposé à \vec{x} .

Les termes $\hat{V}^+(j\omega)$ et $\hat{V}^-(j\omega)$ sont des inconnues ; ils se déterminent en utilisant les conditions aux limites de la ligne (entrée et sortie).

Le terme $\hat{y}(j\omega)$ est appelé *fonction de propagation* ; il s'agit d'un paramètre de la ligne, dit *secondaire*. L'équation eqn II-40 donne son expression en fonction des paramètres $\hat{z}(j\omega)$ et $\hat{y}(j\omega)$. Elle est caractérisée par une partie réelle $\alpha(\omega)$ et une partie imaginaire $\beta(\omega)$. Sa partie réelle $\alpha(\omega)$ se manifeste dans la solution générale dans les facteurs d'atténuation $e^{\pm\alpha(\omega)x}$. Quant à sa partie imaginaire $\beta(\omega)$, il s'agit d'un facteur de phase. Pour une fréquence donnée, il est relié à la vitesse de propagation de phase $\vartheta(\omega)$ par l'équation eqn II-41.

$$\hat{y}(j\omega) = \sqrt{\hat{z}(j\omega)\hat{y}(j\omega)} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad \text{eqn II-40}$$

$$\beta(\omega) = \omega/\vartheta(\omega) \quad \text{eqn II-41}$$

Les équations eqn II-33 et eqn II-37 impliquent que le courant accepte la solution analytique générale suivante :

$$\begin{aligned} \hat{I}(x, j\omega) &= -\frac{1}{\hat{z}(j\omega)} \frac{d\hat{V}(x, j\omega)}{dx} \\ &= \frac{\hat{V}^+(j\omega)}{\hat{z}_c(j\omega)} e^{-\hat{\gamma}(j\omega)x} - \frac{\hat{V}^-(j\omega)}{\hat{z}_c(j\omega)} e^{+\hat{\gamma}(j\omega)x} \\ &= \hat{I}^+(j\omega) e^{-\hat{\gamma}(j\omega)x} - \hat{I}^-(j\omega) e^{+\hat{\gamma}(j\omega)x} \end{aligned} \quad \text{eqn II-42}$$

Les termes $\hat{I}^+(j\omega)$ et $\hat{I}^-(j\omega)$ sont des inconnues qui peuvent être également déterminées en utilisant les conditions aux limites de la ligne (entrée et sortie).

Le terme $\hat{z}_c(j\omega)$ est le deuxième *paramètre secondaire* de ligne, il est appelé *l'impédance caractéristique* de la ligne ; il est indépendant de la position sur la ligne x et défini comme suit :

$$\hat{z}_c(j\omega) = \frac{\hat{V}^\pm(j\omega)}{\hat{I}^\pm(j\omega)} = \frac{\hat{z}(j\omega)}{\hat{\gamma}(j\omega)} = \frac{\hat{\gamma}(j\omega)}{\hat{y}(j\omega)} = \sqrt{\frac{\hat{z}(j\omega)}{\hat{y}(j\omega)}} \quad \text{eqn II-43}$$

A ce stade, les équations de propagation de la TLT se résument à un système linéaire à deux équations et à deux inconnues (eqn II-44) ; il suffit donc d'identifier les deux inconnues $\hat{V}^\pm(j\omega)$ pour les résoudre :

$$\begin{pmatrix} \hat{V}(x, j\omega) \\ \hat{I}(x, j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-\hat{\gamma}(j\omega)x} & e^{+\hat{\gamma}(j\omega)x} \\ e^{-\hat{\gamma}(j\omega)x}/\hat{z}_c(j\omega) & -e^{+\hat{\gamma}(j\omega)x}/\hat{z}_c(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}^+(j\omega) \\ \hat{V}^-(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-44}$$

La position sur la ligne est définie pour tout $x \in [0, \mathcal{L}]$. Pour $x = 0$, l'équation eqn II-44 devient :

$$\begin{pmatrix} \hat{V}(0, j\omega) \\ \hat{I}(0, j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1/\hat{z}_c(j\omega) & -1/\hat{z}_c(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}^+(j\omega) \\ \hat{V}^-(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-45}$$

La substitution de l'inverse de l'équation eqn II-45 dans l'équation eqn II-44 donne :

$$\begin{pmatrix} \hat{V}(x, j\omega) \\ \hat{I}(x, j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\hat{\gamma}(j\omega)x) & -\hat{z}_c(j\omega) \sinh(\hat{\gamma}(j\omega)x) \\ -\sinh(\hat{\gamma}(j\omega)x)/\hat{z}_c(j\omega) & \cosh(\hat{\gamma}(j\omega)x) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}(0, j\omega) \\ \hat{I}(0, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-46}$$

Rappelons que les fonctions hyperboliques s'expriment en fonction de la fonction exponentielle comme suit :

$$\cosh(\hat{\gamma}(j\omega)x) = \frac{e^{+\hat{\gamma}(j\omega)x} + e^{-\hat{\gamma}(j\omega)x}}{2} \quad \sinh(\hat{\gamma}(j\omega)x) = \frac{e^{+\hat{\gamma}(j\omega)x} - e^{-\hat{\gamma}(j\omega)x}}{2} \quad \text{eqn II-47}$$

L'équation eqn II-46 est valable pour tout $x \in [0, \mathcal{L}]$; quand $x = \mathcal{L}$, elle donne une des matrices les plus utiles d'une ligne de transmission (eqn II-48) : il s'agit de *la matrice de chaîne* $\hat{\Phi}(j\omega)$. L'équation

eqn II-49 l'exprime en fonction des paramètres secondaires $\hat{\gamma}(j\omega)$ et $\hat{z}_c(j\omega)$ et la longueur \mathcal{L} . Elle exprime la tension et le courant de sortie ($x = \mathcal{L}$) en fonction de la tension et du courant d'entrée ($x = 0$) :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{V}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \hat{I}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \hat{\phi}_{11}(j\omega) & \hat{\phi}_{12}(j\omega) \\ \hat{\phi}_{21}(j\omega) & \hat{\phi}_{22}(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}(0, j\omega) \\ \hat{I}(0, j\omega) \end{pmatrix} \\ &= \hat{\Phi}(j\omega) \begin{pmatrix} \hat{V}(0, j\omega) \\ \hat{I}(0, j\omega) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad \text{eqn II-48}$$

avec :

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_{11}(j\omega) &= \cosh(\hat{\gamma}(j\omega)\mathcal{L}) & \hat{\phi}_{12}(j\omega) &= -\hat{z}_c(j\omega)\sinh(\hat{\gamma}(j\omega)\mathcal{L}) \\ \hat{\phi}_{21}(j\omega) &= -\sinh(\hat{\gamma}(j\omega)\mathcal{L})/\hat{z}_c(j\omega) & \hat{\phi}_{22}(j\omega) &= \cosh(\hat{\gamma}(j\omega)\mathcal{L}) \end{aligned} \quad \text{eqn II-49}$$

La matrice de chaîne $\hat{\Phi}(j\omega)$ de l'équation eqn II-49, comme d'autres variantes telles que la matrice admittance et la matrice impédance, décrit la ligne comme un quadripôle basé sur une formulation analytique exacte. Elle est suffisante pour modéliser les interactions entre la ligne et ses terminaisons, sans avoir recours à une simulation de la propagation tout au long de la ligne. En effet, seules les grandeurs aux limites sont calculées (à $x = 0$ et à $x = \mathcal{L}$).

Par ailleurs, une fois la tension et le courant à l'entrée de la ligne calculés en tenant compte de ses terminaisons, il est possible de calculer la tension et le courant le long de ligne moyennant l'équation eqn II-46. La connaissance de la tension le long de ligne est un paramètre primordial pour la prévention des décharges partielles dans un harnais.

II.2.4 Synthèse

Dans cette section, nous avons discuté les caractéristiques essentielles d'une ligne de transmission bifilaire, à savoir :

- la définition de ses paramètres primaires : r, l, c, g ;
- la définition de ses paramètres secondaires : $\hat{\gamma}(j\omega)$ et $\hat{z}_c(j\omega)$;
- la solution discrète à base d'une approche circuit à paramètres localisés ;
- la formulation à paramètres distribués basée sur les équations des télégraphistes et leur solution exacte dans le domaine fréquentiel.

Dans la prochaine section, ces aspects sont étendus au cas d'une ligne de transmission multifilaire.

II.3 LIGNE DE TRANSMISSION MULTIFILAIRE (MTL)

II.3.1 Introduction

Dans une chaîne électromécanique aéronautique, un harnais de puissance est souvent triphasé et disposé à proximité d'un plan de masse ; il peut être aussi blindé. Comme nous allons le voir, il peut être assimilé à une ligne de transmission multiconducteurs (appelé dans la littérature MTL : Multiconductor Transmission Line). Pour une discussion approfondie sur la modélisation d'une MTL, le lecteur peut se référer aux références [29], [68], [70].

Dans cette section, une présentation fréquentielle est directement adoptée, en effet, la difficulté de résolution de la formulation temporelle des équations des télégraphistes évoquée pour une ligne de transmission bifilaire est aussi valable pour une MTL (section II.2.3.1).

Pour alléger la présentation, nous omettons la désignation (ω) - représentant la dépendance fréquentielle - des paramètres linéiques primaires : $r l c g$. Pour insister sur le fait que certains paramètres sont spécifiques à la TLT, nous leur rajoutons l'exposant LT.

Usuellement, la MTL est supposée contenir $(N + 1)$ conducteurs ; l'un d'entre eux sert de référence et est souvent désigné par l'indice « zéro ». Le reste des conducteurs (hors référence) est numéroté de 1 à N . Certes, cela facilite la mise en équations d'une MTL en faisant abstraction de la référence. Néanmoins, cela est très souvent une source de confusions et d'erreurs. Pour une meilleure clarté et afin de souligner que le choix de la référence est arbitraire, nous proposons une dérivation des équations de propagation d'une MTL constituée de N conducteurs, en faisant apparaître explicitement le conducteur de référence, désigné par r ; $r \in \{1, 2, \dots, N\}$.

II.3.2 Circuit MTL à paramètres localisés

II.3.2.1 Modèle d'une ligne électriquement courte

Sous l'hypothèse TEM, comme pour une ligne de transmission bilaire, les phénomènes électromagnétiques régnant dans une MTL uniforme peuvent être interprétés par un circuit équivalent intégrant des effets série - résistifs et inductifs, et parallèles - capacitifs et conductifs. Les quatre configurations de circuit à paramètres localisés d'une ligne de transmission bifilaire (Figure II-9) peuvent être étendues à une MTL. La Figure II-12 illustre un circuit BGAM d'une MTL à N conducteurs, électriquement courte et de longueur Δx .

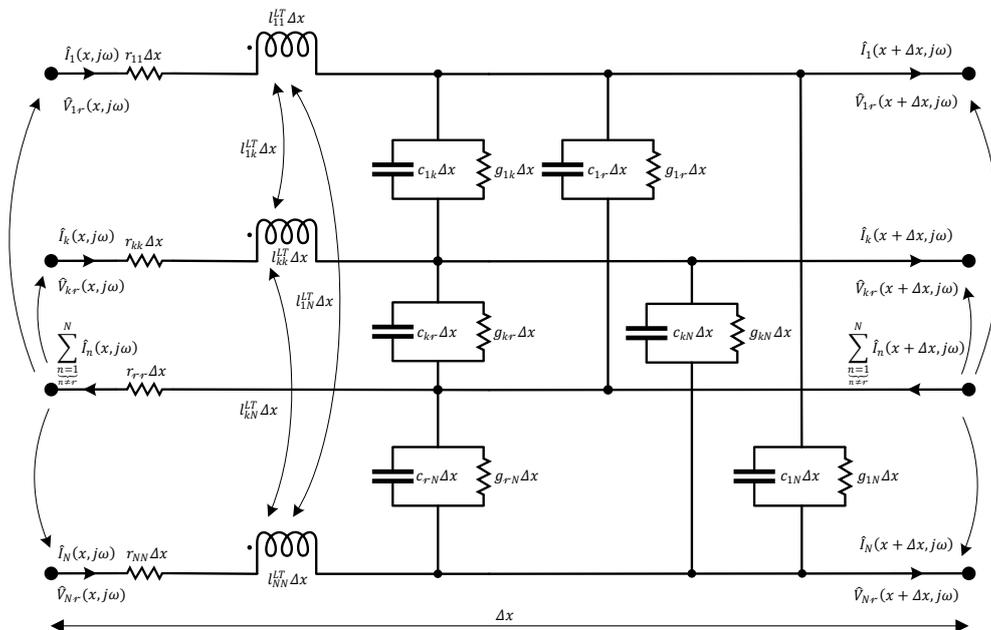


Figure II-12 Circuit équivalent BGAM d'une MTL uniforme à N conducteurs, électriquement courte et de longueur Δx .

- Résistance : $r_{kk}\Delta x$

Chaque conducteur repéré par son indice k (dans la structure multifilaire $k \in \{1,2, \dots, N\}$) est le siège de pertes Joule $P_{Joule\Delta x k}$, modélisées par une résistance propre $r_{kk}\Delta x$. Comme dans une ligne de transmission bifilaire, un des conducteurs, celui noté r , est considéré comme référence locale. Il joue le rôle de retour de courant des $(N - 1)$ autres conducteurs. Au contraire d'une ligne de transmission bifilaire, dans le circuit équivalent d'une MTL, le conducteur de référence est aussi explicitement caractérisé par une résistance $r_{r-r}\Delta x$.

$$r_{kk}\Delta x = \frac{P_{Joule\Delta x k}}{(I_{\Delta x k})^2} \quad \text{eqn II-50}$$

- Inductance propre d'une boucle : $l_{kk}^{LT}\Delta x$ et inductance mutuelle entre deux boucles : $l_{kn}^{LT}\Delta x$

Les grandeurs magnétiques sont définies en considérant les $(N - 1)$ boucles ; formée chacune entre un conducteur et le conducteur de référence r . La Figure II-13 illustre les interactions magnétiques entre deux boucles :

- une boucle k formée par le conducteur k et le conducteur de référence r , k et r dans $\{1,2, \dots, N\}$, avec $k \neq r$;
- et une boucle n formée par le conducteur n et le conducteur de référence r , k et r dans $\{1,2, \dots, N\}$, avec $n \neq r$ et $n \neq k$.

La notion d'inductance de boucle définie pour une ligne de transmission bifilaire (II.2.1.1) se généralise pour le cas multifilaire : chaque boucle k est caractérisée par une inductance propre l_{kk}^{LT} , qui s'écrit en fonction du flux magnétique $\widehat{\Phi}_k^{LT}(x, j\omega)$ embrassant la boucle k et du courant $\hat{I}_k(x, j\omega)$ selon l'équation suivante :

$$l_{kk}^{LT}\Delta x = \frac{\widehat{\Phi}_{\Delta x k}^{LT}}{\hat{I}_k(x, j\omega)} \Big|_{\hat{I}_h(x, j\omega)=0, h \in \{1,2, \dots, k-1, k+1, \dots, r-1, r+1, \dots, N\}} \quad \text{eqn II-51}$$

Une inductance mutuelle $l_{kn}^{LT}\Delta x$ est utilisée pour caractériser le couplage magnétique entre la boucle k et la boucle n . L'inductance $l_{kn}^{LT}\Delta x$ s'exprime en fonction du flux $\Phi_{\Delta x k}^{LT}$ créé par le courant $\hat{I}_n(x, j\omega)$, embrassé par la boucle k selon l'équation :

$$l_{kn}^{LT}\Delta x = \frac{\widehat{\Phi}_{\Delta x k}^{LT}}{\hat{I}_n(x, j\omega)} \Big|_{\hat{I}_h(x, j\omega)=0, h \in \{1,2, \dots, n-1, n+1, \dots, r-1, r+1, \dots, N\}} \quad \text{eqn II-52}$$

Nous rajoutons l'exposant LT aux inductances propres $l_{kk}^{LT}\Delta x$ et aux inductances mutuelles $l_{kn}^{LT}\Delta x$ pour insister sur le fait qu'elles sont définies selon la TLT ; en effet il s'agit des inductances de boucle.

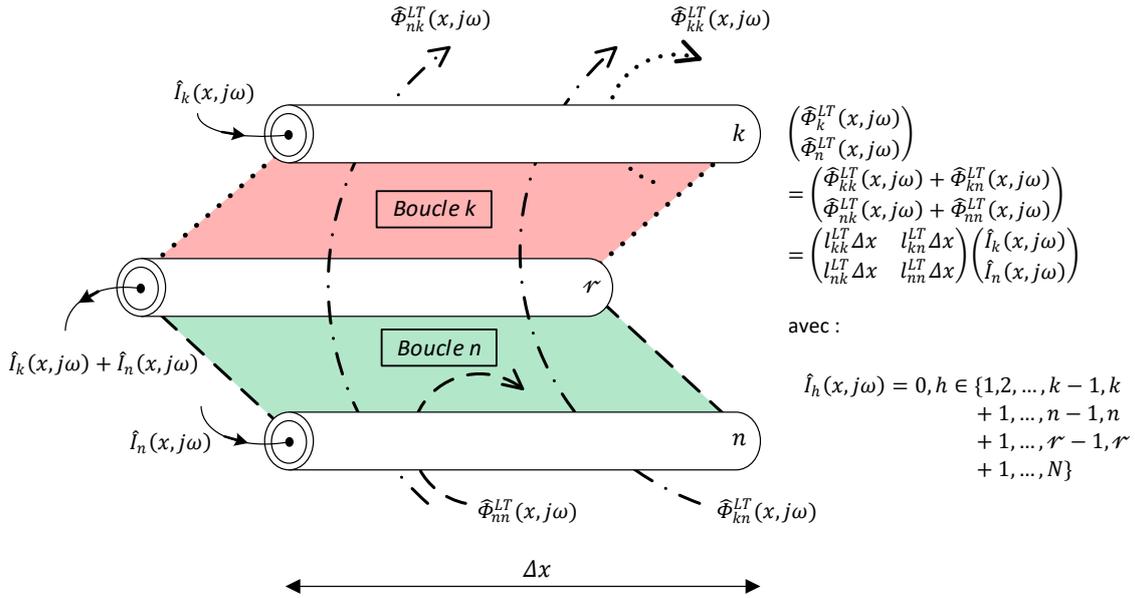


Figure II-13 Illustration du couplage magnétique de deux boucles dans une ligne multifilaire.

- Capacité : $c_{kn}\Delta x$ et conductance : $g_{kn}\Delta x$

Similairement à une ligne de transmission bifilaire, les phénomènes de déplacement de charges électriques et de polarisation font que la MTL présente entre deux conducteurs k et n parmi ses N conducteurs, un effet capacitif c_{kn} et un effet conductif g_{kn} , k et n dans $\{1, 2, \dots, N\}$, avec $k \neq n$.

L'équation eqn II-53 présente comment la capacité $c_{kn}\Delta x$ relie les paramètres suivants :

- $\hat{Q}_{\Delta x_k}$: la quantité de charge placée sur l'élément de longueur Δx d'un conducteur k , avec $k \in \{1, 2, \dots, N\}$;
- \hat{V}_{kn} : les différences de potentiel entre un conducteur k et un conducteur n , avec k et n dans $\{1, 2, \dots, N\}$, avec $k \neq n$.

$$\hat{Q}_{\Delta x_k} = \sum_{n=1, n \neq k}^N c_{kn}\Delta x \hat{V}_{kn} \tag{eqn II-53}$$

Comme pour une ligne de transmission bifilaire, nous supposons que les pertes diélectriques entre deux conducteurs k et n sont représentées par une conductance g_{kn} , k et n dans $\{1, 2, \dots, N\}$, avec $k \neq n$; celle-ci est liée à l'effet capacité c_{kn} moyennant un coefficient de perte équivalent $\tan(\delta)_{equ}$ comme suit :

$$g_{kn} = \omega \cdot \tan(\delta)_{equ} \cdot c_{kn} \tag{eqn II-54}$$

Sous l'hypothèse d'isotropie des matériaux de la ligne, les phénomènes électromagnétiques sont réciproques, ce qui implique que les quantités mutuelles magnétiques, capacitives et conductives sont égales (une démonstration à l'aide des formulations d'énergie est proposée dans [29]):

$$l_{kn}^{LT} = l_{nk}^{LT} \quad , \quad k \text{ et } n \text{ dans } \{1,2, \dots, r-1, r+1, \dots, N\}$$

$$c_{kn} = c_{nk} \text{ et } g_{kn} = g_{nk} \quad , \quad k \text{ et } n \text{ dans } \{1,2, \dots, N\}, \text{ avec } k \neq n$$
eqn II-55

II.3.2.2 Modèle d'une ligne électriquement longue

Similairement à une ligne de transmission bifilaire (section II.2.2), la manière la plus simple et la plus intuitive pour prendre en compte l'effet de la propagation dans une MTL électriquement longue consiste à mettre en cascade plusieurs tronçons de MTL électriquement courts ; une illustration est donnée dans la Figure II-14.

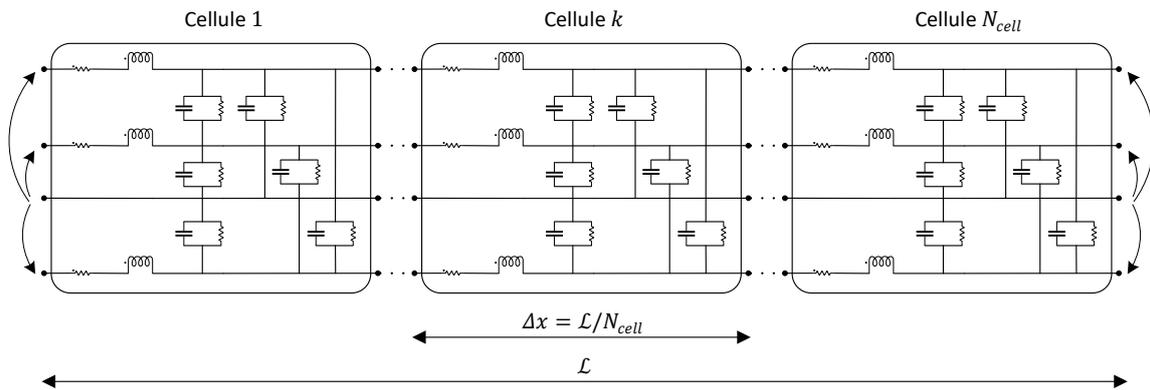


Figure II-14 Modèle circuit équivalent d'une MTL à N_{cell} cellules BGAM mises en cascade.

Les remarques évoquées pour une ligne de transmission bifilaire concernant le nombre excessif de composants électriques RLC utilisés par ce type de modèle sont aussi valables pour une MTL. Reprenons le même exemple analysé dans la section II.2.2 concernant une ligne de 30m, isolée en polyimide. Rappelons que pour que chaque élément (cellule) de cette ligne soit électriquement court jusqu'à une fréquence de 100MHz, 176 cellules en cascade sont nécessaires. Pour simuler une MTL à quatre conducteurs (pouvant représenter un câble trifilaire blindé ou encore un câble trifilaire à proximité d'un plan de masse), il faut : 4 résistances, 3 inductances propres, 3 inductances mutuelles, 6 capacités et 6 conductances. Cela implique qu'un modèle circuit à cellules en BGAM mises en cascade nécessite un nombre total de 3872 composants RLC !

Un circuit contenant un grand nombre de composants implique un temps de résolution qui peut être considéré comme excessif et inapproprié à nos besoins en termes de rapidité (chapitre.IV). De plus, il ne s'agit que d'une modélisation approchée du phénomène de propagation. Dans la section suivante, nous présentons une approche de modélisation exacte d'une MTL à N conducteurs : il s'agit d'une généralisation des équations des télégraphistes obtenues pour une ligne de transmission bifilaire (section II.2.3).

II.3.3 Equations de propagation d'une MTL

En appliquant les lois de Kirchhoff (loi des mailles et la loi des nœuds) au circuit de la Figure II-12 et en utilisant les égalités de réciprocité de l'équation eqn II-55, nous pouvons établir l'équation eqn II-56 relative à des tensions de la MTL et l'équation eqn II-57 relative à des courants de la MTL :

$$\begin{aligned}
 & \frac{\hat{V}_{kr}(x, j\omega) - \hat{V}_{kr}(x + \Delta x, j\omega)}{\Delta x} \\
 &= r_{kk} \hat{I}_k(x, j\omega) + j\omega l_{k1}^{LT} \hat{I}_1(x, j\omega) + j\omega l_{k2}^{LT} \hat{I}_2(x, j\omega) + \dots \\
 &+ j\omega l_{kk}^{LT} \hat{I}_k(x, j\omega) + \dots + j\omega l_{k(r-1)}^{LT} \hat{I}_{r-1}(x, j\omega) \\
 &+ j\omega l_{k(r+1)}^{LT} \hat{I}_{r+1}(x, j\omega) + \dots + j\omega l_{kN}^{LT} \hat{I}_N(x, j\omega) + r_{rr} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq r}}^N \hat{I}_n(x, j\omega)
 \end{aligned} \tag{eqn II-56}$$

$$\begin{aligned}
 & \frac{\hat{I}_k(x, j\omega) - \hat{I}_k(x + \Delta x, j\omega)}{\Delta x} \\
 &= (g_{k1} + j\omega c_{k1}) \hat{V}_{k1}(x + \Delta x, j\omega) + (g_{k2} + j\omega c_{k2}) \hat{V}_{k2}(x + \Delta x, j\omega) \\
 &+ \dots + (g_{k(k-1)} + j\omega c_{k(k-1)}) \hat{V}_{k(k-1)}(x + \Delta x, j\omega) + \dots \\
 &+ (g_{k(k+1)} + j\omega c_{k(k+1)}) \hat{V}_{k(k+1)}(x + \Delta x, j\omega) + \dots \\
 &+ (g_{kr} + j\omega c_{kr}) \hat{V}_{kr}(x + \Delta x, j\omega) + \dots \\
 &+ (g_{kN} + j\omega c_{kN}) \hat{V}_{kN}(x + \Delta x, j\omega)
 \end{aligned} \tag{eqn II-57}$$

Remplacer $\hat{V}_{kn}(x, j\omega)$ par $\hat{V}_{kr}(x, j\omega) - \hat{V}_{nr}(x, j\omega)$ dans l'équation des courants et puis faire tendre Δx vers zéro, $\Delta x \rightarrow 0$, dans les deux équations des tensions et des courants permet d'établir les équations de propagation d'une MTL à N conducteurs :

$$\frac{d\hat{\mathbf{V}}_r^{LT}(x, j\omega)}{dx} = -\hat{\mathbf{Z}}_r^{LT}(j\omega) \hat{\mathbf{I}}_r^{LT}(x, j\omega) \tag{eqn II-58}$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{I}}_r^{LT}(x, j\omega)}{dx} = -\hat{\mathbf{Y}}_r^{LT}(j\omega) \hat{\mathbf{V}}_r^{LT}(x, j\omega) \tag{eqn II-59}$$

Le vecteur $\hat{\mathbf{V}}_r^{LT}(x, j\omega)$ est de dimension $(N - 1) \times 1$; il contient les différences de potentiel des $(N - 1)$ conducteurs de la MTL (hors conducteur de référence) par rapport au conducteur de référence r (eqn II-60).

Le vecteur $\hat{\mathbf{I}}_r^{LT}(x, j\omega)$ est aussi de dimension $(N - 1) \times 1$; il contient les $(N - 1)$ courants allant par les $(N - 1)$ conducteurs k de la MTL, avec $k \in \{1, 2, \dots, r - 1, r + 1, \dots, N\}$ et retournant par le conducteur de référence r (eqn II-60).

$$\hat{\mathbf{V}}_r^{LT}(x, j\omega) = \begin{pmatrix} \hat{V}_{1r}(x, j\omega) \\ \hat{V}_{2r}(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{V}_{(r-1)r}(x, j\omega) \\ \hat{V}_{(r+1)r}(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{V}_{Nr}(x, j\omega) \end{pmatrix} \quad \hat{\mathbf{I}}_r^{LT}(x, j\omega) = \begin{pmatrix} \hat{I}_1(x, j\omega) \\ \hat{I}_2(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{I}_{r-1}(x, j\omega) \\ \hat{I}_{r+1}(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{I}_N(x, j\omega) \end{pmatrix} \tag{eqn II-60}$$

La matrice linéique $\hat{\mathbf{Z}}_r^{LT}(j\omega)$ est de dimensions $(N - 1) \times (N - 1)$; c'est une matrice d'impédance composée à partir d'une matrice linéique de résistance $\mathbf{R}_r^{LT}(\omega)$ et d'une matrice linéique d'inductance $\mathbf{L}_r^{LT}(\omega)$ comme suit :

$$\widehat{\mathbf{Z}}_{r'}^{LT}(j\omega) = \mathbf{R}_{r'}^{LT}(\omega) + j\omega\mathbf{L}_{r'}^{LT}(\omega) \quad \text{eqn II-61}$$

Les éléments diagonaux de la matrice $\mathbf{R}_{r'}^{LT}(\omega)$ contiennent les résistances linéiques propres à chaque conducteur ; les éléments non-diagonaux sont égaux à la résistance du conducteur de référence :

$$\mathbf{R}_{r'}^{LT}(\omega) = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{r'r} & \dots & r_{r'r} & r_{r'r} & \dots & r_{r'r} \\ r_{r'r} & r_{22} & \dots & r_{r'r} & r_{r'r} & \dots & r_{r'r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{r'r} & r_{r'r} & \dots & r_{1(r-1)} & r_{r'r} & \dots & r_{r'r} \\ r_{r'r} & r_{r'r} & \dots & r_{r'r} & r_{1(r+1)} & \dots & r_{r'r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{r'r} & r_{r'r} & \dots & r_{r'r} & r_{r'r} & \dots & r_{NN} \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-62}$$

Les éléments diagonaux de la matrice $\mathbf{L}_{r'}^{LT}(\omega)$ contiennent les inductances propres des boucles formées par $(N - 1)$ conducteurs de la MTL et le conducteur de référence r' ; ses éléments non-diagonaux contiennent les inductances mutuelles entre les $(N - 1)$ boucles la MTL.

$$\mathbf{L}_{r'}^{LT}(j\omega) = \begin{pmatrix} l_{11}^{LT} & l_{12}^{LT} & \dots & l_{1(r-1)}^{LT} & l_{1(r+1)}^{LT} & \dots & l_{1N}^{LT} \\ l_{21}^{LT} & l_{22}^{LT} & \dots & l_{2(r-1)}^{LT} & l_{2(r+1)}^{LT} & \dots & l_{2N}^{LT} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{(r-1)1}^{LT} & l_{(r-1)2}^{LT} & \dots & l_{(r-1)(r-1)}^{LT} & l_{(r-1)(r+1)}^{LT} & \dots & l_{(r-1)N}^{LT} \\ l_{(r+1)1}^{LT} & l_{(r+1)2}^{LT} & \dots & l_{(r+1)(r-1)}^{LT} & l_{(r+1)(r+1)}^{LT} & \dots & l_{(r+1)N}^{LT} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{N1}^{LT} & l_{N2}^{LT} & \dots & l_{N(r-1)}^{LT} & l_{N(r+1)}^{LT} & \dots & l_{NN}^{LT} \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-63}$$

La matrice linéique $\widehat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)$ est de dimension $(N - 1) \times (N - 1)$; c'est une matrice d'admittance composée à partir d'une matrice linéique de capacité $\mathbf{C}_{r'}^{LT}(\omega)$ et d'une matrice linéique de conductance $\mathbf{G}_{r'}^{LT}(\omega)$:

$$\widehat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega) = \mathbf{G}_{r'}^{LT}(\omega) + j\omega\mathbf{C}_{r'}^{LT}(\omega) \quad \text{eqn II-64}$$

Les éléments diagonaux des matrices linéiques $\mathbf{C}_{r'}^{LT}(\omega)$ et $\mathbf{G}_{r'}^{LT}(\omega)$ s'expriment en fonction des paramètres primaires de la MTL comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{C}_r^{LT}(\omega) \\
 & = \begin{pmatrix} \sum_{n=2}^N c_{1n} & -c_{12} & \dots & -c_{1(r-1)} & -c_{1(r+1)} & \dots & -c_{1N} \\ -c_{21} & \sum_{n=1, n \neq 2}^N c_{2n} & \dots & -c_{2(r-1)} & -c_{2(r+1)} & \dots & -c_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -c_{(r-1)1} & -c_{(r-1)2} & \dots & \sum_{n=1, n \neq (r-1)}^N c_{(r-1)n} & -c_{(r-1)(r+1)} & \dots & -c_{(r-1)N} \\ -c_{(r+1)1} & -c_{(r+1)2} & \dots & -c_{(r+1)(r-1)} & \sum_{n=1, n \neq (r+1)}^N c_{(r+1)n} & \dots & -c_{(r+1)N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -c_{N1} & -c_{N2} & \dots & -c_{N(r-1)} & -c_{N(r+1)} & \dots & \sum_{n=1}^{N-1} c_{Nn} \end{pmatrix} \\
 & \text{eqn II-65}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{G}_r^{LT}(\omega) \\
 & = \begin{pmatrix} \sum_{n=2}^N g_{1n} & -g_{12} & \dots & -g_{1(r-1)} & -g_{1(r+1)} & \dots & -g_{1N} \\ -g_{21} & \sum_{n=1, n \neq 2}^N g_{2n} & \dots & -g_{2(r-1)} & -g_{2(r+1)} & \dots & -g_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{(r-1)1} & -g_{(r-1)2} & \dots & \sum_{n=1, n \neq (r-1)}^N g_{(r-1)n} & -g_{(r-1)(r+1)} & \dots & -g_{(r-1)N} \\ -g_{(r+1)1} & -g_{(r+1)2} & \dots & -g_{(r+1)(r-1)} & \sum_{n=1, n \neq (r+1)}^N g_{(r+1)n} & \dots & -g_{(r+1)N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{N1} & -g_{N2} & \dots & -g_{N(r-1)} & -g_{N(r+1)} & \dots & \sum_{n=1}^{N-1} g_{Nn} \end{pmatrix} \\
 & \text{eqn II-66}
 \end{aligned}$$

Les équations de propagation de la MTL (eqn II-58 et eqn II-59) peuvent être perçues comme une généralisation des équations des télégraphistes établies pour une ligne de transmission bifilaire (eqn II-33 et eqn II-34).

Afin de souligner que les paramètres de la MTL $\hat{\mathbf{V}}_r^{LT}(x, j\omega)$, $\hat{\mathbf{I}}_r^{LT}(x, j\omega)$, $\mathbf{R}_r^{LT}(\omega)$, $\mathbf{L}_r^{LT}(\omega)$, $\mathbf{C}_r^{LT}(\omega)$ et $\mathbf{G}_r^{LT}(\omega)$ sont établis selon la TLT, nous leur avons attribué l'exposant LT ; de même, nous leur avons attribué l'indice r afin d'insister sur le fait que leur élaboration dépend du conducteur de référence r .

Au contraire des formulations usuelles d'une MTL (comme présenté dans [29]), notre formulation exprime explicitement le fait que les paramètres d'une MTL sont établis relativement au choix arbitraire d'un conducteur de référence ; elle met aussi en évidence qu'une MTL constituée de N conducteurs peut être décrite selon la TLT avec N variantes à paramètres différents.

Ci-dessous nous présentons brièvement la résolution des équations de la MTL dans le domaine fréquentiel en utilisant une approche de décomposition modale.

II.3.4 Résolution par décomposition modale

Les équations de propagation modélisant une MTL (eqn II-58 et eqn II-59) consistent, dans le domaine fréquentiel, en un système de $2 \times (N - 1)$ équations aux dérivées ordinaires (EDO) du premier ordre couplées. Similairement à l'approche utilisée pour une ligne de transmission bifilaire, en différenciant l'équation des tensions (eqn II-58) (respectivement des courants (eqn II-59)) par rapport à x puis en substituant dans l'équation des courants (eqn II-59) (respectivement des tensions (eqn II-58)) les variables tensions et courants peuvent être découplées ; de ces opérations résultent deux systèmes d'EDO du deuxième ordre couplés. Chaque système est constitué de $(N - 1)$ équations couplées : eqn II-67 et eqn II-68. Ces deux systèmes d'équations sont bien différents car généralement le produit de deux matrices n'est pas commutatif : $\hat{\mathbf{Z}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega) \neq \hat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r'}^{LT}(j\omega)$.

$$\frac{d^2 \hat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(x, j\omega)}{dx^2} = -\hat{\mathbf{Z}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-67}$$

$$\frac{d^2 \hat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(x, j\omega)}{dx^2} = -\hat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-68}$$

En termes de résolution, par rapport aux équations de propagation d'une ligne de transmission bifilaire (section II.2.3.3), la résolution analytique des équations de la MTL (eqn II-67 et eqn II-68) est plus délicate. En effet, les matrices $\hat{\mathbf{Z}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)$ et $\hat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r'}^{LT}(j\omega)$ (multiplication des matrices eqn II-61 et eqn II-64) sont pleines. Afin de simplifier la résolution, une diagonalisation est usuellement effectuée à l'aide d'une *transformation modale*. Il s'agit d'un changement de variable permettant le découplage des EDO eqn II-67 et des EDO eqn II-68.

La transformation modale transpose les tensions physiques $\hat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(x, j\omega)$ (respectivement les courants physiques $\hat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(x, j\omega)$) en tensions modales $\hat{\mathbf{V}}_{r_m}^{LT}(x, j\omega)$ (respectivement en courants modaux $\hat{\mathbf{I}}_{r_m}^{LT}(x, j\omega)$). Les grandeurs modales sont fictives, indépendantes et de même dimension que les grandeurs physiques : $(N - 1) \times 1$; elles sont définies comme suit :

$$\hat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(x, j\omega) = \mathbf{T}_{r_v}(j\omega)\hat{\mathbf{V}}_{r_m}^{LT}(x, j\omega) \quad , \quad \hat{\mathbf{V}}_{r_m}^{LT}(x, j\omega) = \begin{pmatrix} \hat{V}_{r_{m1}}(x, j\omega) \\ \hat{V}_{r_{m2}}(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{V}_{r_{m(N-1)}}(x, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-69}$$

$$\hat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(x, j\omega) = \mathbf{T}_{r_i}(j\omega)\hat{\mathbf{I}}_{r_m}^{LT}(x, j\omega) \quad , \quad \hat{\mathbf{I}}_{r_m}^{LT}(x, j\omega) = \begin{pmatrix} \hat{I}_{r_{m1}}(x, j\omega) \\ \hat{I}_{r_{m2}}(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{I}_{r_{m(N-1)}}(x, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-70}$$

La matrice de changement de base des tensions $\mathbf{T}_{V_r}(j\omega)$ et celle des courants $\mathbf{T}_{I_r}(j\omega)$ sont des matrices carrées de dimension $(N - 1) \times (N - 1)$; ce sont des matrices de passage qui établissent le lien entre le domaine physique et le domaine modal. Elles sont constituées des vecteurs propres issus de la diagonalisation des produits : $\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$ et $\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$.

De la diagonalisation résulte, la matrice diagonale $(\hat{\mathbf{T}}_{r_m}(j\omega))^2$ de dimensions $(N - 1) \times (N - 1)$ qui contient les valeurs propres du produit $\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$ ou bien du produit $\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$, En effet, les valeurs propres du produit de deux matrices carrées est indépendant de l'ordre dans lequel le produit est calculé :

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{T}}_{r_m}(j\omega))^2 &= \mathbf{T}_{V_r}^{-1}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\mathbf{T}_{V_r}(j\omega) \\ &= \mathbf{T}_{I_r}^{-1}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\mathbf{T}_{I_r}(j\omega) \end{aligned} \quad \text{eqn II-71}$$

Notons la matrice $\hat{\mathbf{T}}_{r_m}(j\omega)$ comme suit :

$$\hat{\mathbf{T}}_{r_m}(j\omega) = \begin{pmatrix} (\hat{\gamma}_{r_{m1}}(j\omega)) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & (\hat{\gamma}_{r_{m2}}(j\omega)) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & (\hat{\gamma}_{r_{m(N-1)}}(j\omega)) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-72}$$

Chaque élément diagonal $\hat{\gamma}_{mk}$ peut être interprété physiquement comme une *fonction de propagation* du mode k .

Par ailleurs nous avons posé l'hypothèse, souvent valable, d'isotropie des matériaux de la MTL, et les phénomènes électromagnétiques sont donc réciproques ; par conséquent les matrices linéiques $\mathbf{Z}_{r_r}^{LT}(j\omega)$ et $\mathbf{Y}_{r_r}^{LT}(j\omega)$ sont symétriques. Cela implique que les matrices de passage $\mathbf{T}_{V_r}(j\omega)$ et $\mathbf{T}_{I_r}(j\omega)$ sont liées comme suit :

$$\mathbf{T}_{V_r}^t(j\omega) = (\mathbf{T}_{I_r}(j\omega))^{-1} \quad \mathbf{T}_{I_r}^t(j\omega) = (\mathbf{T}_{V_r}^{-1}(j\omega))^{-1} \quad \text{eqn II-73}$$

Cette égalité est intéressante car elle résume la transformation modale au calcul d'une seule matrice de passage, soit $\mathbf{T}_{V_r}(j\omega)$, soit $\mathbf{T}_{I_r}(j\omega)$, que l'on réalisera en diagonalisant le produit $\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$ ou bien le produit $\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$.

L'application de la transformation modale aux équations eqn II-58 et eqn II-59 permet de découpler les matrices $\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$ et $\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)$ comme suit :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Z}}_{r_m}(j\omega) &= \mathbf{T}_{V_r}^{-1}(j\omega)\hat{\mathbf{Z}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\mathbf{T}_{I_r}(j\omega) \\ &= \begin{pmatrix} \hat{z}_{r_{m1}}(j\omega) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \hat{z}_{r_{m2}}(j\omega) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \hat{z}_{r_{m(N-1)}}(j\omega) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad \text{eqn II-74}$$

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{Y}}_{r_m}(j\omega) &= \mathbf{T}_I^{-1}(j\omega)\hat{\mathbf{Y}}_{r_r}^{LT}(j\omega)\mathbf{T}_V(j\omega) \\ &= \begin{pmatrix} \hat{y}_{r_{m1}}(j\omega) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \hat{y}_{r_{m2}}(j\omega) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \hat{y}_{r_{m(N-1)}}(j\omega) \end{pmatrix}\end{aligned}\quad \text{eqn II-75}$$

Cela permet, similairement à la ligne de transmission bifilaire (section II.2.3.3), de définir dans le domaine modal des impédances caractéristiques $\hat{\mathbf{Z}}_{r_m}^c(j\omega)$ et des admittances caractéristiques $\hat{\mathbf{Y}}_{r_m}^c(j\omega)$:

$$\hat{\mathbf{Z}}_{r_m}^c(j\omega) = \left(\hat{\mathbf{Y}}_{r_m}^c(j\omega)\right)^{-1} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{\hat{z}_{r_{m1}}(j\omega)}{\hat{y}_{r_{m1}}(j\omega)}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{\hat{z}_{r_{m2}}(j\omega)}{\hat{y}_{r_{m2}}(j\omega)}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{\frac{\hat{z}_{r_{m(N-1)}}(j\omega)}{\hat{y}_{r_{m(N-1)}}(j\omega)}} \end{pmatrix}\quad \text{eqn II-76}$$

En considérant les développements introduits ci-dessus, la transformation modale, quand elle est possible, consiste à décomposer les équations de propagation d'une MTL à N conducteurs en $(N - 1)$ lignes de transmission bifilaires fictives et indépendantes. En effet chacune d'entre elles, agit comme un mode de propagation gouverné par des équations de télégraphiste d'une ligne bifilaire :

$$\text{mode : } m_k, \text{ avec } k \in \{1, \dots, N - 1\} \quad \begin{cases} \frac{d^2 \hat{V}_{r_{mk}}(x, j\omega)}{dx^2} = \hat{y}_{r_{mk}}^2(j\omega) \hat{V}_{r_{mk}}(x, j\omega) \\ \frac{d^2 \hat{I}_{r_{mk}}(x, j\omega)}{dx^2} = \hat{y}_{r_{mk}}^2(j\omega) \hat{I}_{r_{mk}}(x, j\omega) \end{cases}\quad \text{eqn II-77}$$

La solution de l'équation de chaque mode eqn II-77 est similaire à celle d'une ligne de transmission bifilaire traitée dans la section II.2.3.3.

En appliquant la transformation modale inverse à la solution de la propagation des grandeurs modales (retour du domaine modal vers le domaine physique), nous aboutissons à la solution exacte suivante :

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{V}}_{r_r}^{LT}(x, j\omega) \\ \hat{\mathbf{I}}_{r_r}^{LT}(x, j\omega) \end{pmatrix} &= \hat{\mathbf{\Phi}}_r(x, j\omega) \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{V}}_{r_r}^{LT}(0, j\omega) \\ \hat{\mathbf{I}}_{r_r}^{LT}(0, j\omega) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{\Phi}}_{r_{11}}(x, j\omega) & \hat{\mathbf{\Phi}}_{r_{12}}(x, j\omega) \\ \hat{\mathbf{\Phi}}_{r_{21}}(x, j\omega) & \hat{\mathbf{\Phi}}_{r_{22}}(x, j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{V}}_{r_r}^{LT}(0, j\omega) \\ \hat{\mathbf{I}}_{r_r}^{LT}(0, j\omega) \end{pmatrix}\end{aligned}\quad , x \in [0, \mathcal{L}]\quad \text{eqn II-78}$$

avec :

$$\widehat{\Phi}_{r11}(j\omega) = \left(\widehat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)\right)^{-1} \mathbf{T}_{I_r}(j\omega) \cosh(\widehat{\Gamma}_{r_m}(j\omega)x) \left(\mathbf{T}_{I_r}(j\omega)\right)^{-1} \widehat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega) \quad \text{eqn II-79}$$

$$\widehat{\Phi}_{r12}(j\omega) = -\left(\widehat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega)\right)^{-1} \mathbf{T}_{I_r}(j\omega) \widehat{\Gamma}_{r_m}(j\omega) \sinh(\widehat{\Gamma}_{r_m}(j\omega)x) \left(\mathbf{T}_{I_r}(j\omega)\right)^{-1} \quad \text{eqn II-80}$$

$$\widehat{\Phi}_{r21}(j\omega) = -\mathbf{T}_{I_r}(j\omega) \sinh(\widehat{\Gamma}_{r_m}(j\omega)x) \left(\widehat{\Gamma}_{r_m}\right)^{-1} \left(\mathbf{T}_{I_r}(j\omega)\right)^{-1} \widehat{\mathbf{Y}}_{r'}^{LT}(j\omega) \quad \text{eqn II-81}$$

$$\widehat{\Phi}_{r22}(j\omega) = \mathbf{T}_{I_r}(j\omega) \cosh(\widehat{\Gamma}_{r_m}(j\omega)x) \left(\mathbf{T}_{I_r}(j\omega)\right)^{-1} \quad \text{eqn II-82}$$

La solution de la MTL eqn II-78 décrit les tensions $\widehat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(x, j\omega)$ et les courants $\widehat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(x, j\omega)$ tout le long d'un harnais en fonction des tensions $\widehat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(x=0, j\omega)$ et des courants $\widehat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(x=0, j\omega)$ à son entrée ($x=0$). Similairement à la solution proposée pour les équations de la ligne de transmission bifilaire (eqn II-48), cette solution est très intéressante. En effet, en connaissant les tensions et les courants à l'entrée ou bien à la sortie de la ligne, elle nous permet de prédire les différences de potentiels entre les différents conducteurs le long de la ligne ; ce sont des grandeurs primordiales pour la prévention des décharges partielles dans un harnais.

Similairement à une ligne bifilaire, pour $x=L$, on peut considérer la matrice $\widehat{\Phi}_r(x=L, j\omega)$; il s'agit de la matrice de chaîne liant les grandeurs électriques (tensions et courants) à la sortie d'une MTL à ses grandeurs électriques d'entrée.

II.3.5 Synthèse

Dans cette section, a contrario des approches usuelles, nous avons maintenu ouvert le choix du conducteur de référence r' , tout au long de la démarche visant l'établissement puis la résolution des équations de la MTL. Cela permet de mettre en évidence explicitement le fait que les paramètres primaires d'une MTL $\mathbf{R}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{L}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{C}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{G}_{r'}^{LT}(\omega)$ et ses paramètres secondaires : $\widehat{\Gamma}_{r_m}(j\omega)$ et $\widehat{\mathbf{Z}}_{r_m}^c(j\omega)$ dépendent du choix du conducteur de référence.

Nous avons présenté brièvement la résolution exacte dans le domaine fréquentiel d'une ligne MTL à l'aide d'une transformation modale. Elle consiste en un changement de variable décomposant une MTL à N conducteurs en $(N-1)$ lignes de transmission bifilaires relativement faciles à résoudre.

Pour le cas d'une ligne de transmission bifilaire, nous avons défini des propriétés fondamentales de la TLT, à savoir :

- La fonction de propagation ;
- L'impédance caractéristique.

Grâce à la décomposition modale, ces notions ont pu être généralisées pour le cas d'une MTL. Rappelons que la fonction de propagation est directement liée à la vitesse d'une onde et à son atténuation le long de la ligne, deux propriétés primordiales pour l'analyse de la propagation. Quant à l'impédance caractéristique, elle est indispensable pour dimensionner des filtres d'atténuation des surtensions par la technique d'adaptation d'impédance.

Nous soulignons que la TLT est basée sur l'hypothèse TEM impliquant que la somme des courants d'une ligne est nulle selon toute coupe transversale. Sa formulation classique, comme présenté dans cette section, ne permet pas de simuler les chutes de tensions entre les bornes de sortie et d'entrée : en effet, seules les différences de potentiel transversales sont prédites.

Notons aussi que la décomposition par une transformation modale n'est pas toujours possible [71] ; en effet, les équations de la TLT ne sont pas toujours diagonalisables. De plus, les équations fréquentielles de la TLT appliquée à une MTL n'acceptent pas toujours une solution ; notamment pour des lignes « sans perte » et/ou quand la longueur de la ligne est égale/multiple de la moitié de la longueur d'onde d'excitation [29].

Pour pallier ces restrictions nous proposons dans la prochaine section une formulation alternative à la TLT et une méthode de résolution alternative à la décomposition modale. Nous l'appelons la théorie de ligne de transmission modifiée (TLTM).

II.4 THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION MODIFIEE (TLTM) D'UNE MTL

Dans cette section nous proposons une modification de la TLT permettant une formulation des équations de propagation 1D plus générale. Elle consiste à éviter la particularisation d'un conducteur de ligne consistant à le prendre comme référence de tension pour calculer les paramètres d'une MTL et établir ses équations de propagation.

Dans notre proposition, la référence ne fait pas forcément partie de la ligne ; elle peut être considérée lointaine de la ligne. Cela nous permet d'établir une modélisation alternative plus générale que nous appelons TLTM (pour Théorie des Lignes de Transmission Modifiée).

Pour ce faire, dans cette section :

- Nous introduisons des paramètres primaires rl modifiés dans le circuit équivalent d'une ligne électriquement courte ;
- Nous établissons des équations de propagation référencées par rapport une référence fictive qui ne fait pas partie de la ligne. Cela permet de décrire une MTL à N conducteurs, par des vecteurs de tension et courant de dimension $N \times 1$ comparé à celle de TLT qui est de $(N - 1) \times 1$.

Nous proposons une dérivation des équations de propagation modifiées en appliquant la TLTM directement sur une MTL à N conducteurs sans passer par une approche bifilaire. Similairement à la TLT appliquée à une MTL (II.3), nous adoptons directement une analyse dans le domaine fréquentiel.

Les paramètres primaires du modèle proposé dépendent aussi de la fréquence (chapitre.III), similairement à la TLT ; pour alléger la présentation, nous omettons la désignation (ω) des paramètres linéiques primaires : $r(\omega)l(\omega)c(\omega)g(\omega)$.

Enfin, nous considérons aussi l'hypothèse, qui est très souvent valide, de l'isotropie de la ligne. Elle implique l'égalité des paramètres mutuels :

$\forall k$ et n dans $\{1,2, \dots, N\}$, avec $k \neq n$

$$r_{kn} = r_{nk} \quad , \quad l_{kn} = l_{nk} \quad , \quad c_{kn} = c_{nk} \quad \text{et} \quad g_{kn} = g_{nk}$$

eqn II-83

II.4.1 Ligne électriquement courte selon la TLTM

- Paramètres transversaux primaires : $c_{kn}\Delta x$ et $g_{kn}\Delta x$

Dans la TLTM, pour construire un circuit électrique équivalent d'une MTL à N conducteurs et d'une longueur Δx , nous gardons les mêmes définitions des paramètres transversaux primaires que pour la TLT (section II.3.2) : $\hat{y}_{kn}\Delta x = g_{kn}\Delta x + j\omega c_{kn}\Delta x$, k et n dans $\{1,2, \dots, N\}$, avec $k \neq n$.

- Résistances primaires : $r_{kn}\Delta x$

Nous gardons aussi la même définition TLT des résistances propres de chaque conducteur $r_{kk}\Delta x$ avec $k \in \{1,2, \dots, N\}$ (eqn II-50). Pour une meilleure précision, nous proposons d'enrichir l'aspect résistif en introduisant des résistances mutuelles $r_{kn}\Delta x$ modélisant la dissipation énergétique supplémentaire due à la proximité des conducteurs, k et n dans $\{1,2, \dots, N\}$, avec $k \neq n$.

A titre d'exemple, pour le cas d'une ligne de transmission bifilaire, la puissance totale dissipée dans la ligne s'écrit en fonction des résistances propres $r_{11}\Delta x$ et $r_{22}\Delta x$ et des résistances mutuelles $r_{12}\Delta x$ et $r_{21}\Delta x$ comme suit [72]:

$$\begin{aligned} P_{Joule\Delta x}^{LT\ bifilaire} &= r_{11}\Delta x(I_{\Delta x_1})^2 + r_{12}\Delta x I_{\Delta x_1} I_{\Delta x_2} + r_{21}\Delta x I_{\Delta x_2} I_{\Delta x_1} + r_{22}\Delta x(I_{\Delta x_2})^2 \\ &= r_{11}\Delta x(I_{\Delta x_1})^2 + 2r_{12}\Delta x I_{\Delta x_1} I_{\Delta x_2} + r_{22}\Delta x(I_{\Delta x_2})^2 \end{aligned} \quad \text{eqn II-84}$$

- Inductances primaires : $l_{kn}\Delta x$

Plus haut dans ce chapitre (II.2.1.1 et II.3.2.1), nous avons proposé d'assimiler les inductances primaires d'une ligne de transmission aux inductances des boucles formées par le conducteur de référence et les conducteurs. Le raisonnement s'appuyant sur des boucles est largement répandu dans le domaine de la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) ; il offre une facilité à étudier le couplage des grandeurs conduites (tensions et courants) avec les grandeurs rayonnées.

Nous proposons ici d'éviter la particularisation d'un conducteur pris comme référence, et cela nous amène à considérer :

- Une inductance propre à chaque conducteur k : $l_{kk}\Delta x$ avec $k \in \{1,2, \dots, N\}$. Elle est définie en fonction du flux magnétique $\hat{\Phi}_{\Delta x k}$, créé par le courant $\hat{I}_k(x, j\omega)$, parcourant le conducteur k comme suit :

$$l_{kk}\Delta x = \frac{\hat{\Phi}_{\Delta x k}}{\hat{I}_k(x, j\omega)} \Big|_{\hat{I}_h(x, j\omega)=0, h \in \{1,2, \dots, k-1, k+1, \dots, N\}} \quad \text{eqn II-85}$$

- Une inductance mutuelle entre chaque paire de conducteurs : $l_{kn}\Delta x$, k et n dans $\{1,2, \dots, N\}$, avec $k \neq n$. L'inductance $l_{kn}\Delta x$ entre un conducteur k et un conducteur n est exprimée en fonction du flux magnétique $\hat{\Phi}_{\Delta x k}^2$ créé par le conducteur k embrassant le conducteur n (voir une illustration sur la Figure II-15) et le courant $\hat{I}_k(x, j\omega)$ parcourant le conducteur k comme suit :

$$l_{kn}\Delta x = \frac{\widehat{\Phi}^2_{\Delta x_k}}{\widehat{I}_k(x, j\omega)} \Big|_{\widehat{I}_h(x, j\omega)=0, h \in \{1, 2, \dots, n-1, n+1, \dots, N\}} \tag{eqn II-86}$$

Au contraire de la notion d’inductance de boucle utilisée par la TLT classique (section II.3.2.1), nous proposons ici d’utiliser la notion d’inductance usuellement utilisée par les électriciens afin de bâtir un modèle de propagation généralisé TLTM. Outre cette définition basée sur des flux, une définition basée sur une formulation en potentiel vecteur magnétique est discutée dans [66].

La Figure II-16 illustre un circuit équivalent BGAM d’une MTL à N conducteurs et électriquement courte de longueur Δx , établi selon la TLTM. Nous soulignons que le conducteur r considéré comme conducteur de référence dans le circuit TLT (Figure II-12) présente aussi sa propre inductance couplée avec le reste des conducteurs.

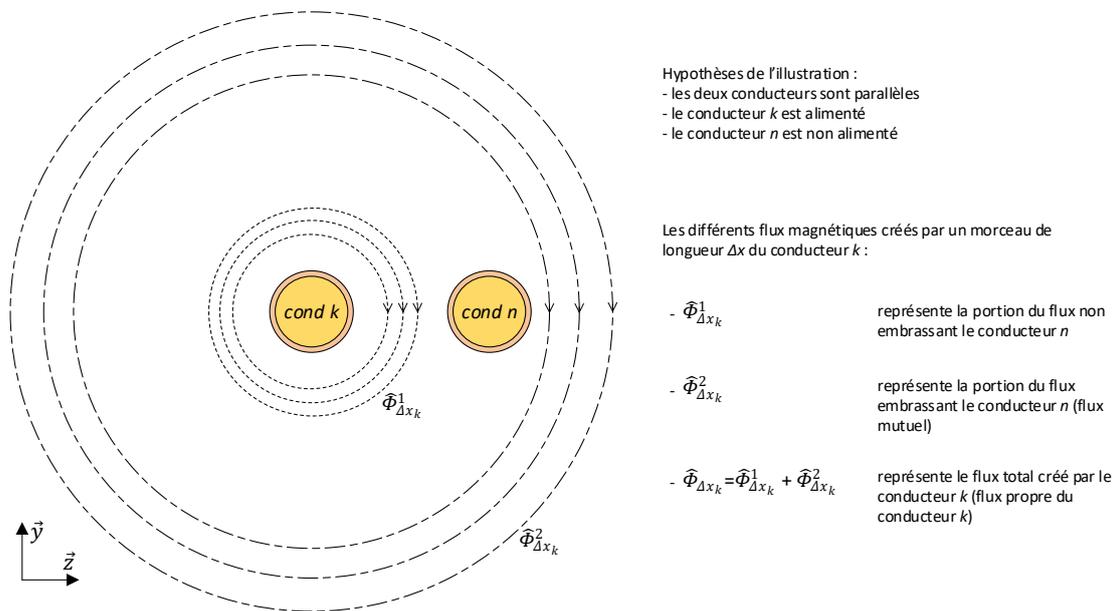


Figure II-15 illustration du flux magnétique propre et du flux magnétique mutuel.

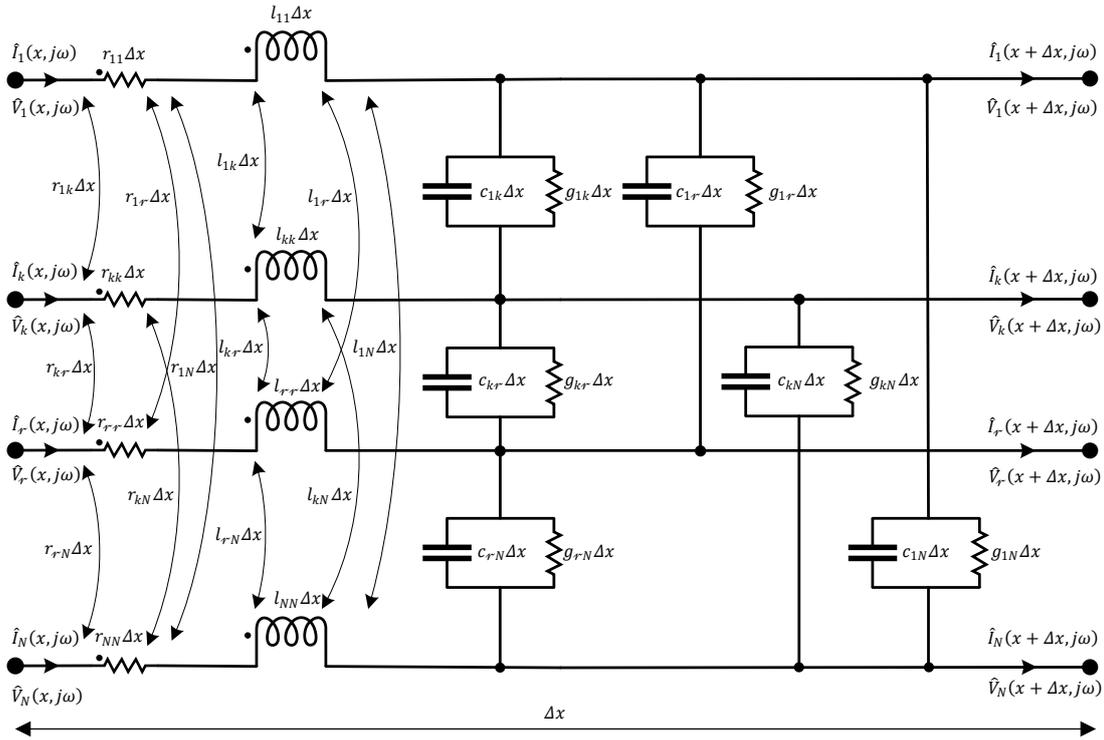


Figure II-16 Circuit équivalent un tronçon d’une ligne multifilaire, uniforme, électriquement courte, à N conducteurs et de longueur Δx .

Dans le cas d’une ligne électriquement longue, comme dans la TLT (Figure II-14), un circuit TLTM électriquement court peut être mis en cascade pour approcher d’une manière discrète le phénomène de propagation (Figure II-17). Une dérivation des équations de propagation continues est aussi possible et discutée ci-dessous.

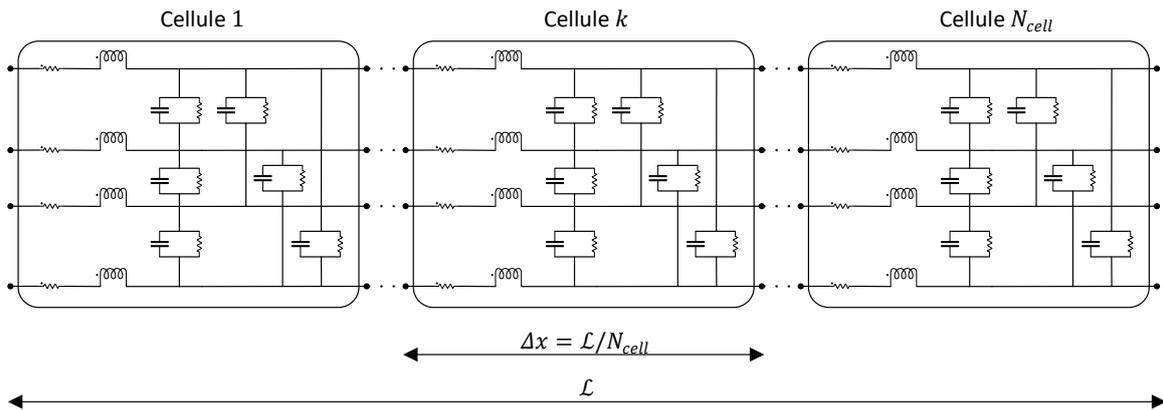


Figure II-17 Modèle circuit équivalent TLTM à N_{cell} cellules BGAM mises en cascade

II.4.2 Equations de propagation basées sur la TLTM

La prise en compte de la propagation en mettant en cascade des circuits électriquement courts ne permet qu’une résolution approximative de la propagation. En partant d’un circuit BGAM basé sur la TLTM (Figure II-16), nous parvenons à établir dans le domaine fréquentiel des équations de

propagations des tensions et des courants symboliquement semblables à celles de la TLT (eqn II-58 et eqn II-59) mais fondamentalement différentes. En effet, le circuit de départ et leur établissement sont différents.

Afin de dériver l'équation des tensions, nous exprimons la chute de tension longitudinale le long d'un conducteur en fonction des courants de la ligne et de ses paramètres primaires :

$$\hat{V}_k(x, j\omega) - \hat{V}_k(x + \Delta x, j\omega) = \Delta x \sum_{n=1}^N (r_{kn} + j\omega l_{kn}) \hat{I}_n(x, j\omega), \quad k \in \{1, 2, \dots, N\} \quad \text{eqn II-87}$$

L'application des lois des nœuds permet d'établir l'équation des courants suivante :

$$\begin{aligned} & \hat{I}_k(x, j\omega) - \hat{I}_k(x + \Delta x, j\omega) \\ &= \Delta x \sum_{n=1, n \neq k}^N (g_{kn} + j\omega c_{kn}) (\hat{V}_k(x + \Delta x, j\omega) - \hat{V}_n(x + \Delta x, j\omega)) \\ &= \Delta x \left(\sum_{n=1, n \neq k}^N (g_{kn} + j\omega c_{kn}) \right) \hat{V}_k(x + \Delta x, j\omega) \\ & \quad - \Delta x \sum_{n=1, n \neq k}^N (g_{kn} + j\omega c_{kn}) \hat{V}_n(x + \Delta x, j\omega) \end{aligned} \quad \text{eqn II-88}$$

En divisant les équations eqn II-87 et eqn II-88 par Δx puis en faisant tendre $\Delta x \rightarrow 0$ nous aboutissons aux équations de propagation des tensions et des courants de la TLTM suivantes :

$$\frac{d\hat{\mathbf{V}}(x, j\omega)}{dx} = -\hat{\mathbf{Z}}(j\omega)\hat{\mathbf{I}}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-89}$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{I}}(x, j\omega)}{dx} = -\hat{\mathbf{Y}}(j\omega)\hat{\mathbf{V}}(x, j\omega) \quad \text{eqn II-90}$$

Le vecteur $\hat{\mathbf{V}}(x, j\omega)$ est de dimension $N \times 1$; il contient les potentiels des N conducteurs de la ligne par rapport à une même référence externe à la ligne. Le vecteur $\hat{\mathbf{I}}(x, j\omega)$ est aussi de dimension $N \times 1$, il contient les courants des N conducteurs :

$$\hat{\mathbf{V}}(x, j\omega) = \begin{pmatrix} \hat{V}_1(x, j\omega) \\ \hat{V}_2(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{V}_N(x, j\omega) \end{pmatrix}, \quad \hat{\mathbf{I}}(x, j\omega) = \begin{pmatrix} \hat{I}_1(x, j\omega) \\ \hat{I}_2(x, j\omega) \\ \vdots \\ \hat{I}_N(x, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-91}$$

La matrice linéique $\hat{\mathbf{Z}}(j\omega)$ de dimensions $N \times N$ est une matrice d'impédance composée à partir d'une matrice linéique de résistance $\mathbf{R}(\omega)$ et une matrice linéique d'inductance $\mathbf{L}(\omega)$:

$$\hat{\mathbf{Z}}(j\omega) = \mathbf{R}(\omega) + j\omega\mathbf{L}(\omega) \quad \text{eqn II-92}$$

Les éléments diagonaux des matrices $\mathbf{R}(\omega)$ et $\mathbf{L}(\omega)$ contiennent respectivement les résistances et les inductances linéiques propres aux conducteurs, leurs éléments non-diagonaux contiennent les résistances et les inductances mutuelles entre les différents conducteurs :

$$\mathbf{R}(\omega) = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1N} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N1} & r_{N2} & \dots & r_{NN} \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-93}$$

$$\mathbf{L}(\omega) = \begin{pmatrix} l_{11} & l_{12} & \dots & l_{1N} \\ l_{21} & l_{22} & \dots & l_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{N1} & l_{N2} & \dots & l_{NN} \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-94}$$

La matrice linéique $\hat{\mathbf{Y}}(j\omega)$ est de dimension $N \times N$. Il s'agit d'une matrice d'admittance composée à partir d'une matrice linéique de capacité $\mathbf{C}(\omega)$ et d'une matrice linéique de conductance $\mathbf{G}(\omega)$:

$$\hat{\mathbf{Y}}(j\omega) = \mathbf{G}(\omega) + j\omega\mathbf{C}(\omega) \quad \text{eqn II-95}$$

Les éléments diagonaux des matrices linéiques $\mathbf{C}(\omega)$ et $\mathbf{G}(\omega)$ s'expriment en fonction des capacités et conductances linéiques primaires comme suit :

$$\mathbf{C}(j\omega) = \begin{pmatrix} \sum_{n=2}^N c_{1n} & -c_{12} & \dots & -c_{1N} \\ -c_{21} & \sum_{n=1, n \neq 2}^N c_{2n} & \dots & -c_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -c_{N1} & -c_{N2} & \dots & \sum_{n=1}^{N-1} c_{Nn} \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-96}$$

$$\mathbf{G}(j\omega) = \begin{pmatrix} \sum_{n=2}^N g_{1n} & -g_{12} & \dots & -g_{1N} \\ -g_{21} & \sum_{n=1, n \neq 2}^N g_{2n} & \dots & -g_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -g_{N1} & -g_{N2} & \dots & \sum_{n=1}^{N-1} g_{Nn} \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-97}$$

Les équations de propagation de TLTM (eqn II-89 et eqn II-90) consistent en des EDO du premier ordre couplées. Bien qu'elles ressemblent symboliquement aux équations de la TLT (eqn II-58 et eqn II-59), elles sont fondamentalement différentes. De plus, nous soulignons que les paramètres primaires $\mathbf{R}_r^{LT}(\omega)\mathbf{L}_r^{LT}(\omega)\mathbf{C}_r^{LT}(\omega)\mathbf{G}_r^{LT}(\omega)$ (eqn II-62, eqn II-63, eqn II-65 et eqn II-66) et $\mathbf{R}(\omega)\mathbf{L}(\omega)\mathbf{C}(\omega)\mathbf{G}(\omega)$ (eqn II-93, eqn II-94, eqn II-96 et eqn II-97) ne sont pas égaux et sont de dimensions différentes. Cela implique une résolution des équations de TLTM qui diffère de celle de la TLT.

Remarque : dans la TLTM chaque conducteur de la MTL est caractérisé par ses propres paramètres d'une manière indépendante des autres conducteurs, au contraire de la TLT qui considère des paramètres relatifs au conducteur de référence. Du point de vue du design d'un harnais, cela pourrait constituer un atout majeur en termes d'analyse de l'influence de chacun des conducteurs vis-à-vis des performances.

II.4.3 Résolution des équations de TLTM par la méthode de l'exponentielle de matrice

Rappelons que dans la TLT, la propriété TEM est exploitée pour représenter les grandeurs électromagnétiques (\vec{H} et \vec{E}) par des grandeurs électriques (I et V) des boucles formées par un conducteur de référence et le reste des conducteurs. Comme montré dans la section II.2.3.3, le cas élémentaire d'une ligne de transmission est complètement décrit par ses paramètres secondaires : fonction de propagation et impédance caractéristique. Grâce à la transformation modale, une MTL à N conducteurs est montrée pouvoir se décomposer aussi en $(N - 1)$ lignes de transmission élémentaires et fictives. Cela est bien sûr possible quand les équations de la MTL sont diagonalisables (section II.3.4).

Concernant notre modèle TLTM, les conducteurs sont isolés de toute interaction électromagnétique avec l'environnement extérieur, y compris avec la référence. Cela implique que l'interprétation physique par une fonction de propagation et une impédance caractéristique ne peut pas être appliquée. En effet, par rapport à une référence lointaine, aucune propagation ne se manifeste (hypothèse d'effet capacitif nul entre les conducteurs et le potentiel de référence), donc l'application d'une transformation modale - quand elle est possible - n'apporte pas d'interprétation physique utile. C'est pourquoi nous proposons d'opter pour une méthode de résolution différente, relativement simple et reconnue mature : il s'agit de la fonction exponentielle d'une matrice.

Rappelons que les équations de la TLTM (eqn II-89 et eqn II-90) consistent à un système EDO du premier ordre homogène, constitué de $2N$ équations pouvant s'écrire comme suit :

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{V}(x, j\omega) \\ \hat{I}(x, j\omega) \end{pmatrix}_{(2N \times 1)} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{(N \times N)} & -\hat{Z}(j\omega) \\ -\hat{Y}(j\omega) & \mathbf{0}_{(N \times N)} \end{pmatrix}_{(2N \times 2N)} \begin{pmatrix} \hat{V}(x, j\omega) \\ \hat{I}(x, j\omega) \end{pmatrix}_{(2N \times 1)} \quad \text{eqn II-98}$$

La solution générale d'un tel système d'équation peut être obtenue grâce à la notion de fonction exponentielle d'une matrice :

$$\begin{pmatrix} \hat{V}(x, j\omega) \\ \hat{I}(x, j\omega) \end{pmatrix} = \exp(\mathbf{A}x) \begin{pmatrix} \hat{V}(0, j\omega) \\ \hat{I}(0, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-99}$$

avec : $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{(N \times N)} & -\hat{Z}(j\omega) \\ -\hat{Y}(j\omega) & \mathbf{0}_{(N \times N)} \end{pmatrix}, \begin{cases} \hat{V}(0, j\omega) = \hat{V}(x = 0, j\omega) \\ \hat{I}(0, j\omega) = \hat{I}(x = 0, j\omega) \end{cases}$

Il est important de remarquer que pour $x = \mathcal{L}$, le terme $\exp(\mathbf{A}(x = \mathcal{L}))$ correspond directement à la matrice de chaîne du harnais, c'est à dire la matrice $\hat{\Phi}(x = \mathcal{L}, j\omega)$ liant les grandeurs électriques (tensions et courants) de sortie de la MTL et ses grandeurs électriques d'entrée :

$$\begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{V}}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{I}}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix} = \exp(\mathbf{A}\mathcal{L}) \begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{V}}(0, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{I}}(0, j\omega) \end{pmatrix} = \widehat{\Phi}(\mathcal{L}, j\omega) \begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{V}}(0, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{I}}(0, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn II-100}$$

Traditionnellement, la fonction exponentielle de matrice est massivement utilisée dans les systèmes d'EDO établis sous le formalisme d'une *représentation d'état (RE)*, utilisée particulièrement dans la *théorie des circuits électriques*, ou bien plus généralement dans la discipline de *l'automatique* visant de la modélisation et le contrôle des systèmes dynamiques. Une RE fait intervenir le paramètre indépendant temps, t , à la place de notre paramètre position x .

La fonction exponentielle de matrice de dimension $n \times n$, complexe et carrée : $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ est une matrice de dimension $n \times n$ définie par la série suivante :

$$\exp(\mathbf{A}) = \sum_{k \in \mathbb{N}} \frac{1}{k!} \mathbf{A}^k \quad \text{eqn II-101}$$

Notons que cette fonction est implicitement présente dans les fonctions hyperboliques de la solution des équations de la TLT (eqn II-79, eqn II-80, eqn II-81 et eqn II-82). Grâce à la décomposition modale, elle est appliquée à la matrice diagonale $\widehat{\mathbf{T}}_{r_m}(j\omega)$: dans ce cas, l'exponentielle est simplement appliquée aux éléments diagonaux de la matrice. En effet, la diagonalisation fait partie des méthodes de calcul de l'exponentielle des matrices diagonalisables. Notons que les équations de la TLT classique (eqn II-67 et eqn II-68) peuvent aussi être résolues directement à l'aide de la fonction exponentielle d'une matrice.

Concernant le cas général d'une matrice pleine, depuis l'introduction de la notion de fonction d'une matrice à la fin du 19^{ème} siècle, la fonction exponentielle a bénéficié d'une attention particulière car elle est présente dans divers domaines d'application de la physique. Parmi, ses méthodes de calcul, nous citons : la méthode de diagonalisation (utilisé dans la TLT), la méthode d'Henri Padé et l'algorithme Scaling&Squaring. Pour une lecture détaillée sur le sujet, le lecteur peut se référer à [73], [74].

Bien qu'en termes de stabilité numérique et de rapidité, la fonction exponentielle d'une matrice reste un « problème ouvert », néanmoins, nous retenons que ses méthodes de calcul sont relativement matures pour une application comme la nôtre. Dans le cadre des travaux de cette thèse nous utilisons la fonction exponentielle d'une matrice : *expm* implémentée sous le logiciel Matlab®.

II.4.4 De la TLTM vers la TLT

Les hypothèses (détaillées précédemment dans cette section) adoptées pour établir la TLTM permettent une généralisation de la TLT. Comme montré ci-dessous, il est donc naturel pour pouvoir formuler les paramètres $\mathbf{R}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{L}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{C}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{G}_{r'}^{LT}(\omega)$ de la TLT en fonction des paramètres $\mathbf{R}(\omega)\mathbf{L}(\omega)\mathbf{C}(\omega)\mathbf{G}(\omega)$ de la TLTM.

- $\mathbf{R}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{L}_{r'}^{LT}(\omega)$ à partir de $\mathbf{R}(\omega)\mathbf{L}(\omega)$

La TLT considère un conducteur $r' \in \{1, 2, \dots, N\}$ parmi les conducteurs de la ligne comme une référence locale. Pour exprimer les matrices $\mathbf{R}_{r'}^{LT}(\omega)\mathbf{L}_{r'}^{LT}(\omega)$ en fonction des matrices $\mathbf{R}(\omega)\mathbf{L}(\omega)$,

nous proposons de procéder en deux étapes, la première consiste à référencer les tensions transversales de la MTL par rapport au conducteur r , cela se traduit par la soustraction suivante :

$$\hat{V}_{kr}(x, j\omega) = \hat{V}_k(x, j\omega) - \hat{V}_r(x, j\omega), \quad k \text{ et } r \text{ dans } \{1, 2, \dots, N\}, \text{ avec } k \neq r \quad \text{eqn II-102}$$

Au niveau de l'équation des tensions de la MTL (eqn II-89), cela revient à soustraire la tension du conducteur k et celle du conducteur de référence r , cela permet d'écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{V}_{kr}(x, j\omega)}{dx} &= \frac{d\hat{V}_k(x, j\omega)}{dx} - \frac{d\hat{V}_r(x, j\omega)}{dx} \\ &= \left(\sum_{n=1}^N (r_{kn} + j\omega l_{kn}) \hat{I}_n(x, j\omega) \right) - \left(\sum_{n=1}^N (r_{rn} + j\omega l_{rn}) \hat{I}_n(x, j\omega) \right), \quad \text{eqn II-103} \\ & \quad k \text{ et } r \text{ dans } \{1, 2, \dots, N\}, \text{ avec } k \neq r \end{aligned}$$

Rappelons que dans une TLT la somme des courants est supposée nulle le long de la MTL et que c'est le conducteur de référence qui assure le retour des courants. Par conséquent, nous pouvons éliminer le courant \hat{I}_r de l'équation eqn II-103 en le remplaçant par : $-\sum_{\substack{n=1 \\ n \neq r}}^N \hat{I}_n(x, j\omega)$.

Après quelques manipulations algébriques, nous aboutissons à :

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{V}_{kr}(x, j\omega)}{dx} &= \sum_{\substack{n=1 \\ k \neq r}}^N ((r_{kn} - r_{rn} - r_{kr} + r_{rr}) \\ & \quad + j\omega(l_{kn} - l_{rn} - l_{kr} + l_{rr})) \hat{I}_n(x, j\omega), \quad \text{eqn II-104} \\ & \quad k \text{ et } r \text{ dans } \{1, 2, \dots, N\}, \text{ avec } k \neq r \end{aligned}$$

Nous déduisons alors que les éléments des matrices $\mathbf{R}_r^{LT}(\omega)$ et $\mathbf{L}_r^{LT}(\omega)$ s'écrivent en fonction des éléments des matrices $\mathbf{R}(\omega)$ et $\mathbf{L}(\omega)$ comme suit :

$$\forall p \text{ et } q \text{ dans } \{1, 2, \dots, N-1\}$$

$$\forall k, n \text{ et } r \text{ dans } \{1, 2, \dots, N\}, \text{ avec } k \neq r \text{ et } n \neq r$$

$$\begin{cases} (\mathbf{R}_r^{LT}(\omega))_{pq} = (\mathbf{R}(\omega))_{kn} - (\mathbf{R}(\omega))_{rn} - (\mathbf{R}(\omega))_{kr} + (\mathbf{R}(\omega))_{rr} \\ (\mathbf{L}_r^{LT}(\omega))_{pq} = (\mathbf{L}(\omega))_{kn} - (\mathbf{L}(\omega))_{rn} - (\mathbf{L}(\omega))_{kr} + (\mathbf{L}(\omega))_{rr} \end{cases} \quad \text{eqn II-105}$$

avec :

$$k = p \text{ pour } k < r \text{ et } k = p + 1 \text{ pour } k > r$$

$$n = q \text{ pour } n < r \text{ et } n = q + 1 \text{ pour } n > r$$

L'équation eqn II-105 explicite que les résistances de la TLTM interviennent dans la TLT de la même manière que les inductances. D'une part cela prouve que la TLT peut aussi prendre en compte les résistances mutuelles, notion négligée dans l'établissement classique d'une TLT (section II.3.2.1). D'autre part, cela montre que notre proposition d'assimiler les interactions magnétiques à des

boucles magnétiques couplées (sections : II.2.1.1 et II.3.2.1) peut être étendue aux dissipations énergétiques par effet Joule.

- $\mathbf{C}^{LT}(\omega)\mathbf{G}^{LT}(\omega)$ à partir de $\mathbf{C}(\omega)\mathbf{G}(\omega)$

En principe, la démarche utilisée ci-dessus pour exprimer les paramètres longitudinaux de la TLT ($\mathbf{R}_r^{LT}(\omega)$ et $\mathbf{L}_r^{LT}(\omega)$ en fonction de ceux basés sur la TLTM ($\mathbf{R}(\omega)$ et $\mathbf{L}(\omega)$) pourrait être utilisée pour exprimer les paramètres transversaux $\mathbf{C}_r^{LT}(\omega)$ et $\mathbf{G}_r^{LT}(\omega)$, en fonction de ceux basés sur la TLTM : $\mathbf{C}(\omega)$ et $\mathbf{G}(\omega)$. Ceci est possible, en inversant la matrice admittance $\hat{\mathbf{Y}}(j\omega)$ de l'équation de propagation des courants (eqn II-90). Toutefois, la matrice $\hat{\mathbf{Y}}(j\omega)$ n'est pas toujours inversible. Rappelons la propriété mathématique basique qu'une matrice est inversible si et seulement si son déterminant est non-nul, ce qui n'est pas le cas, par exemple, de la matrice $\hat{\mathbf{Y}}(j\omega)_{2 \times 2}$ d'une ligne de transmission bifilaire :

$$\begin{aligned} \det(\hat{\mathbf{Y}}(j\omega)_{2 \times 2}) &= \begin{vmatrix} \hat{Y}_{12}(j\omega) & -Y_{12}(j\omega) \\ -Y_{12}(j\omega) & Y_{12}(j\omega) \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} g_{12} + j\omega c_{12} & -g_{12} - j\omega c_{12} \\ -g_{12} - j\omega c_{12} & g_{12} + j\omega c_{12} \end{vmatrix} = 0 \end{aligned} \quad \text{eqn II-106}$$

Pour pallier cela, nous rappelons que les circuits TLT et TLTM d'une ligne électriquement courte (Figure II-12 et Figure II-16) sont constitués des mêmes paramètres transversaux $c_{\underset{k \neq n}{kn}}$ et $g_{\underset{k \neq n}{kn}}$. En comparant les matrices des capacités linéiques (eqn II-65 et eqn II-96) et les matrices des conductances linéiques (eqn II-66 et eqn II-97), nous remarquons par correspondance que les éléments des matrices de la TLT : $\mathbf{C}^{LT}(\omega)\mathbf{G}^{LT}(\omega)$ s'expriment en fonction des éléments des matrices de la TLTM : $\mathbf{C}(\omega)\mathbf{G}(\omega)$ comme suit :

$$\forall p \text{ et } q \text{ dans } \{1, 2, \dots, N - 1\}$$

$$\forall k, n \text{ et } r \text{ dans } \{1, 2, \dots, N\}, \text{ avec } k \neq r \text{ et } n \neq r$$

$$\begin{cases} (\mathbf{C}_r^{LT}(\omega))_{pq} = (\mathbf{C}(\omega))_{kn} \\ (\mathbf{G}_r^{LT}(\omega))_{pq} = (\mathbf{G}(\omega))_{kn} \end{cases} \quad \text{eqn II-107}$$

avec :

$$k = p \text{ pour } k < r \text{ et } k = p + 1 \text{ pour } k > r$$

$$n = q \text{ pour } n < r \text{ et } n = q + 1 \text{ pour } n > r$$

Les équations eqn II-105 et eqn II-107 prouvent que la TLT est un cas particulier de la TLTM ; en effet les équations de la TLTM sont simplifiées pour retrouver le modèle TLT classique. Elles sont originales car leur formulation est générique vis-à-vis du conducteur de référence r . En l'occurrence, pour le cas d'une MTL à N conducteurs, un seul calcul des paramètres de la TLTM donne la possibilité de retrouver les N variantes possibles des paramètres de la TLT permises par le choix arbitraire du conducteur de référence $r \in \{1, 2, \dots, N\}$. Cela est d'un immense intérêt quand le temps de calcul des paramètres primaires est considérable (voir chapitre.III).

II.4.5 Synthèse

Au contraire d'un modèle de propagation classique basé sur la théorie des lignes de transmission (TLT) (II.2 et II.3), nous avons proposé dans cette section un modèle des lignes de transmission modifié (TLTM) caractérisé par :

- Propriété - 1 : Les potentiels électriques le long de la ligne ne sont pas rattachés à une référence faisant forcément partie de la ligne ; aucun conducteur de la ligne n'est obligatoirement pris comme référence. En effet, dans une simulation « système » comportant plusieurs composants, les potentiels en tous points de la ligne peuvent être mesurés par rapport à la référence globale du problème système considéré. Bannir la particularisation d'un conducteur en le considérant comme référence, nous permet d'aboutir un modèle de propagation prenant en compte aussi les différences de potentiels entre les entrées et les sorties d'un harnais.
- Propriété - 2 : La TLTM peut simuler les cas où une ligne est parcourue par des courants à somme non-nulle. Cela suppose évidemment que la TEM demeure le mode de propagation prépondérant dans la ligne à somme des courants non-nulle ; si cela n'est pas vérifié, une formulation « full-wave » doit être adoptée (section II.1)⁴.

Au contraire des paramètres de la TLT qui sont restreints car ils sont bâtis par rapport à un conducteur de référence r : $\mathbf{R}_r^{LT}(\omega)\mathbf{L}_r^{LT}(\omega)\mathbf{C}_r^{LT}(\omega)\mathbf{G}_r^{LT}(\omega)$, nous pouvons qualifier ceux de la TLTM : $\mathbf{R}(\omega)\mathbf{L}(\omega)\mathbf{C}(\omega)\mathbf{G}(\omega)$ comme des paramètres généraux. Par ailleurs, nous avons proposé des expressions originales qui permettent, pour un choix arbitraire du conducteur de référence, de calculer des paramètres de la TLT à partir de ceux de la TLTM. Une application de la TLTM pour calculer les paramètres RLCG est abordée dans le prochain chapitre

II.5 SYNTHÈSE ET CONCLUSION DU CHAPITRE

- Synthèse du chapitre

La prédiction rapide et la compréhension des phénomènes de surtension dans une chaîne électromécanique (onduleur alimentant une machine électrique à travers un harnais) est intimement liée à la modélisation des phénomènes de propagation le long du harnais. En effet, ce dernier peut être assimilé à une ligne de transmission.

La formulation complète utilisant les équations de Maxwell, dite « full-wave », est le modèle de propagation le plus fin et le plus précis, mais sa résolution numérique est très gourmande en temps de calcul, ce qui est inapproprié à des fins de conception par optimisation. Sous l'hypothèse d'une répartition de champ électromagnétique TEM/quasi-TEM le long d'un harnais uniforme, la théorie des lignes de transmission (TLT) transforme, en la simplifiant, la formulation full-wave en un problème électrique unidirectionnel.

⁴ A titre d'exemple ces cas de figures de propagation unidirectionnelle des courants (à somme non-nulle), se présentent typiquement dans les bobinages des transformateurs et des machines électriques.

L'hypothèse TEM reste valide tant que les dimensions géométriques transverses sont suffisamment petites devant la plus petite longueur d'onde s_y propageant. Les analyses proposées dans ce chapitre montrent que l'hypothèse fondamentale TEM est largement valide dans notre cas applicatif : un harnais à proximité d'un plan de masse, en considérant une gamme fréquentielle allant du continu (DC) jusqu'à la fréquence de 100MHz. Ceci couvre largement le domaine fréquentiel concerné par les phénomènes de surtensions.

L'avantage majeur de la représentation TLT réside dans les propriétés fondamentales d'un tel dispositif, à savoir : la notion de fonction de propagation, caractérisant la vitesse de propagation d'une onde et son atténuation le long d'une ligne, ainsi que la notion d'impédance caractéristique, essentielle pour le contrôle des surtensions par la technique d'adaptation d'impédance.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode de construction et une résolution des équations de la TLT, mettant en évidence explicitement le fait que les paramètres primaires d'une MTL ($\mathbf{R}_r^{LT}(\omega)\mathbf{L}_r^{LT}(\omega)\mathbf{C}_r^{LT}(\omega)\mathbf{G}_r^{LT}(\omega)$) et ses paramètres secondaires ($\hat{\mathbf{T}}_{r_m}(j\omega)$ et $\hat{\mathbf{Z}}_{r_m}^c(j\omega)$) dépendent du choix du conducteur de référence. Pour une meilleure compréhension, nous proposons d'assimiler une MTL à N conducteurs à un ensemble de $(N - 1)$ boucles couplées.

La méthode usuelle d'analyse d'une MTL consiste en une diagonalisation par transformation modale. Malheureusement, les équations de la TLT ne sont pas toujours diagonalisables. De plus, les équations fréquentielles de la TLT appliquée à une MTL n'acceptent pas toujours une solution, notamment pour des lignes « sans perte » et/ou quand la longueur de la ligne est égale/multiple de la moitié de la longueur d'onde d'excitation.

Dans une TEM, les champs électriques et magnétiques sont orthogonaux et se manifestent dans le plan transverse à la ligne. Cette configuration implique que la somme des courants d'une ligne est nulle à toute coupe transversale. La formulation TLT se restreint à ce cadre bien précis.

Pour pallier ces restrictions, une modification de la formulation TLT est introduite, appelée : la théorie de ligne de transmission modifiée (TLTM), sa résolution par la méthode de l'exponentielle de matrice est discutée. Enfin, nous avons montré que les équations de la TLTM peuvent être simplifiées pour retrouver les équations et les paramètres de la TLT classique.

- Conclusion du chapitre

Le Tableau II-2 résume les caractéristiques principales des modèles discutés dans ce chapitre :

- Deux modèles prenant en compte la propagation d’une manière approximative à l’aide de la technique de circuit à cellules en cascade, le premier est basé sur la TLT et le second sur la TLTM ;
- Deux modèles de propagation exacts, le premier est basé sur la TLT et le second sur la TLTM.

Tableau II-2 récapitulatif des modèles discutés

Modèles	Variante 1 : Circuits TLT électriquement courts en cascade	Variante 2 : TLT	Variante 3 : Circuits TLTM électriquement courts en cascade	Variante 4 : TLTM
Solution de propagation	Approximative	Exacte	Approximative	Exacte
Chute de tension le long d’un conducteur	Non	Non	Oui	Oui
Prise en compte de <i>Nombre de conducteurs</i> $\sum_{k=1} I_k \neq 0$	Non	Non	Oui	Oui

D’une part, la TLT est une théorie restreinte à une réalité physique issue de l’hypothèse TEM ; son utilisation doit s’appliquer strictement dans le cadre de ses deux restrictions de base (souvent méconnues des utilisateurs non-spécialistes) :

- Seules les différences de potentiel entre les conducteurs dans le plan transversal peuvent être simulées ;
- La somme des courants de la ligne simulée doit être nulle.

D’autre part, la TLTM proposée est générale, elle pallie les restrictions de la TLT.

La simulation d’un harnais nécessite, la connaissance de ses paramètres primaires et secondaires ; comme nous l’expliquons dans le prochain chapitre, la formulation TLTM offre des facilités en ce qui concerne le calcul des paramètres RLCG.

Dans une chaîne électromécanique, un harnais n’est qu’un composant parmi d’autres ; son intégration dans une simulation dite « système » nécessite l’utilisation des techniques d’interconnexions inter-modèles. En fonction de la méthode de simulation considérée, temporelle ou fréquentielle, les modèles approchés et exacts abordés dans ce chapitre présentent différents facilités, avantages et inconvénients. Cela est abordé dans chapitre.IV.

CHAPITRE.III

CALCUL NUMERIQUE DES PARAMETRES LINEIQUES RLCG MOYENNANT LA THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION MODIFIEE

SOMMAIRE

III.1 INTRODUCTION	108
III.2 CHOIX DE LA METHODE DE CALCUL.....	108
III.2.1 Méthodes de calcul analytique versus numérique	108
III.2.2 Description des effets fréquentiels : peau et proximité	109
III.2.1 Utilisation des RLCG calculé numériquement dans des simulations rapides	111
III.3 METHODE PROPOSEE POUR CALCULER LES PARAMETRES RLCG.....	112
III.3.1 Formulation de champ quasi-statique/ statique résolue par éléments finis	112
III.3.2 Synoptique de la méthodologie de calcul proposée	114
III.3.3 Procédure originale d'extraction des paramètres RLC.....	116
III.3.4 Illustration et validation de la méthode calcul sur un cas d'école.....	117
III.4 APPLICATION AU CALCUL DES PARAMETRES RLCG D'UN CABLE AERONAUTIQUE.....	122
III.4.1 Câble aéronautique bifilaire étudié	122
III.4.2 Influence des conditions aux frontières externes du problème	123
III.4.3 Influence de la finesse du maillage : précision vs. Temps de calcul	131
III.4.4 Impact de la complexité du modèle magnéto-harmonique	134
III.4.5 RLC en fonction des propriétés géométriques et physiques	138
III.5 VALIDATION EXPERIMENTALE	139
III.5.1 Principe de l'identification expérimentale retenue	139
III.5.2 Mesures large bande fréquentielle des impédances d'un câble bifilaire.....	140
III.5.3 RLCG : calcul versus mesure	143
III.6 CONCLUSION.....	144

III.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est étroitement lié au précédent ; il traite du calcul des paramètres linéiques RLCG. Ces paramètres sont un élément essentiel pour simuler les tensions et les courants le long d'une ligne de transmission. Dans le chapitre précédent, nous avons donné quelques définitions intuitives des paramètres RLCG pour illustrer les particularités de la théorie des lignes de transmission, une théorie que nous avons également modifiée pour proposer une formulation mathématique plus générale. Dans ce chapitre nous exploitons la formulation de la théorie des lignes de transmission modifiée pour calculer de manière systématique les paramètres RLCG d'une ligne multifilaire, et ce, sans considérer de conducteur référence.

Dans ce chapitre, après avoir justifié notre choix de la méthode de calcul, nous illustrons et vérifions nos calculs sur un cas d'école issue de la littérature. Puis, nous exposons les résultats d'études d'un cas applicatif aéronautique. Enfin nous clôturons ce chapitre par une validation expérimentale.

III.2 CHOIX DE LA METHODE DE CALCUL

III.2.1 Méthodes de calcul analytique versus numérique

Dans ce chapitre, nous maintenons l'hypothèse d'uniformité du harnais, ainsi que l'hypothèse fondamentale du mode de propagation quasi-TEM. Cela permet de calculer les paramètres RLCG par une résolution des équations Maxwell en régime quasi-statique en 2D dans le plan transversal d'un harnais ; une démonstration de ce résultat théorique important est proposée dans [29]. En termes de méthodologie de calcul des paramètres RLCG, nous distinguons deux grandes catégories : les méthodes analytiques et les méthodes numériques.

Les méthodes analytiques consistent en des formules issues d'une résolution exacte des équations de Maxwell ou bien simplement en des formules basées sur des lois empiriques. Depuis plus d'un siècle, les méthodes analytiques ont été utilisées pour calculer les paramètres RLCG ; pour une présentation détaillée sur les différents modèles et leur chronologie d'évolution, le lecteur peut se référer à [75][76]. Ces méthodes sont communément utilisés dans des logiciels de simulation des systèmes électriques de type EMPT [77] (ElectroMagnetic Transient Program). Les modèles analytiques sont souvent basés sur des hypothèses simplificatrices permettant l'établissement d'expressions littérales à partir des équations de Maxwell. Néanmoins, même en 2D, cela n'est possible que pour des cas relativement simples, par exemple : ligne à deux conducteurs, ligne à conducteurs identiques, de forme géométrique simple (circulaire ou rectangulaire), placés dans un milieu homogène, éloignés, etc...[29][75]. Les hypothèses simplificatrices conduisent souvent à une dégradation de la précision de calcul ; selon [78][79], selon la méthode utilisée, le cas d'étude et la fréquence d'intérêt, l'erreur relative entre différentes méthodes analytiques bien connues dans la littérature peut être de 20% à 96%.

Quant aux méthodes numériques, elles consistent en une résolution approchée des équations du champ électromagnétique en régime quasi-statique. La pertinence de la solution est directement liée à la finesse de la discrétisation du domaine d'intérêt. Depuis l'avènement des systèmes informatiques, ces méthodes ne cessent de gagner en popularité ; nous en citons les plus célèbres : la méthode des moments magnétiques (MoM) [80], la méthode des circuits équivalents d'éléments partiels (PEEC)[76] et la méthode des éléments finis [72][81][82].

Les méthodes numériques permettent de pallier les limitations des méthodes analytiques ; par conséquent, une meilleure précision est permise, souvent, au détriment d'un coût relativement élevé en temps de calcul.

Comme évoqué dans le chapitre.II, notre cas applicatif de harnais aéronautique n'est pas homogène ; en effet, les brins des conducteurs peuvent être revêtus d'un matériau métallique. De plus le milieu séparant les conducteurs contient de l'air et une ou plusieurs de couches d'isolant. Outre l'aspect de l'homogénéité, une modélisation large bande fréquentielle impose la prise en compte des phénomènes fréquentiels bien connus dans la littérature : l'effet de peau et l'effet de proximité.

Pour calculer les paramètres RLCG en tenant compte de la forte inhomogénéité structurelle d'un harnais, ainsi des effets fréquentiels y régnant, nous optons pour une méthode numérique pour calculer les paramètres RLCG. En effet, le calcul rigoureux des paramètres RLCG de manière analytique est très difficile sans poser de fortes hypothèses simplificatrices [75][83] ; sur des cas d'école simples, l'erreur relative entre les méthodes analytiques par rapport à des méthodes numériques peut être de 30% [75] voire de 70% [82].

Nous expliquons plus loin dans cette section comment pallier le problème que le temps de calcul numérique les paramètres RLCG peut poser dans l'analyse et l'étude des surtensions ; mais avant cela, il nous semble important de décrire les effets fréquentiels et leur impact sur le calcul des paramètres RL.

III.2.2 Description des effets fréquentiels : peau et proximité

Un courant variable parcourant un conducteur crée un champ magnétique variable. Ce champ variable engendre une force électromotrice générant des courants induits causant une répartition du courant non-uniforme. Sur un conducteur de forme géométrique ronde, le phénomène d'effet de peau se traduit par la tendance d'une circulation du courant électrique en périphérie d'un conducteur. Cet effet est de plus en plus marqué avec l'augmentation de la fréquence ; une illustration est donnée sur la figure ci-dessous.

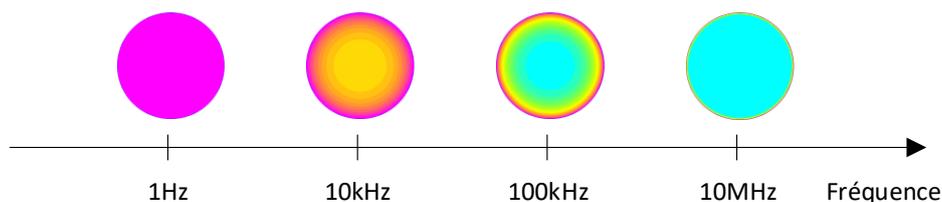


Figure III-1 Densité de courant en fonction de l'effet de peau sur un fil 10AWG en cuivre alimenté par un courant sinusoïdale de 1A à plusieurs fréquences.

L'effet de peau est communément caractérisé par l'épaisseur δ définie par la formule suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\mu\sigma\pi f}} \quad \text{eqn III-1}$$

Avec : μ est la perméabilité, σ est la conductivité électrique et f est la fréquence du signal électrique.

Le Tableau III-1 présentent le calcul de l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence pour deux matériaux communément utilisés dans les harnais aéronautiques : le cuivre et le nickel. Par exemple, à 10MHz : une fréquence à laquelle des surtensions peuvent se manifester, δ est relativement petit, il est approximation de 20 μ m pour le cuivre et de l'ordre de 2 μ m pour le Nickel. Ces faibles valeurs de diffusion du champ magnétique à travers un milieu conducteur, impliquent une discrétisation fine du domaine de résolution (maillage) pour modéliser correctement la répartition du champ magnétique et du courant électrique, et par conséquent garantir le bon calcul des paramètres RL.

Tableau III-1 Effet de peau : profondeur de pénétration δ de champ magnétique en fonction de la fréquence dans le cuivre et dans le nickel.

Fréquence	Epaisseur de peau pour deux matériaux	
	Cuivre avec ($\mu_r = 1, \sigma = 58MS/m$)	Nickel avec $\mu_r = 350, \sigma = 15MS/m$
1 Hz	66.1 mm	7.2 mm
400 Hz	3.3 mm	0.4 mm
10 kHz	0.7 mm	0.1 mm
100 kHz	209.0 μ m	22.7 μ m
10 MHz	20.9 μm	2.3 μm
100 MHz	6.6 μ m	0.7 μ m

Quant à l'effet de proximité, au contraire de l'effet de peau qui est propre à un conducteur donné, il se manifeste par un effet électromagnétique mutuel entre des conducteurs proches. En effet, l'augmentation de la fréquence dans un conducteur, favorise le phénomène d'induction dans les conducteurs voisins. Trois types d'effet sont distingués [84]:

- Effet de proximité induit se manifestant dans des conducteurs non alimentés proches de d'autres alimentés ;
- Effet de proximité direct se manifestant dans des conducteurs proches parcourus par des courants de même sens ;
- Effet de proximité inverse se manifestant dans des conducteurs proches parcourus par des courants de sens opposé.

La Figure III-2 illustre la manifestation de l'effet de peau et de l'effet de proximité (de type induit) à plusieurs fréquences dans un câble triphasé aéronautique MLA-AWG10.

Tout comme pour l'effet de peau, selon les matériaux considérés, le champ magnétique ne pénètre que partiellement au sein des conducteurs. Il dépend à fois, de la position des conducteurs, de leur géométrie, de leurs propriétés physiques, ainsi que de la fréquence et de la valeur du courant parcourant les différents conducteurs.

Comme l'illustre la figure, en augmentant la fréquence, le champ magnétique à tendance à ne balayer les conducteurs qu'en périphérie. Cela impacte les paramètres RL ; en effet, l'augmentation de la fréquence implique une augmentation de la résistance électrique effective et une diminution

de l'inductance magnétique interne⁵. Nous reviendrons sur l'évolution des paramètres RL en fonction de la fréquence plus loin dans ce chapitre.

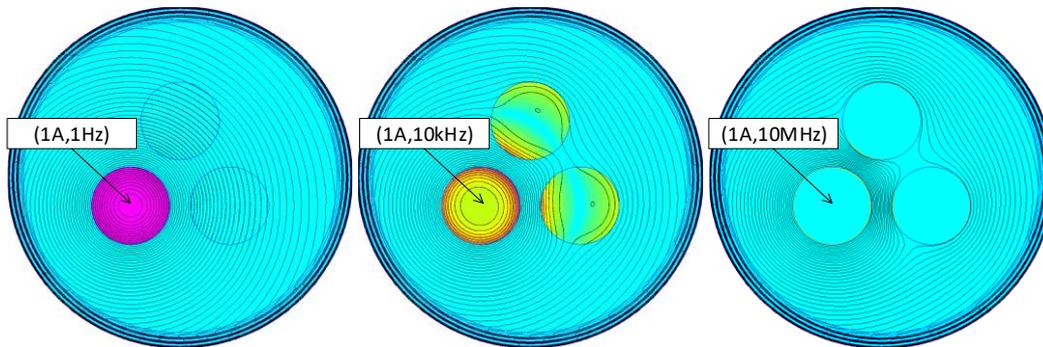


Figure III-2 Répartition des lignes de champ magnétique et de la densité de courant en fonction de la fréquence : mise en évidence des effets de peau et de proximité ; câble simulé : EN2714-013C-MLC-AWG10.

III.2.1 Utilisation des RLCG calculé numériquement dans des simulations rapides

Rappelons qu'afin de simuler les tensions et les courants le long d'un harnais, dans le chapitre.II, nous avons décliné la méthode numérique « full-wave » en faveur du modèle analytique de la théorie des lignes de transmission. En effet, de manière générale, le temps de calcul constitue le principal handicap des méthodes numériques. Le calcul numérique des paramètres RLCG est beaucoup moins fastidieux d'un modèle « full-wave » car les problèmes à résoudre sont quasi-statiques et de 2D ; cependant, comme, nous allons le discuter plus loin dans ce chapitre, selon le niveau de complexité de la structure du harnais, la précision souhaitée et le nombre de fréquences considérées pour modéliser les effets fréquentiels, le temps de calcul peut atteindre quelques dizaines de secondes voire quelques minutes. Malgré le progrès des ordinateurs actuels, ces ordres de grandeurs restent encore inacceptables pour une intégration directe dans des études paramétriques de surtensions, et moins encore, dans des outils de conception par optimisation. Pour pallier cela, nous optons pour une approche de couplage semi-analytique illustré sur la Figure III-3.

Cette démarche semi-analytique se décompose en trois étapes principales :

- Etape 1 : cette phase consiste à effectuer des balayages à priori pour calculer les matrices RLCG linéiques en fonction des paramètres géométriques et des propriétés physiques et de la fréquence. Pour les harnais standard, les données d'entrée peuvent être tirés des catalogues fournisseurs ou bien des normes appropriées à l'application d'intérêt.
- Etape 2 : consiste à organiser les résultats de calcul de l'étape 1 sous forme de surfaces de réponses ; nous retenons un format de matrices multidimensionnelles compatibles avec des interpolations et extrapolations.

⁵ L'inductance d'une ligne peut être ségrégé en deux inductances : une interne et une externe. Celle interne traduit le champ magnétique se manifestant dans les volumes des conducteurs, tandis que celle externe est due au champ magnétique se manifestant dans le milieu séparant les conducteurs.

- Etape 3 : pour une combinaison de paramètres d'entrée données, à cette étape, les paramètres RLCG sont récupérés par une méthode d'interpolation appropriée dans les surfaces de réponse calculées au préalable.

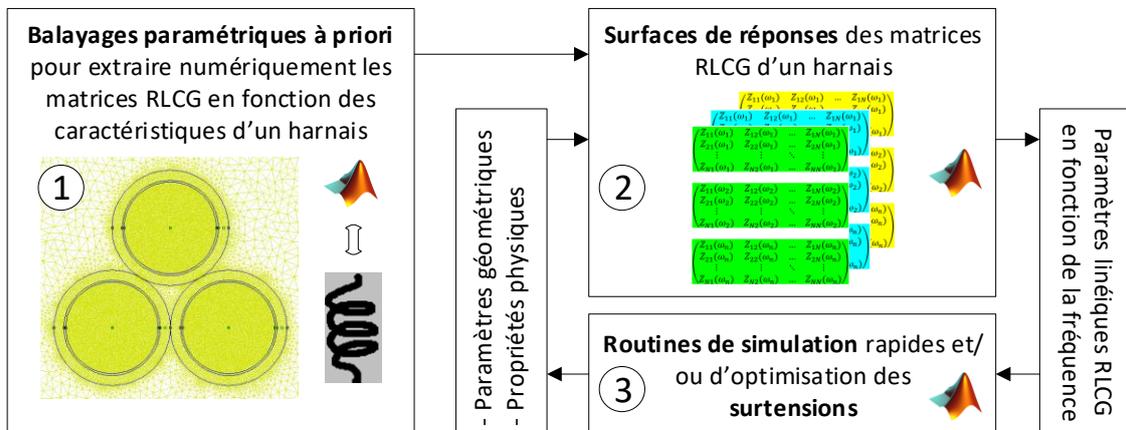


Figure III-3 L'approche semi-analytique retenue pour utiliser des paramètres RLCG calculés numériquement dans l'étude des surtensions à l'échelle d'une chaîne électromécanique.

Cette démarche semi-analytique permet de bénéficier de la précision des méthodes numériques sans engendrer de lenteur excessive au niveau des simulations à l'échelle d'une chaîne électromécanique.

III.3 METHODE PROPOSEE POUR CALCULER LES PARAMETRES RLCG

III.3.1 Formulation de champ quasi-statique/ statique résolue par éléments finis

Les paramètres RLCG représentent les pertes dissipées et les énergies magnétiques et électrostatiques emmagasinées dans un harnais ; pour les calculer, il n'est pas nécessaire de résoudre un problème « full-wave ». En effet, des approximations dites basses fréquences peuvent être appliquées, réduisant le problème « full-wave » en une formulation en champ simplifiée quasi-statique à 2D. Cela est possible sous les trois hypothèses fondamentales suivantes (discutées dans le chapitre.II) :

- Hypothèse 1 : le harnais à modéliser est électriquement-court dans le plan transversal.
- Hypothèse 2 : uniformité le long du harnais.
- Hypothèse 3 : le mode de propagation quasi-TEM.

Par soucis de synthèse nous n'exposons pas les équations de champ à résoudre pour calculer les paramètres RLCG ; pour une lecture détaillée et générale, le lecteur peut consulter les ouvrages de référence suivants : [29][85]. Pour une lecture sur différents formulations de champ (statique, quasi-statique, en potentiel vecteur ou potentiel scalaire) appliquées à un câble de puissance, le lecteur peut consulter : [72].

L'hypothèse 1 stipule l'absence de tout phénomène de propagation dans le plan transversal. Pour autant, nous ne pouvons pas utiliser la formulation statique séparant totalement le champ électromagnétique en deux champs : magnétostatique et électrostatique. Au niveau des équations de Maxwell, la formulation statique du champ électromagnétique néglige à la fois les termes du champ électrique induit ($\partial \vec{B} / \partial t$) et des courants de déplacement ($\partial \vec{D} / \partial t$).

En effet, dans notre cas d'étude, un phénomène de diffusion assez significatif se manifeste dans les milieux conducteurs. En partant de la surface d'un conducteur vers son intérieur, la diffusion se traduit classiquement par un champ décroissant exponentiellement. Cette décroissance caractérisant la pénétration de champ est une fonction de l'épaisseur de peau δ discuté dans la section précédente. En effet, ce phénomène de diffusion de champ est à l'origine des effets fréquentiels de peau et de proximité. Par ailleurs, les ordres de grandeurs des épaisseurs de peau du Tableau III-1 atteste que nous ne pouvons pas négliger la diffusion de champ ; cela impose l'utilisation d'une formulation en champ quasi-statique. Au niveau des équations de Maxwell, la formulation quasi-statique retenue considère le terme du champ électrique induit ($\partial \vec{B} / \partial t$) et néglige le terme des courants de déplacement ($\partial \vec{D} / \partial t$) en les supposant négligeables devant les courants de conduction.

De plus, les grandeurs électromagnétiques dans notre cas ne manifestent aucun comportement non-linéaire. Par conséquent, une formulation quasi-statique supposant des excitations sinusoïdales répond à notre besoin ; ce cas particulier est souvent désigné comme un problème de champ magnéto-harmonique.

Dans [72], l'auteur évalue deux approches de formulation pour calcul les matrices RLC :

- Approche découplée : dans laquelle deux problèmes sont résolus ; un premier problème magnéto-harmonique (avec des conductivités réelles) pour calculer les matrices RL et un deuxième problème électrostatique pour calculer la matrice C.
- Approche couplée : cette approche utilise un seul problème pour calculer les matrices RLC, cela est réalisé grâce à la notion de conductivité complexe.

Une illustration est donnée sur la figure ci-dessous :

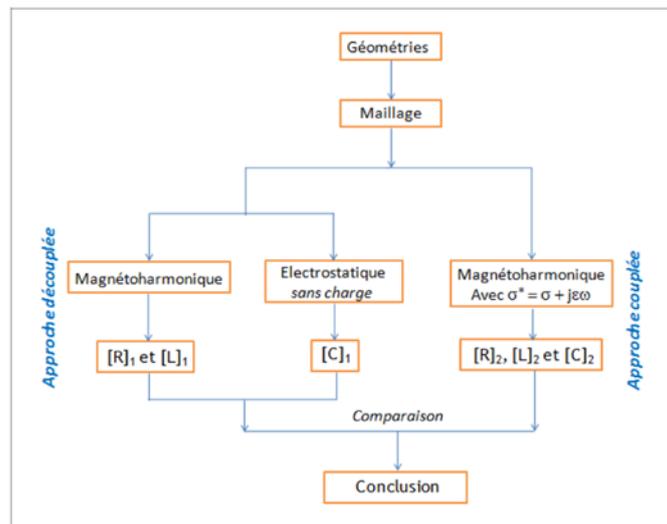


Figure III-4 deux variantes possibles pour calculer numériquement les paramètres RLC [72].

Bien qu'attrayante, l'approche couplée nécessite plus de temps de calcul. Dans le cadre cette thèse nous retiendrons l'approche découplée.

Malgré les hypothèses simplificatrices discutées ci-dessous, les formulations en champ statiques et quasi-statiques restent des équations aux dérivées partielles qui, en général, n'acceptent pas de solution analytique exacte. C'est pourquoi nous utilisons la méthode de résolution numériques des

éléments finis. C'est une méthode puissante est largement utilisée dans plusieurs branches des sciences de l'ingénieur. Pour cela, nous utilisons le logiciel open-source FEMM [86] (Finite Element Method Magnetics). Ce logiciel est reconnu comme stable est rapide, il a été utilisé dans plusieurs travaux [72][79][82][87]s'intéressant aux calculs des paramètres linéiques RLC.

III.3.2 Synoptique de la méthodologie de calcul proposée

Notre démarche de calcul numérique des paramètres RLCG est schématisée sur la Figure III-5. Les différentes routines sont programmées sous le logiciel Matlab ; elles font l'appel au logiciel FEMM pour la résolution des problèmes de champ par éléments finis. La complexité de la mise en œuvre des méthodes numériques est souvent considérée comme un inconvénient ; pour pallier cela, le processus de calcul est entièrement automatisé, et ceci indépendamment de la complexité structurelle du harnais et du nombre de ses conducteurs. Cette automatisation permet d'éviter des erreurs qui peuvent être éventuellement commises lors des manipulations des outils logiciels.

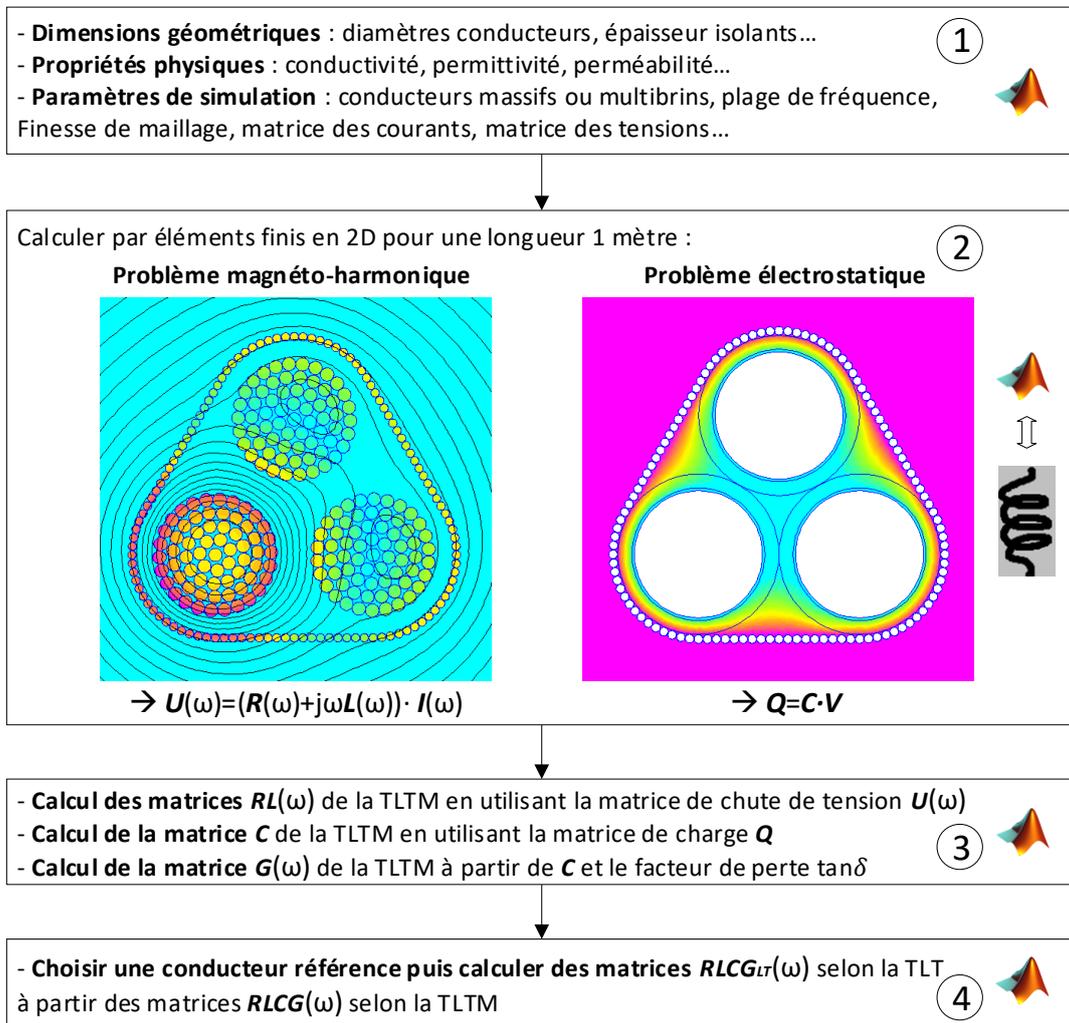


Figure III-5 Méthodologie de calcul des paramètres RLCG basé sur la méthode éléments finis en 2D.

Le calcul des paramètres RLCG passe par quatre principales étapes décrites ci-dessous :

- Etape 1 :

Dans cette première étape, les paramètres d'entrée sont renseignés. Il s'agit des paramètres géométriques de la coupe transversale du harnais à simuler, des propriétés physiques de ses différents matériaux et également les paramètres de simulation tels que : la plage fréquentielle, le niveau de complexité du modèle, la finesse du maillage et le choix de type des frontières aux limites, les courants et tensions d'excitation, etc.

- Etape 2 :

Dans cette étape, deux problèmes de champ sont résolus pour une longueur de 1 mètre. Le premier est un problème magnéto-harmonique résolu pour à plusieurs fréquences afin de calculer les chutes de tensions le long des conducteurs pour une répartition de courants imposés. Le deuxième est électrostatique, il sert à calculer la répartition des charges électrostatiques pour un jeu de tensions imposées. Le calcul électrostatique ne fait pas intervenir la fréquence dans la résolution ; en effet, nous supposons que la distribution du champ électrique est invariante vis-à-vis de la fréquence. Cette hypothèse est validée expérimentalement dans la dernière section de ce chapitre

Pour chacun des problèmes à résoudre, d'abord, la structure géométrique du harnais et les conditions aux limites sont dessinés. Ensuite, un maillage est effectué d'une manière adaptée en fonction des grandeurs géométriques ; les périphéries des conducteurs sont maillées finement pour tenir compte des effets de peau et de proximité. Puis, les propriétés physiques des matériaux conducteurs, magnétiques et isolants sont renseignés. Enfin, la résolution par éléments finis est lancée, et ce, après avoir renseigné des paramètres de simulation tels que : fréquence d'intérêt, la profondeur du problème, etc.

- Etape 3 :

Dans cette étape, les matrices $RL(\omega)$ sont identifiées en fonction de la fréquence à partir des chutes de tension le long du harnais et la matrice C est identifiée à partir des quantités de charges sur les différents conducteurs. Quant à la matrice conductance G , comme évoqué dans le chapitre.II, nous la calculons à partir de la matrice capacité C en utilisant le facteur de pertes diélectrique $\tan\delta$. Il est important de souligner que les calculs sont effectués selon le formalisme de la théorie des lignes de transmission modifiée (TLTM) ; en l'occurrence, les calculs ne sont pas relatifs par rapport à un conducteur de référence.

Les étapes 2 et 3 sont intimement liées et constituent le cœur de notre démarche de calcul des paramètres linéiques, c'est une démarche originale en termes de simplicité et de rapidité, elle est décrite et validée dans les deux prochaines sous-sections.

Dans le chapitre.IV ces paramètres RLCG servent de données d'entrée au modèle de propagation basé sur la TLTM simulant les tensions et courants le long du harnais.

- Etape 4 :

En choisissant un conducteur de référence, dans cette dernière étape, nous exploitons les résultats théoriques développés dans le chapitre.II pour calculer les paramètres $RLCG_{LT}$ compatibles avec la théorie des lignes de transmission (TLT). Dans le chapitre.IV, les paramètres $RLCG_{LT}$ servent de

données d'entrée au modèle de propagation basé sur la TLT simulant les tensions et courants le long du harnais.

III.3.3 Procédure originale d'extraction des paramètres RLC

Pour décrire la méthode d'extraction des matrices RL d'un modèle magnéto-harmonique résolu par éléments finis, nous nous plaçons dans un cas d'étude générique à N conducteurs. Le logiciel FEMM [86] offre la possibilité de calculer les chutes de tension le long des conducteurs pour un jeu d'alimentation en N courants. Nous proposons de formuler ce problème mathématiquement sous la forme matricielle suivante :

$$\underbrace{\mathbf{U}(\omega)_{N \times N}}_{\substack{\text{chutes de tension} \\ \text{calculées par éléments finis}}} = \underbrace{\mathbf{Z}(\omega)_{N \times N}}_{\substack{\text{impédances} \\ \text{inconnues à identifier}}} \cdot \underbrace{\mathbf{I}(\omega)_{N \times N}}_{\substack{\text{courants} \\ \text{connus à imposer}}} \quad \text{eqn III-2}$$

Calculer les matrices RL revient donc à identifier la matrice d'impédances Z. Pour ce faire, nous calculons les colonnes des chutes de tension en alimentant séquentiellement les conducteurs par une colonne de courant après l'autre. En explicitant la forme matricielle, cela peut s'exprimer comme suit :

$$\begin{pmatrix} U_{11}(\omega) & \cdots & U_{1N}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{N1}(\omega) & \cdots & U_{NN}(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11}(\omega) & \cdots & Z_{1N}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1}(\omega) & \cdots & Z_{NN}(\omega) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{11}(\omega) & \cdots & I_{1N}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{N1}(\omega) & \cdots & I_{NN}(\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn III-3}$$

Pour une fréquence donnée, en imposant une matrice de courant inversible, nous pouvons calculer la matrice d'impédance comme suit :

$$\mathbf{Z}(\omega)_{N \times N} = \mathbf{U}(\omega)_{N \times N} \cdot \mathbf{I}^{-1}(\omega)_{N \times N} \quad \text{eqn III-4}$$

Connaissant l'impédance nous pouvons calculer les matrices RL :

$$\begin{cases} \mathbf{R}(\omega)_{N \times N} = \Re(\mathbf{Z}(\omega)_{N \times N}) \\ \mathbf{L}(\omega)_{N \times N} = \frac{\Im(\mathbf{Z}(\omega)_{N \times N})}{\omega} / \omega > 0 \end{cases} \quad \text{eqn III-5}$$

Notons que le calcul de la matrice inductance n'est pas possible en DC avec cette procédure⁶ ; l'utilisation d'une fréquence proche de zéro permet un résultat très similaire.

Pour calculer la matrice C nous utilisons une procédure similaire basée sur une matrice des charges électrostatiques : pour un cas générique de N conducteurs, le système d'équation des charges en fonction de la matrice et les potentiels des conducteurs s'exprime comme suit :

$$\underbrace{\mathbf{Q}_{N \times N}}_{\substack{\text{charges calculées} \\ \text{par éléments finis}}} = \underbrace{\mathbf{C}_{N \times N}}_{\substack{\text{capacités inconnues} \\ \text{à identifier}}} \cdot \underbrace{\mathbf{V}_{N \times N}}_{\substack{\text{tensions connues} \\ \text{à imposer}}} \quad \text{eqn III-6}$$

⁶ D'autres variantes peuvent être utilisées pour calculer l'inductance à 0Hz, notamment, l'utilisation de la matrice des flux ou bien en utilisant l'énergie magnétique emmagasinée dans le domaine de simulation [72].

Le problème électrostatique résolu sous FEMM [86] nous permet de calculer les charges placées sur les différents conducteurs pour une combinaison de potentiel électrique donnée. Similairement au calcul des paramètres RL, nous calculons les colonnes de la matrice de charge en alimentant séquentiellement les conducteurs par une colonne de potentiel électrique après l'autre. Cela peut être exprimé sous une forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} Q_{11} & \cdots & Q_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{N1} & \cdots & Q_{NN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & \cdots & C_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & \cdots & C_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{11} & \cdots & V_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{N1} & \cdots & V_{NN} \end{pmatrix} \quad \text{eqn III-7}$$

En imposant une matrice de potentiel électrique inversible, nous pouvons calculer la matrice des capacités comme suit :

$$C_{N \times N} = Q_{N \times N} \cdot (V_{N \times N})^{-1} \quad \text{eqn III-8}$$

Le calcul numérique avec une longueur du harnais (profondeur du problème) de 1 mètre fait que les matrices issues de cette procédure correspondent directement aux grandeurs linéiques. Il est important également de souligner que cette procédure permet d'extraire des matrices linéiques directement compatibles avec la formulation de la TLTM ; de plus, pour un conducteur de référence choisi parmi les N conducteurs, nous pouvons les exploiter pour en déduire des matrices linéiques compatibles avec la TLT classique, sans refaire de calcul numérique.

Concernant le temps de calcul, il dépend du nombre de conducteurs mais également de la fréquence pour les matrices RL. Pour identifier une matrice de dimensions NxN, l'avantage de cette procédure est qu'elle nécessite au plus N calculs numériques. A contrario, d'autres procédures nécessitent N(N+1)/2 calculs, par exemple celles discutées dans [72] utilisant sur des calculs d'énergies ou bien celle discutée dans [87] calculant des paramètres compatibles avec la TLT. Le nombre de calculs peut être réduit en cas de présence d'une symétrie structurelle ; cela sera mis en évidence dans la sous-section suivante.

III.3.4 Illustration et validation de la méthode calcul sur un cas d'école

III.3.4.1 Cas d'études à trois conducteurs

Pour illustrer et valider notre méthodologie de calcul des paramètres linéiques RLCG, nous proposons d'étudier la ligne représentée sur la Figure III-5 ; ce cas d'école est issu de la référence de [29]. Il s'agit d'une ligne composée de trois fils identiques, ronds, isolé à l'aide de PolyVinyl Chloride (PVC) et disposés en nappe. Les âmes conductrices sont d'un diamètre $D=0.381\text{mm}$, leurs centres sont espacés de $d=1.270\text{mm}$. L'isolant est d'une épaisseur $t=0.254\text{mm}$ et sa permittivité relative de $\epsilon_r=3.5$.

Notons, que l'auteur de [29] suppose que les conducteurs sont parfaits : en effet, sa méthode ne permet pas de simuler la diffusion du champ magnétique à l'intérieur des conducteurs. Par conséquent pour la partie validation, nous ne comparons que la matrice inductance externe et la matrice des capacités (III.3.4.5).

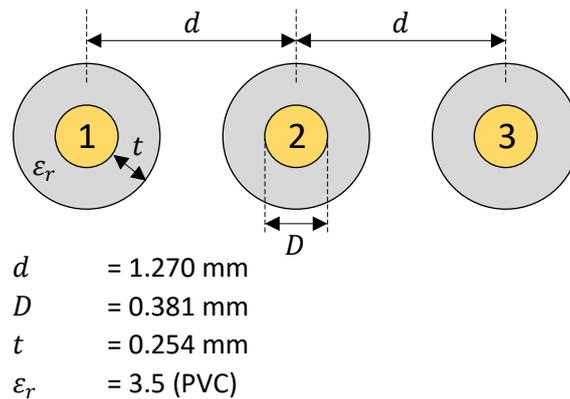


Figure III-6 Cas d'école pour issu de la littérature [29] à étudier pour illustrer et valider notre méthodologie.

III.3.4.2 Résultat de calcul des matrices RL

En supposant que les âmes sont en cuivre, nous calculons les paramètres linéiques **RL**, les éléments des matrices sont tracés sur les figures ci-dessous (Figure III-7 et Figure III-8).

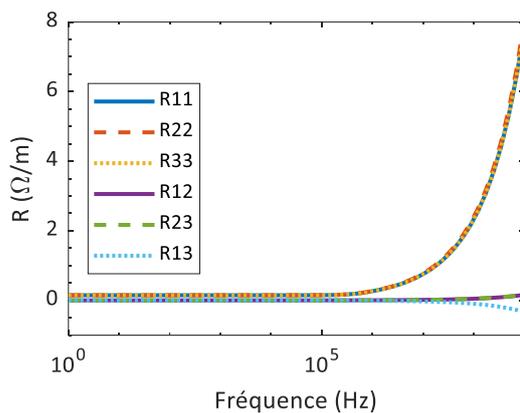


Figure III-7 Résistances linéiques en fonction de la fréquence

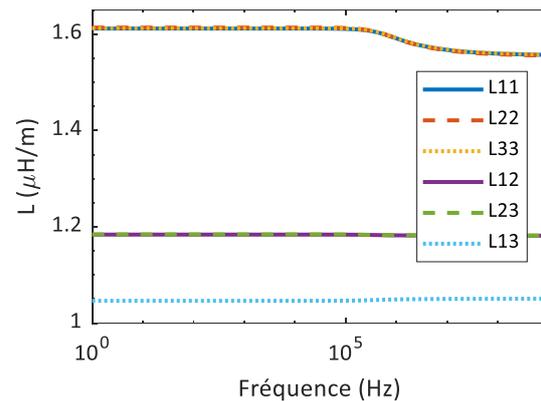


Figure III-8 Inductances linéiques en fonction de la fréquence

Comme escompté, les résultats montrent une forte augmentation des résistances propres vis-à-vis de la fréquence. A titre d'exemple le ratio de la résistance à $f=10\text{MHz}$ et la résistance à $f=0\text{Hz}$ est de $R_{AC}/R_{DC}=5$. Cela est dû principalement à l'effet de peau ; les faibles valeurs des résistances mutuelles signifient que l'effet de proximité est négligeable grâce la distance entre des trois conducteurs.

Les inductances propres dépendent également de la fréquence mais avec une sensibilité moindre, elles diminuent en augmentant la fréquence à cause de la diffusion du champ dans les conducteurs. Quant aux inductances mutuelles, elles sont quasi-invariantes vis-à-vis de la fréquence.

Nous précisons que les inductances calculées englobent à la fois :

- Des inductances internes $L_i(\omega)$ dues au champ magnétique se manifestant à l'intérieur des conducteurs.
- Et des inductances L_{ext} dues au champ magnétique se manifestant à l'extérieur des conducteurs.

Avec notre procédure d'extraction, nous calculons l'inductance qui somme des deux :

$$L(\omega) = L_i(\omega) + L_{ext} \quad \text{eqn III-9}$$

Seules, les inductances internes dépendent de la fréquence à causes des effets de peau et de proximité. En effet, l'augmentation de la fréquence empêche la pénétration du champ à l'intérieur des conducteurs ; cela implique que les inductances internes tendent vers zéro quand la fréquence tend vers l'infini. Nous pouvons donc écrire :

$$\lim_{\omega \rightarrow +\infty} L(\omega) = L_{ext} \quad \text{eqn III-10}$$

Par ailleurs, il est connu qu'à une fréquence nulle, l'inductance interne propre linéique d'un conducteur rond est une constante égale à $\mu_0/8\pi=50\text{nH/m}$. Nous vérifions sur nos résultats de calcul que les inductances propres prennent bien cette valeur en haute fréquence.

III.3.4.3 Influence du choix des courants imposés pour les matrices RL

Comme précisé précédent (III.3.3), théoriquement, les matrices RL sont indépendante du choix de la matrice des courants imposés, à condition que son déterminant soit différent de zéro. Nous proposons de vérifier cela pour trois cas synthétisés dans le tableau ci-dessous.

Tableau III-2 Trois matrices de courants différentes servant pour calculer les matrices RL.

Cas de test	Matrice de courant $I(\omega)$ en (A)	Déterminant de $I(\omega)$
Cas n°1	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	1
Cas n°2	$\begin{pmatrix} 7 & 0 & 8 \\ 3 & 4 & 8 \\ 10 & 4 & 2 \end{pmatrix}$	-392
Cas n°3	$\begin{pmatrix} 7 & 9 & -5 \\ 9 & 3 & 1 \\ -8 & -8 & 10 \end{pmatrix}$	-376

La matrice du cas n°1 est une matrice unité. La matrice du cas n°2 contient des courants positifs entiers compris entre 0A et 10A et la matrice du cas 3 contient des courants entiers compris entre -10A et 10A. Les matrices des cas n°2 et n°3 sont générées aléatoirement en respectant la condition d'un déterminant non-nul. Bien que nous puissions imposer des courants complexes ou réels, par simplicité, nous nous sommes restreints à des courants entiers.

Les matrices des tensions calculées par éléments finis sont données sur dans le Tableau III-3 et les matrices linéiques RL associées sont données dans le Tableau III-4.

Les résultats attestent que ni le sens des courants ni valeurs n'affectent le calcul des matrices RL. En effet, par rapport au cas n°1, l'erreur relative sur la résistance est inférieure de 10^{-3} % et celle sur l'inductance est inférieure de 10^{-7} %.

Tableau III-3 Les matrices de tensions calculées pour trois matrices courant distinctes.

Cas de test	Matrice $\Re(U(\omega))$ en (V) à 500MHz	Matrice $\Im(U(\omega))$ en (V) à 500MHz
Cas1	$\begin{pmatrix} 5.3940 & 0.1104 & -0.2289 \\ 0.1104 & 5.5572 & 0.1153 \\ -0.2289 & 0.1153 & 5.3969 \end{pmatrix}$	$10^3 \begin{pmatrix} 4.8927 & 3.7123 & 3.3012 \\ 3.7123 & 4.8886 & 3.7132 \\ 3.3012 & 3.7132 & 4.8952 \end{pmatrix}$
Cas2	$\begin{pmatrix} 35.8005 & -0.4740 & 43.5773 \\ 18.5971 & 22.6901 & 45.5713 \\ 52.7128 & 22.0488 & 9.8851 \end{pmatrix}$	$10^4 \begin{pmatrix} 7.8398 & 2.8054 & 7.5442 \\ 7.7783 & 3.4407 & 7.6233 \\ 8.3200 & 3.4433 & 6.5905 \end{pmatrix}$
Cas3	$\begin{pmatrix} 40.5824 & 50.7082 & -29.1484 \\ 49.8653 & 16.7427 & 6.1583 \\ -43.7397 & -44.8892 & 55.2286 \end{pmatrix}$	$10^4 \begin{pmatrix} 4.1250 & 2.8762 & 1.2261 \\ 4.0278 & 1.8371 & 2.3459 \\ 1.7366 & 0.1689 & 3.6159 \end{pmatrix}$

Tableau III-4 Les matrices RL calculées pour trois matrices courant distinctes

Cas de test	Matrice $R(\omega)$ en (Ω/m) à 500MHz	Matrice $L(\omega)$ en ($\mu H/m$) à 500MHz
Cas1	$\begin{pmatrix} 5.3940 & 0.1104 & -0.2289 \\ 0.1104 & 5.5572 & 0.1153 \\ -0.2289 & 0.1153 & 5.3969 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1.5574 & 1.1817 & 1.0508 \\ 1.1817 & 1.5561 & 1.1819 \\ 1.0508 & 1.1819 & 1.5582 \end{pmatrix}$
Cas2	$\begin{pmatrix} 5.3940 & 0.1104 & -0.2289 \\ 0.1104 & 5.5572 & 0.1153 \\ -0.2289 & 0.1153 & 5.3969 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1.5574 & 1.1817 & 1.0508 \\ 1.1817 & 1.5561 & 1.1819 \\ 1.0508 & 1.1819 & 1.5582 \end{pmatrix}$
Cas3	$\begin{pmatrix} 5.3940 & 0.1104 & -0.2289 \\ 0.1104 & 5.5572 & 0.1153 \\ -0.2289 & 0.1153 & 5.3969 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1.5574 & 1.1817 & 1.0508 \\ 1.1817 & 1.5561 & 1.1819 \\ 1.0508 & 1.1819 & 1.5582 \end{pmatrix}$

Par ailleurs, notons les avantages de la matrice unité :

- Avantage 1 : c’est une matrice toujours inversible, sa matrice inverse est également la matrice unité. Cela implique que la matrice des tensions calculées correspond directement à la matrice des impédances. Cela évite d’éventuelles erreurs numériques dues à l’inversion et la multiplication de matrices.
- Avantage 2 : le calcul avec la matrice unité permet de réduire le temps de calcul en exploitant la symétrie structurelle du harnais. Cela est mis en évidence dans le cas étudié présentant une symétrie par rapport au conducteur n°2 (voir Figure III-6). Comme cela apparaît sur le Tableau III-3, les tensions des conducteurs symétriques (surligné vert et en bleu) sont égales après une seule permutation circulaire des lignes.

Pour ces raisons, nous privilégions le calcul avec une matrice unité.

III.3.4.4 Résultat de calcul de la matrice des capacités C

Comme pour le calcul des matrices RL, nous illustrons notre démarche du calcul de la matrice C pour trois cas de matrice de potentiel V distinctes données dans le Tableau III-5. Ces trois matrices V sont générées selon les mêmes critères que pour les matrices des courants du Tableau III-2. Les matrices des charges calculées par éléments finis et les matrices linéiques C associées sont données dans le Tableau III-6.

Les résultats attestent que ni le signe des potentiels ni leurs valeurs n’affectent le calcul de la matrice C. En effet, par rapport au calcul avec la matrice unité pour les potentiels (cas n°1), l’erreur relative avec les 2 autres choix reste inférieure 0.004 %. Pour les mêmes raisons que pour le calcul des paramètres RL (simplicité et réduction du temps de calcul par exploitation de symétrie structurelle), pour la suite, nous retiendrons le calcul avec une matrice unité.

Tableau III-5 Trois matrices de potentiel différentes servant pour calculer les matrices C.

Cas de test	Matrice V en (V)	Déterminant de V
Cas1	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$	1
Cas2	$\begin{pmatrix} 5 & 7 & 7 \\ 4 & 8 & 7 \\ 7 & 3 & 1 \end{pmatrix}$	-58
Cas3	$\begin{pmatrix} 10 & 10 & -8 \\ -7 & 0 & -2 \\ 10 & 6 & 9 \end{pmatrix}$	886

Tableau III-6 matrices des charges calculées par éléments et les capacités linéiques associés.

Cas de test	Matrice Q en (pC)	Matrice C en (pF/m)
Cas1	$\begin{pmatrix} 24.9736 & -18.7045 & -6.2692 \\ -18.7045 & 37.4089 & -18.7046 \\ -6.2692 & -18.7045 & 24.9737 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 24.9736 & -18.7045 & -6.2692 \\ -18.7045 & 37.4089 & -18.7046 \\ -6.2692 & -18.7045 & 24.9737 \end{pmatrix}$
Cas2	$\begin{pmatrix} 6.1652 & 6.3727 & 37.6154 \\ -74.8181 & 112.2268 & 112.2266 \\ 68.6526 & -118.5999 & -149.8426 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 24.9733 & -18.7041 & -6.2693 \\ -18.7046 & 37.4091 & -18.7045 \\ -6.2689 & -18.7049 & 24.9738 \end{pmatrix}$
Cas3	$\begin{pmatrix} 317.9752 & 212.1217 & -218.8015 \\ -635.9519 & -299.2717 & -93.5228 \\ 317.9766 & 87.1490 & 312.3254 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 24.9736 & -18.7042 & -6.2690 \\ -18.7045 & 37.4089 & -18.7045 \\ -6.2692 & -18.7048 & 24.9736 \end{pmatrix}$

III.3.4.5 Vérification et précision de notre méthodologie de calcul

Afin de vérifier notre méthodologie de calcul, nous comparons ci-dessous nos résultats de calcul pour les matrices LC avec celles données dans [29]. Pour cela, en partant des matrices LC calculées selon la TLTM (Tableau III-4 et Tableau III-6), nous calculons les matrices LC_{LT} compatible avec la TLT. Nous faisons cela en exploitant les développements théoriques proposés dans la sous-section (II.4.4) du chapitre.II. Le résultat est donné dans le Tableau III-7, il met en évidence les éléments suivants :

- Le passage de la TLTM vers la TLT réduit d'une unité la dimension des matrices des paramètres linéiques. En l'occurrence, pour le cas étudié, les matrices LC_{LT} sont de dimension 2x2, tandis que les matrices LC sont de dimensions 3x3.
- Le choix du conducteur de référence conduit à des paramètres linéiques différents. Avec notre méthodologie tous les cas de figures sont accessibles sans avoir à refaire de calcul par éléments finis.

Tableau III-7 matrices LC_{LT} en fonction du choix du conducteur de référence.

Numéro du conducteur de référence	Matrice inductance linéique TLT en ($\mu H/m$)	Matrice capacité linéique TLT en (pF/m)
Conducteur n°1	$\begin{pmatrix} 0.7502 & 0.5069 \\ 0.5069 & 1.0140 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 37.4089 & -18.7046 \\ -18.7045 & 24.9737 \end{pmatrix}$
Conducteur n°2	$\begin{pmatrix} 0.7502 & 0.2433 \\ 0.2433 & 0.7504 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 24.9736 & -6.2692 \\ -6.2692 & 24.9737 \end{pmatrix}$
Conducteur n°3	$\begin{pmatrix} 1.0140 & 0.5071 \\ 0.5071 & 0.7504 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 24.9736 & -18.7045 \\ -18.7045 & 37.4089 \end{pmatrix}$

Pour calcul C_{LT} , l'auteur utilise une méthode résolvant un problème électrostatique en maillant juste les frontières du problème (conducteur-isolant, isolant-air et conducteur-air). Quant à la matrice des inductances L_{LT} , elle est calculée à partir d'un calcul électrostatique dans le vide comme suit :

$$\mathbf{L}_{LT} = \mathbf{L}_{LT_{ext}} = \mu_0 \varepsilon_0 \mathbf{C}_{LT_{vide}} \quad \text{eqn III-11}$$

Concrètement, le calcul dans le vide consiste à remplacer la permittivité relative des isolants par une valeur unitaire. Cette démarche est communément utilisée dans la discipline de la compatibilité électromagnétique, dans des logiciels tel que celui d'Airbus : ASERIS-NET/EPT et le logiciel de l'ONERA : CRIPTE/LAPLACE.

Il est important de souligner que cette démarche n'est valable qu'avec les hypothèses et le formalisme de TLT. De plus, elle néglige les inductances internes (en effet, la diffusion du champ magnétique à l'intérieur est négligée car les conducteurs sont supposés parfaits).

Une comparaison des résultats de calcul des capacités $L_{C_{LT}}$ est donnée dans le tableau ci-dessous :

Tableau III-8 Précision du modèle proposé avec le conducteur n°1 comme référence.

	Matrice inductance linéique TLT à 500MHz		Matrice capacité linéique TLT	
Calculs exacts issus de [29]	$\begin{pmatrix} 0.7485 & 0.5077 \\ 0.5077 & 1.0154 \end{pmatrix}$	$\mu\text{H/m}$	$\begin{pmatrix} 37.4320 & -18.7160 \\ -18.7160 & 24.9820 \end{pmatrix}$	pF/m
Résultats de notre modèle	$\begin{pmatrix} 0.7502 & 0.5069 \\ 0.5069 & 1.0140 \end{pmatrix}$	$\mu\text{H/m}$	$\begin{pmatrix} 37.4089 & -18.7046 \\ -18.7045 & 24.9737 \end{pmatrix}$	pF/m
Erreur relative	$\begin{pmatrix} 0.23 & -0.16 \\ -0.16 & -0.14 \end{pmatrix}$	%	$\begin{pmatrix} -0.06 & -0.06 \\ -0.06 & -0.03 \end{pmatrix}$	%

Nos calculs de la matrice des inductances sont effectués par éléments finis à 500MHz. A cette fréquence, l'épaisseur de peau dans le cuivre est de $3\mu\text{m}$: à cette faible profondeur, nous négligeons les inductance internes. Malgré de cette hypothèse, l'erreur relative de l'inductance est de 0.2%.

Quant à la matrice des capacités, les résultats montrent une très bonne concordance, en effet, l'erreur relative est de l'ordre de 0.06%.

Comme pour toute méthode de résolution numérique, la pertinence des résultats de calcul des paramètres linéiques RLC par une méthode des éléments est intimement liée au bon paramétrage de la simulation, notamment, le choix des conditions aux limites du domaine de résolution et le maillage. Ces aspects sont discutés dans la section suivante.

III.4 APPLICATION AU CALCUL DES PARAMETRES RLCG D'UN CABLE AERONAUTIQUE

III.4.1 Câble aéronautique bifilaire étudié

Dans cette section, nous appliquons notre méthodologie pour calculer les paramètres RLC d'un câble aéronautique bifilaire torsadé dont la référence normalisée est PF EN2266-003B. Ce cas d'étude relativement simple est composé de deux fils identiques dont la référence normalisée est CF-U EN2266-005A ; ils sont d'une section transversale circulaire de gauge AWG18. Chaque fil est composé de 19 brins en cuivre (Cu) revêtu d'une couche métallique d'une épaisseur minimale de $1.3\mu\text{m}$ en nickel (Ni). Les différentes spécifications de propriétés géométriques selon la norme [88] sont récapitulées dans le tableau ci-dessous.

Tableau III-9 Spécifications du fil CF-U selon la norme NF EN 2083 [88].

Paramètre du fil	CF-U
Matériau	Cuivre
AWG (American Wire Gauge la plus proche)	18
Nombre de brins	19
Diamètre nominal des brins (mm)	0.25
Diamètre du conducteur min. (mm)	1.18
Diamètre du conducteur max. (mm)	1.29
Diamètre externe d'isolant min. (mm)	1.44
Diamètre externe d'isolant max. (mm)	1.59

Les fils sont isolés selon les spécifications de la norme EN 2266-003 [89], avec deux couches en polyimide d'une épaisseur totale de 30 μ m, revêtues sur les deux faces d'une couche en fluorocarbure d'une épaisseur de 2.5 μ m. De plus, un revêtement extérieur en Fluorocarbure est appliqué avec une épaisseur minimale de 10 μ m. Le Tableau III-10 synthétise ces différentes spécifications d'isolation.

Tableau III-10 Isolation spécifiée selon EN 2266-003 [89].

Détail de l'isolation	Matériau	Epaisseur (μ m)	Chevauchement min. (%)
1ère couche	Polyimide/ Fluorocarbure	30	51
2ème couche	Polyimide/ Fluorocarbure	30	51
Revêtement extérieur	Fluorocarbure	10 minimum	-

Dans cette section, nous nous intéressons à l'impact des principaux paramètres de simulation sur les paramètres RLC, nous évaluerons également la pertinence d'une modélisation fine des conducteurs (multibrin, revêtement en Ni), enfin nous évaluons la sensibilité des paramètres RLC vis-à-vis des tolérances normatives des paramètres caractéristiques du câble.

III.4.2 Influence des conditions aux frontières externes du problème

III.4.2.1 Les trois techniques évaluées : TOB, ABC et KTr

En termes d'équations de champ, notre problème est ouvert, tandis que par sa nature, la méthode des éléments finis nécessite des conditions aux frontières pour borner le domaine de résolution. Pour cela, il existe diverses techniques pour limiter le domaine externe (zone éloignée de l'objet d'intérêt) d'une manière artificielle [90].

Pour évaluer l'impact des techniques de conditions aux limites sur le calcul des paramètres RLC, nous évaluons les trois méthodes proposées par le logiciel FEMM :

- *Truncation of outer boundaries* (TOB) : cette technique basique consiste à dessiner un contour fermé autour de l'objet à simuler et à lui attribuer un potentiel nul. Cette frontière peut affecter significativement la solution car, théoriquement, le potentiel électromagnétique généré par un objet tend à s'annuler quand la distance vis-à-vis de l'objet tend vers l'infini. Comme illustré sur la Figure III-9, nous utilisons une forme de TOB circulaire dont l'effet du diamètre sur les paramètres RLC calculés est étudié plus loin dans cette section.

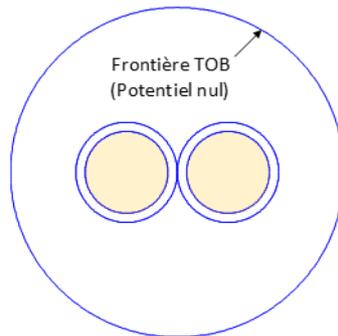


Figure III-9 illustration d'une condition aux frontières TOB.

- *Asymptotic boundary condition (ABC)* : cette condition aux frontières est semi-numérique : en effet, elle combine à la fois un calcul par éléments finis à l'intérieur de la frontière et un calcul analytique à l'extérieur de la frontière. La Figure III-10 donne une illustration de cette frontière ; au contraire de la méthode TOB, ABC est restreinte à une forme géométrique circulaire [91]. Plus bas dans cette section, nous évaluons également l'effet du diamètre de la frontière ABC sur les paramètres RLC calculés.

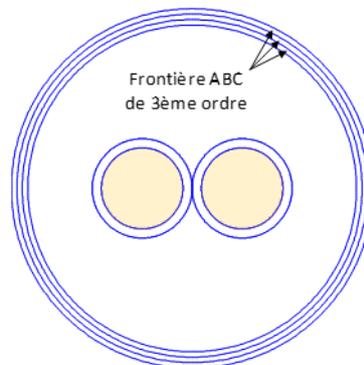


Figure III-10 illustration d'une condition aux frontières ABC.

- *Kelvin transformation (KTr)* : cette technique prend en compte le domaine externe (lointain de l'objet d'étude) d'une manière exacte. Comme illustré sur la Figure III-11, elle consiste à résoudre deux domaines circulaires liés par des conditions aux limites périodiques assurant la continuité du potentiel électromagnétique, le premier domaine contient l'objet à simuler et le deuxième représente le domaine extérieur non-considéré dans le premier.

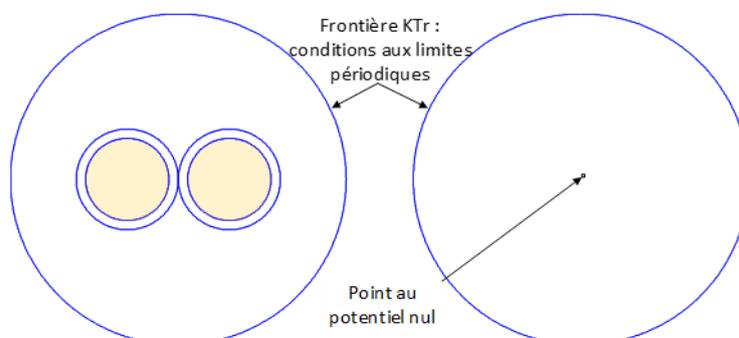


Figure III-11 illustration d'une condition aux frontières KTr.

Pour plus d'informations sur les restrictions et les bonnes pratiques d'utilisation de ces trois techniques de conditions aux frontières, le lecteur peut se référer aux références [86][90][91].

III.4.2.2 Influence sur la résistance

En supposant que les conducteurs en cuivre sont homogènes et en utilisant les dimensions géométriques normalisées moyennes, nous calculons, avec les trois techniques de conditions aux frontières : TOB, ABC et KTr, la matrice des résistances linéiques selon la TLTM $\mathbf{R}(\omega)$:

$$\mathbf{R}(\omega) = \begin{pmatrix} R_{11}(\omega) & R_{12}(\omega) \\ R_{21}(\omega) & R_{22}(\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn III-12}$$

Pour évaluer l'impact des trois techniques de conditions aux frontières, nous effectuons à $f=10\text{MHz}$ des calculs pour plusieurs diamètres D_{BC} allant de 5mm à 2m. Concernant l'effet de la fréquence, nous l'étudions pour un $D_{BC}=5D_{\text{câble}}\approx 15\text{mm}$; $D_{\text{câble}}$ représente le diamètre entourant les fils à simuler, le facteur 5 est communément considéré comme une bonne pratique pour une simulation en éléments finis utilisant la TOB. Les résultats des résistances de la TLTM sont tracés en Figure III-12 et Figure III-13.

Pour notre d'étude bifilaire, la résistance compatible avec la formulation TLT est exprimée comme suit :

$$R_{LT}(\omega) = R_{11}(\omega) + R_{22}(\omega) - R_{12}(\omega) - R_{21}(\omega) \quad \text{eqn III-13}$$

Nous traçons sur la Figure III-14, le résultat de calcul de la $R_{LT}(\omega)$ en fonction du diamètre des frontières D_{BC} , ainsi que de la fréquence.

Les différents résultats montrent que les frontières ABC et KTr donnent un résultat similaire ; des investigations non présentées dans ce manuscrit montrent que ces méthodes donnent des résultats concordants avec des formules analytiques exactes de résistance. Néanmoins, la frontière TOB avec un diamètre petit D_{BC} peut impacter significativement le calcul de résistance ; le Tableau III-11 récapitule les erreurs relatives en fonction de D_{BC} .

Notons que l'augmentation du diamètre de frontière D_{BC} implique une convergence de l'erreur relative vers zéro.

Tableau III-11 la valeur absolue de l'erreur relative de la TOB par rapport à ABC et KTr.

Diamètre de la frontière aux limites	$R_{11}=R_{22}$	$R_{12}=R_{21}$	R_{LT}
$D_{BC}=5\text{mm}$	8%	63%	15%
$D_{BC}=5D_{\text{câble}}\approx 15\text{mm}$	1%	6%	2%

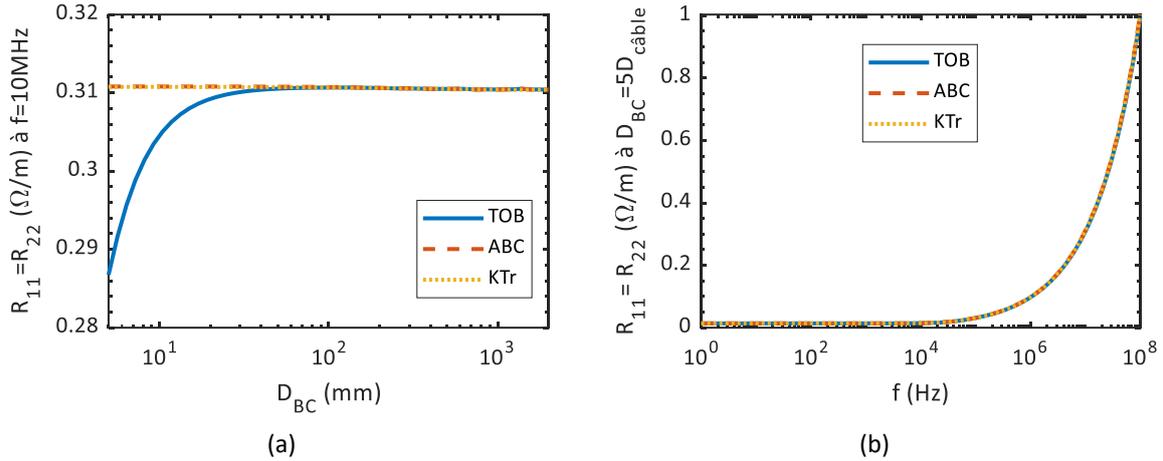


Figure III-12 Résistances propres TLTM du câble bifilaire PF EN2266-003B vs. techniques des frontières.

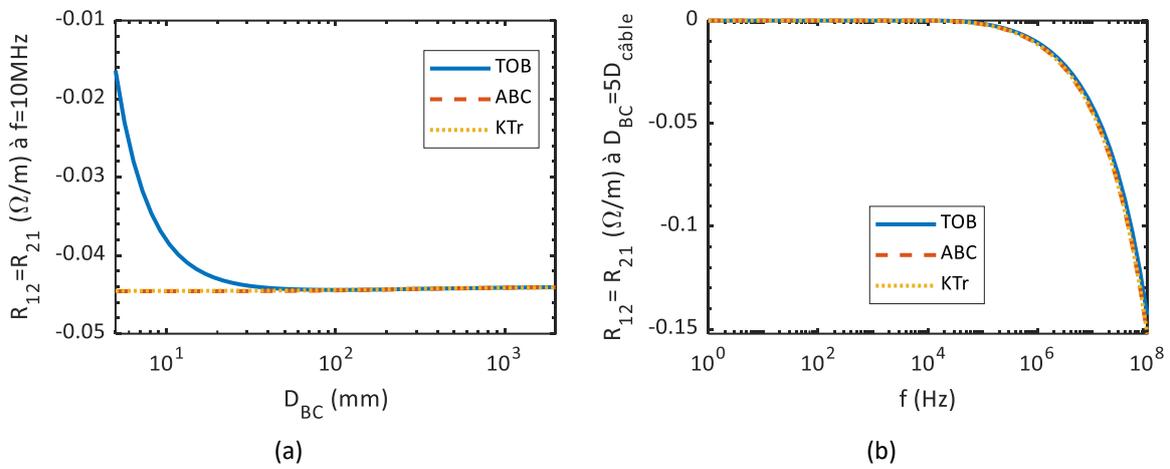


Figure III-13 Résistances mutuelles TLTM du câble bifilaire PF EN2266-003B vs. techniques des frontières.

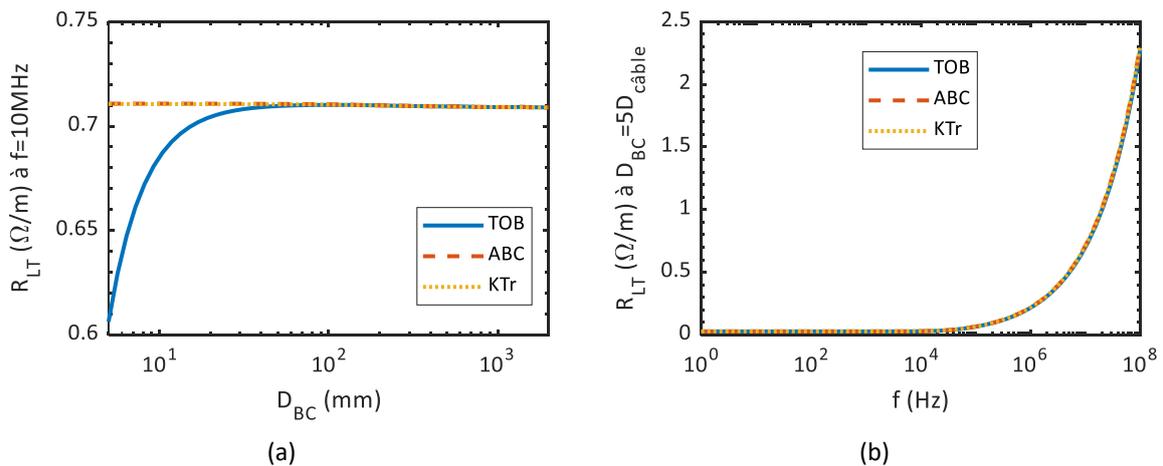


Figure III-14 Résistance TLT du câble bifilaire PF EN2266-003B vs. techniques des frontières.

III.4.2.3 Influence sur l'inductance

Comme pour la matrice résistance, nous évaluons l'impact des trois condition aux frontières sur la matrice d'inductance de la formulation TLTM :

$$\mathbf{L}(\omega) = \begin{pmatrix} L_{11}(\omega) & L_{12}(\omega) \\ L_{21}(\omega) & L_{22}(\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn III-14}$$

Les résultats de calcul des inductances sont tracés en Figure III-15 et Figure III-16.

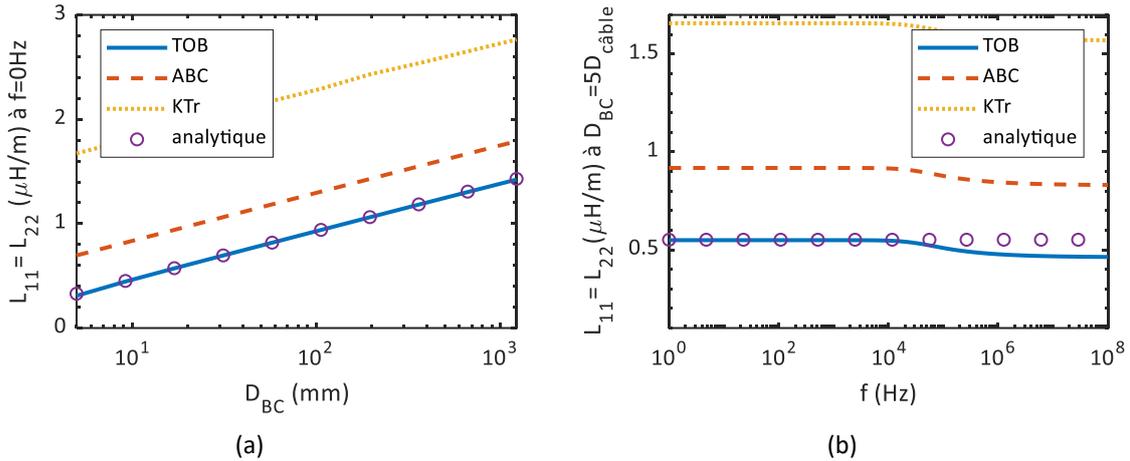


Figure III-15 Inductances propres TLTM du câble bifilaire PF EN2266-003B vs. techniques des frontières.

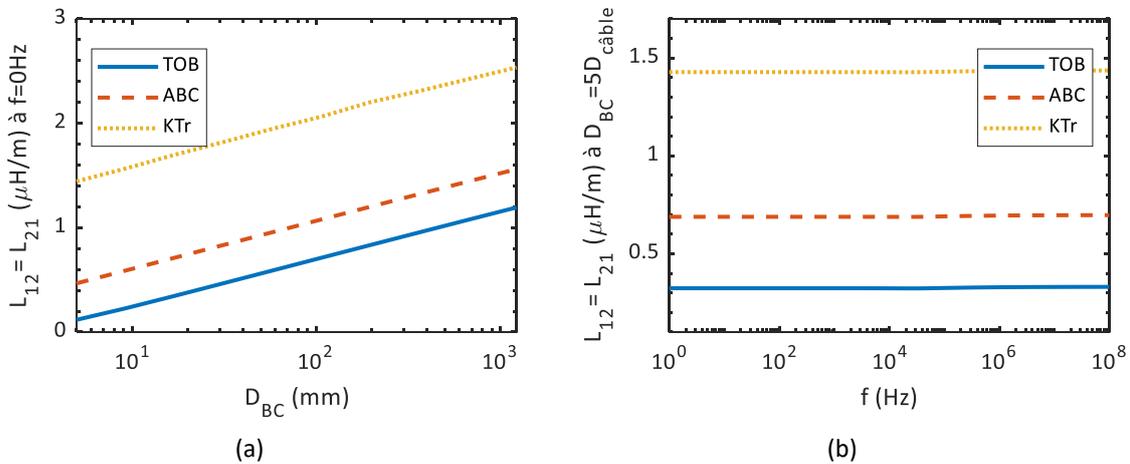


Figure III-16 Inductances mutuelles TLTM du câble bifilaire PF EN2266-003B vs. condition aux frontières.

Contrairement au calcul des résistances réalisé pour \$f=10\text{MHz}\$, nous effectuons les calculs d'inductances en fonction du diamètre des frontières \$D_{BC}\$ pour une fréquence \$f=0\text{Hz}\$. Cela permet de prendre en compte à la fois les champs internes et externes aux conducteurs ; mais ceci permet surtout de comparer par rapport à des résultats analytiques :

$$L_{11\text{analytique}} = L_{22\text{analytique}} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + \frac{\mu_0}{8\pi} \quad \text{eqn III-15}$$

Cette formule est établie en magnétostatique pour un fil rond à une fréquence nulle [29]. r_1 est le rayon du conducteur et r_2 est le rayon du domaine du calcul de l'inductance : pour nos d'études nous le prenons $r_1 = D_{BC}$.

Les résultats montrent que les conditions aux frontières ont une influence très significative sur les inductances propres et mutuelles : le ratio des inductances obtenues avec les solutions KTr et TOB est approximativement égale à 2.

L'augmentation du diamètre des frontières implique une augmentation logarithmique à la fois des inductances propres et mutuelles.

Pour $D_{BC}=5D_{c\grave{a}ble}\approx 15\text{mm}$, les résultats montrent que les constatations vis-à-vis de l'impact du diamètre D_{BC} restent valables en fonction de la fréquence.

Notons que le calcul analytique concorde très bien avec le calcul utilisant la frontière TOB pour une fréquence nulle : en effet, ces deux méthodes ne considèrent pas le domaine extérieur.

Pour notre d'étude bifilaire, l'inductance compatible avec la formulation TLT est exprimée comme suit :

$$L_{LT}(\omega) = L_{11}(\omega) + L_{22}(\omega) - L_{12}(\omega) - L_{21}(\omega) \quad \text{eqn III-16}$$

Nous traçons sur la Figure III-17, le résultat de calcul de la $L_{LT}(\omega)$ en fonction du diamètre des frontières D_{BC} , ainsi que de la fréquence.

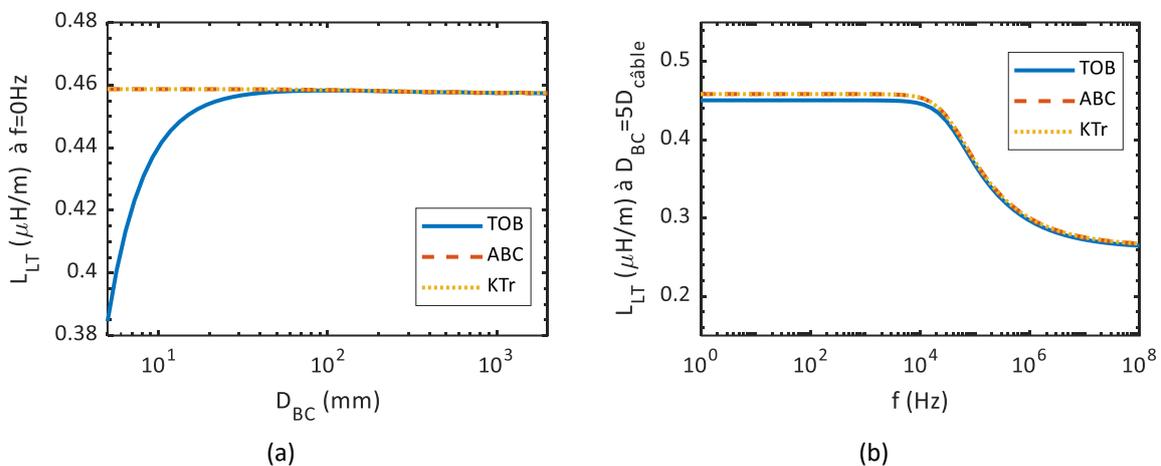


Figure III-17 Inductance TLT du câble bifilaire PF EN2266-003B vs. techniques des frontières.

Indépendamment du diamètre D_{BC} et de la fréquence, les résultats montrent que les techniques ABC et KTr donnent une inductance L_{LT} similaire.

La technique TOB impacte considérablement L_{LT} , pour $D_{BC}=5\text{mm}$: l'erreur relative par rapport aux deux autres techniques est de 16%. Avec l'augmentation de D_{BC} l'erreur relative de l'inductance tend vers zéro ; pour $D_{BC}=5D_{c\grave{a}ble}\approx 15\text{mm}$, l'erreur relative se réduit à 2%.

III.4.2.4 Influence sur la capacité

Rigoureusement, chaque fil est isolé par une succession de cinq couches composées des deux matériaux : le polyimide et fluorocarbone. En supposant que ces derniers se caractérisent par une permittivité relative égale, nous proposons homogénéiser les différentes couches d’isolants en une seule couche d’une permittivité relative égale à $\epsilon_r=3.5$. Sous cette hypothèse nous calculons la matrice de capacité exprimé comme suit :

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \quad \text{eqn III-17}$$

Pour notre cas d’étude bifilaire, les éléments de la matrice capacité vérifient les égalités suivantes :

$$C_{11} = C_{22} = -C_{12} = -C_{21} = C_{LT} \quad \text{eqn III-18}$$

Physiquement, cette relation mathématique traduit que la somme des charges électriques placées sur les deux conducteurs est nulle.

Similairement aux résistances et inductances, nous effectuons un calcul des capacités pour un diamètre de frontière D_{BC} variant de 5mm à 2m. Les résultats pour les trois conditions aux frontières TOB, ABC et KTr sont tracés sur la Figure III-18.

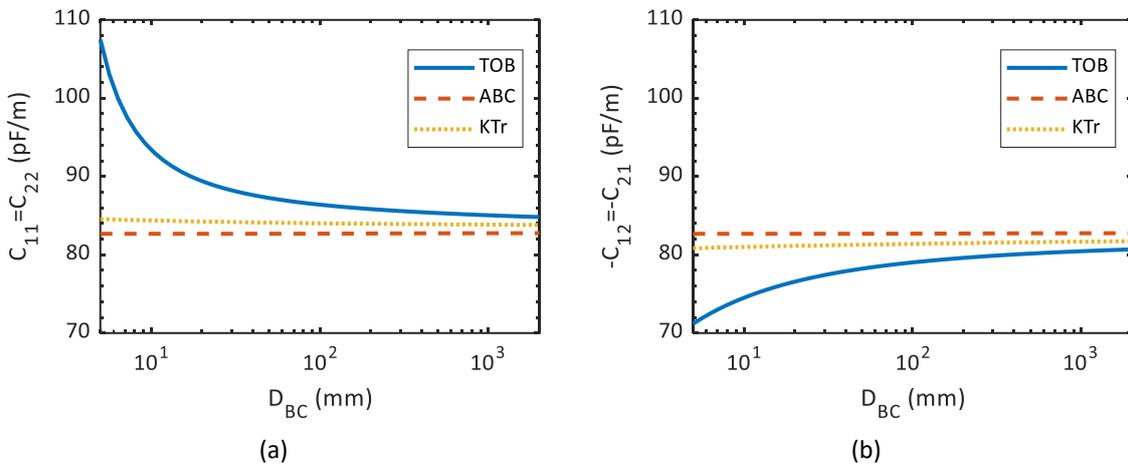


Figure III-18 Eléments de la matrice capacité C en fonction de diamètre de frontières TOB, ABC et KTr.

Les résultats montrent que les techniques ABC et KTr ne sont pas sensibles au diamètre de frontière D_{BC} . Tandis que la technique TOB dépend fortement du diamètre D_{BC} .

Nous soulignons également que seule la technique ABC vérifie l’égalité de l’équation equ 3-18. Par rapport à ABC, à $D_{BC}=5$ mm l’erreur relative de TOB vaut 30% et diminue à 2.5% avec $D_{BC}=2$ m. L’erreur relative entre ABC et KTr est quasi-constante et égale à 2.2%.

III.4.2.5 Discussions et choix des techniques pour la suite de la thèse

Les matrices RL sont extraites d’un même modèle magnéto-harmonique. Pour voir l’effet des trois techniques sur le calcul de champ, nous affichons sur la Figure III-19 les lignes de champ magnétique.

Nous pouvons constater clairement que, contrairement aux techniques ABC et KTr, la frontière TOB empêche l'expansion naturelle des lignes de champ en les confinant par la condition aux limites. Cela explique les impacts sur les résistances et les inductances observés précédemment.

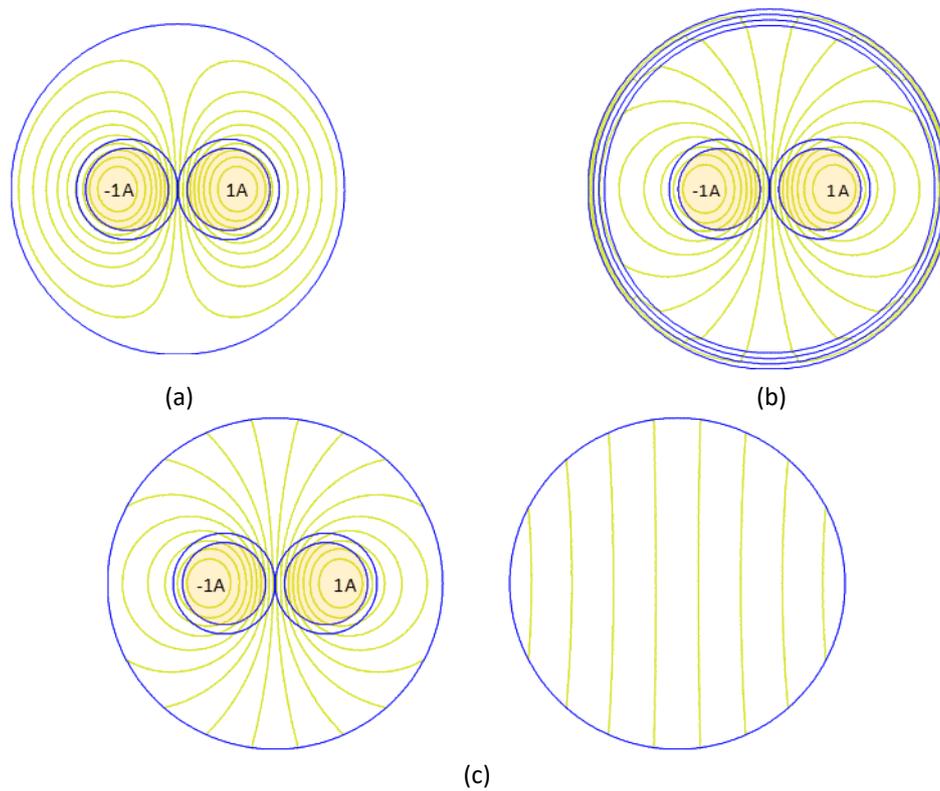


Figure III-19 Câble bifilaire PF EN2266-003B vs. techniques des frontières : illustration de la répartition des lignes de champ magnétique à 0Hz pour $D_{BC}=5\text{mm}$.

Il est important de souligner que les résultats de cette sous-section mettent en évidence que les résistances et les inductances du formalisme TLT sont des paramètres différentiels relatifs au choix d'un conducteur référence. Cela explique leur faible dépendance vis-à-vis des conditions aux limites. Quant aux résistances et aux inductances du formalisme TLTM, elles dépendent fortement du domaine de simulation et de la condition aux frontières. En effet, l'énergie magnétique emmagasinée dans un domaine augmente en augmentant son diamètre. Pour la suite de nos travaux de thèse, pour définir le domaine de résolution nous privilégions la méthode la plus simple parmi les trois étudiées : TOB, dont les résultats ont été validés par calcul analytique. Afin de garantir l'unicité des paramètres nous fixons le diamètre de la frontière égale à $D_{BC}=2\text{m}$. Notons qu'à ce diamètre, les hypothèses quasi-TEM et quasi-statique sont encore valides pour toute notre gamme fréquentielle d'intérêt. Nous soulignons que ces choix ont été également utilisés pour l'étude du cas d'école de la section précédente (III.3.4).

Comme pour le problème magnéto-harmonique, nous affichons sur la Figure III-20 les équipotentielles électriques. Les résultats montrent que seule la méthode ABC garantit une bonne répartition du champ électrique. En effet, au contraire de TOB et KTr, ABC ne requiert pas d'imposer un potentiel nul dans le problème à résoudre. Imposer un potentiel nul (linéique pour TOB et ponctuel pour KTr) perturbe la bonne répartition des charges : ainsi les calculs ont tendance à surestimer les capacités diagonales et à sous-estimer les capacités non-diagonales. Nous soulignons que nous avons utilisé la technique ABC pour l'étude du cas d'école de la section

précédente (III.3.4) ; en effet, elle manifeste une erreur négligeable. Dans nos travaux de thèse, pour calculer les capacités linéiques, nous retenons la technique de condition aux frontières ABC.

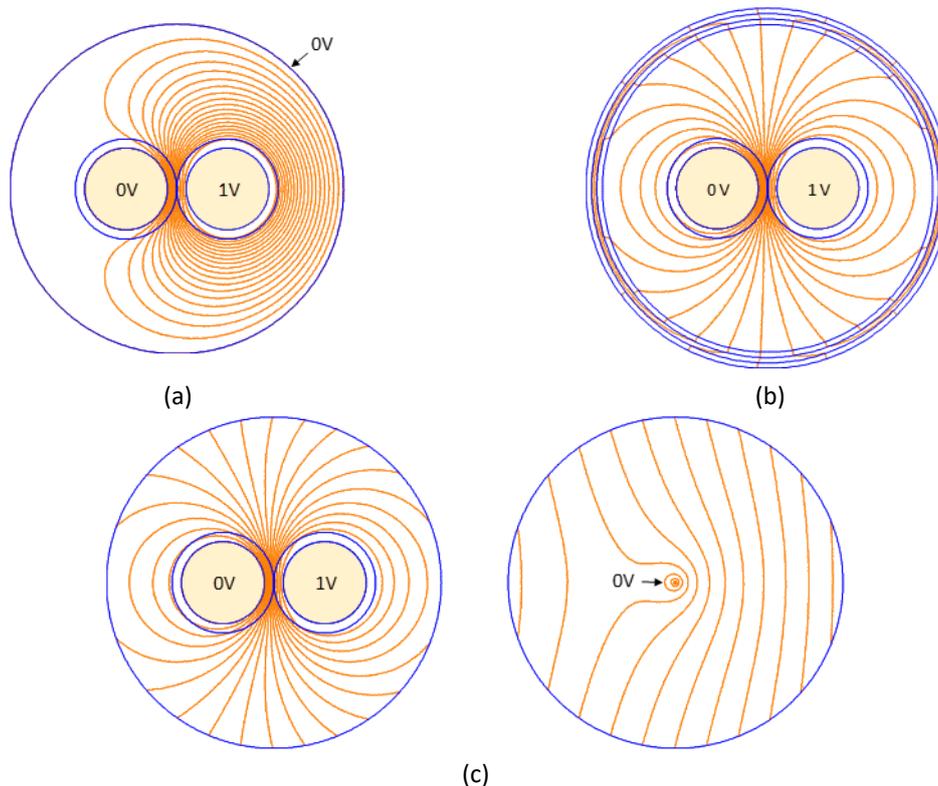


Figure III-20 Câble bifilaire PF EN2266-003B vs. techniques des frontières : illustration de la répartition des lignes d'équipotentiel électrique pour $D_{Bc}=5\text{mm}$.

III.4.3 Influence de la finesse du maillage : précision vs. Temps de calcul

En plus des conditions aux limites du problème, la méthode des éléments finis requiert un maillage discrétisant le domaine de résolution. Pour nos problèmes décrits en 2D, le logiciel FEMM retenu utilise des éléments surfaciques triangulaires. La résolution consiste à calculer sur les nœuds (sommets des triangles) les potentiels électriques et magnétiques, puis à en déduire la répartition du champ dans tout le domaine. Il est connu que la précision de la solution dépend de la finesse du maillage. Dans cette sous-section, nous étudions l'impact de la finesse du maillage sur la précision du calcul des paramètres RLC et également sur le temps de calcul.

Pour ce faire, nous étudions trois niveaux de maillage :

- Maillage large :

Dans ce cas, nous tolérons des éléments triangulaires avec un angle minimal de 5° et nous utilisons un maillage automatique sur le tout le domaine.

- Maillage moyen :

Dans ce cas, nous utilisons des éléments triangulaires avec un angle minimal de 20° et nous raffinons le maillage autour du câble avec au moins 300 éléments en circonférence.

- Maillage fin :

Dans ce cas, nous utilisons des éléments triangulaires avec un angle minimal de 30° et nous raffinons le maillage autour du câble avec un cercle comportant au moins 500 éléments en circonférence. Pour modéliser correctement le phénomène de diffusion (effets de peau et de proximité) jusqu'à 100MHz, nous imposons en périphérie des conducteurs une largeur de maille maximale de $1\mu\text{m}$.

Nous illustrons sur la Figure III-21, les trois niveaux de maillage pour un problème magnéto-harmonique.

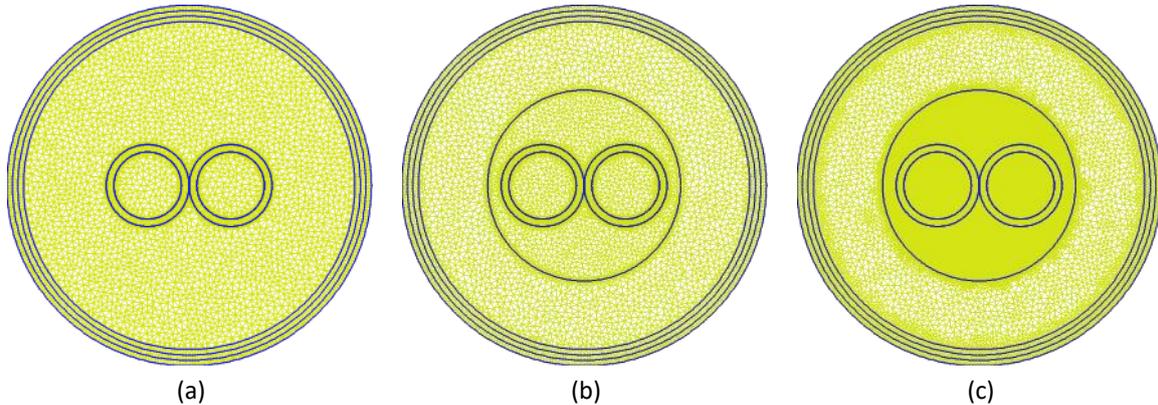


Figure III-21 Trois niveaux de maillage d'un problème magnéto-harmonique sous le logiciel FEMM, (a) maillage large, (b) maillage moyen et (c) maillage fin.

Pour un problème électrostatique, similairement au problème magnéto-harmonique, nous construisons trois modèles avec les mêmes paramètres de maillages. La discrétisation est ainsi similaire à l'exception des surfaces des conducteurs qui ne sont pas maillées car le potentiel électrique est supposé uniforme ; par conséquent, nous l'imposons uniquement aux contours des

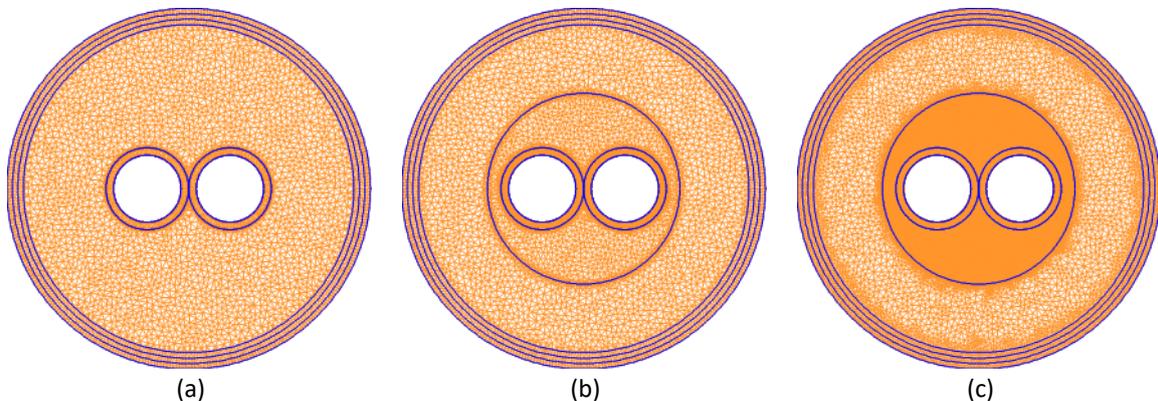


Figure III-22 Trois niveaux de maillage d'un problème électrostatique sous le logiciel FEMM, (a) maillage large, (b) maillage moyen et (c) maillage fin.

conducteurs. Nous illustrons sur la Figure III-22, les trois niveaux de maillage pour un problème magnéto-statique.

Nous récapitulons sur le Tableau III-12, le nombre de nœuds des problèmes en éléments finis.

Tableau III-12 Nombre de nœuds en fonction de la finesse de maillage.

	Maillage large	Maillage moyen	Maillage fin
Problème magnéto-harmonique	6041	9917	57143
Problème électrostatique	5946	9702	52697

En utilisant les trois niveaux de finesse de maillage, nous calculons les paramètres linéiques RLC du câble bifilaire PF EN2266-003B. Pour modéliser les conducteurs en cuivre, nous utilisons un modèle homogène négligeant les revêtements en nickel. Nous traçons ci-dessous sur la Figure III-23 les paramètres RL en la fréquence pour les trois niveaux de maillage.

Les résultats montrent qu'en haute fréquence, avec un maillage fin et sur une échelle logarithmique, la résistance évolue linéairement, ce résultat bien connu est dû à l'effet de peau. Tandis qu'avec un maillage large, la résistance en fonction de la fréquence à converger vers une constante, cela ne reflète aucun phénomène physique et n'est que la manifestation d'erreur de résolution numérique. Par rapport à un maillage fin l'erreur relative de la résistance d'un mauvais maillage est l'ordre de 20% à 10MHz et de 70% à 100MHz.

Quant à l'inductance, sur notre cas d'étude négligeant les revêtements en nickel, les résultats montrent qu'elle est relativement moins sensible au maillage. Par rapport à un maillage fin, l'erreur relative ne dépasse pas 5%.

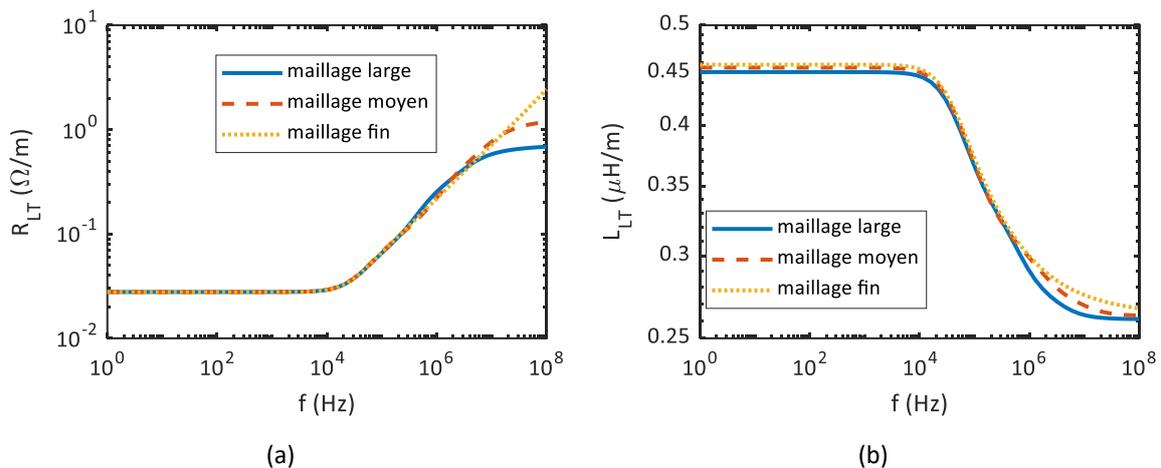


Figure III-23 Paramètres linéiques RL fonction de la finesse du maillage : (a) résistance linéique selon la TLT et (b) inductance linéique selon la TLT.

Quant à la capacité, les résultats de calcul sont donnés Tableau III-13. Ils montrent que le maillage large cause une erreur de calcul de 34%. Nous constatons également que le maillage fin n'apporte pas de gain significatif, en effet, le maillage moyen présente une erreur relative inférieure à 1%.

Tableau III-13 Nombre de nœuds en fonction du niveau de maillage d'un problème électrostatique.

Configuration de maillage	Maillage large	Maillage moyen	Maillage fin
Capacité linéique (pF/m)	54.6	83.3	82.7
Erreur relative au maillage fin	-34%	1%	-

Que ce que soit pour le calcul des paramètres RL ou C, le maillage conditionne la taille du problème à résoudre, et par conséquent, le temps de calcul (Figure III-24). La précision est directement liée à la finesse de maillage : pour le cas bifilaire étudié, pour garantir une erreur inférieure à 1% sur notre gamme fréquentielle d'intérêt, le calcul des paramètres RL peut prendre jusqu'à 5s par fréquence, tandis le calcul de la capacité nécessite moins de 1s. Ces ordres de grandeurs peuvent être réduits en optimisant d'avantage de manière adaptative la finesse de maillage. Les caractéristiques techniques de l'ordinateur utilisé pour le calcul sont précisées en ANNEXE.B.

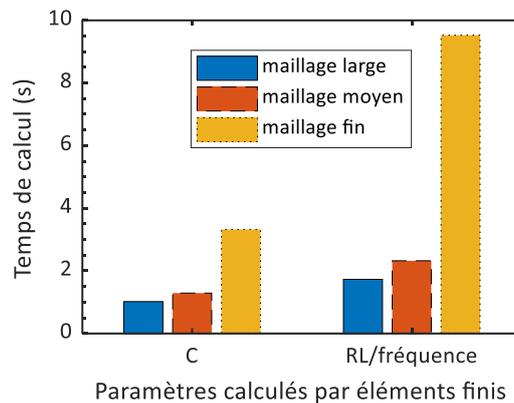


Figure III-24 Temps de calcul des paramètres RLC en fonction de la finesse de maillage.

III.4.4 Impact de la complexité du modèle magnéto-harmonique

La méthode numérique des éléments finis est générale et permet de simuler n'importe quelle coupe transversale d'un harnais. Nous exploitons cet avantage pour étudier l'influence de la complexité de modélisation des conducteurs sur les paramètres RL.

III.4.4.1 Conducteur homogène vs. conducteur multibrins

Pour analyser l'influence de la solution multibrins sur les paramètres RL, nous utilisons les deux modèles représentés sur la Figure III-25. Le premier (Figure III-25-a) est classiquement utilisé dans la littérature, c'est un modèle homogénéisé à un seul conducteur. Le deuxième modèle (Figure III-25-b) est un modèle multibrins comportant 19 brins, plus proche de la réalité. Pour n'évaluer que l'effet des brins, nous ne modélisons pas les revêtements en nickel.



Figure III-25 niveau de modélisation : (a) modèle homogène et (b) modèle multibrin

En utilisant ces deux modèles, nous étudions les trois cas suivants :

- Cas n°1 : modèle homogène

Dans ce cas, nous utilisons le modèle de conducteur de la Figure III-25-a. La conductivité considérée est celle du cuivre σ_{Cu} .

- Cas n°2 : modèle homogène équivalent

Dans ce cas, nous utilisons le modèle de conducteur de la Figure III-25-a. La conductivité considérée est celle du cuivre, corrigée en la multipliant par le facteur de remplissage du conducteur :

$$\sigma_{Cu_{corr}} = \sigma_{Cu} \cdot \delta_{FR} = \sigma_{Cu} \cdot \frac{Air_{brins}}{Air_{conducteur}} \tag{eqn III-19}$$

Cette correction permet de compenser de manière simple l'espace entre les brins.

- Cas n°3 : modèle multibrin

Dans ce cas, nous utilisons le modèle de conducteur de la Figure III-25-a. La conductivité considérée est celle du cuivre σ_{Cu} .

Nous traçons, les différents résultats de calcul des paramètres RL pour les trois cas d'études sur la Figure III-26.

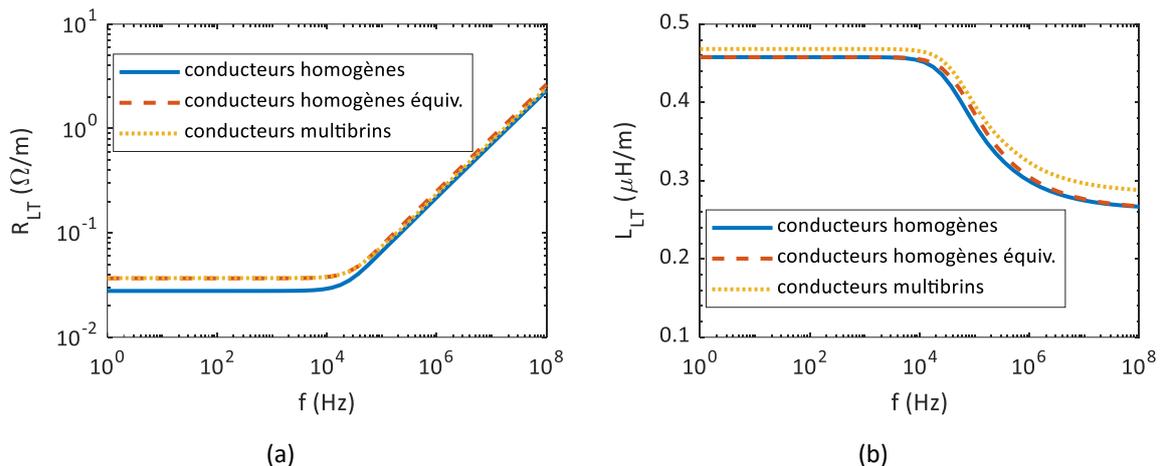


Figure III-26 Paramètres linéiques RL fonction de la finesse du maillage : (a) résistance linéique selon la TLT et (b) inductance linéique selon la TLT.

En prenant le cas n°3 (modèle multibrins) comme référence, les résultats montrent que la correction de la conductivité permet de diminuer uniquement l'erreur de la résistance en basse fréquence (approximativement jusqu'à 50kHz). La correction de la conductivité ne permet pas de corriger la résistance en haute fréquence et son effet sur l'inductance est négligeable. Pour des fréquences supérieures à 1MHz, les erreurs relatives sur les paramètres RL sont de l'ordre de 7%.

Le gain de 7% au niveau la précision permis par un modèle multibrin est cher payé en temps de calcul : en effet, selon la finesse du maillage le ratio entre le temps de calcul d'un modèle multibrins et celui d'un modèle homogène est compris entre 10 et 30.

III.4.4.2 Impact du revêtement en Nickel sur les paramètres RL

Comme précisé précédemment, notre câble d'étude PF EN2266-003B est composé de plusieurs brins revêtus avec une couche en nickel. Ce dernier est matériau conducteur mais également ferromagnétique avec une perméabilité $\mu_r > 100$: cela complexifie l'anisotropie des conducteurs. Chaque conducteur contient donc : un premier sous-domaine du conducteur en cuivre, un deuxième sous-domaine conducteur et magnétique en nickel et troisième sous-domaine en air qui est non-conducteur et amagnétique. La méthode numérique des éléments finis retenue pour nos travaux de thèse est une méthode puissante, elle est capable de simuler de tel niveau de complexité.

Etant données les incertitudes sur l'épaisseur de la couche en Ni et sa perméabilité, nous proposons de simuler les trois combinaisons suivantes : ($\text{ép}=1.3\mu\text{m}$, $\mu_r=100$), ($\text{ép}=3\mu\text{m}$, $\mu_r=100$) et ($\text{ép}=3\mu\text{m}$, $\mu_r=600$). Comme évoqué précédemment, $1.3\mu\text{m}$ est la valeur minimale spécifiée par la norme NF EN 2083 [88]. Les différents résultats de calcul des paramètres RL sont tracés sur la Figure III-27.

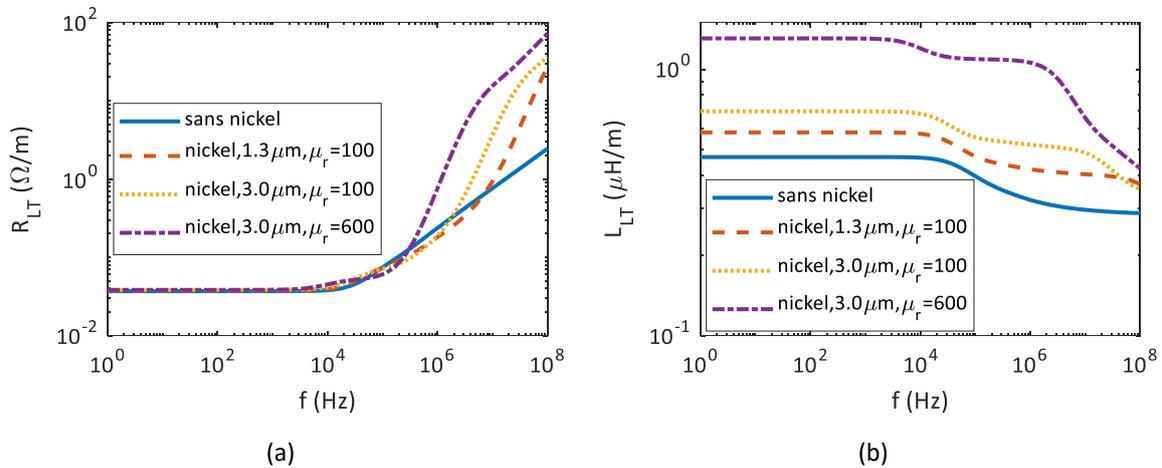


Figure III-27 Paramètres linéiques RL en fonction de l'épaisseur et de perméabilité du revêtement des brins en nickel : (a) résistance linéique selon la TLT et (b) inductance linéique selon la TLT.

Pour évaluer l'influence du revêtement des brins en nickel, nous prenons le cas de câble multibrins non-nickelés comme référence. Les résultats montrent que l'effet du nickel sur la résistance est négligeable pour des fréquences $< 300\text{kHz}$, tandis son effet est très fort au-delà de cette fréquence. En fonction de l'épaisseur et de la perméabilité du nickel, le ratio entre les résistances avec nickel et celle sans nickel est compris dans l'intervalle [11, 29].

Quant à l'inductance, elle est influencée par le nickel sur toute la gamme fréquence : en fonction de l'épaisseur et de la perméabilité du nickel, le ratio entre les inductances avec nickel et celle sans nickel est compris dans l'intervalle [1.2, 3].

En termes de temps de calcul, la modélisation du revêtement augmente le nombre de nœuds et par conséquent le temps de calcul. En exigeant au moins deux mailles dans la couche de nickel, selon la finesse du maillage, le temps de calcul avec nickel peut être 5 fois plus élevé que celui sans nickel.

III.4.4.3 Modèle simplifiée du revêtement en Nickel

Le revêtement en nickel est communément utilisé dans les harnais aéronautiques. Nos résultats donnés plus haut attestent de la forte influence de ce revêtement sur les paramètres RL. Une telle imprécision peut impacter fortement la fréquence d'oscillation des surtensions et leur amortissement ; il est donc primordial d'utiliser un modèle prenant en compte ce revêtement. Néanmoins, un modèle fin, fidèle à la réalité a l'inconvénient d'un fort coût en temps de calcul. En effet, même pour un câble bifilaire, le calcul des paramètres RL peut durer plusieurs heures. Cela n'est pas acceptable, typiquement, quand on est amené à effectuer des études paramétriques impliquant plusieurs paramètres et propriétés d'un harnais. Pour pallier cela, nous proposons le modèle homogénéisé représenté sur la Figure III-28.

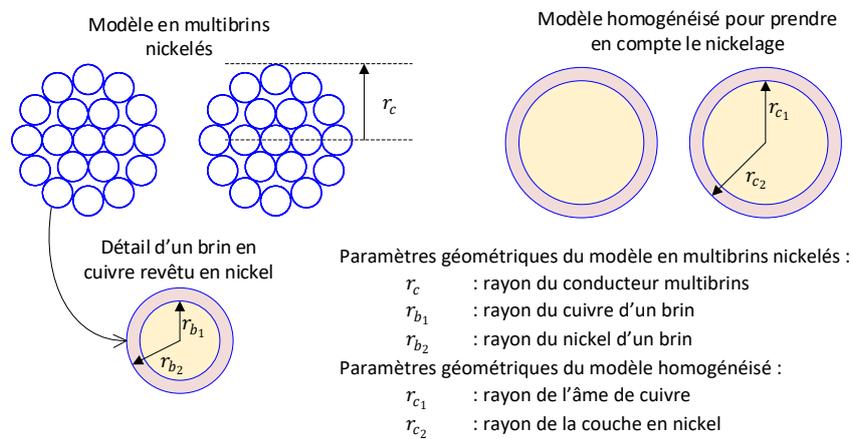


Figure III-28 Modèle homogénéisé prenant en compte le revêtement en nickel des brins.

Le modèle homogénéisé est composé de deux couches, la couche interne est constitué d'un conducteur homogène en cuivre dont la conductivité est corrigée selon l'équation eqn 3-19. La couche externe est en nickel avec une épaisseur égale à celle d'un brin. Cela implique que les rayons du modèle homogénéisé sont donnés par l'équation suivante :

$$\begin{cases} r_{c1} = r_c \\ r_{c2} = r_c - (r_{b2} - r_{b1}) \end{cases} \quad \text{eqn III-20}$$

L'idée de base de cette homogénéisation repose sur l'hypothèse que le champ magnétique balaye uniquement les brins externes d'un conducteur. Par conséquent, seuls les portions externes en nickel des brins en périphérie d'un conducteur qui subissent un champ magnétique.

Pour vérifier la véracité du modèle homogénéisé, nous effectuons des calculs des paramètres RL pour les quatre combinaisons en caractéristique du revêtement suivantes : ($\epsilon_p=1.3\mu\text{m}$, $\mu_r=100$), ($\epsilon_p=3\mu\text{m}$, $\mu_r=100$), ($\epsilon_p=1.3\mu\text{m}$, $\mu_r=600$) et ($\epsilon_p=3\mu\text{m}$, $\mu_r=600$).

Les différents résultats sont tracés sur la Figure III-29. Par rapport au modèle multibrins, l'erreur relative sur la résistance est inférieure de 40% et elle est inférieure à 17% sur l'inductance. Ces erreurs globalisent à la fois à l'aspect multibrin et au revêtement en nickel. Pour un câble bifilaire, selon la finesse du maillage, avec un modèle homogénéisé, le temps de calcul des paramètres RL, sur une large bande fréquentielle de 10 points, est de l'ordre de quelques minutes voire que

quelques dizaines de secondes. Tandis qu’avec un modèle multibrins nickelés, le temps de calcul est de quelques heures. Pour cela, pour la suite, pour des fins d’études paramétriques nous privilégions un modèle homogénéisé.

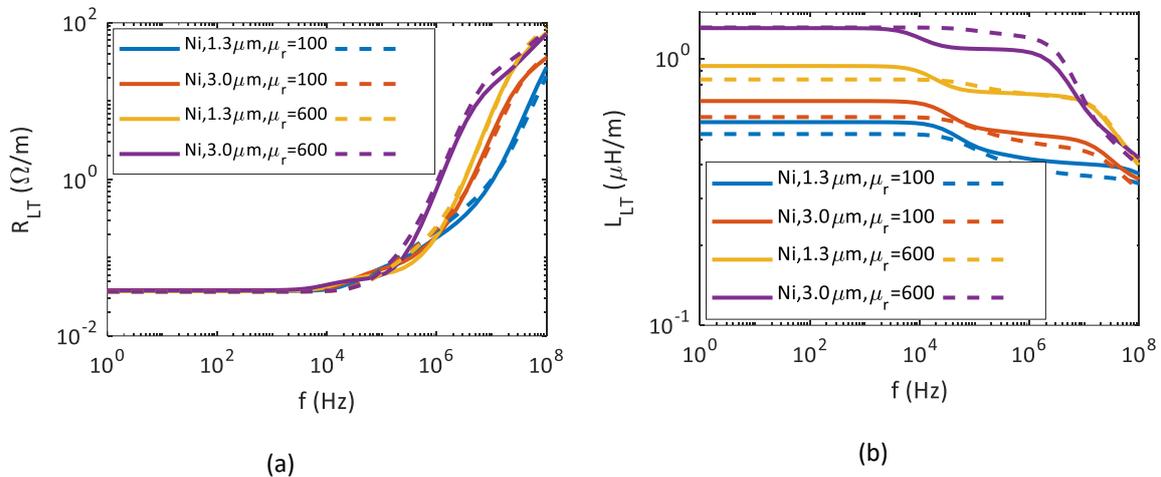


Figure III-29 Comparaison du modèle multibrins (courbes en trait continu) et le modèle homogénéisé (courbes en trait discontinu) : paramètres linéiques RL selon la TLT en fonction de la fréquence et les paramètres de revêtement en nickel (Ni).

III.4.5 RLC en fonction des propriétés géométriques et physiques

Dans cette dernière partie de la section, nous proposons d’effectuer une étude paramétrique des paramètres RL_{LT} en fonction des tolérances sur les épaisseurs d’isolant spécifiés la norme NF EN 2083 [88] et les propriétés physiques des matériaux : perméabilité du nickel et permittivité de l’isolant. Le Tableau III-14 récapitule les paramètres étudiés et leurs plages de variations considérées.

Tableau III-14 Plages de variation des paramètres utilisés pour l’analyse des paramètres RLC.

Paramètre linéique	Paramètre d’étude	Limite basse	Limite maximale
RL	Épaisseur isolant	75 μm	205 μm
	Perméabilité revêtement en Ni	1	600
C	Épaisseur isolant	75 μm	205 μm
	Permittivité d’isolant	2.5	4.5

Pour cette étude paramétrique, nous fixons le rayon des conducteurs égale à sa valeur moyenne $r_c=0.62mm$, nous prenons la conductivité du cuivre égale à $\sigma_{Cu}=59.6MS/m$ et celle du nickel égale à $\sigma_{Ni}=14.3MS/m$. l’épaisseur de revêtement en nickel est fixée à sa valeur minimale $\epsilon_p=1.3\mu m$.

En utilisant le modèle homogénéisé discuté dans la sous-section précédente, nous effectuons une étude paramétrique les paramètres RLC en fonction des paramètres du Tableau III-14. Nous traçons sur les Figure III-30-a et Figure III-30-b les cartographies des paramètres RL_{LT} à 10MHz en fonction de l’épaisseur d’isolant et la perméabilité du revêtement. Nous traçons également sur Figure III-30-c, la capacité C_{LT} en fonction de l’épaisseur et de la permittivité d’isolant.

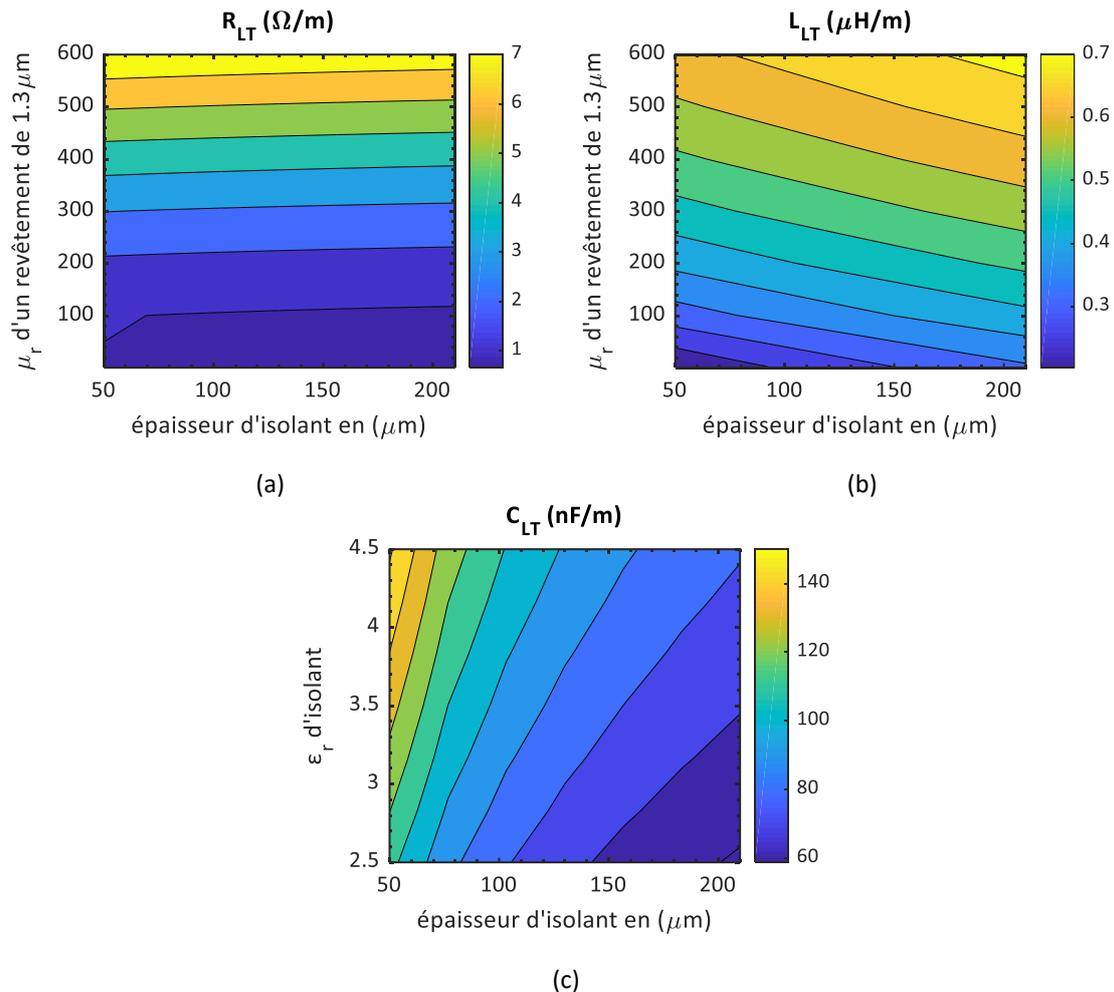


Figure III-30 Cartographie des paramètres linéiques RLC selon la TLT : (a) R_{LT} à 10MHz en fonction de l'épaisseur d'isolant et la perméabilité du nickel, (b) L_{LT} à 10MHz en fonction de l'épaisseur d'isolant et la perméabilité du nickel et (c) C_{LT} en fonction de l'épaisseur d'isolant et la permittivité de l'isolant.

Les résultats confirment qu'à 10MHz les paramètres linéiques R_{LT} et L_{LT} sont proportionnels à la perméabilité du revêtement en nickel. Similairement, la capacité C_{LT} est proportionnelle à la permittivité. L'augmentation de l'épaisseur d'isolant engendre une augmentation de l'inductance L_{LT} et une diminution de la capacité C_{LT} . La résistance R_{LT} est relativement moins sensible à l'épaisseur d'isolant comparée à L_{LT} et C_{LT} .

Globalement, les résultats montrent que les larges plages de variation et les fortes incertitudes sur les caractéristiques d'un câble engendrent naturellement un large domaine de variabilité des paramètres linéiques RLC. Cela atteste que la précision des paramètres linéiques d'un harnais dépend non seulement de la pertinence du modèle de calcul mais également des niveaux de certitudes sur les paramètres géométriques et les propriétés physiques des différents constituants du harnais.

III.5 VALIDATION EXPERIMENTALE

III.5.1 Principe de l'identification expérimentale retenue

Dans cette dernière section, nous validons expérimentalement la pertinence de notre méthodologie de calcul des paramètres RLC.

Nous n'avons pas ici vocation à développer une méthode de mesure des paramètres RLCG compatible avec le formalisme TLTM ; nous nous limiterons à mesurer des paramètres classiques $RLCG_{LT}$ compatible avec la TLT. Il est démontré dans [92] que les paramètres $RLCG_{LT}$ peuvent être identifiés à partir des deux impédances :

- Matrice $Z_{co}(j\omega)$: cette impédance est cette mesurée à partir d'une extrémité d'un harnais et en laissant sa deuxième extrémité en circuit ouvert.
- Matrice $Z_{cc}(j\omega)$: cette impédance est cette mesurée à partir d'une extrémité d'un harnais et en mettant sa deuxième extrémité en circuit-circuit.

La connaissance de ces deux impédances et la longueur du harnais \mathcal{L} permet le calcul de la fonction de propagation $\Gamma(j\omega)$ et l'impédance caractéristique $Z_c(j\omega)$ comme suit :

$$\Gamma(j\omega) = \frac{1}{\mathcal{L}} \tanh^{-1} \left(\sqrt{Z_{cc}(j\omega) \cdot (Z_{co}(j\omega))^{-1}} \right) \quad \text{eqn III-21}$$

$$Z_c(j\omega) = \left(Z_{cc}(j\omega) \cdot (Z_{co}(j\omega))^{-1} \right)^{-1/2} \cdot Z_{cc}(j\omega) \quad \text{eqn III-22}$$

Ces dernières sont utilisées pour identifier les paramètres linéiques $RLCG_{LT}$:

$$\begin{cases} R_{LT}(j\omega) = \Re(\Gamma(j\omega) \cdot Z_c(j\omega)) \\ L_{LT}(j\omega) = \frac{1}{\omega} \Im(\Gamma(j\omega) \cdot Z_c(j\omega)) \\ C_{LT}(j\omega) = \Re\left((Z_c(j\omega))^{-1} \cdot \Gamma(j\omega)\right) \\ G_{LT}(j\omega) = \frac{1}{\omega} \Im\left((Z_{co}(j\omega))^{-1} \cdot \Gamma(j\omega)\right) \end{cases} \quad \text{eqn III-23}$$

Nous soulignons que ces résultats théoriques sont généraux et peuvent être appliqués à une ligne multiconducteur. Nous les utilisons dans cette section sur le câble bifilaire PF EN2266-003B étudié dans la section précédente.

III.5.2 Mesures large bande fréquentielle des impédances d'un câble bifilaire

Il existe dans la littérature divers travaux s'intéressant aux mesures des paramètres $RLCG_{LT}$. Nous distinguons principalement deux techniques pour effectuer une mesure large bande fréquentielle : la première est basée sur les paramètres S, elle utilise un analyseur de réseau. La deuxième utilise simplement un analyseur d'impédance. Nous retenons la deuxième technique qui est relativement adaptée à notre besoin de mesure allant jusqu'à 100MHz, au-delà de cette fréquence, c'est plutôt la première technique est plus adaptée.

La Figure III-31 présente le synoptique de la manipulation expérimentale utilisée pour mesurer les impédances $Z_{co}(j\omega)$ et $Z_{cc}(j\omega)$. L'analyseur d'impédance utilisé (modèle E4990A) est capable d'effectuer des mesures jusqu'à 120MHz ; la précision de l'appareil en fonction de la valeur de l'impédance et de la fréquence est donnée en ANNEXE.A. Le câble d'étude est celui étudié dans la section précédente : PF EN2266-003B ; nous effectuons la mesure pour les quatre longueurs suivantes : 0.3m, 1m, 5m et 15m. Nous représentons le résultat de mesure des impédances en circuit ouvert $Z_{co}(j\omega)$ sur la Figure III-32. Nous représentons le résultat de mesure des impédances en court-circuit $Z_{cc}(j\omega)$ sur la Figure III-33.

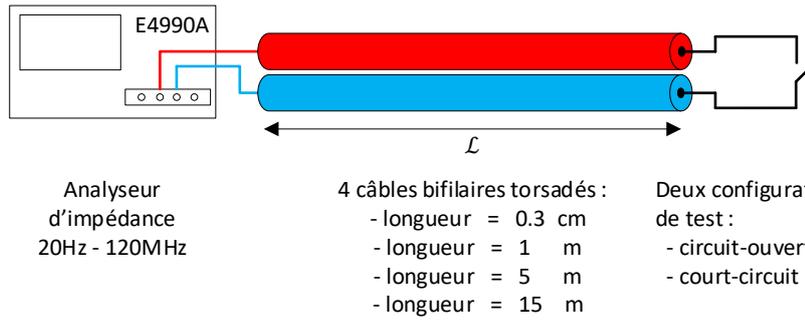


Figure III-31 Synoptique de la méthodologie de mesure et les configurations testés.

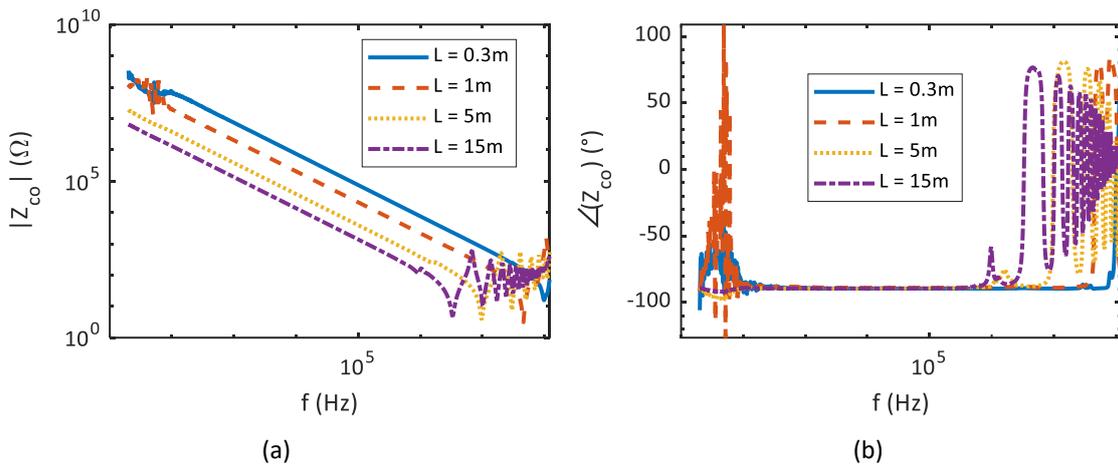


Figure III-32 Tracés des mesures d'impédances en circuit ouvert : (a) le module des impédances et (b) la phase des impédances.

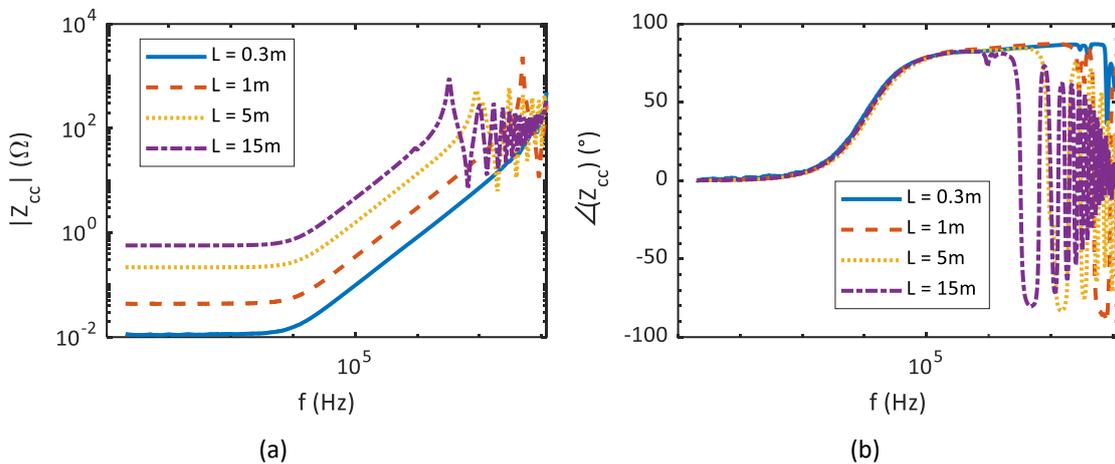


Figure III-33 Tracés des mesures d'impédances en court-circuit : (a) le module des impédances et (b) la phase des impédances.

Nous constatons des erreurs de mesure au niveau de la phase pour une fréquence <100Hz. Avec l'augmentation de la longueur, nous pouvons observer le décalage vers les basses fréquences des phénomènes de résonances qui traduisent le phénomène de propagation de long du câble. Ceci réduit la bande fréquentielle sur la laquelle nous pouvons identifier les paramètres linéiques $RLCG_{LT}$.

En utilisant l'eqn 3-23, nous identifions les paramètres $RLCG_{LT}$. Les résultats sont tracés sur la Figure III-34.

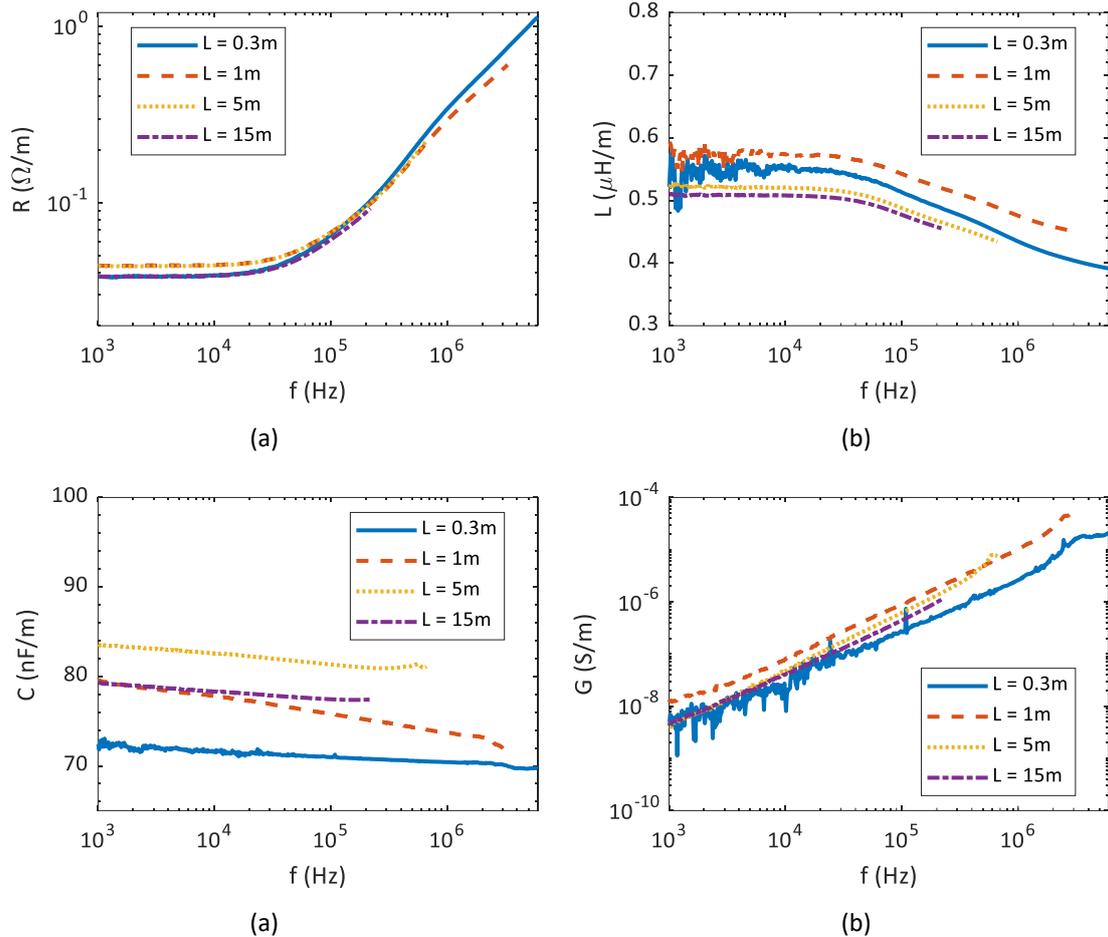


Figure III-34 Paramètres RLCG_{LT} linéiques identifiés expérimentalement des paramètres linéiques.

Pour éviter les erreurs, lors des mesures, nous considérons de nombreuses précautions : compenser des connectiques entre l’instrument et le câble, soigner la connexion de court-circuit, soulever les câbles pour minimiser les effets capacitifs avec la terre ... malgré cela, l’erreur relative entre différentes longueurs de câble est comprise entre 12 et 20% pour les paramètres RLC_{LT}, alors que théoriquement les paramètres linéiques sont indépendants de la longueur. Quant au paramètre G_{LT}, le ratio entre les différentes mesures basés sur plusieurs longueurs dépasse 2 ; nous attribuons cela au faible niveau de pertes dans les isolants.

Les résultats montrent que les paramètres RL_{LT} présentent une évolution fréquentielle typique : la résistance croit et l’inductance décroît avec l’augmentation de la fréquence. La capacité C_{LT} a tendance à décroître en fonction de la fréquence mais cette variation est négligeable devant celle due aux erreurs de mesure. Selon une échelle logarithmique, la conductance G_{LT} croit linéairement avec la fréquence. En utilisant l’expression suivante reliant la capacité et la conductance :

$$G_{LT} = \omega \cdot \tan(\delta) \cdot C_{LT} \tag{eqn III-24}$$

Nous identifions expérimentalement le coefficient de perte moyen tan(δ).

III.5.3 RLCG : calcul versus mesure

La modélisation correcte d'un câble nécessite la connaissance de ses différents paramètres et ses propriétés physiques. Pour diminuer le nombre d'inconnues nous mesurons à l'aide d'un micromètre le diamètre de l'âme conductrice et le diamètre extérieur ; le résultat donné dans le Tableau III-15 est la valeur moyenne de cinq mesures effectuées à des endroits différents.

Tableau III-15 Diamètres mesurés le long d'un fil CF-U, le pas de la mesure est de 1cm.

Numéro de la mesure	Diamètre conducteur (mm)	Diamètre extérieur (mm)
n°1	1.20	1.58
n°2	1.20	1.58
n°3	1.22	1.57
n°4	1.22	1.57
n°5	1.21	1.54
Moyenne	1.21	1.57

Connaissant les diamètres, nous calculons les paramètres RL avec et sans revêtement en nickel. Pour le cas avec revêtement, nous calculons avec une épaisseur de $e_p=2.3\mu\text{m}$ et une perméabilité de $\mu_r=100$. La comparaison des RL calculés et ceux mesurés est donnée sur la Figure III-35. Les résultats attestent de la bonne concordance entre la théorie et la pratique.

Similairement, pour la capacité, nous effectuons le calcul avec deux permittivités : $\epsilon_r=3.1$ et $\epsilon_r=4.3$. Avec ces deux permittivités typiques du polyimide, le calcul enveloppe les différentes mesures.

Enfin, en utilisant l'équation eqn 3-24, nous identifions le facteur de perte moyen $\tan(\delta)$: il est compris entre $\tan(\delta)=0.0056$ et $\tan(\delta)=0.0180$.

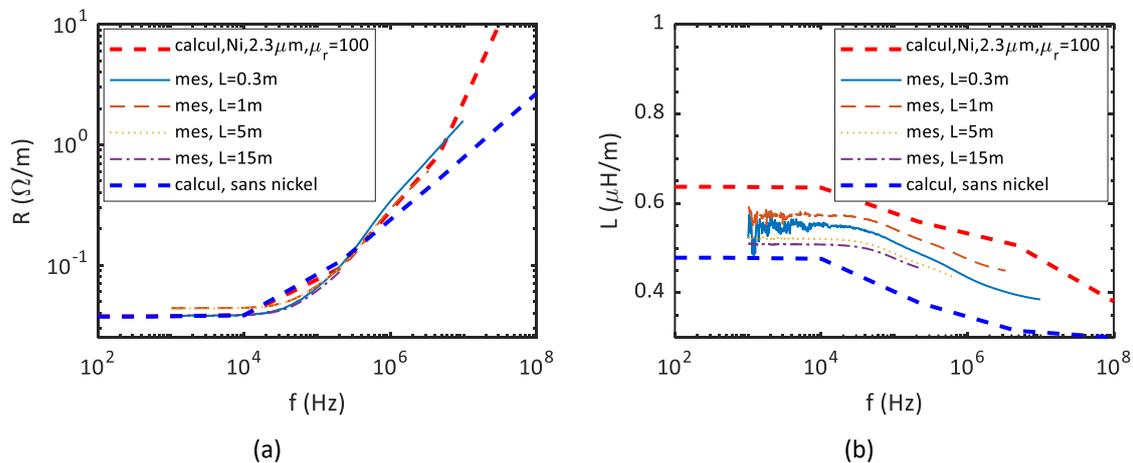


Figure III-35 Comparaison des mesures et calcul : (a) résistance linéique R_{LT} et (b) résistance linéique L_T .

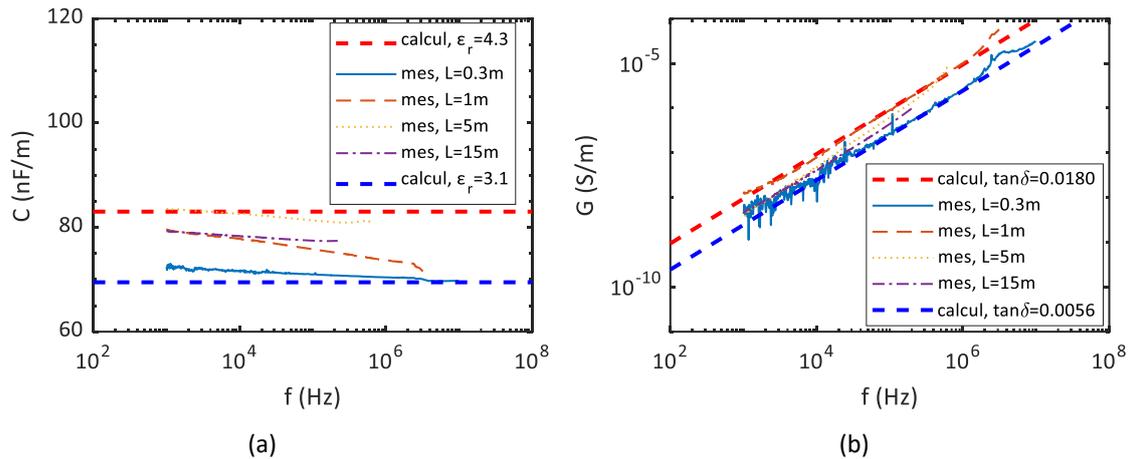


Figure III-36 Comparaison des mesures et calcul : (a) capacité linéique C_{LT} et (b) conductance linéique G_{LT} .

III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons proposé une méthodologie pour calculer des paramètres linéiques RLCG compatibles avec la théorie des lignes de transmission modifiée (TLTM), ainsi que ceux compatibles avec la théorie des lignes de transmission classique (TLT). Les paramètres RL sont calculés en résolvant un problème magnéto-harmonique ; la capacité C est calculée à partir d'un problème électrostatique et la conductance G est calculée à partir de la capacité C et du facteur de perte moyen. La résolution numérique par calcul de champ est effectuée par la méthode des éléments finis.

La méthode numérique des éléments finis est une méthode puissante par sa généralité et sa précision. Néanmoins, sa mise en œuvre est complexe, de multiples paramètres doivent être bien choisis pour aboutir à une solution fiable ; en particulier : la finesse du maillage et la technique de conditions aux limites du problème.

L'analyse des résultats de notre méthodologie sur un cas d'école et leur confrontation avec des mesures expérimentales attestent de sa pertinence.

A travers différents calculs, nous avons montré qu'il faut prendre en compte le revêtement en nickel dans le calcul pour permettre une meilleure précision. Malheureusement, un modèle multibrin fidèle à la réalité a un fort coût en temps de calcul. Pour pallier cela, nous avons proposé un modèle homogénéisé permettant de réduire drastiquement le temps de calcul.

Nous soulignons la conclusion importante suivante : la précision des paramètres linéiques d'un harnais dépend non seulement de la pertinence du modèle de calcul mais également des niveaux de précision sur les paramètres géométriques et les propriétés physiques des différents constituants du harnais.

CHAPITRE.IV

MODELISATION FREQUENTIELLE D'UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE EN VUE DE LA SIMULATION DES SURTENSIONS

SOMMAIRE

IV.1 INTRODUCTION.....	146
IV.2 METHODOLOGIE DE MODELISATION ET DE SIMULATION DES SURTENSIONS.....	146
IV.2.1 Objet de la modélisation.....	146
IV.2.1 Objectif de la modélisation.....	147
IV.2.2 Performances de modélisation et de simulation recherchées.....	148
IV.2.3 Revue des méthodes de modélisation.....	149
IV.2.4 Principe de la méthode adoptée à résolution fréquentielle.....	150
IV.3 MODELISATION HAUTE FREQUENCE D'UN HARNAIS.....	152
IV.3.1 Modèle en circuit équivalent de trois modèles fréquentiels étudiés.....	152
IV.3.2 Evaluation des modèles : cas d'étude bifilaire.....	157
IV.3.3 Evaluation des modèles : cas d'un câble tri-filaire blindé + plan de masse.....	162
IV.4 MODELE HAUTE FREQUENTIELLE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE.....	168
IV.4.1 Méthode de modélisation des machines électriques.....	168
IV.4.2 Modèle matriciel fréquentiel à 3 ports.....	168
IV.4.3 Modèle circuit équivalent.....	171
IV.4.4 Passivation du modèle de la machine.....	172
IV.5 MODELISATION LINEAIRE DE LA SOURCE D'ALIMENTATION : RSIL + ONDULEUR.....	174
IV.5.1 Modélisation de mode différentiel d'un onduleur triphasé.....	174
IV.5.2 Modélisation de mode commun d'un onduleur triphasé.....	179
IV.5.3 Modèle complet d'onduleur proposé.....	181
IV.6 MODELISATION FREQUENTIELLE DE LA CHAINE ELECTROMECHANIQUE COMPLETE.....	181
IV.6.1 Modèle fréquentiel bifilaire.....	181
IV.6.2 Modèle fréquentiel multifilaire.....	182
IV.7 CONCLUSION.....	189

IV.1 INTRODUCTION

Dans les deux chapitres précédents, nous avons développé une approche de modélisation fréquentielle d'un harnais, ainsi que le calcul de ses paramètres linéiques RLCG. Dans ce chapitre, nous développons l'utilisation de ce modèle fréquentiel, afin d'effectuer une simulation temporelle des surtensions le long d'une chaîne électromécanique, et en particulier aux bornes d'une machine électrique alimentée par le harnais.

Nos modèles sont destinés à des études paramétriques des surtensions et à une utilisation dans des outils de conception par optimisation ; par conséquent, un faible temps de calcul est une performance fortement souhaitée.

Dans ce chapitre, tout d'abord, nous discutons la méthodologie de modélisation et de simulation retenue ; ensuite, nous nous intéressons à la modélisation des différents composants d'une chaîne électromécanique : harnais, machine et onduleur. Enfin, nous finissons par la modélisation fréquentielle de la chaîne complète.

IV.2 METHODOLOGIE DE MODELISATION ET DE SIMULATION DES SURTENSIONS

IV.2.1 Objet de la modélisation

Dans ces travaux de thèse, nous nous limitons à la modélisation des surtensions pouvant survenir dans une chaîne électromécanique, dont la structure est illustrée sur la Figure IV-1

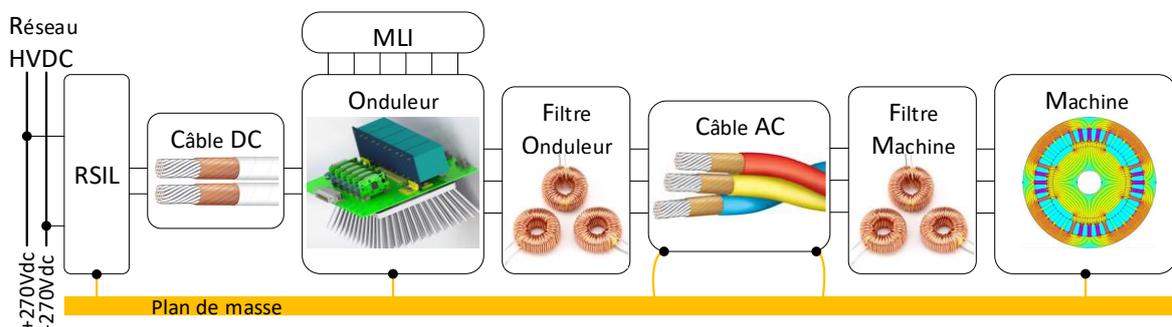


Figure IV-1 objet de la modélisation : chaîne électromécanique triphasée aéronautique.

Il s'agit d'une chaîne de puissance triphasée construite selon la norme aéronautique DO-160G [93], composée principalement de :

- Une alimentation en tension DC de +/-270V représentant le réseau HVDC de bord de l'avion.
- Un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) normalisé qui assure le retour des courants de mode commun provoqués par la commutation de l'onduleur et empêche également les harmoniques provenant de l'alimentation de se propager au sein de la chaîne électromécanique.
- Un onduleur à deux niveaux qui assure la conversion DC/AC. Il est réalisé à l'aide de semi-conducteurs en technologie silicium (Si) ou bien en carbure de silicium (SiC) ; dans le cadre de cette thèse une attention particulière est portée à la technologie SiC. Les semi-conducteurs sont commandés à l'aide de différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

- Un câble bifilaire d'une longueur de 1m, reliant l'onduleur au RSIL.
- Un harnais constitué d'un câble tri filaire (câble long en comparaison des longueurs d'onde prises en compte – « câble électriquement long ») déposé sur un plan de masse en cuivre. Ce câble peut être blindé ou non.
- Une machine électrique triphasée : il s'agit d'un moteur synchrone à aimants permanents à haute vitesse. Elle est alimentée par l'onduleur à travers le harnais de puissance.
- Enfin la chaîne électromécanique peut aussi contenir des filtres de surtensions et/ou de compatibilité électromagnétique.

L'ensemble des composants de la chaîne sont déposés sur un plan de masse à une distance de 5cm.

IV.2.1 Objectif de la modélisation

La simulation des surtensions permet de prédire le risque d'apparition du phénomène de décharges partielles, en particulier, dans le bobinage de la machine électrique. Pour ce faire, ce chapitre s'intéresse à la modélisation des surtensions causées par les commutations de l'onduleur (Figure IV-2 et Figure IV-3).

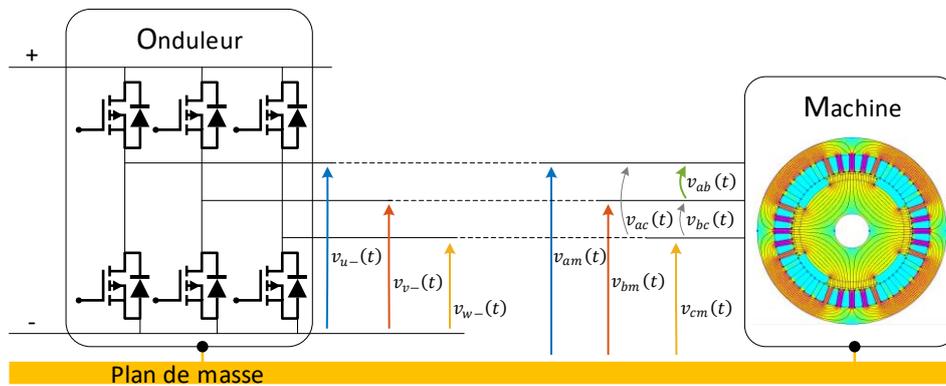


Figure IV-2 Tensions commutées en sortie d'onduleur et tensions en entrée de machine électrique.

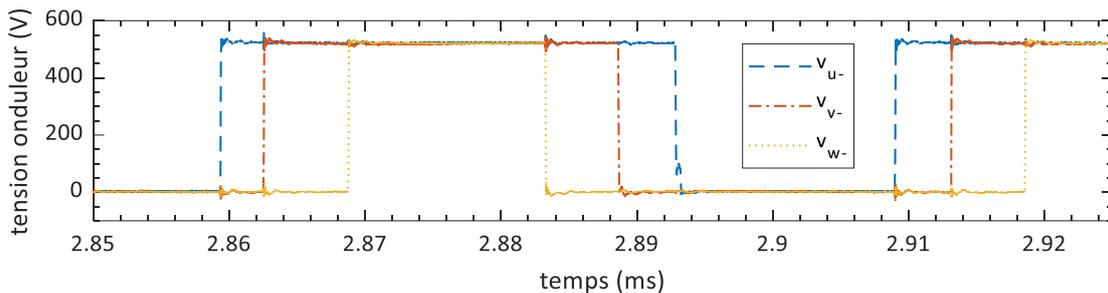


Figure IV-3 Exemple de relevés expérimentaux de la commutation d'un onduleur triphasé 540Vdc-15kW réalisé en technologie MOSFET-SiC.

Les surtensions peuvent se manifester entre phases et entre phases et masse. Au contraire de la quasi-totalité des travaux recensés dans la littérature s'intéressant uniquement à la contrainte entre phases (v_{ab}, v_{ac} et v_{bc} sur la Figure IV-2), nous considérons également dans nos travaux la contrainte entre phases et masse (v_{am}, v_{bm} et v_{cm} sur la Figure IV-2). En effet, les contraintes environnementales d'une application aéronautique, particulièrement la faible pression, font qu'en plus de l'isolation inter-spires et entre les phases, l'isolation entre les phases et la masse est également susceptible d'être le siège de DP (voir chapitre.VI). La Figure IV-4 illustre un exemple de surtensions que nous cherchons à modéliser : il s'agit de relevés expérimentaux mesurés aux bornes de la machine

machine ; ces surtensions sont générées par les commutations de l'onduleur présentées à la Figure IV-3.

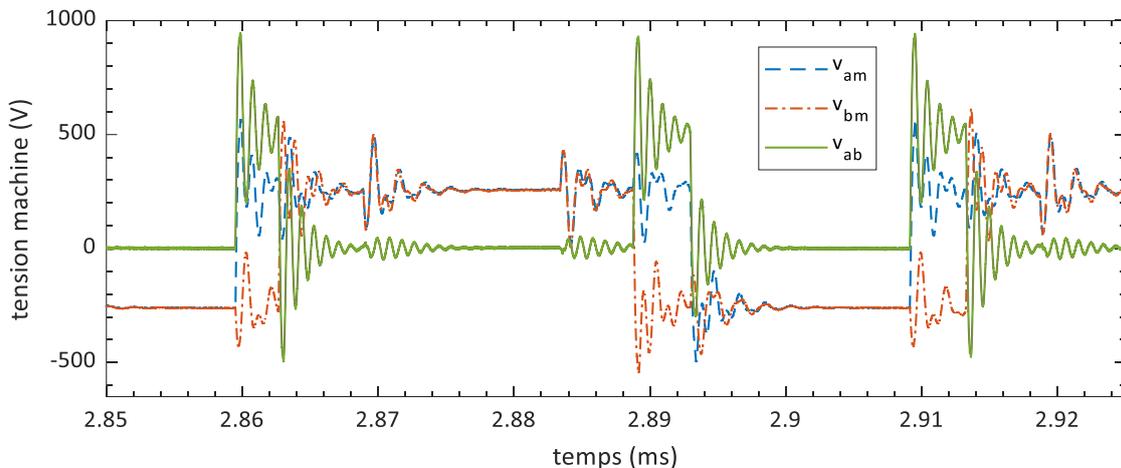


Figure IV-4 Exemple de relevés expérimentaux de surtensions aux bornes d'une machine de 540Vdc-15kW.

En régime établi, la tension entre phases est une suite d'impulsions unipolaires transitant entre 0V et 540V ou entre 0V et -540V ; quant à la tension entre phases et masse, c'est une tension bipolaire $\pm 270V$. Après chaque commutation de l'onduleur et avant d'atteindre la stabilisation de la tension, les tensions aux bornes de la machine passent par un régime transitoire, créateur de « surtensions ».

Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous intéressons aux propriétés suivantes des surtensions :

- Amplitude maximale : Cette propriété impacte directement l'apparition des décharges partielle entre phases et entre phases et masse.
- Rapidité des fronts : Cette propriété favorise une propagation non uniforme des ondes de tension au sein du bobinage d'une machine ; cela impacte particulièrement les décharges partielles inter spires.
- Fréquence d'oscillation : Elle caractérise la résonance de l'association des composants de la chaine ; sa connaissance peut aider à dimensionner les filtres de réduction des surtensions.
- Temps d'amortissement : Sa connaissance permet de bien prédire l'apparition de surtensions supérieures à 2pu causées par des commutations successives et relativement proches de l'onduleur.

Afin de prévenir correctement les décharges partielles, il est donc nécessaire de pouvoir simuler les formes d'onde temporelles des surtensions : tel est l'objectif de notre approche de modélisation.

IV.2.2 Performances de modélisation et de simulation recherchées

La modélisation est une étape cruciale dans le processus de conception et de simulation de tout système. Tout modèle n'est qu'une représentation approximative des interactions physiques souvent complexes régnant dans un système donné. La précision d'un modèle est conditionnée par la validité des hypothèses simplificatrices qui ont permis son élaboration et sa pertinence est étroitement liée aux spécifications prises en compte lors de son établissement. Ci-dessous, nous décrivons brièvement les principales exigences que nous considérons dans notre modélisation des surtensions :

- Spécification n°1 : Adaptabilité à la conception par optimisation

Rappelons que le cadre applicatif de la thèse vise à prévenir le risque d'apparition des décharges partielles dans une chaîne électromécanique, et ce, dès les premières phases de conception. Pour ce faire, les modèles de surtensions doivent être précis et rapides ; suffisamment précis pour contribuer à minimiser les coûts de développement d'un produit industriel et suffisamment rapides pour pouvoir être inclus dans des outils de conception par optimisation. La simulation rapide des surtensions sans dégradation significative de la précision est une première exigence fondamentale de nos travaux.

- Spécification n°2 : Adaptabilité à une simulation systémique

Comme discuté précédemment, la chaîne électromécanique d'intérêt est un système composé de plusieurs composants : un onduleur, un harnais, une machine, un ou plusieurs filtres, des connectiques, etc. Pour pouvoir simuler correctement les surtensions, il est nécessaire de prendre en compte les interactions et les couplages entre les composants de la chaîne. Pour ce faire, le formalisme de modélisation à choisir doit assurer la fonction d'interconnexion des modèles de tous les constituants de la chaîne.

- Spécification n°3 : Implémentation logicielle

Nos travaux s'intéressent aux méthodes de modélisation des surtensions. Pour développer des outils logiciel de simulation et de conception par optimisation, nous choisissons le logiciel Matlab. Cela permet de capitaliser nos travaux et de réutiliser des résultats de travaux antérieurs de notre laboratoire.

IV.2.3 Revue des méthodes de modélisation

Historiquement, les problèmes de propagation des ondes sont étudiés analytiquement ou graphiquement par exemple en utilisant la méthode de Bewley-Lattice[94]. Cette méthode est facilement applicable aux lignes de transmission bifilaires, uniformes et sans pertes ; elle considère un coefficient de réflexion à chaque terminaison de la ligne. En supposant que des coefficients de réflexion sont réels et constants, des formulations analytiques des surtension aux bornes du moteur peuvent être établies [95]–[97]. Cette méthode permet une analyse rapide des surtensions, néanmoins les hypothèses simplificatrices (ligne sans pertes, nature des terminaisons de la ligne) peuvent impacter fortement la précision. De plus, cette méthode est difficilement applicable à la modélisation d'un système complexe tel qu'une chaîne électromécanique.

Pour pallier les limitations des méthodes analytiques, la méthode de modélisation circuit (de type SPICE) à paramètres localisés r , l et c peut être utilisée [98], [99]. Elle permet de prendre en compte l'effet de propagation et les effets fréquentiels d'une manière approximative[100]. Le choix du nombre d'éléments localisés est crucial, et conduit à un compromis entre temps de calcul et précision. Pour éviter un temps de calcul excessif causé par la modélisation de la propagation par des éléments localisés, il existe un modèle de ligne de transmission à paramètres distribués basés sur la méthode des caractéristiques (MoC) [101]–[103]. Ce modèle est mis en œuvre depuis les années 1960 dans le logiciel EMTP (Electromagnetic Transients Program) et également actuellement implémenté dans le logiciel Matlab-Simulink- Simscape. Le modèle MoC consiste en une solution exacte des équations des télégraphistes pour une ligne de transmission sans perte ; les pertes sont prises en compte à l'aide d'éléments résistifs localisés. Par ailleurs, il existe un modèle MoC

généralisé qui prend en compte la distribution des pertes le long d'une ligne en utilisant les techniques de macromodeling : il permet de prendre en compte rigoureusement les effets fréquentiels et le phénomène de propagation [67], [104]. Les atouts majeurs de la modélisation circuit résident dans sa simplicité de mise en œuvre et son adaptabilité à une modélisation systémique.

La simulation des surtensions nécessite à la fois la simulation de composants au comportement non linéaire (comme la commutation de semi-conducteurs de puissance) et d'autres au comportement linéaire mais présentant une dépendance vis-à-vis des fréquences considérées ; par exemple : la propagation le long du harnais et les couplages électromagnétiques au sein des enroulements de la machine électrique. Les méthodes de simulation mentionnées ci-dessus utilisent une résolution temporelle ; cela a l'avantage d'une prise en compte facile des comportements non-linéaires. Cependant, la nature itérative de la résolution temporelle et l'utilisation de petit pas de calcul (de l'ordre de quelques ns, pour la prise en compte correcte de fréquences élevées) entraînent un temps de calcul excessif, ce qui est inadapté à nos besoins.

IV.2.4 Principe de la méthode adoptée à résolution fréquentielle

Au contraire des travaux relevés dans l'état de l'art utilisant des méthodes temporelles, nous proposons, pour simuler les surtensions, d'utiliser une méthode fréquentielle illustrée sur la Figure IV-5. Les méthodes fréquentielles ne sont pas utilisées dans la littérature pour simuler les surtensions, néanmoins, elles sont populaires dans la discipline de la compatibilité électromagnétique ; nous citerons parmi les logiciels utilisant des résolutions fréquentielles : Aseris-Net d'Airbus, CRIPTE développé à l'ONERA ou encore le code RESELINÉ.

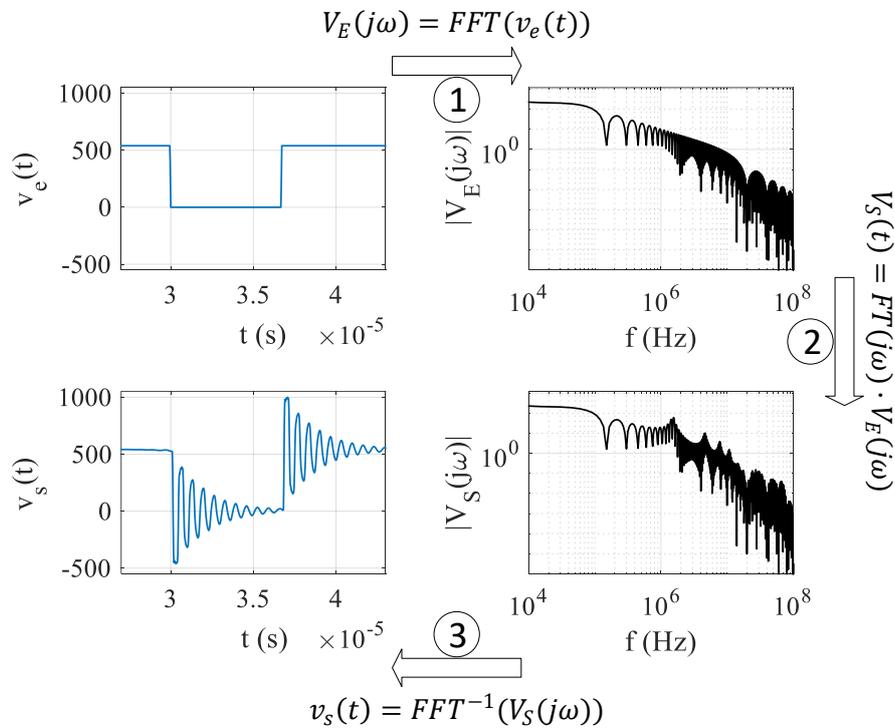


Figure IV-5 Illustration de la résolution fréquentielle adoptée pour simuler la surtension.

Cette méthode que nous proposons d'utiliser s'appuie sur trois étapes principales :

- 1) Calculer le spectre du signal d'entrée (tension de l'onduleur) à l'aide de la transformée de Fourier rapide (FFT) : $V_E(j\omega) = FFT(v_e(t))$
- 2) Multiplier le spectre du signal d'entrée par la fonction de transfert $TF(j\omega)$ de la chaîne électromécanique : $V_S(j\omega) = TF(j\omega) \cdot V_E(j\omega)$
- 3) Calculer le signal temporel d'intérêt en utilisant la transformée de Fourier rapide inverse (iFFT) : $v_s(t) = FFT^{-1}(V_S(j\omega))$

Le produit de convolution dans le domaine temporel devient un simple produit dans le domaine fréquentiel, donnant directement les surtensions en régime permanent. Cela permet de réduire drastiquement le temps de calcul.

Notons que cette résolution fréquentielle prend en compte naturellement des modèles à paramètres dépendant de la fréquence. Par conséquent, les modèles de harnais considérant la propagation de manière exacte développés dans le chapitre.II et le chapitre.III peuvent être exploités sans approximations supplémentaires. L'inconvénient majeur de cette résolution fréquentielle réside dans la difficulté de simuler des composants non-linéaires tels que des semiconducteurs. En effet, cette méthode est basée sur le principe de superposition et n'est valable que pour les systèmes linéaires. Pour pallier cela, nous proposons plus loin dans ce chapitre un modèle linéaire d'onduleur.

Il est clair que le calcul de la fonction de transfert $TF(j\omega)$ est essentiel dans notre méthodologie de résolution fréquentielle ; pour ce faire, nous proposons d'utiliser le formalisme circuit MNA (Modified Nodal Analysis) [105][106] utilisé par le logiciel circuit Spice. La MNA s'appuie sur un système d'équations obtenu à l'aide des lois de Kirchhoff (loi des nœuds et loi des mailles) ; son application sur un circuit électrique linéaire permet d'établir l'équation suivante :

$$\bar{\bar{A}}(j\omega) \cdot \bar{X}(j\omega) = \bar{Z}(j\omega) \quad \text{eqn IV-1}$$

La matrice carré $\bar{\bar{A}}(j\omega)$ est dite matrice d'incidence contenant des impédances et des coefficients des sources de tension et de courant commandées. $\bar{Z}(j\omega)$ est un vecteur de grandeurs connues constitué des courants et des tensions des sources indépendantes. $\bar{X}(j\omega)$ est un vecteur des inconnues contenant les tensions des nœuds et les courants des branches, à chaque fréquence du spectre d'intérêt ; il est calculé en inversant la matrice $\bar{\bar{A}}(j\omega)$ comme suit :

$$\bar{X}(j\omega) = (\bar{\bar{A}}(j\omega))^{-1} \cdot \bar{Z}(j\omega) \quad \text{eqn IV-2}$$

Cette résolution peut se faire de manière numérique, ou de manière symbolique.

Le formalisme MNA dans le domaine fréquentiel répond à nos spécifications : en effet, d'une part la résolution fréquentielle est rapide : jusqu'à six fois plus rapide que le modèle temporel MoC implémenté sous le logiciel Matlab-Simulink-Simscape. D'autre part, la MNA permet d'interconnecter facilement et de manière générique les modèles des composants d'une chaîne électromécanique.

IV.3 MODELISATION HAUTE FREQUENCE D'UN HARNAIS

Cette section fait suite à la modélisation du harnais, discutée dans le chapitre.II ; nous y traitons de l'utilisation des modèles de propagation pour une simulation circuit dans le domaine fréquentiel. Les trois modèles de harnais auxquels nous nous intéressons sont :

- Modèle approché basé sur des circuits à cellules cascadées utilisant la théorie des lignes de transmission modifiée ;
- Modèle exact basé sur la théorie des lignes de transmission modifiée ;
- Modèle exact basé sur la théorie des lignes de transmission.

Par la suite, nous évaluons les performances de chacun des modèles pour un cas d'études à deux conducteurs puis pour un cas à cinq conducteurs.

IV.3.1 Modèle en circuit équivalent de trois modèles fréquentiels étudiés

IV.3.1.1 Modèle fréquentiel n°1 : circuit en cellules cascadées

Étant donné sa construction basée sur des éléments de circuit, ce modèle est naturellement adapté pour une résolution selon le formalisme MNA. Rappelons que ce modèle est composé de plusieurs cellules mises en cascade, chaque cellule d'une longueur Δx est caractérisée par les impédances et admittances suivants :

$$\hat{z}_{ij}(j\omega) \cdot \Delta x = r_{ij}(\omega) \cdot \Delta x + j\omega l_{ij}(\omega) \cdot \Delta x \quad \text{eqn IV-3}$$

$$\hat{y}_{ij}(j\omega) \cdot \Delta x = g_{ij}(\omega) \cdot \Delta x + j\omega c_{ij}(\omega) \cdot \Delta x \quad \text{eqn IV-4}$$

Ces différentes impédances et admittances sont calculées à partir des paramètres linéiques identifiés numériquement selon la théorie de ligne de transmission modifiée (Chapitre.III).

En termes de représentation en circuits électriques, nous modélisons les termes diagonaux : $\hat{z}_{ii}(j\omega) \cdot \Delta x$ par des impédances. Nous faisons intervenir les termes non diagonaux : $\hat{z}_{ij}(j\omega) \cdot \Delta x = \hat{z}_{ji}(j\omega) \cdot \Delta x$ modélisant les couplages magnétiques entre les conducteurs, comme des coefficients de source de tensions contrôlés en courant. Quant aux éléments de couplages parallèles (capacitifs et conductifs), ils sont modélisés par les admittances $\hat{y}_{ij}(j\omega) \cdot \Delta x$ selon une configuration circuit en Π .

La Figure IV-6 ci-dessous illustre de manière globale le circuit équivalent proposé du modèle à cellules cascadées pour une simulation dans le domaine fréquentiel.

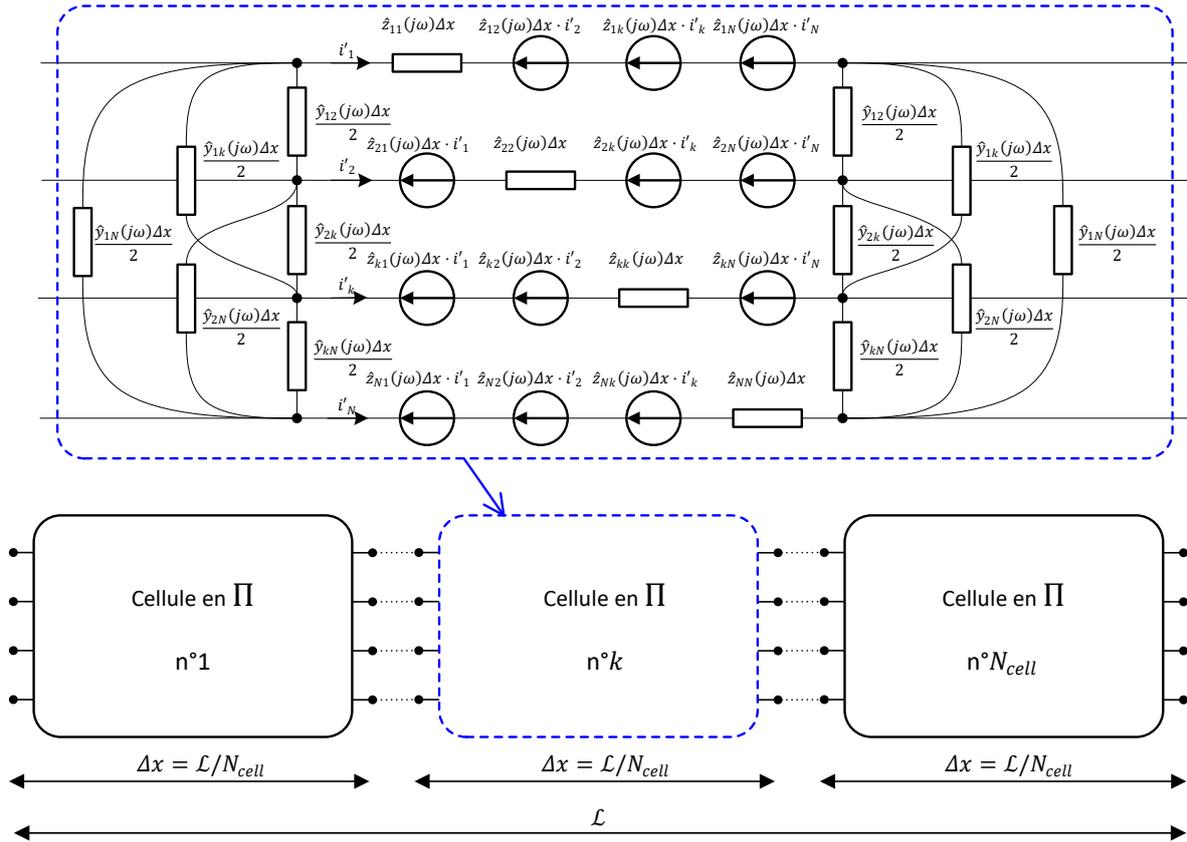


Figure IV-6 Circuit équivalent fréquentiel d'un modèle de harnais à cellules en Π cascadiées.

IV.3.1.2 Modèle circuit équivalent à partir d'une matrice d'admittance

Dans le Chapitre.II nous avons discuté une solution matricielle exacte au problème de propagation le long du harnais. La représentation circuit la plus intuitive pour exploiter ce modèle matriciel dans une simulation circuit consiste à :

- Utiliser des impédances et/ou admittances pour modéliser les éléments diagonaux ;
- Utiliser de sources de courants et/ou de tensions contrôlées en courant et/ou en tension pour modéliser les éléments non diagonaux.

Pour illustrer ces propos, nous considérons la matrice admittance à deux ports suivante :

$$\begin{pmatrix} i_1(j\omega) \\ i_2(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11}(j\omega) & Y_{12}(j\omega) \\ Y_{21}(j\omega) & Y_{22}(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1(j\omega) \\ v_2(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-5}$$

Cette matrice peut être simulée à l'aide du circuit équivalent à trois nœuds de la Figure IV-7. Pour ce cas, les éléments diagonaux sont réalisés par des admittances et les éléments non diagonaux sont réalisés à l'aide de sources de courant contrôlées en tension.

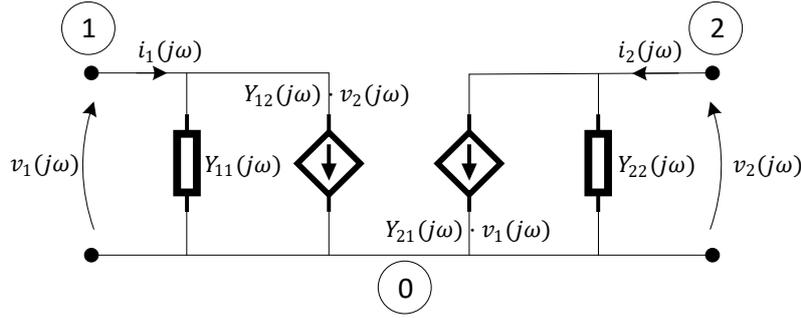


Figure IV-7 modèle circuit équivalent d'une matrice d'admittance à deux ports utilisant des sources de courant commandés en tension.

La réalisation circuit d'un modèle matriciel à l'aide de sources commandées est intuitive, simple et générale. Néanmoins, les sources de tension et/ou de courant commandées apparaissent comme des éléments non diagonaux dans la matrice d'incidence $\bar{A}(j\omega)$ de l'équation MNA. Cela complique la résolution, notamment pour l'établissement d'une fonction de transfert symbolique.

Pour pallier cela, nous exploitons la symétrie du modèle matriciel du harnais ($Y_{ij}(j\omega) = Y_{ji}(j\omega)$ avec $i \neq j$) pour permettre une réalisation circuit simplifiée de la matrice admittance. Dans ce cas particulier, nous pouvons démontrer aisément qu'une matrice admittance de dimension $n \times n$ de l'équation eqn 4-6 peut être réalisée à l'aide du circuit équivalent de la Figure IV-8.

$$\begin{pmatrix} i_1(j\omega) \\ i_2(j\omega) \\ \vdots \\ i_n(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11}(j\omega) & Y_{12}(j\omega) & \cdots & Y_{1n}(j\omega) \\ Y_{21}(j\omega) & Y_{22}(j\omega) & \cdots & Y_{2n}(j\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1}(j\omega) & Y_{n2}(j\omega) & \cdots & Y_{nn}(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1(j\omega) \\ v_2(j\omega) \\ \vdots \\ v_n(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-6}$$

Le circuit équivalent résultant comporte $n + 1$ nœuds dont un nœud particulier, que nous nommons 0, qui est le nœud de référence des tensions. Les admittances du circuit équivalent reliant les nœuds $\{1, 2, \dots, n\}$ avec le nœud 0 de référence s'expriment en fonction des éléments de la matrice admittance comme suit :

$$y_{ii}(j\omega) = \sum_{k=1}^n Y_{ik}(j\omega) = \sum_{k=1}^n Y_{ki}(j\omega) \quad \text{eqn IV-7}$$

Quant à celles reliant les nœuds $\{1, 2, \dots, n\}$ au nœud 0, elles s'expriment en fonction des éléments de la matrice admittance comme suit :

$$y_{ij}(j\omega) = y_{ji}(j\omega) = -Y_{ij}(j\omega) = -Y_{ji}(j\omega) \quad \text{eqn IV-8}$$

L'avantage de cette méthode de réalisation circuit d'une matrice admittance de dimension $n \times n$ c'est qu'elle ne nécessite aucune source de tension et/ou de courant commandée et que le nombre d'admittances nécessaire est égal à $n(n + 1)/2$; on pourra comparer ce nombre aux n admittances plus $n(n - 1)$ sources de courants contrôlés nécessaires à une réalisation circuit comme celle de la Figure IV-7.

Dans la suite de cette sous-section, nous appliquons cette méthode de réalisation circuit aux deux modèles matriciels de harnais basés sur la théorie de lignes de transmission.

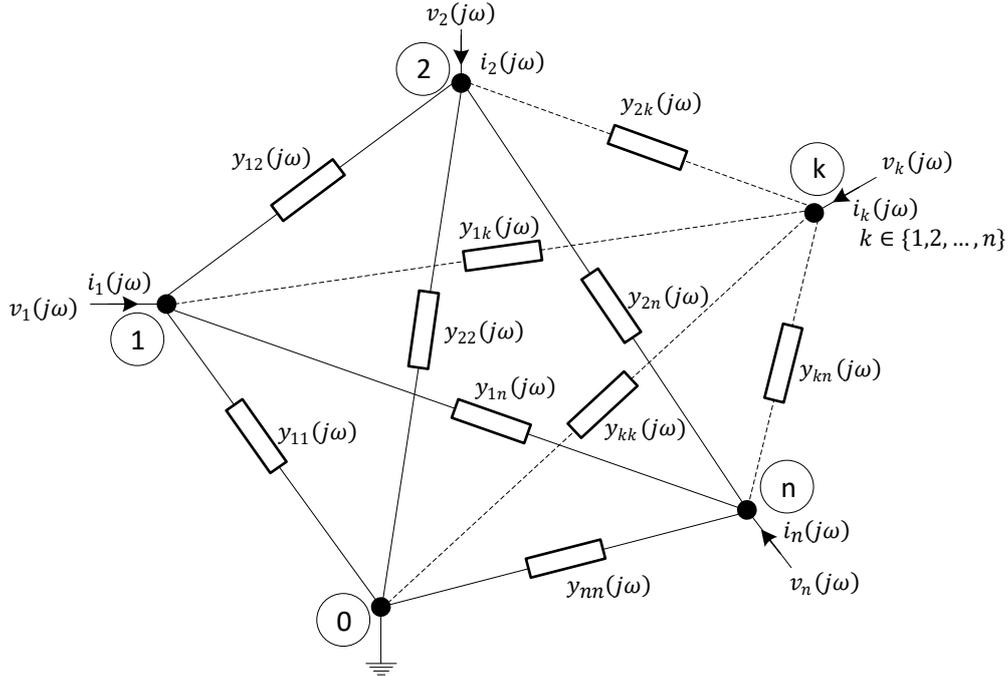


Figure IV-8 Circuit équivalent d'une matrice admittance de dimension nxn .

IV.3.1.3 Modèle fréquentiel n°2 : circuit équivalent selon la TLTM

Nous nous intéressons ci-dessous à établir un circuit équivalent de la solution exacte de la propagation le long d'un harnais selon la théorie de ligne de transmission modifiée (TLTM). Pour cela, nous reprenons la matrice de chaîne établie dans le chapitre.II aux bornes d'un harnais à N conducteurs :

$$\begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{V}}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{I}}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{\Phi}_{11}(\mathcal{L}, j\omega) & \widehat{\Phi}_{12}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \widehat{\Phi}_{21}(\mathcal{L}, j\omega) & \widehat{\Phi}_{22}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{V}}(0, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{I}}(0, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-9}$$

Après quelques manipulations algébriques, nous en déduisons la matrice admittance suivante :

$$\begin{pmatrix} i_1(j\omega) \\ i_2(j\omega) \\ \vdots \\ i_{2N}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{Y}}_{11}(\mathcal{L}, j\omega) & \widehat{\mathbf{Y}}_{12}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{Y}}_{21}(\mathcal{L}, j\omega) & \widehat{\mathbf{Y}}_{22}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1(j\omega) \\ v_2(j\omega) \\ \vdots \\ v_{2N}(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-10}$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} v_1(j\omega) \\ v_2(j\omega) \\ \vdots \\ v_{2N}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{V}}(0, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{V}}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_1(j\omega) \\ i_2(j\omega) \\ \vdots \\ i_{2N}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{\mathbf{I}}(0, j\omega) \\ \widehat{\mathbf{I}}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-11}$$

$$\begin{cases} \hat{Y}_{11}(\mathcal{L}, j\omega) = -\hat{\Phi}_{12}^{-1}(\mathcal{L}, j\omega)\hat{\Phi}_{11}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \hat{Y}_{22}(\mathcal{L}, j\omega) = \hat{Y}_{11}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \hat{Y}_{12}(\mathcal{L}, j\omega) = \hat{\Phi}_{12}^{-1}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \hat{Y}_{21}(\mathcal{L}, j\omega) = \hat{Y}_{12}(\mathcal{L}, j\omega) \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{eqn} \\ \text{IV-12} \end{array}$$

Connaissant la matrice admittance, nous pouvons exploiter le résultat discuté à la section précédente (IV.3.1.2), pour aboutir au circuit équivalent de la Figure IV-9.

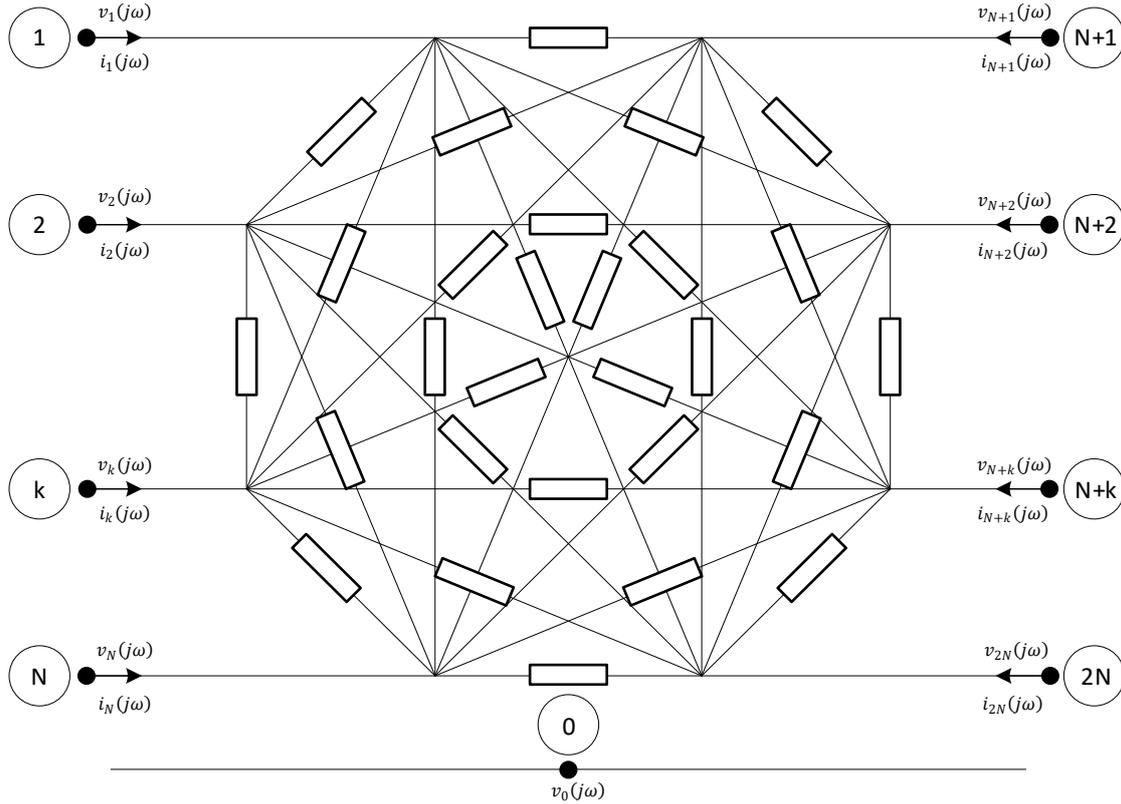


Figure IV-9 modèle circuit équivalent d'un harnais à N conducteurs selon la TLTM.

Notons que pour un harnais à N conducteurs, le circuit équivalent selon la TLTM comporte $2N$ nœuds reliés entre eux par $N \cdot (2N - 1)$ admittances.

IV.3.1.4 Modèle fréquentiel n°3 : circuit équivalent selon la TLT

Similairement à la TLTM, nous exploitons les résultats du chapitre.II établis selon la théorie des lignes de transmission (TLT) pour un harnais à N conducteurs ; on en déduit la matrice d'admittance suivante :

$$\begin{pmatrix} i_1(j\omega) \\ i_2(j\omega) \\ \vdots \\ i_{2N-2}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{r11}(\mathcal{L}, j\omega) & \hat{Y}_{r12}(\mathcal{L}, j\omega) \\ \hat{Y}_{r21}(\mathcal{L}, j\omega) & \hat{Y}_{r22}(\mathcal{L}, j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1(j\omega) \\ v_2(j\omega) \\ \vdots \\ v_{2N-2}(j\omega) \end{pmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{eqn} \\ \text{IV-13} \end{array}$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} v_1(j\omega) \\ v_2(j\omega) \\ \vdots \\ v_{2N-2}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(0, j\omega) \\ \hat{\mathbf{V}}_{r'}^{LT}(L, j\omega) \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_1(j\omega) \\ i_2(j\omega) \\ \vdots \\ i_{2N-2}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(0, j\omega) \\ \hat{\mathbf{I}}_{r'}^{LT}(L, j\omega) \end{pmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{eqn} \\ \text{IV-14} \end{array}$$

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{Y}}_{r_{11}}(L, j\omega) = -\hat{\Phi}_{r_{12}}^{-1}(L, j\omega)\hat{\Phi}_{r_{11}}(L, j\omega) \\ \hat{\mathbf{Y}}_{r_{22}}(L, j\omega) = \hat{\mathbf{Y}}_{r_{11}}(L, j\omega) \\ \hat{\mathbf{Y}}_{r_{12}}(L, j\omega) = \hat{\Phi}_{r_{12}}^{-1}(L, j\omega) \\ \hat{\mathbf{Y}}_{r_{21}}(L, j\omega) = \hat{\mathbf{Y}}_{r_{12}}(L, j\omega) \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{eqn} \\ \text{IV-15} \end{array}$$

En exploitant le résultat discuté ci-dessus – sous-section (IV.3.1.2), nous partons de cette matrice admittance pour établir le circuit équivalent de la Figure IV-10. Pour un harnais à N conducteurs, le circuit équivalent selon la TLT est constitué de $2N - 1$ nœuds reliés entre eux par $(N - 1) \cdot (2N - 1)$ admittances.

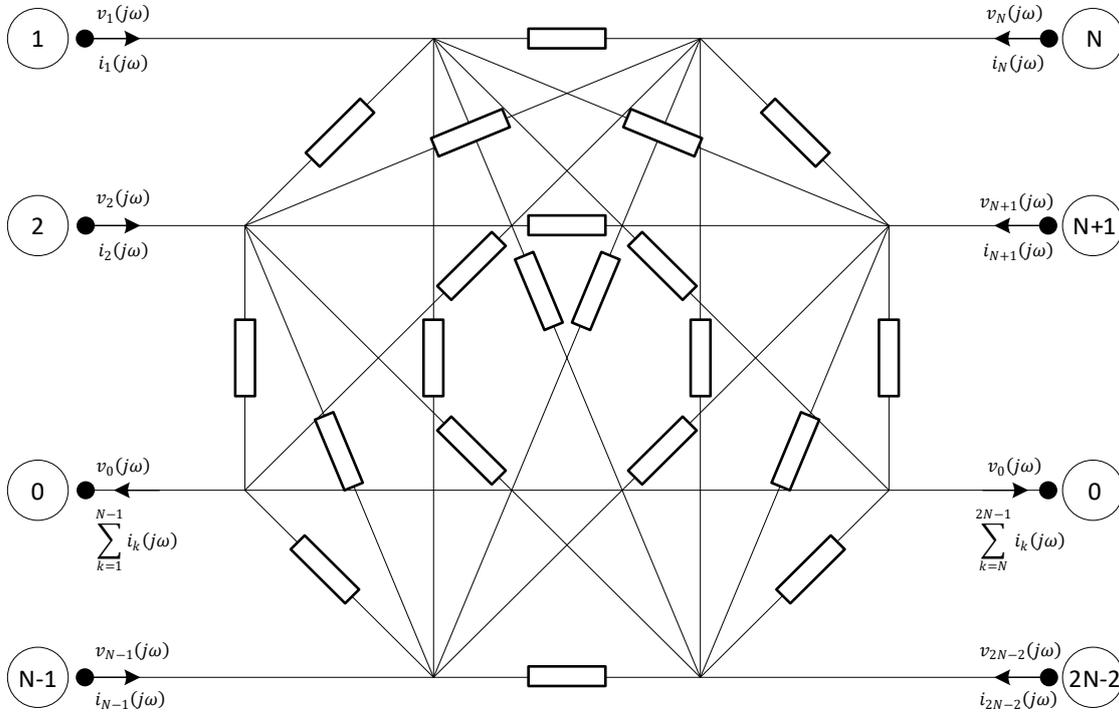


Figure IV-10 modèle circuit équivalent d'un harnais à N conducteurs selon la TLT.

IV.3.2 Evaluation des modèles : cas d'étude bifilaire

IV.3.2.1 Cas d'étude

Afin d'évaluer les performances des trois modèles décrits dans la sous-section précédente, nous proposons de simuler la configuration bifilaire de la Figure IV-11.

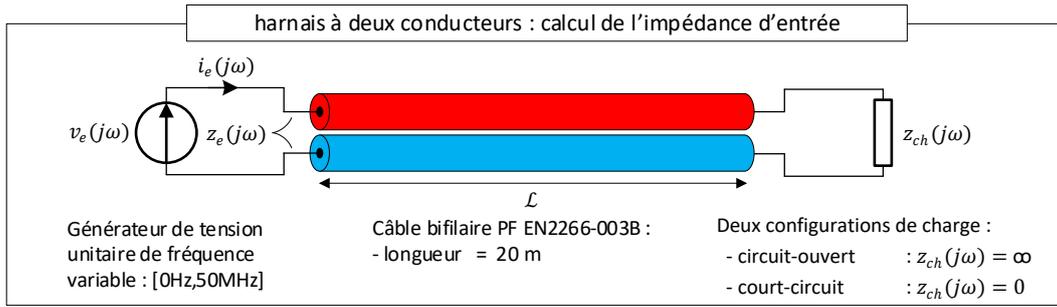


Figure IV-11 cas d'études bifilaire pour évaluer les performances des modèles d'harnais.

Il s'agit d'un harnais bifilaire alimenté en entrée par une source de tension $v_e(j\omega)$ et chargé en sortie par une impédance $z_{ch}(j\omega)$. Le harnais est un câble bifilaire PF EN2266-003B d'une longueur de 20m dont les paramètres linéiques RLCG calculés et mesurés sont discutés dans le chapitre.III.

Bien que notre méthodologie de simulation permette de calculer les tensions à tous les nœuds et les courants dans toutes les branches du circuit, nous nous restreindrons dans notre étude, à l'impédance d'entrée $z_e(j\omega)$ du harnais, calculée par :

$$z_e(j\omega) = \frac{v_e(j\omega)}{i_e(j\omega)} \quad \text{eqn IV-16}$$

$i_e(j\omega)$ est le courant en entrée du harnais (voir l'illustration sur la Figure IV-11).

Notons que cette configuration bifilaire admet la solution analytique exacte suivante [29] :

$$z_e(j\omega) = \hat{z}_c(j\omega) \cdot \frac{z_{ch}(j\omega) + \hat{z}_c(j\omega) \cdot \tanh(\hat{\gamma}(j\omega) \cdot L)}{\hat{z}_c(j\omega) + z_{ch}(j\omega) \cdot \tanh(\hat{\gamma}(j\omega) \cdot L)} \quad \text{eqn IV-17}$$

Où : $\hat{z}_c(j\omega)$ est l'impédance caractéristique du câble et $\hat{\gamma}(j\omega)$ est la fonction de propagation du câble.

Nous évaluons maintenant les trois modèles décrits dans la sous-section précédente en prenant la solution analytique comme un modèle de référence.

IV.3.2.2 Modèle n°1 : impact du nombre de cellules cascades sur la précision

Comme discuté dans le chapitre.II, ce modèle n'est qu'une solution approchée de la propagation le long d'un harnais ; sa précision dépend du nombre de cellules utilisées. Pour mettre cela en évidence, nous calculons l'impédance d'entrée sur une plage fréquentielle allant de 0Hz à 50MHz avec 1 cellule, 10 cellules cascades et 100 cellules cascades. Les résultats sont tracés sur la Figure IV-12.

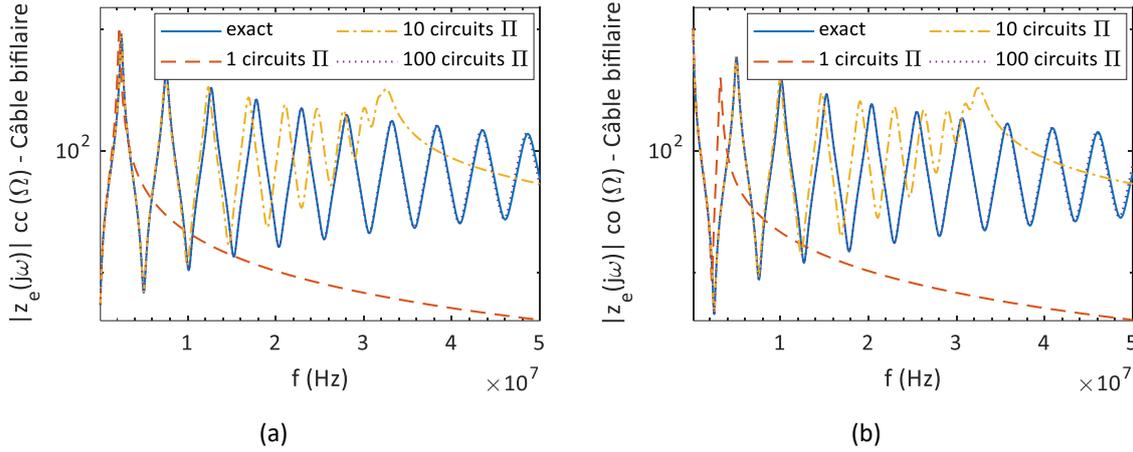


Figure IV-12 modèle n°1 : circuit en cellules cascadiées, résultat de simulation des impédances d’entrée d’un cas d’études bifilaire de 20m en fonction du nombre de cellules. (a) impédance de court-circuit. (b) impédance de circuit ouvert.

Comme attendu la simulation montre que le nombre de cellules impacte directement la réponse fréquentielle : le résultat tend vers la solution analytique en augmentant le nombre de cellules. Cela est aussi montré sur la Figure IV-13, où nous traçons l’erreur relative du modèle circuit par rapport à la solution analytique.

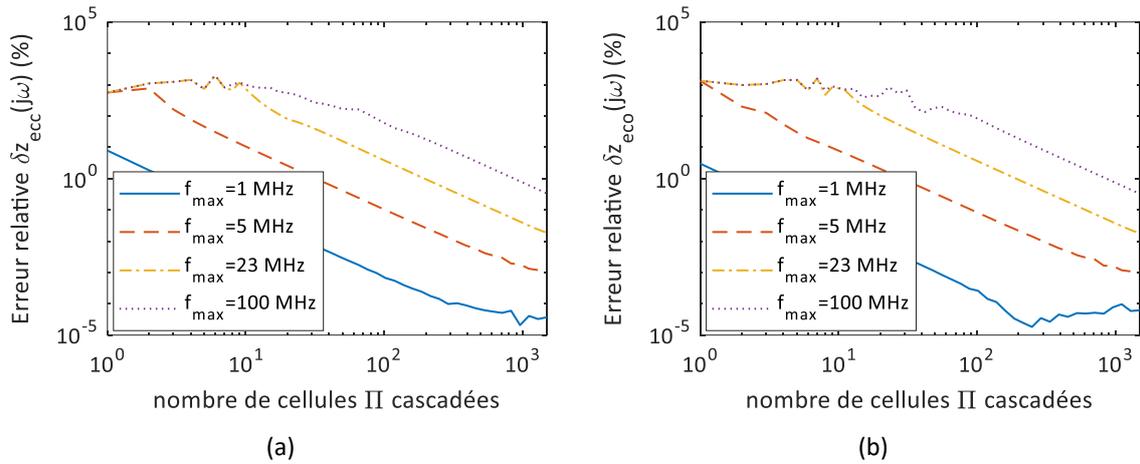


Figure IV-13 modèle n°1 : circuit en cellules cascadiées, erreur relative au modèle analytique de l’impédance d’entrée d’un cas d’études bifilaire de 20m en fonction du nombre de cellules et la fréquence maximale. (a) impédance de court-circuit. (b) impédance de circuit ouvert.

Comme discuté au chapitre.II, le nombre de cellules dépend du ratio entre la longueur d’onde minimale λ_{min} se propageant le long du harnais et la longueur Δx d’une cellule. Pour aider à choisir correctement le nombre de cellules d’un tel modèle nous proposons d’exprimer le nombre de cellules N_{cell} en fonction du ratio $\lambda_{min}/\Delta x$ comme suit :

$$N_{cell} = \frac{\mathcal{L} \cdot f_{max}}{\vartheta(f_{max})} \cdot (\lambda_{min}/\Delta x) \tag{eqn IV-18}$$

\mathcal{L} , f_{max} et $\vartheta(f_{max})$ sont respectivement la longueur du harnais, la fréquence maximale et la vitesse de propagation. Notons que ϑ dépend de la fréquence f ; cela est illustré pour notre cas d’étude

sur la Figure IV-14-a. Pour une longueur de câble unitaire, la Figure IV-14-b illustre l'évolution N_{cell} en fonction du ratio $\lambda_{min}/\Delta x$ et f_{max} .

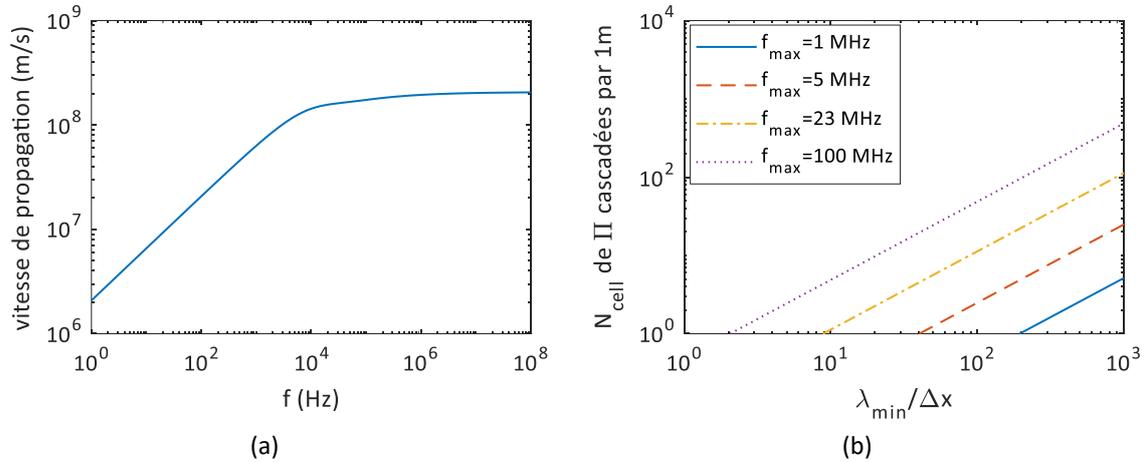


Figure IV-14 (a) vitesse de propagation d'un long d'un câble bifilaire PF EN2266-003B en fonction de la fréquence. (b) modèle n°1 : nombre de cellules cascadiées en fonction du ratio $\lambda_{min}/\Delta x$ et f_{max} .

Pour montrer l'impact du ratio $\lambda_{min}/\Delta x$ sur la précision sur calcul de l'impédance d'entrée $z_e(j\omega)$ de notre cas d'études, nous représentons sur la Figure IV-15 l'erreur relative par rapport à la solution exacte. Le résultat esquisse une enveloppe d'erreur diminuant lorsque l'on augmente le ratio $\lambda_{min}/\Delta x$. Par exemple à 50MHz, un ratio $\lambda_{min}/\Delta x = 100$ permet une erreur relative $\delta z_e(j\omega)$ inférieure à 1%. Cela correspond à 24 cellules cascadiées par mètre. Nous pouvons également voir qu'un ratio habituellement considéré dans la littérature : $\lambda_{min}/\Delta x = 10$ induit une erreur $\delta z_e(j\omega)$ dépassant 100% en hautes fréquences.

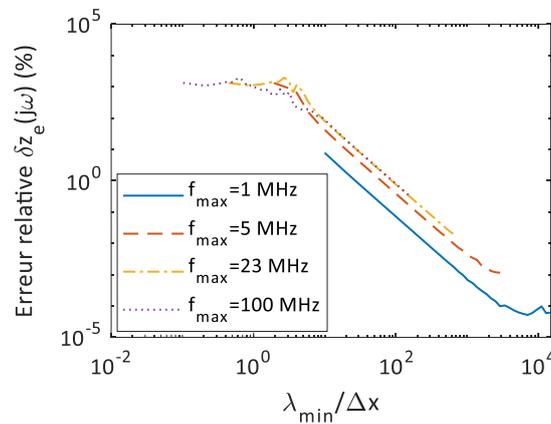


Figure IV-15 modèle n°1 : circuit en cellules cascadiées, l'erreur relative de l'impédance d'un cas d'études bifilaire en fonction du ratio $\lambda_{min}/\Delta x$ et f_{max} .

IV.3.2.3 Comparaison des modèles et synthèse des performances

En utilisant le formalisme MNA, nous effectuons la simulation du cas d'étude bifilaire en court-circuit et en circuit-ouvert sur une gamme fréquentielle allant de 0Hz à 50MHz. Pour cela, en plus de la solution analytique, nous utilisons les 3 modèles décrits dans la sous-section précédente. Nous traçons les résultats de simulation sur la Figure IV-16. Les 3 modèles donnent des résultats similaires à la solution analytique : cela prouve à la fois la véracité des modèles développés mais également

valide notre outil de résolution fréquentielle basé sur le formalisme MNA. Par rapport à la solution analytique, l'erreur relative du modèle en circuit à cellules cascadées est inférieure à 0.86% et l'erreur relative des modèles exacts (TLTM et TLT) est négligeable car inférieure à 0.004%.

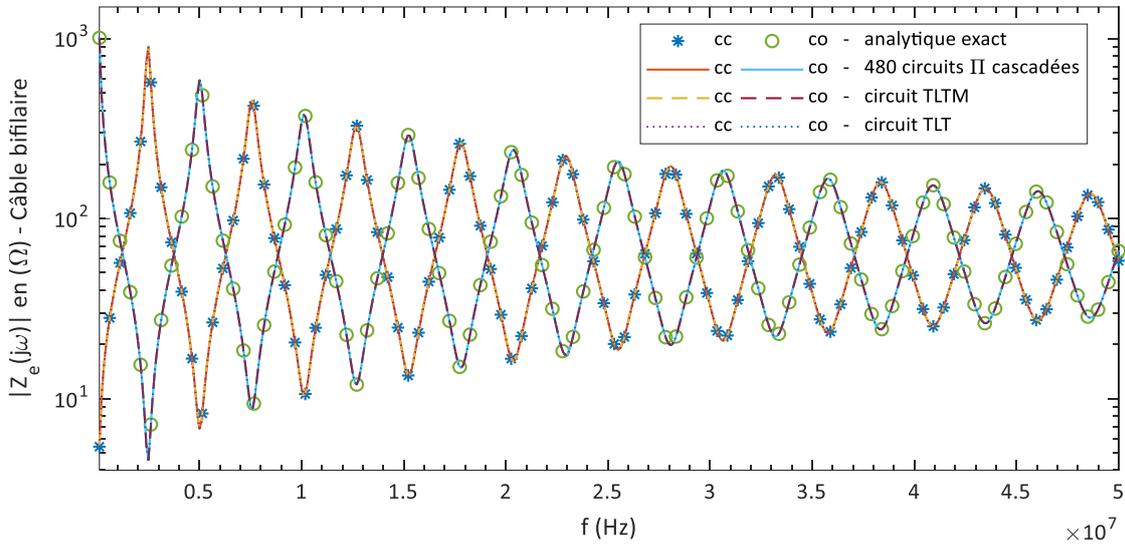


Figure IV-16 Résultat de simulation de l'impédance d'entrée d'un cas d'études bifilaire, cc : est l'acronyme de court-circuit et co : est l'acronyme de circuit-ouvert.

Pour ce cas d'études, nous effectuons la résolution MNA des 3 modèles de harnais en balayant fréquence par fréquence (cela est réalisé sous Matlab à l'aide d'une boucle *for*). Cela implique que le temps de calcul est proportionnel au nombre de composantes harmoniques simulées. Cela est illustré sur la Figure IV-17.

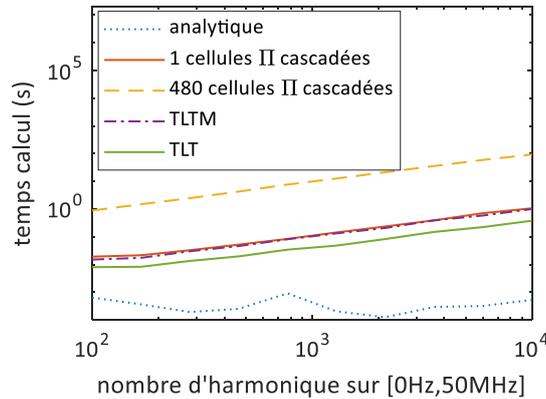


Figure IV-17 temps de calcul des différents modèles de simulation de l'impédance d'entrée d'un cas d'études bifilaire en fonction du nombre de composantes harmonique simulées.

Quant à la formule analytique, il est très important de souligner qu'elle nécessite un temps de calcul quasi-indépendant du nombre de fréquences simulées. En effet, les performances en calcul matriciel du logiciel Matlab permettent de manipuler très efficacement des vecteurs de façon directe (sans avoir à utiliser de boucles *for*) ; par conséquent, l'utilisation d'une boucle dans la résolution n'est pas nécessaire. Ce résultat est essentiel, et il montre combien il est souhaitable d'établir des solutions symboliques afin de minimiser le temps de calcul.

IV.3.2.4 Validation expérimentale

Le cas d'études bifilaire utilise le câble PF EN2266-003B qui a fait l'objet de plusieurs caractérisations expérimentales discutées au chapitre.III. Nous traçons sur la Figure IV-18, les impédances d'entrée en court-circuit et en circuit ouvert. Les résultats montrent une très bonne concordance entre la simulation et les mesures.

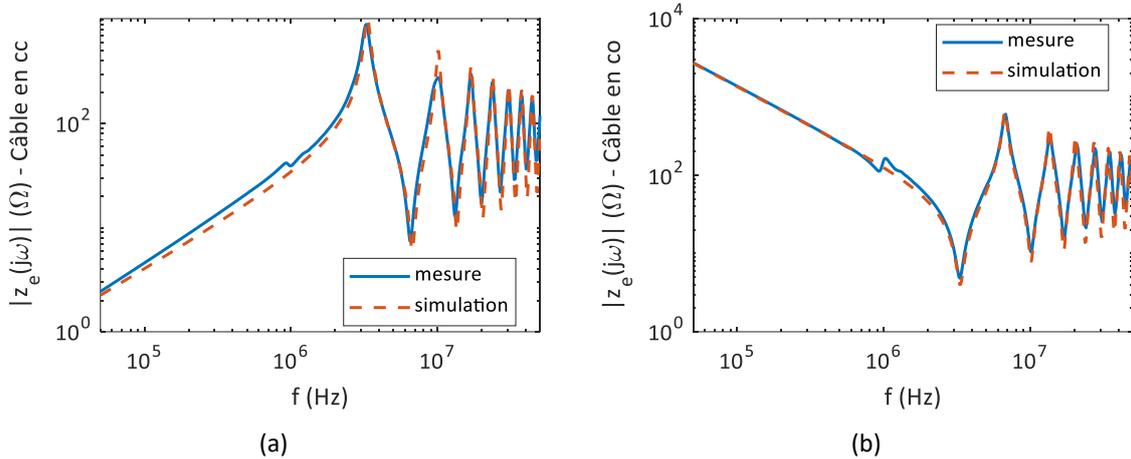


Figure IV-18 cas d'études bifilaire : confrontation entre les résultats de simulation et mesure expérimentale. (a) impédance d'entrée de court-circuit. (b) impédance d'entrée de court-circuit.

IV.3.3 Evaluation des modèles : cas d'un câble tri-filaire blindé + plan de masse

IV.3.3.1 Câble d'étude à 5 conducteurs

Nous nous intéressons dans cette sous-section à évaluer les trois modèles de harnais sur un cas d'études à 5 conducteurs. Il s'agit d'un câble tri-filaire blindé MLC EN2714-013C placé à une hauteur de 5cm d'un plan de masse en cuivre (Figure IV-19). Cette configuration est communément utilisée dans les chaînes électromécaniques triphasés pour nos travaux applicatifs.

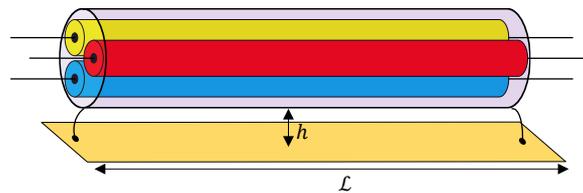


Figure IV-19 schématisation d'un harnais à 5 conducteurs : câble MLC EN2714-013C posé à $h=5\text{cm}$ d'un plan de masse en cuivre.

Le câble est composé de trois fils identiques dont la section transversale circulaire de gauge AWG10 et composé de 61 brins en cuivre (Cu) revêtus d'une couche métallique en nickel (Ni). Chaque fil est isolé par deux couches d'isolant, la première en polyimide et la deuxième en PTFE. Les trois fils sont blindés à l'aide d'un guipage de 90 brins conducteurs de diamètre 0.2mm disposés en spirale. Le détail des propriétés de la construction du câble sont spécifiées dans les normes aéronautiques suivantes : [107][108].

La Figure IV-21 illustre une coupe transversale typique d'un câble tri-filaire blindé.

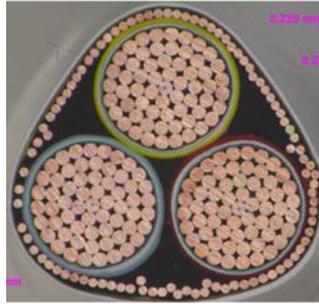


Figure IV-20 Illustration d'une coupe transversale d'un câble tri-filaire blindé issue de [87].

IV.3.3.2 Paramètres linéiques RLCG : blindage multibrins vs. homogène

Afin d'évaluer les 3 modèles de harnais pour un cas multifilaire à 5 conducteurs, il est primordial de calculer les paramètres linéiques RLCG. Pour cela nous utilisons la méthodologie numérique développée dans le chapitre.III. Nous focalisons ici sur la comparaison de deux méthodes de modélisation du blindage : le premier est un modèle simplifié dit homogène et le deuxième est un modèle multibrin fidèle à construction réelle du blindage (Figure IV-21).

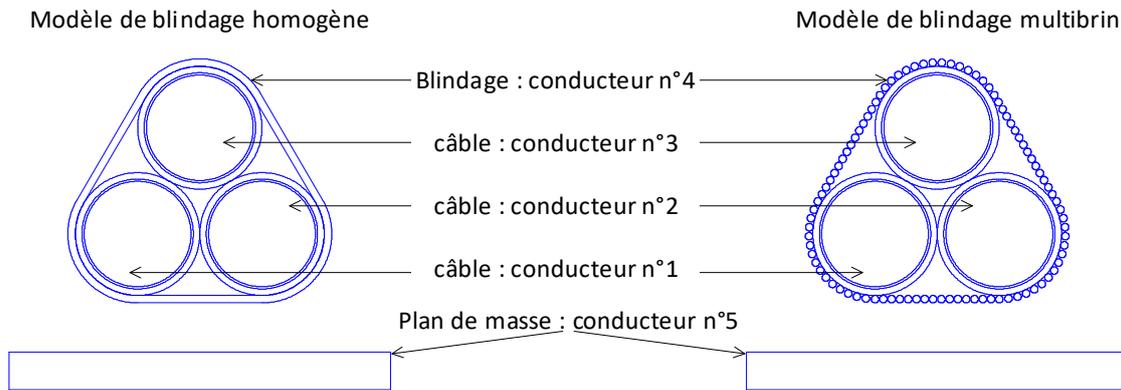


Figure IV-21 Deux modèles de blindage étudiés

Les résultats de calcul des matrices des résistances linéiques selon la TLTM sont donnés ci-dessous :

$R_{homogène}$ en (mΩ/m) à f=1MHz	$\begin{pmatrix} 86.4478 & 31.3968 & 31.3815 & 16.8506 & 0.2030 \\ 31.3970 & 86.4477 & 31.3838 & 16.8513 & 0.2030 \\ 31.3816 & 31.3838 & 86.4184 & 16.8364 & 0.2069 \\ 16.8508 & 16.8513 & 16.8365 & 16.3207 & 0.2043 \\ 0.2033 & 0.2031 & 0.2070 & 0.2043 & 0.3209 \end{pmatrix}$
$R_{multibrin}$ en (mΩ/m) à f=1MHz	$\begin{pmatrix} 79.7036 & 27.0402 & 27.0769 & 14.4350 & 0.2088 \\ 27.0404 & 79.7035 & 27.0768 & 14.4348 & 0.2088 \\ 27.0767 & 27.0764 & 79.7728 & 14.4708 & 0.1988 \\ 14.4349 & 14.4345 & 14.4708 & 15.1342 & 0.2055 \\ 0.2087 & 0.2086 & 0.1989 & 0.2055 & 0.3214 \end{pmatrix}$
ΔR en (%) à f=1MHz	$\begin{pmatrix} 8.4616 & 16.1113 & 15.8975 & 16.7339 & -2.7466 \\ 16.1115 & 8.4617 & 15.9068 & 16.7408 & -2.7468 \\ 15.8989 & 15.9080 & 8.3306 & 16.3473 & 4.0492 \\ 16.7370 & 16.7437 & 16.3479 & 7.8400 & -0.5550 \\ -2.5723 & -2.6683 & 4.0760 & -0.5666 & -0.1593 \end{pmatrix}$

Les résultats de calcul des matrices des inductance linéiques selon la TLTM sont donnés ci-dessous :

$L_{homogène}$ en ($\mu\text{H}/\text{m}$) à $f=1\text{MHz}$	$\begin{pmatrix} 1.2454 & 1.1953 & 1.1953 & 1.1868 & 0.5206 \\ 1.1953 & 1.2454 & 1.1953 & 1.1868 & 0.5206 \\ 1.1953 & 1.1953 & 1.2453 & 1.1868 & 0.5206 \\ 1.1868 & 1.1868 & 1.1868 & 1.1862 & 0.5206 \\ 0.5206 & 0.5206 & 0.5206 & 0.5206 & 0.5412 \end{pmatrix}$
$L_{multibrin}$ en ($\mu\text{H}/\text{m}$) à $f=1\text{MHz}$	$\begin{pmatrix} 1.2486 & 1.1976 & 1.1976 & 1.1886 & 0.5206 \\ 1.1976 & 1.2486 & 1.1976 & 1.1886 & 0.5206 \\ 1.1976 & 1.1976 & 1.2485 & 1.1886 & 0.5206 \\ 1.1886 & 1.1886 & 1.1886 & 1.1880 & 0.5206 \\ 0.5206 & 0.5206 & 0.5206 & 0.5206 & 0.5412 \end{pmatrix}$
ΔL en (%) à $f=1\text{MHz}$	$\begin{pmatrix} -0.2588 & -0.1875 & -0.1877 & -0.1508 & 0.0001 \\ -0.1875 & -0.2588 & -0.1874 & -0.1507 & 0.0001 \\ -0.1877 & -0.1874 & -0.2590 & -0.1508 & 0.0001 \\ -0.1508 & -0.1507 & -0.1508 & -0.1498 & 0.0001 \\ 0.0001 & 0.0001 & 0.0001 & 0.0001 & -0.0003 \end{pmatrix}$

Les résultats de calcul des matrices des capacités linéiques selon la TLTM sont donnés ci-dessous :

$C_{homogène}$ en (nF/m)	$\begin{pmatrix} 0.7870 & -0.0750 & -0.0750 & -0.6370 & 0 \\ -0.0750 & 0.7870 & -0.0750 & -0.6370 & 0 \\ -0.0750 & -0.0750 & 0.7870 & -0.6370 & 0 \\ -0.6370 & -0.6370 & -0.6370 & 1.9273 & -0.0163 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0163 & 0.0163 \end{pmatrix}$
$C_{multibrin}$ en (nF/m)	$\begin{pmatrix} 0.7005 & -0.0751 & -0.0751 & -0.5503 & -0.0000 \\ -0.0751 & 0.7005 & -0.0751 & -0.5503 & -0.0000 \\ -0.0751 & -0.0751 & 0.7005 & -0.5503 & -0.0000 \\ -0.5503 & -0.5503 & -0.5503 & 1.6672 & -0.0162 \\ -0.0000 & -0.0000 & -0.0000 & -0.0162 & 0.0162 \end{pmatrix}$
ΔC en (%)	$\begin{pmatrix} 12.3573 & -0.0937 & -0.0963 & 15.7549 & 0 \\ -0.0936 & 12.3560 & -0.1063 & 15.7548 & 0 \\ -0.0962 & -0.1063 & 12.3553 & 15.7543 & 0 \\ 15.7549 & 15.7548 & 15.7543 & 15.6028 & 0.1702 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1697 & 0.1688 \end{pmatrix}$

Les résultats montrent que l'erreur relative maximale entre les deux modèles est de 17% pour les résistances, de 0.3% pour les inductances et de 16% pour les capacités. Le modèle multibrin est relativement fidèle à la réalité, néanmoins il demande un temps de calcul de quelques dizaines de minutes voire quelques heures. Selon la finesse du maillage, le modèle homogène permet de diviser le temps de calcul au moins par 20 pour les matrices RL et au moins par 5 pour la matrice C. Etant donné sa rapidité, dans les premières phases de simulation, nous favorisons l'utilisation du modèle homogène.

IV.3.3.3 Simulation fréquentielle : comparaison des modèles

Pour évaluer nos 3 modèles sur le cas du harnais à 5 conducteurs, nous étudions deux configurations. Dans la première configuration, nous calculons l'impédance d'entrée de mode différentiel selon Figure IV-22 ; le résultat est donné sur la Figure IV-23. Dans la deuxième configuration, nous calculons l'impédance d'entrée de mode commun selon Figure IV-24, le résultat est donné sur la Figure IV-25.

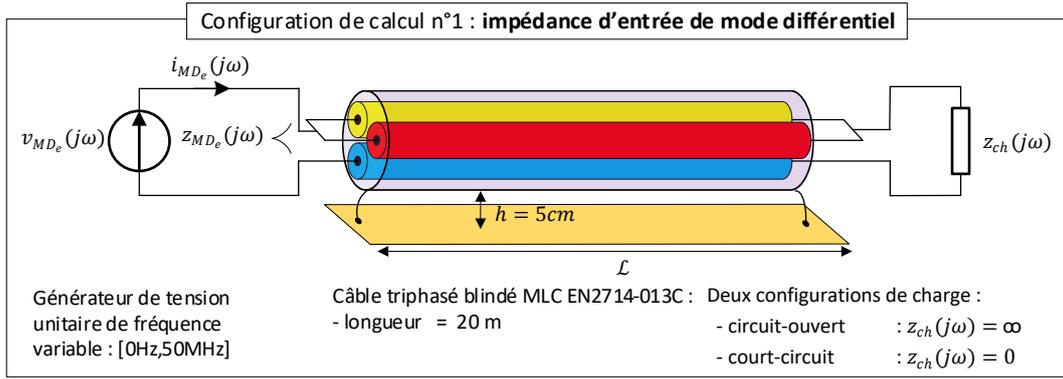


Figure IV-22 Configuration n°1 d'évaluation des modèles d'harnais sur un cas d'études à 5 conducteurs.

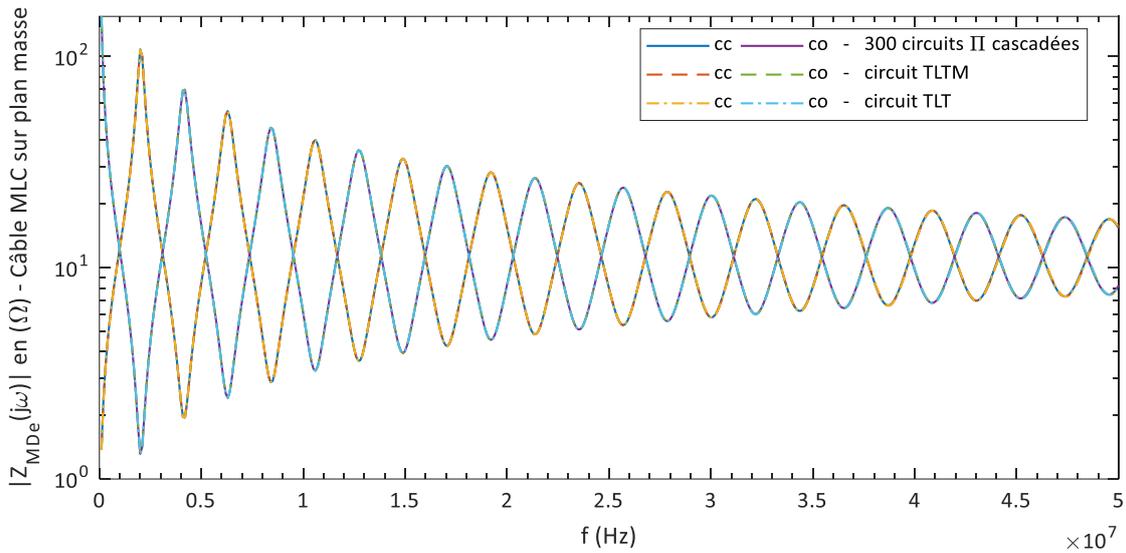


Figure IV-23 Impédance d'entrée de mode différentiel d'un cas d'études à 5 conducteurs, cc : court-circuit, co : circuit-ouvert.

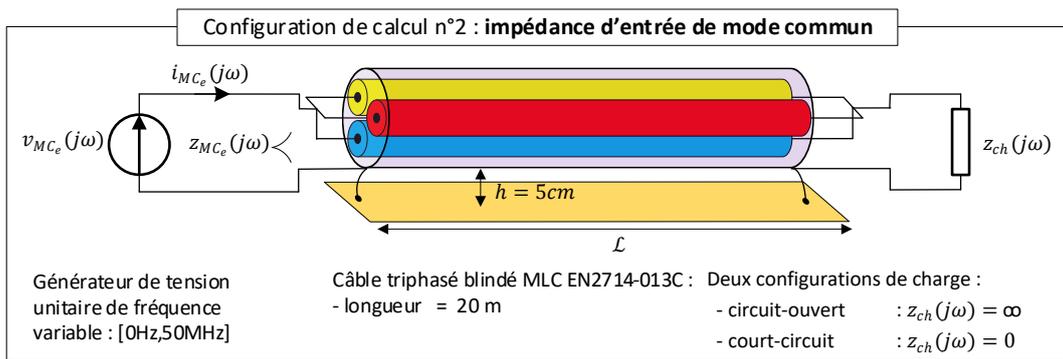


Figure IV-24 Configuration n°2 d'évaluation des modèles d'harnais sur un cas d'études à 5 conducteurs.

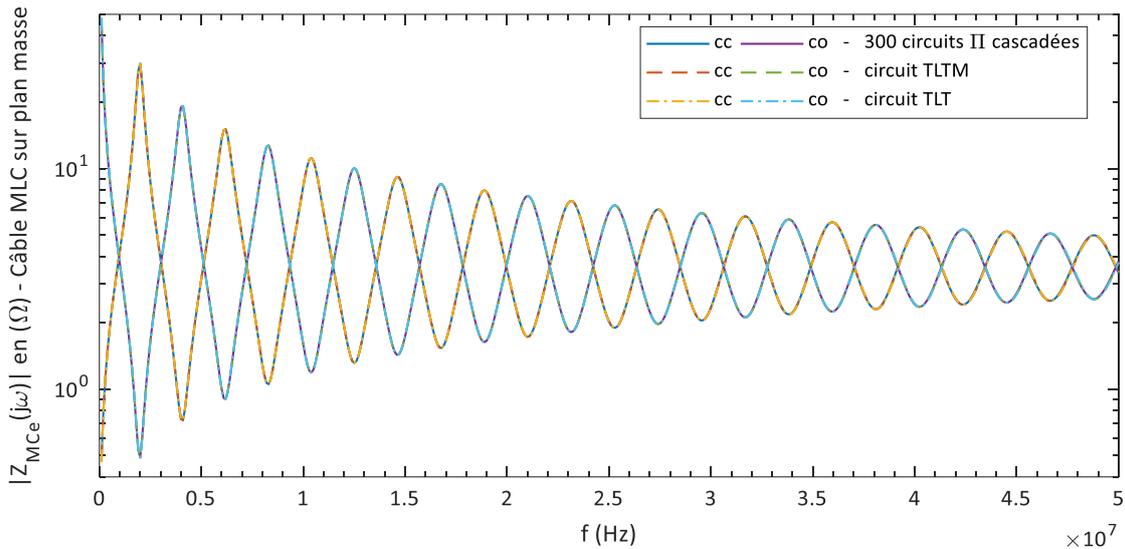


Figure IV-25 Impédance d'entrée de mode commun d'un cas d'études à 5 conducteurs, cc : court-circuit, co : circuit-ouvert.

Comme pour le cas d'étude d'un harnais bifilaire, les résultats des trois modèles concordent pour le cas d'études multifilaire, et ce, pour les deux configurations simulées. La simulation consiste en un balayage à 100 fréquences de 0Hz jusqu'à 50MHz : un système d'équation MNA est résolu fréquence par fréquence. L'ordre de grandeur du temps de calcul est de quelques centaines de secondes pour le circuit à cellules cascades et de l'ordre de quelques secondes pour les deux modèles exacts basés sur la théorie des lignes de transmission. Ces temps de calcul ne sont pas adaptés à nos besoins de rapidité de simulation. Pour pallier cela, dans ce qui suit, nous proposons des simplifications du modèle multifilaire.

IV.3.3.4 Modèle harnais rapide proposé : modèle symbolique selon la TLT

Le cas d'études multifilaire à 5 conducteurs simulé ci-dessus est une configuration courante dans une chaîne électromécanique ; nous nous y intéressons dans le prochain chapitre pour étudier les surtensions. Pour pouvoir réduire le temps de calcul, nous proposons les simplifications suivantes :

- Considérer un modèle à 4 conducteurs :

Comme illustré sur la Figure IV-19, au niveau des deux extrémités (aux endroits où sont placés les connecteurs), le blindage du câble est connecté au plan de masse ; par conséquent, ces derniers sont électriquement mis en en parallèle. Cette particularité, nous permet d'adopter un modèle à 4 conducteurs au lieu de 5 conducteurs. Cela nous permettra aussi de simuler la même configuration de harnais en cas d'absence du blindage.

- Considérer un modèle exact basé sur la TLT :

Pour favoriser le temps de calcul, nous retenons naturellement le modèle exact basé sur la théorie des lignes de transmission (TLT). En effet, dans notre configuration applicative multifilaire, la somme des courants est nulle ; par conséquent, le modèle basé sur la TLT est suffisant pour la simulation du harnais. Par ailleurs, pour le cas d'études à 4 conducteurs, le modèle exact TLT nécessite 21 impédances au lieu de 28 impédances en cas d'utilisation du modèle basé sur la théorie des lignes de transmission modifiée (TLTM).

- Exploiter la symétrie du harnais :

La configuration multifilaire comporte des symétries : conducteurs similaires et équidistants entre eux et par rapport au blindage (voir illustration de la coupe transversale sur la Figure IV-20). Cela implique des égalités entre les impédances du circuit équivalent du harnais ; ainsi le modèle TLT contient 21 impédances se renseignant uniquement avec quatre impédances distinctes. Une illustration du modèle prenant en compte les symétries est donnée sur la Figure IV-26.

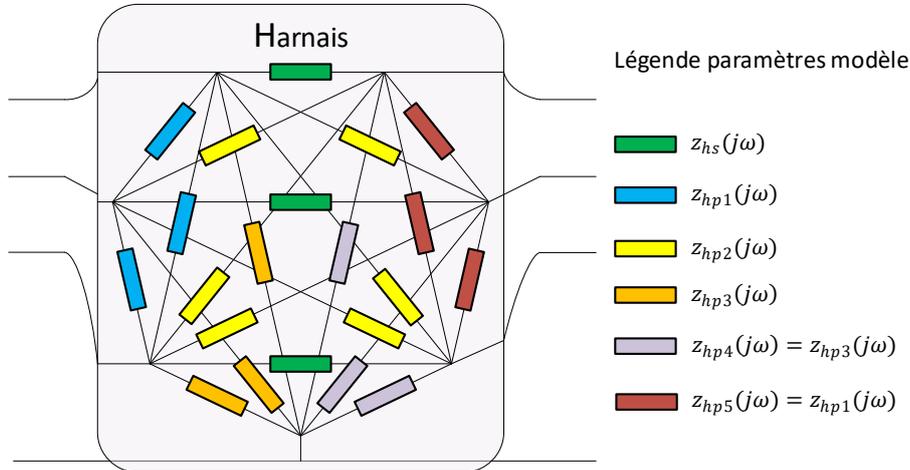


Figure IV-26 Modèle TLT réduit prenant en compte les symétries.

Ces différentes simplifications nous permettent d'établir aisément le modèle symbolique suivant :

```
function out = ZMDe(zhs, zhp1, zhp2, zhp3, Rch)
% This function was generated by the Symbolic Math Toolbox version
8.1.
% 27-Mar-2021 08:40:04

t2 = zhp2.^2;
t3 = zhp3.^2;
t4 = zhp1.^2;
out =
(zhp1.*zhp2.*zhp3.*(Rch.*zhp1.*zhp2.*zhp3.*2.0+Rch.*zhp1.*zhp2.*zhs.*2.0+
Rch.*zhp1.*zhp3.*zhs.*4.0+Rch.*zhp2.*zhp3.*zhs.*6.0+zhp1.*zhp2.*zhp3.*zhs
.*3.0).*(3.0./2.0))./(t2.*t3.*t4.*3.0+Rch.*t2.*t3.*zhp1.*1.2e1+Rch.*t2.*t
4.*zhp3.*4.0+Rch.*t3.*t4.*zhp2.*1.2e1+Rch.*t2.*t3.*zhs.*1.8e1+Rch.*t2.*t4
.*zhs.*2.0+Rch.*t3.*t4.*zhs.*6.0+t2.*t3.*zhp1.*zhs.*9.0+t2.*t4.*zhp3.*zhs
.*3.0+t3.*t4.*zhp2.*zhs.*6.0+Rch.*t2.*zhp1.*zhp3.*zhs.*1.2e1+Rch.*t3.*zhp
1.*zhp2.*zhs.*2.4e1+Rch.*t4.*zhp2.*zhp3.*zhs.*8.0);
```

Pour le générer nous utilisons la *Symbolic Math Toolbox* du logiciel Matlab. Un modèle symbolique est le plus avantageux ; en effet, comme montré sur la Figure IV-17, une expression littérale permet un calcul du spectre de la grandeur d'intérêt d'une manière rapide et quasi-indépendante du nombre de composantes fréquentielles. Pour valider notre modèle simplifié à quatre conducteurs, nous simulons la configuration de mode différentiel de la Figure IV-22 ; les résultats donnés sur la Figure IV-27 témoignent de la validité de notre modèle simplifié.

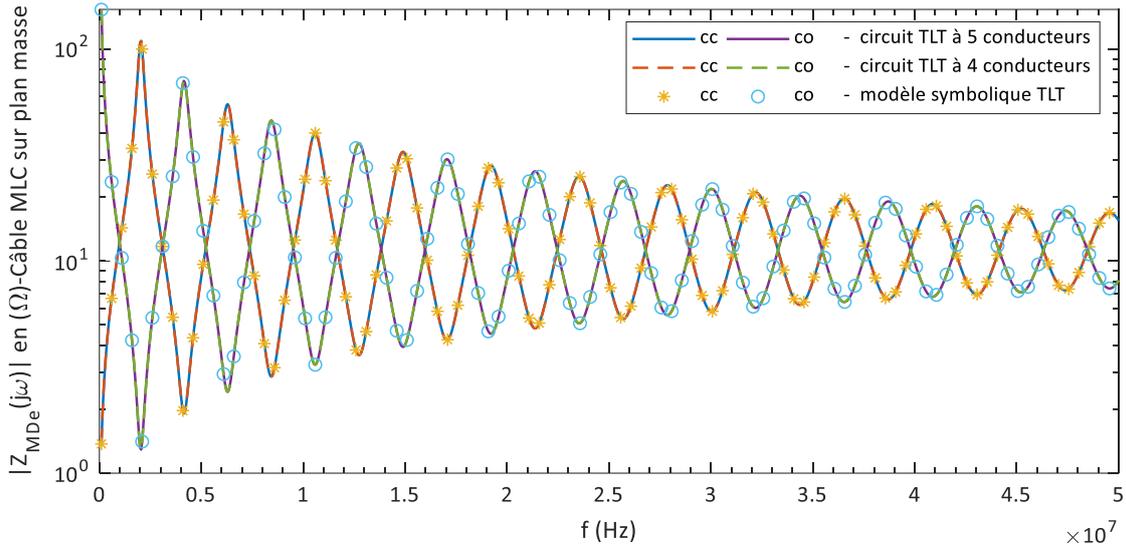


Figure IV-27 modèle simplifié : impédance d’entrée de mode différentiel, cc : court-circuit, co : circuit-ouvert.

Pour la suite de nos travaux, nous retenons ce modèle TLT simplifié à 21 impédances et 4 paramètres (impédances) et ce pour modéliser un harnais blindé ou non-blindé.

IV.4 MODELE HAUTE FREQUENTIELLE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE

IV.4.1 Méthode de modélisation des machines électriques

Les méthodes de modélisation haute fréquence d’une machine électrique sont similaires à ceux détaillées pour la modélisation des harnais. En effet, le modèle machine peut être soit physique[17], [42], [109]–[116] soit comportemental[117]–[126]. Un modèle physique (boite blanche) est un modèle fin qui prend en compte des différentes interactions électromagnétiques au sein de machine. Un tel modèle est capable de simuler la propagation de l’onde de tension le long du bobinage, ce qui aide à la compréhension et à la prévention des défaillances électriques. Dans le cadre de nos travaux, nous nous intéressons à la modélisation des surtensions uniquement aux bornes de la machine : pour cela, un modèle comportemental (boite noire) est suffisant.

Nous proposons ci-dessous un modèle de machine à trois ports, basé sur la même méthodologie que pour la modélisation d’un harnais.

IV.4.2 Modèle matriciel fréquentiel à 3 ports

En prenant la masse comme référence, une machine triphasée peut être modélisée au niveau de ses bornes par trois ports :

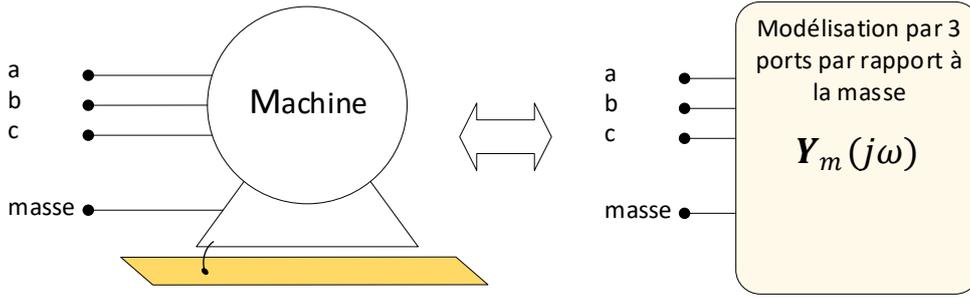


Figure IV-28 Modèle à trois ports d'une machine triphasé.

Pour pouvoir bénéficier des mêmes développements que pour la modélisation des harnais, nous retenons un modèle basé une matrice admittance :

$$\begin{pmatrix} i_a(j\omega) \\ i_b(j\omega) \\ i_c(j\omega) \end{pmatrix} = \mathbf{Y}_m(j\omega) \begin{pmatrix} v_a(j\omega) \\ v_b(j\omega) \\ v_c(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{m_{11}}(j\omega) & Y_{m_{12}}(j\omega) & Y_{m_{13}}(j\omega) \\ Y_{m_{21}}(j\omega) & Y_{m_{22}}(j\omega) & Y_{m_{23}}(j\omega) \\ Y_{m_{31}}(j\omega) & Y_{m_{32}}(j\omega) & Y_{m_{33}}(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a(j\omega) \\ v_b(j\omega) \\ v_c(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-19}$$

Au contraire du harnais dont les éléments du modèle multiport sont identifiés numériquement, pour la machine, nous proposons une identification expérimentale à l'aide d'un analyseur d'impédance E4990A-120MHz. Pour simplifier le travail, nous exploitons la symétrie d'une machine triphasée afin de réduire le nombre d'inconnues à identifier de neuf à seulement deux. En effet, les trois éléments diagonaux sont égaux et les six éléments mutuels sont égaux ; pour la suite nous proposons la notation suivante :

$$\begin{aligned} Y_{m_p}(j\omega) &= Y_{m_{ii}}(j\omega), \quad i = 1,2,3 \\ Y_{m_M}(j\omega) &= Y_{m_{ji}}(j\omega), \quad i = 1,2,3 \neq j = 1,2,3 \end{aligned} \quad \text{eqn IV-20}$$

La matrice admittance devient :

$$\mathbf{Y}_m(j\omega) = \begin{pmatrix} Y_{m_p}(j\omega) & Y_{m_M}(j\omega) & Y_{m_M}(j\omega) \\ Y_{m_M}(j\omega) & Y_{m_p}(j\omega) & Y_{m_M}(j\omega) \\ Y_{m_M}(j\omega) & Y_{m_M}(j\omega) & Y_{m_p}(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-21}$$

Pour identifier les deux inconnues, il faut effectuer deux mesures. Pour cela, comme illustré sur la Figure IV-29 nous proposons de mesurer l'impédance de mode différentielle et celle de mode commun.

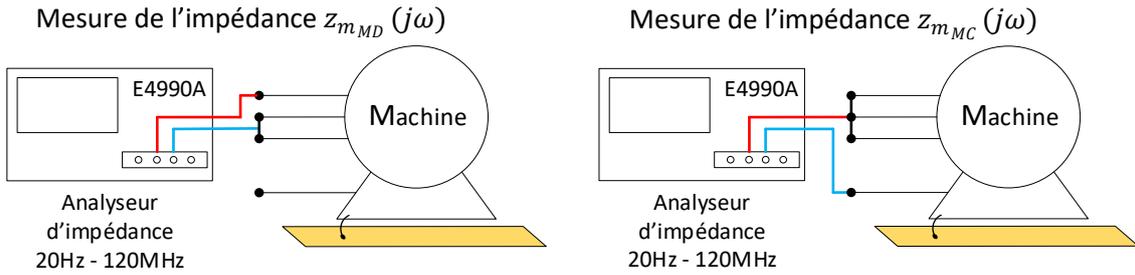


Figure IV-29 Deux configurations de mesures utilisées pour identifier le modèle à trois ports d'une machine électrique.

En exploitant les différentes égalités de tension et courant des deux configurations de mesures, nous établissons les expressions suivantes :

$$\begin{cases} z_{m_{MD}}(j\omega) = -\frac{3}{2Y_{m_M}(j\omega) - 2Y_{m_P}(j\omega)} \\ z_{m_{MC}}(j\omega) = \frac{1}{6Y_{m_M}(j\omega) + 3Y_{m_P}(j\omega)} \end{cases} \quad \text{eqn IV-22}$$

Après quelques manipulations algébriques, nous déduisons les deux inconnues de la matrice admittance :

$$\begin{cases} Y_{m_P}(j\omega) = \frac{1}{9z_{m_{MC}}(j\omega)} + \frac{1}{z_{m_{MD}}(j\omega)} \\ Y_{m_M}(j\omega) = \frac{1}{9z_{m_{MC}}(j\omega)} - \frac{1}{2z_{m_{MD}}(j\omega)} \end{cases} \quad \text{eqn IV-23}$$

Concernant les mesures, il est important de noter que, pour éviter au maximum les erreurs de mesure, de nombreuses précautions doivent être prises ; par exemple : un bon étalonnage et de bonnes connexions entre l'appareil de mesure et la machine. La Figure IV-30 illustre un exemple de mesures effectuées sur une machine haute vitesse à aimants permanents.

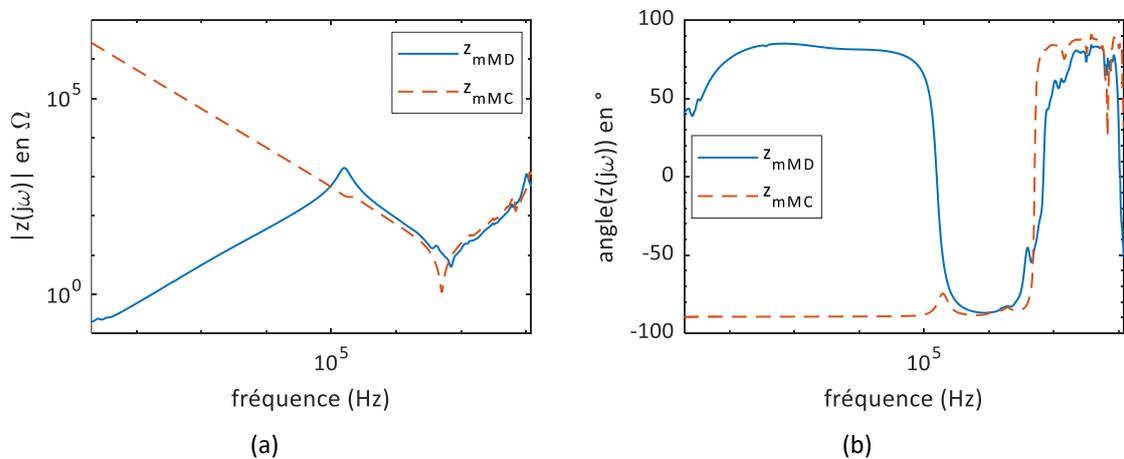


Figure IV-30 Impédances d'entrée d'une machine électrique 15kW-10000RPM. (a) modules. (b) phases.

IV.4.3 Modèle circuit équivalent

Pour pouvoir utiliser le modèle de la machine dans une résolution MNA, nous utilisons la démarche proposée pour le harnais plus haut dans ce chapitre (IV.3.1.2). Le circuit équivalent résultant est donné sur la Figure IV-30 ; il est constitué de six admittances.

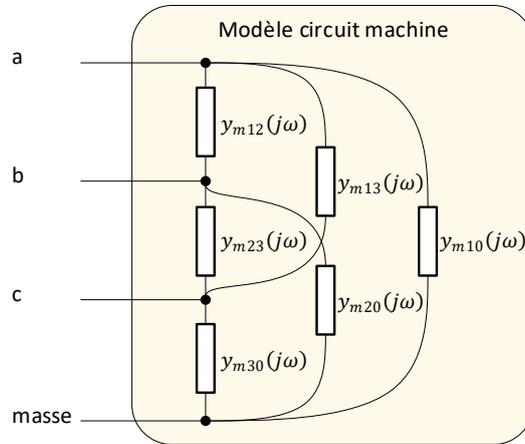


Figure IV-31 circuit équivalent d'une machine établi à partir d'une matrice à trois ports.

Les admittances du circuit équivalent reliant les quatre nœuds s'expriment en fonction des éléments de la matrice admittance comme suit :

$$y_{m_{ij}}(j\omega) = -Y_{m_{ij}}(j\omega), \quad i = 1,2,3 \neq j = 1,2,3 \quad \text{eqn IV-24}$$

$$y_{m_{i0}}(j\omega) = \sum_{k=1}^n Y_{m_{ik}}(j\omega) = \sum_{k=1}^n Y_{m_{ki}}(j\omega), \quad i = 1,2,3 \quad \text{eqn IV-25}$$

Pour pouvoir prendre en compte les forces électromotrices de la machine, nous transformons le branchement triangle impédances entre phase en branchement en étoile. Le modèle circuit de machine résultant est donné sur la Figure IV-32.

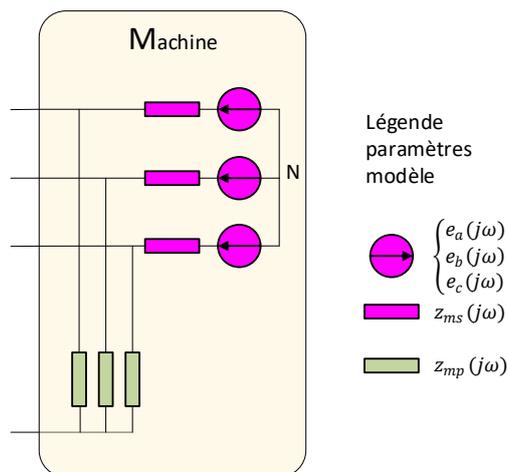


Figure IV-32 Modèle circuit fréquentielle d'une machine électrique à aimants permanents.

En exploitant les symétries de la machine, l'impédance série z_{ms} et l'impédance parallèle z_{mp} s'expriment comme suit :

$$z_{ms}(j\omega) = \frac{1}{y_{ms}(j\omega)} = \frac{1}{3y_{m_{12}}(j\omega)} = \frac{1}{3y_{m_{13}}(j\omega)} = \frac{1}{3y_{m_{23}}(j\omega)} \quad \text{eqn IV-26}$$

$$z_{mp}(j\omega) = \frac{1}{y_{mp}(j\omega)} = \frac{1}{y_{m_{10}}(j\omega)} = \frac{1}{y_{m_{20}}(j\omega)} = \frac{1}{y_{m_{30}}(j\omega)} \quad \text{eqn IV-27}$$

En considérant les différentes équations (eqn 4-20 à eqn 4-25), nous exprimons $z_{ms}(j\omega)$ et $z_{mp}(j\omega)$ en fonction des impédances mesurées $z_{m_{MD}}(j\omega)$ et $z_{m_{MC}}(j\omega)$ comme suit :

$$z_{ms}(j\omega) = \frac{1}{y_{ms}(j\omega)} = \frac{6z_{m_{MC}}(j\omega) \cdot z_{m_{MD}}(j\omega)}{9z_{m_{MC}}(j\omega) - 2z_{m_{MD}}(j\omega)} \quad \text{eqn IV-28}$$

$$z_{mp}(j\omega) = \frac{1}{y_{mp}(j\omega)} = 3z_{m_{MC}}(j\omega) \quad \text{eqn IV-29}$$

Comme illustration, nous traçons sur la Figure IV-33 les impédances $z_{ms}(j\omega)$ et $z_{mp}(j\omega)$ en fonction de la fréquence d'une machine haute vitesse à aimants permanents dont les impédances mesurées $z_{m_{MD}}(j\omega)$ et $z_{m_{MC}}(j\omega)$ sont données sur la Figure IV-30.

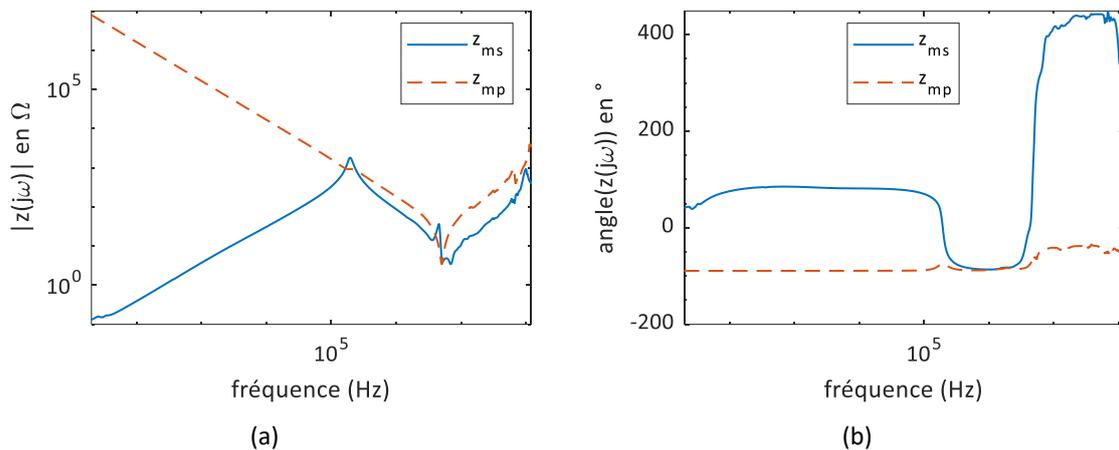


Figure IV-33 Impédance série et impédance parallèle du modèle haute fréquence d'une machine électrique 15kW-10000RPM. (a) modules. (b) phases.

IV.4.4 Passivation du modèle de la machine

Les erreurs dues aux mesures d'impédance peuvent induire des erreurs causant la perte de la consistance physique de la grandeur à caractériser ; au niveau de la simulation temporelle, cela peut se manifester comme un problème de causalité. Pour éviter cela, classiquement, on vérifie que la partie imaginaire et partie réelle répondent aux relations de Kramers-Kronig [127]. En génie électrique, cette démarche s'applique couramment aux mesures de permittivité des diélectriques, plus globalement, on parle de l'art de *macromodeling* passif ; pour une lecture détaillée, le lecteur peut se référer à [128]. Le macromodeling consiste à approcher un sous-système à ses terminaux à l'aide de suites de fractions rationnelles dans le domaine du Laplace. En vue d'une utilisation dans une simulation système, une représentation d'état, un circuit équivalent ou bien une résolution récursive peuvent être utilisés, et ce, en passant par étapes de vérification et d'imposition, si besoin, de la caractéristique importante de la passivité. Cette démarche est implémentée par exemple dans le logiciel IDEM.

Dans ces travaux, pour garantir la passivité de notre modèle de la machine, nous proposons d'approcher les impédances $z_{ms}(j\omega)$ et $z_{mp}(j\omega)$ par décomposition en fraction rationnelle comme suit :

$$z_{mesure}(j\omega) \approx z_{approx}(p) = d + e \cdot p + \sum_i^{N_p} \frac{r_i}{p - p_i} \quad \text{eqn IV-30}$$

Pour ce faire, nous utilisons la méthode de *VectorFitting* proposée dans [104][129][130] : c'est une méthode rapide et robuste effectuant l'approximation en réduisant l'erreur quadratique entre la mesure $z_{mesure}(j\omega)$ et le modèle $z_{approx}(p)$. Cette méthode garantit la stabilité à travers le respect de la condition d'imposer des pôles à partie réelle négative.

Dans eqn 4-30, p représente l'opérateur de Laplace, les p_i sont les pôles, r_i sont les résidus et d et e sont deux constantes que nous imposons lors du processus : elles sont réelles et positives.

Quant au paramètre N_p , il représente le nombre de pôles ; c'est un paramètre essentiel impactant directement l'erreur quadratique de l'approximation. Pour illustrer cela, pour deux valeurs de N_p , nous traçons sur la Figure IV-34 l'approximation de $z_{ms}(j\omega)$ et sur la Figure IV-35 l'approximation de $z_{mp}(j\omega)$. Un nombre de pôles élevé permet une représentation fidèle aux mesures expérimentales. Pour notre cas d'une machine électrique à aimants permanents de 15kW, nous retenons $N_p = 20$ pour $z_{ms}(p)$ et $N_p = 15$ pour $z_{mp}(p)$ car pour un N_p plus élevée que cela, le temps calcul du *VectorFitting* augmente considérablement sans pour autant d'apporter de réduction significative de l'erreur quadratique de l'approximation.

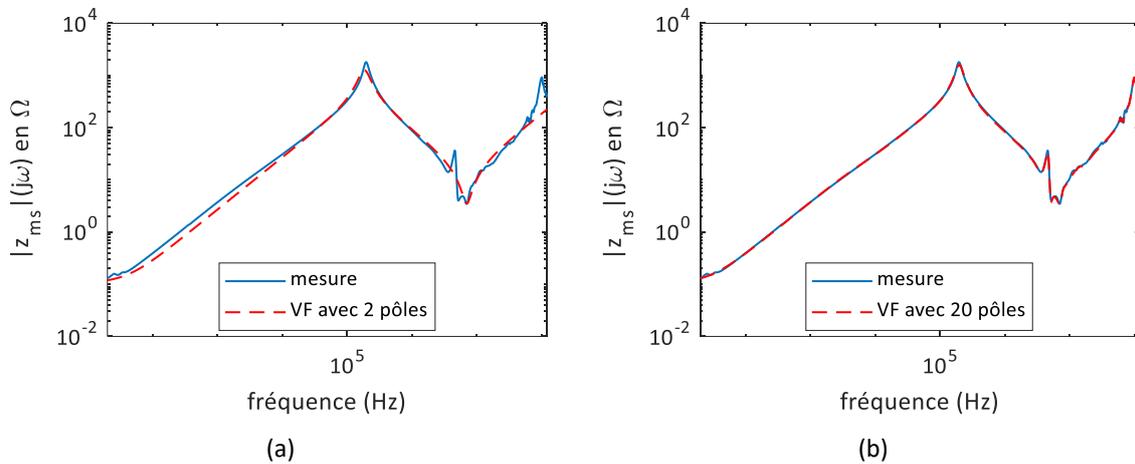


Figure IV-34 Approximation par *VectorFitting* de l'impédance $z_{ms}(j\omega)$ d'une machine électrique 15kW-10000RPM. (a) $N_p = 2$. (b) $N_p = 20$.

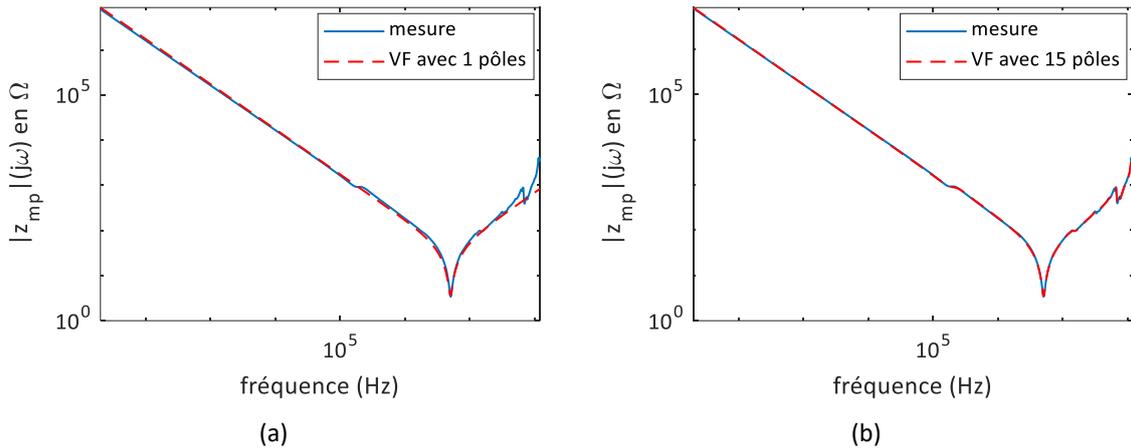


Figure IV-35 Approximation par *VectorFitting* de l'impédance $z_{mp}(j\omega)$ d'une machine électrique 15kW-10000RPM. (a) $N_p = 1$. (b) $N_p = 15$.

Notons que lorsque la synthèse de l'approximation $z_{approx}(p)$ en un circuit électrique équivalent est nécessaire⁷, le nombre de pôles N_p doit répondre à un compromis entre la taille du circuit et sa précision vis-à-vis de la mesure. Nous soulignons que grâce à la méthodologie de simulation fréquentielle retenue dans nos travaux, nous n'avons pas besoin de synthétiser $z_{ms}(p)$ et $z_{mp}(p)$ en circuit équivalent. Par ailleurs, la démarche d'approximation par *VectorFitting* permet d'établir des expressions dans le domaine du Laplace, ce qui permet d'éviter une opération d'interpolation de données de mesures expérimentales d'impédances lors de la résolution, par conséquent, même en absence de problèmes de passivité, cela permet un gain en temps de calcul.

IV.5 MODELISATION LINEAIRE DE LA SOURCE D'ALIMENTATION : RSIL + ONDULEUR

L'onduleur est la source de commutation des tensions causant les phénomènes de surtension. Il est constitué principalement de composants semi-conducteurs (IGBT-Si ou MOSFET-SiC) et d'éléments passifs : résistifs, inductifs et capacitifs. Dans le cadre de ces travaux, nous nous intéressons particulièrement aux composants semi-conducteurs rapides MOSFET-SiC. Notre cas applicatif est un onduleur triphasé à deux niveaux ; nous nous intéressons à son modèle de sortie, et pour ce faire, nous commençons par le mode différentiel régissant les phénomènes entre phases, puis, nous modélisons les chemins les propagations de mode commun intervenant entre les phases et la masse.

IV.5.1 Modélisation de mode différentiel d'un onduleur triphasé

IV.5.1.1 Cellule de commutation

Nous nous intéressons ici à la modélisation d'une cellule de commutation alimentant une phase de la chaîne (Figure IV-36) : elle est constituée d'un bras d'onduleur et des capacités de découplage du bus continu. Le bras contient deux composants semi-conducteurs commandés (à l'ouverture et à la

⁷ Cela est classiquement utile pour effectuer des simulations dans des logiciels circuits utilisant une résolution temporelle.

fermeture) par un driver ; une capacité est placée entre la borne '+' et la borne '-', au plus près des semi-conducteurs pour faciliter les commutations.

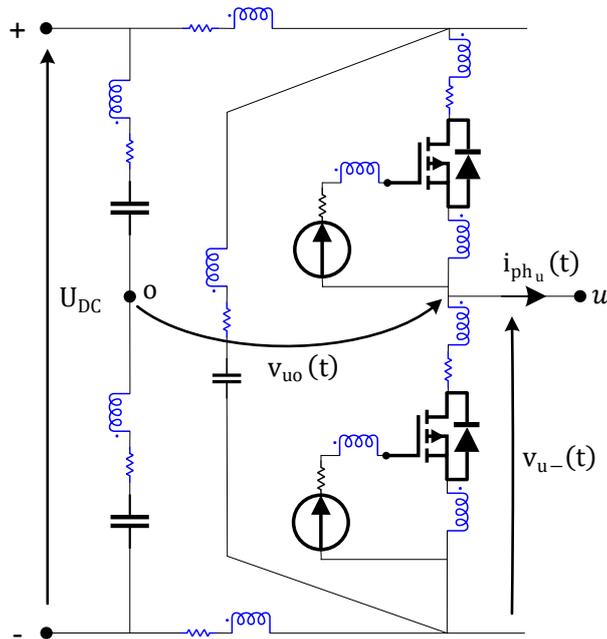


Figure IV-36 Cellule de commutation d'un onduleur triphasé à deux niveaux (éléments parasites en couleur bleu).

Comme nous pouvons l'observer sur les relevés expérimentaux de la Figure IV-37 et la Figure IV-38, la commutation (à l'amorçage et au blocage) ainsi que les oscillations survenant suite à une commutation sont des mécanismes très complexes qui dépendent à la fois : des caractéristiques intrinsèques du composant semi-conducteur, des paramètres du driver (tension de la commande rapprochée V_{gs} et la résistance de grille R_g), de la tension DC, du courant commuté et des différents éléments parasites de la carte électronique (éléments inductifs et résistifs en bleu sur la Figure IV-36).

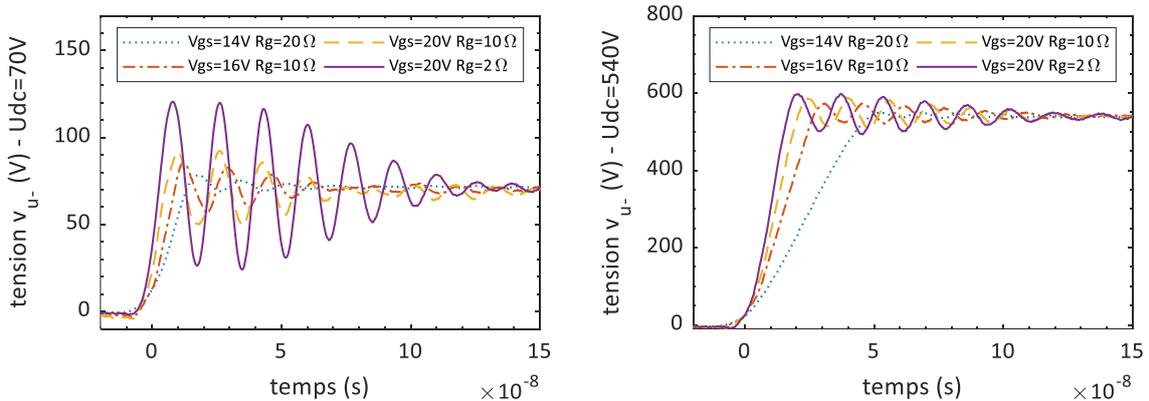


Figure IV-37 Cellule de commutation à base MOSFET-SiC CMF20120D : tension v_{u-} en fonction de la tension DC, la tension V_{gs} et la résistance de grille.

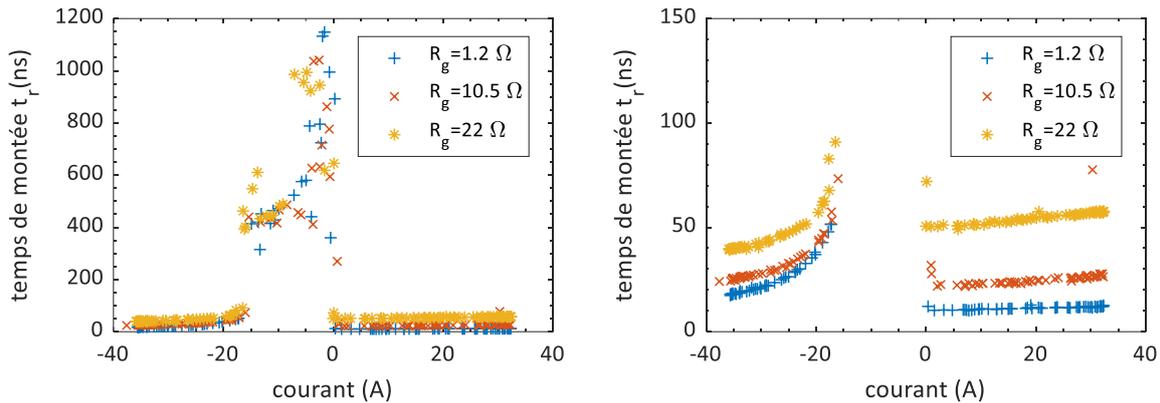


Figure IV-38 Module triphasé CREE CCS050M12CM2 : temps de montée de la tension V_u en fonction du courant en sortie du bras commuté pour plusieurs résistance de grille. $V_{dc}=540V$ et $V_{gs}=20V$. La figure de droite est un zoom sur les commutations $<150ns$ de celles de la figure de gauche.

Le composant semi-conducteur est un élément fondamental de la commutation, dont les modèles comportementaux sont implémentés dans des logiciels de type Spice, Saber et PLECS. Les paramètres typiques d'un composant sont souvent fournis par les fabricants ; pour une meilleure précision (prise en compte de la réalisation du circuit dans lesquels ils sont amenés à fonctionner), il existe des méthodes pour les identifier expérimentalement[131]. Par ailleurs, dans le cas où les détails de la conception sont connus, une identification numérique peut être pratiquée [132]. Ces différents modèles sont des modèles temporels [133]–[140] ; ils sont performants car ils tendent à représenter finement les phénomènes semi-conducteurs - des phénomènes qui sont intrinsèquement non-linéaires. Ceci ne peut pas être directement pris en compte avec notre formalisme de simulation fréquentielle exigeant la linéarité du système à simuler.

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature traitant de la modélisation linéaire d'un convertisseur de puissance ; nous pouvons citer : des modèles basés sur des sources de tension trapézoïdale ou bien trapézoïdale avec un régime oscillatoire amorti [32], [141], [142], un modèle considérant une fonction de transfert dans le domaine du Laplace [143]. Ces méthodes sont destinées à des besoins de simulation de la compatibilité électromagnétique (CEM) avec une finalité d'obtenir un spectre et non pas une onde temporelle comme nous le souhaitons pour notre besoin de simulation de surtension. Ces modèles mélangent souvent à la fois la contribution des composants semi-conducteurs et celle des éléments parasites de la boucle de commutation ; cela s'avère non pertinent vis-à-vis de nos besoins, car nous avons pu constater qu'imposer une tension trapézoïdale et un régime oscillatoire amorti induit des surtensions irréalistes.

Par ailleurs, il existe d'autres approches avancées de modélisation linéaire d'un convertisseur de puissance : elles sont basées sur des produits de convolution [144] ou bien nécessitant un formalisme MNA augmenté [145]. Ces méthodes offrent une meilleure précision mais au détriment d'un temps de calcul inadapté à nos besoins de conception par optimisation. Pour nos travaux, nous favorisons la simplicité pour ne pas impacter le temps de calcul, et nous évitons donc des modèles basés sur des produits de convolution.

Sur la Figure IV-39, nous montrons notre modèle proposé : il consiste en un circuit RLC excité par un générateur de tension trapézoïdale $v_{uo}(t)$.

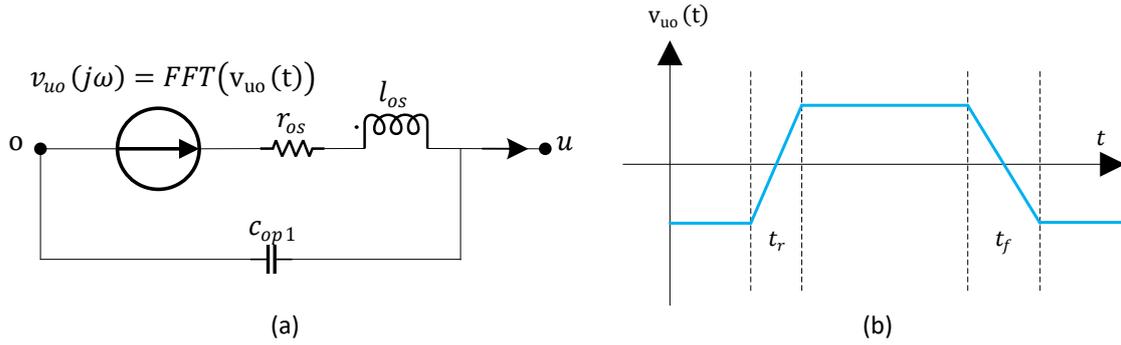


Figure IV-39 Modèle de mode différentiel d'une cellule de commutation proposé.

La tension $v_{uo}(t)$ est une tension bipolaire transitant entre les niveaux $\pm \frac{U_{DC}}{2}$ avec un temps de montée t_r et un temps de descente t_f ; elle s'exprime en fonction de la tension $v_{u-}(t)$ et la tension U_{DC} comme suit :

$$v_{uo}(t) = v_{u-}(t) - \frac{U_{DC}}{2} \tag{eqn IV-31}$$

Comme évoqué précédemment, les temps de montée et de descente (t_r, t_f) dépendent de plusieurs facteurs :

$$(t_r, t_f) = fct(\text{Paramètres}_{driver}, I_{ph}, U_{dc}) \tag{eqn IV-32}$$

Leur prédiction par calcul est très délicate ; dans le cadre de nos travaux, nous proposons de les identifier expérimentalement en supposant que les temps de montée et de descente (t_r, t_f) de $v_{uo}(t)$ sont égaux à ceux de la tension $v_{u-}(t)$ (Figure IV-37 et la Figure IV-38).

Le circuit RLC modélise la ligne d'impédance de la boucle de commutation causant une oscillation après chaque commutation ; nous proposons de les identifier à partir des données techniques des fabricants de composant semi-conducteur et de mesures expérimentales comme nous le détaillons dans la publication [146].

Malgré sa simplicité, comme cela est montré sur la Figure IV-40, notre modèle donne des résultats en bonne concordance par rapport aux mesures expérimentales.

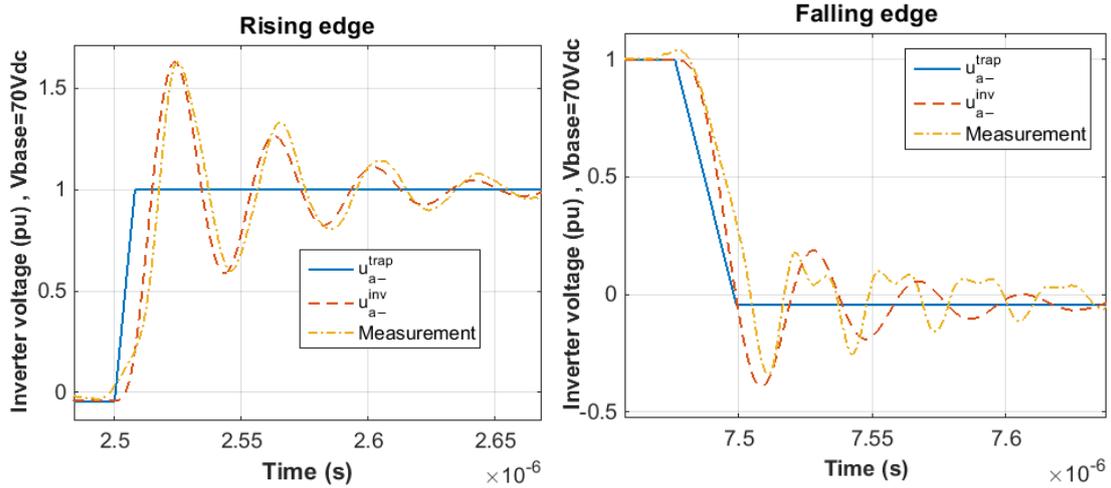


Figure IV-40 Confrontation entre simulation et mesure des tension d'un composant MOSFET-SiC CMF20120D.

IV.5.1.2 Onduleur triphasé et prise en compte de la MLI

Pour modéliser un onduleur triphasé, comme illustré sur la Figure IV-41, nous modélisation chaque phase par le modèle élémentaire de la Figure IV-39-a.

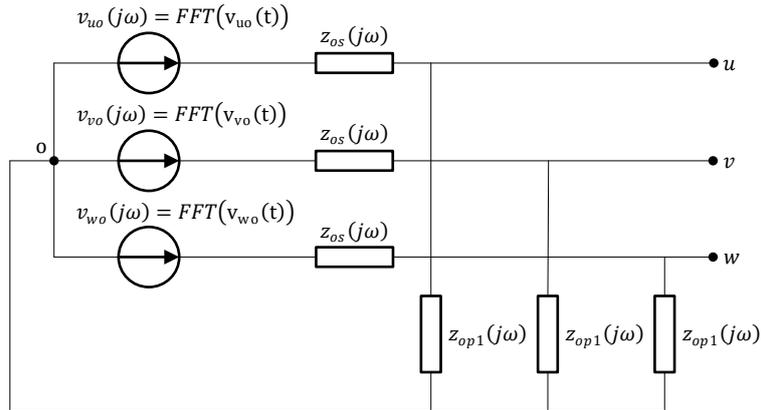


Figure IV-41 Modèle linéaire proposé pour modéliser un onduleur triphasé.

Avec :

$$\begin{cases} v_{uo}(t) = v_{u-}(t) - \frac{U_{DC}}{2} \\ v_{vo}(t) = v_{v-}(t) - \frac{U_{DC}}{2} \\ v_{wo}(t) = v_{w-}(t) - \frac{U_{DC}}{2} \end{cases} \quad \text{eqn IV-33}$$

$$\begin{cases} z_{os}(j\omega) = r_{os} + j\omega l_{os} \\ z_{op1}(j\omega) = \frac{1}{j\omega c_{os}} \end{cases} \quad \text{eqn IV-34}$$

Pour la simplicité, nous supposons que les bras d'onduleur sont identiques en ce qui concerne leurs impédances.

A l'échelle de la commutation, les tensions $v_{u0}(t)$, $v_{v0}(t)$ et $v_{w0}(t)$ sont construites comme présenté à la Figure IV-39. A l'échelle d'une période électrique, ces tensions sont des suites d'impulsions modulées en durée pouvant être définies à l'aide des différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion⁸ (MLI)[147].

Pour illustration, nous traçons sur la Figure IV-42, la forme d'onde de tension modulée en largeur d'impulsion, le courant d'une phase commuté et les temps de commutation (t_r , t_f) associés. L'onduleur est d'une puissance de 15kW et basé sur des composants MOSFET-SiC. La modulation est effectuée à l'aide d'une modulante sinusoïdale et d'une porteuse triangulaire d'une fréquence de 30kHz.

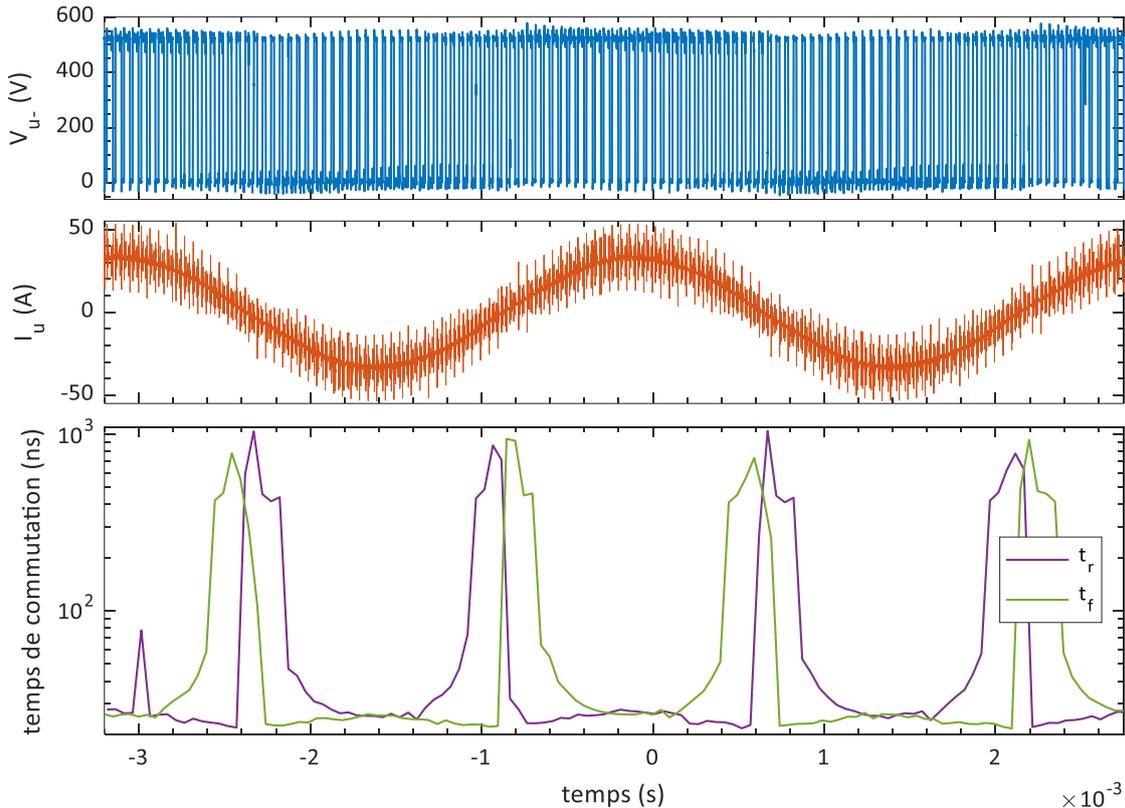


Figure IV-42 Tension modulée en largeur d'impulsion, courant d'une phase commuté et temps de commutation (t_r , t_f) associés. Onduleur basé sur le module MOSFET-SiC CREE CCS050M12CM2, $V_{gs}=20V$, $R_g=10.5\Omega$, MLI sinusoïdale de 30kHz.

IV.5.2 Modélisation de mode commun d'un onduleur triphasé

Pour compléter le modèle d'onduleur triphasé, nous devons prendre en compte également les interactions de mode commun intervenant entre les phases et la masse. En sortie d'onduleur, nous considérons une impédance modélisant le couplage capacitif entre les composants de puissance et le dissipateur thermique :

⁸ Technique communément connue dans la littérature avec l'acronyme en anglais PWM pour Pulse Width Modulation.

$$z_{op2}(j\omega) = \frac{1}{j\omega c_u} = \frac{1}{j\omega c_v} = \frac{1}{j\omega c_w} \tag{eqn IV-35}$$

Tout comme pour le mode différentiel, par soucis de simplicité, nous supposons que les couplages de mode commun entre les différentes phases et la masse sont identiques.

En entrée onduleur, en plus de l'impédance $z_{RSIL}(j\omega)$ normalisée, il existe également des couplages capacitifs se manifestant entre les bornes '+' et '-' du bus continu. Nous englobons toute cette complexité en seule impédance, comme suit :

$$z_{op3}(j\omega) = z_{RSIL}(j\omega) // \frac{1}{j\omega c_+} // \frac{1}{j\omega c_-} \tag{eqn IV-36}$$

En supposant, les symétries suivantes : $c_+ = c_-$ et $c_u = c_v = c_w$, nous utilisons l'analyseur d'impédance E4990A-120MHz pour identifier ces capacités de mode commun de l'onduleur.

La Figure IV-43 illustre le modèle de mode commun proposé pour un onduleur triphasé alimenté par un réseau HVDC $\pm 270V$ à travers un RSIL.

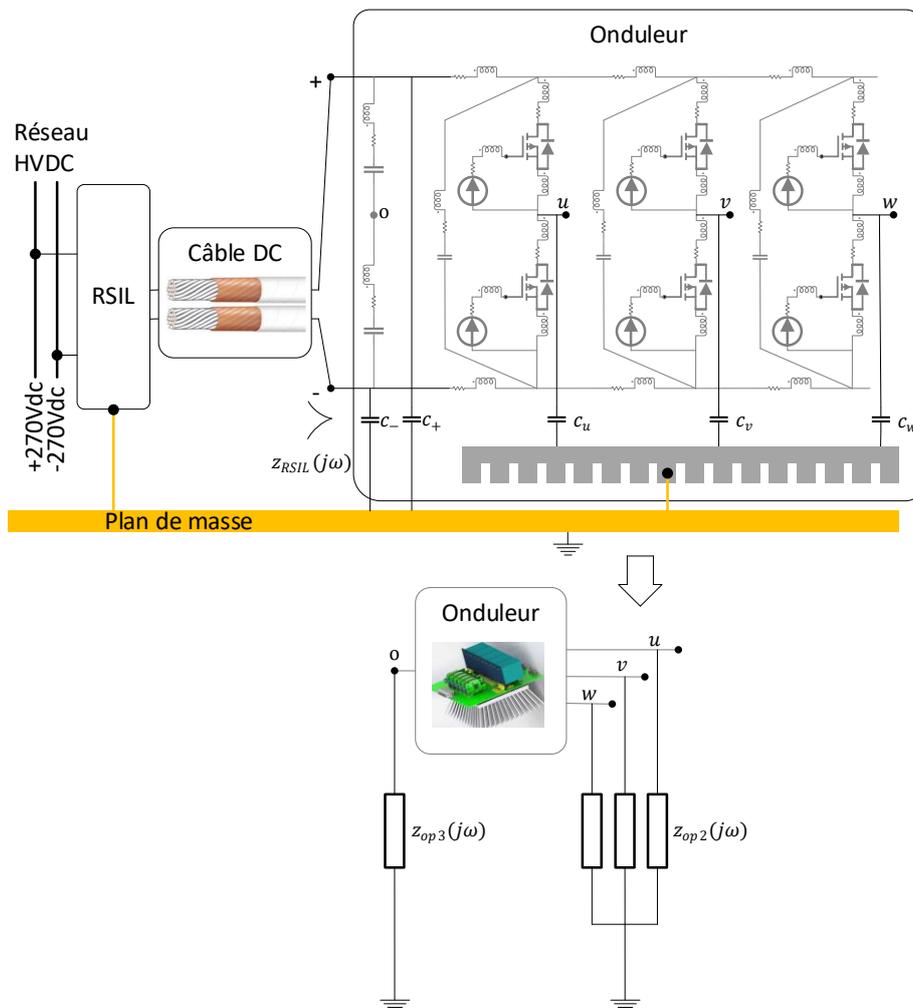
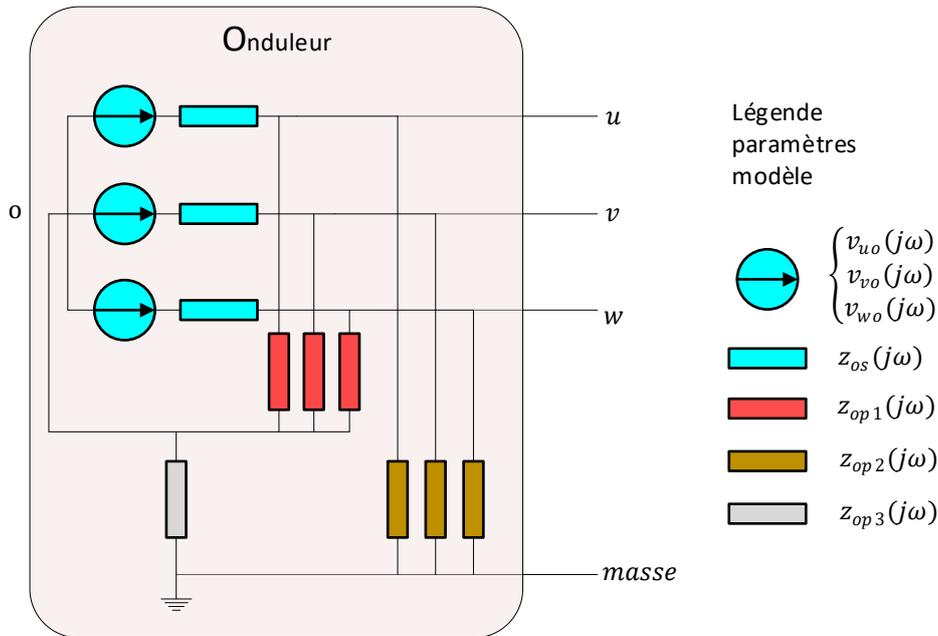


Figure IV-43 Impédances de mode commun d'un onduleur triphasé.

IV.5.3 Modèle complet d'onduleur proposé

Le modèle de sortie d'onduleur triphasé proposé pour simuler les surtensions est donné sur la Figure IV-44. Il s'agit de la concaténation du modèle de mode différentiel et celui de mode commun présentés ci-dessus. Le modèle comporte trois sources de tension et dix impédances. Nous soulignons que par simplicité, nous faisons l'hypothèse souvent valide, de la symétrie de l'onduleur : égalités des impédances des phases et des impédances entre phases et masse ; cela réduit le nombre d'impédances distinctes (paramètres du modèle) à seulement quatre impédances.



IV.6 MODELISATION FREQUENTIELLE DE LA CHAINE ELECTROMECHANIQUE COMPLETE

Dans cette dernière section de ce chapitre, nous exploitons les résultats des sections précédentes pour proposer un modèle fréquentiel de la chaîne électromécanique complète. Nous faisons cela pour une chaîne bifilaire puis pour une chaîne triphasée.

IV.6.1 Modèle fréquentiel bifilaire

Une chaîne électromécanique est un système triphasé ; dans la littérature il est courant que les travaux s'intéressant aux surtensions adoptent un modèle simplifié bifilaire équivalent. En effet, pour le cas d'un onduleur triphasé à deux niveaux, la modulation implique qu'un seul bras commute à fois, et il y a alors toujours deux phases de la chaîne en régime permanent. Elles sont supposées équipotentielles et par conséquent réduites à un seul conducteur équivalent. Si ces deux phases sont connectées au potentiel positif elles constituent un 'aller' (respectivement la phase commutée représente un 'retour') et si elles sont connectées au potentiel négatif, elles constituent un 'retour' (respectivement la phase commutée représente un 'aller'). Cette approche néglige également les interactions de mode commun et ne s'intéresse qu'à la simulation de la surtension de mode différentiel (entre phases).

En rassemblant les modèles développés précédemment dans ce chapitre, nous aboutissons au modèle circuit fréquentiel bifilaire de la Figure IV-45.

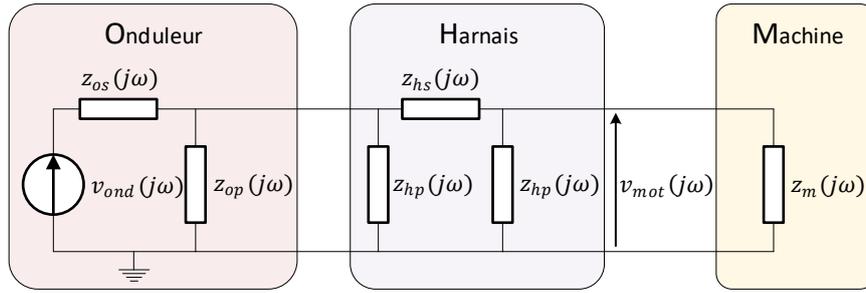


Figure IV-45 Modèle fréquentiel bifilaire d'une chaîne électromécanique.

En utilisant le formalisme de résolution MNA, il est aisé de d'obtenir les tensions aux nœuds et le courant parcourant les différents éléments du circuit. Pour optimiser le temps de calcul, nous établissons l'expression symbolique de la tension aux bornes de la machine, résultat de l'analyse du (simple) circuit présenté :

$$\begin{aligned}
 v_{mot}(j\omega) = & v_{ond}(j\omega) \cdot (z_{hp}^2(j\omega) \cdot z_m(j\omega) \cdot z_{op}(j\omega)) / (z_{hp}^2(j\omega) \cdot z_{hs}(j\omega) \\
 & \cdot z_{op}(j\omega) + z_{hp}^2(j\omega) \cdot z_{hs}(j\omega) \cdot z_{os}(j\omega) + z_{hp}^2(j\omega) \cdot z_m(j\omega) \\
 & \cdot z_{op}(j\omega) + z_{hp}^2(j\omega) \cdot z_m(j\omega) \cdot z_{os}(j\omega) + z_{hp}^2(j\omega) \cdot z_{op}(j\omega) \\
 & \cdot z_{os}(j\omega) + z_{hp}(j\omega) \cdot z_{hs}(j\omega) \cdot z_m(j\omega) \cdot z_{op}(j\omega) + z_{hp}(j\omega) \\
 & \cdot z_{hs}(j\omega) \cdot z_m(j\omega) \cdot z_{os}(j\omega) + z_{hp}(j\omega) \cdot z_{hs}(j\omega) \cdot z_{op}(j\omega) \\
 & \cdot z_{os}(j\omega) + 2 \cdot z_{hp}(j\omega) \cdot z_m(j\omega) \cdot z_{op}(j\omega) \cdot z_{os}(j\omega) + z_{hs}(j\omega) \\
 & \cdot z_m(j\omega) \cdot z_{op}(j\omega) \cdot z_{os}(j\omega))
 \end{aligned}
 \tag{eqn IV-37}$$

Comme nous l'avons exposé dans la publication [146], notre méthodologie permet de prendre en compte les éléments de filtrages en sortie onduleur et en entrée machine. Etablir des expressions symboliques du circuit générique de la Figure IV-46 permet de simuler toutes les solutions de filtrage linéaires (ne comprenant pas de diode par exemple) recensées dans la littérature.

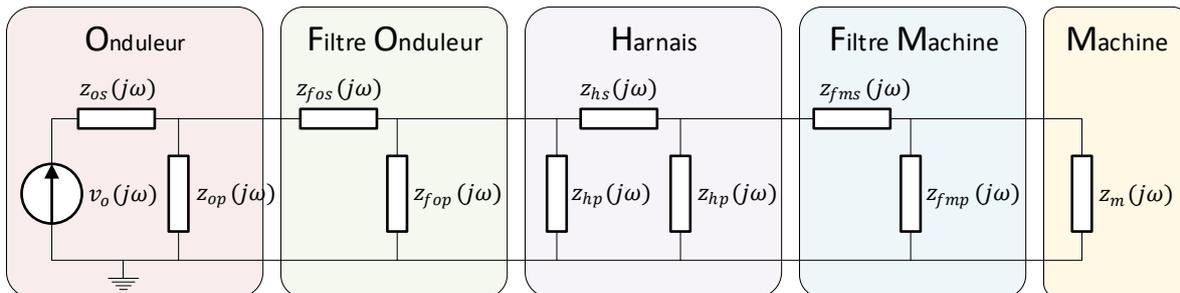


Figure IV-46 Modèle fréquentiel bifilaire d'une chaîne électromécanique avec filtres.

Ce modèle permet de retrouver des résultats de surtension connus dans la littérature, avec des temps calcul très courts : inférieur à 30ms en utilisant l'ordinateur dont les caractéristiques techniques sont données dans l'ANNEXE.B. Dans le chapitre.V, nous validons expérimentalement et nous utilisons ce modèle pour étudier les surtensions aux bornes d'une machine électrique.

IV.6.2 Modèle fréquentiel multifilaire

Pour pallier les restrictions du modèle bifilaire qui néglige les phénomènes de mode commun et ne prend pas en compte les effets de commutations des cellules voisines, nous proposons le modèle

multifilaire d'une chaine triphasé illustré sur la Figure IV-47. Comme pour le modèle bifilaire, pour réduire le temps de résolution, nous proposons des expressions symboliques pour calculer le spectre des grandeurs d'intérêt. Les tensions aux bornes de la machine s'expriment comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{am}(j\omega) \\ V_{bm}(j\omega) \\ V_{cm}(j\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} FT_{OM_{ii}}(j\omega) & FT_{OM_{ij}}(j\omega) & FT_{OM_{ij}}(j\omega) \\ FT_{OM_{ij}}(j\omega) & FT_{OM_{ii}}(j\omega) & FT_{OM_{ij}}(j\omega) \\ FT_{OM_{ij}}(j\omega) & FT_{OM_{ij}}(j\omega) & FT_{OM_{ii}}(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{uo}(j\omega) \\ v_{vo}(j\omega) \\ v_{wo}(j\omega) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} FT_{MM_{ii}}(j\omega) & FT_{MM_{ij}}(j\omega) & FT_{MM_{ij}}(j\omega) \\ FT_{MM_{ij}}(j\omega) & FT_{MM_{ii}}(j\omega) & FT_{MM_{ij}}(j\omega) \\ FT_{MM_{ij}}(j\omega) & FT_{MM_{ij}}(j\omega) & FT_{MM_{ii}}(j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_a(j\omega) \\ e_b(j\omega) \\ e_c(j\omega) \end{pmatrix} \quad \text{eqn IV-38}$$

Notre modèle multifilaire comporte trente-sept impédances et six sources de tensions ; cela rend la résolution symbolique de l'équation MNA fastidieuse. Pour pallier cela, nous exploitons les différentes symétries de la chaine électromécanique ; grâce à cela, le modèle symbolique de l'équation eqn 4-38 ne nécessite plus que le calcul de seulement 4 fonctions de transfert :

- $FT_{OM_{ii}}(j\omega)$: reliant la tension en entrée machine à la tension d'onduleur d'une même phase.
- $FT_{OM_{ij}}(j\omega)$: reliant la tension en entrée machine à la tension d'onduleur d'une phase différente.
- $FT_{MM_{ii}}(j\omega)$: reliant la tension en entrée machine à la force électromotrice de la machine d'une même phase.
- $FT_{MM_{ij}}(j\omega)$: reliant la tension en entrée machine à la force électromotrice de la machine d'une phase différente.

Par ailleurs, étant donné la linéarité de notre modèle, nous exploitons le principe de superposition pour établir les expressions de ces fonctions de transfert.

Pour calculer les expressions symboliques des fonctions $FT_{OM_{ii}}(j\omega)$ et $FT_{OM_{ij}}(j\omega)$, nous utilisons le circuit de la Figure IV-48 dans lequel nous court-circuitons toutes les sources de tensions sauf $v_{uo}(j\omega)$. La fonction $FT_{OM_{ii}}(j\omega)$ est égale à l'expression du potentiel $v_4(j\omega)$ et la fonction de transfert $FT_{OM_{ij}}(j\omega)$ est égale à l'expression du potentiel $v_5(j\omega)$ ou $v_6(j\omega)$.

Pour calculer les expressions symboliques des fonctions $FT_{MM_{ii}}(j\omega)$ et $FT_{MM_{ij}}(j\omega)$, nous utilisons le circuit de la Figure IV-49 dans lequel nous court-circuitons toutes les sources de tensions sauf $e_a(j\omega)$. La fonction $FT_{MM_{ii}}(j\omega)$ est égale à l'expression du potentiel $v_4(j\omega)$ et la fonction de transfert $FT_{MM_{ij}}(j\omega)$ est égale à l'expression du potentiel $v_5(j\omega)$ ou $v_6(j\omega)$.

Comme pour le modèle bifilaire, il est possible de tenir compte des éléments de filtrage en sortie de l'onduleur et en entrée de la machine. Nous proposons le modèle fréquentiel de la Figure IV-50 pour établir des expressions symboliques des fonctions de transfert les plus génériques possibles permettant de simuler les plus larges configurations de filtrage.

Pour vérifier notre modèle symbolique, nous avons comparé les spectres des grandeurs d'intérêt calculés symboliquement à ceux obtenus par une résolution numérique, fréquence par fréquence, de l'équation MNA (comme fait pour le harnais ci-haut dans ce chapitre : IV.3) et également par un

modèle circuit sous le logiciel Matlab-Simulink- Simscape. Nous soulignons que l'établissement et la vérification du modèle symbolique d'une chaîne multifilaire est une tâche laborieuse ; néanmoins, une fois le modèle élaboré, il permet la simulation des surtensions à l'échelle de toute une période électrique d'une manière rapide : temps de calcul inférieur à 500ms en utilisant l'ordinateur dont les caractéristiques sont données dans l'ANNEXE.B. Nous tenons à mentionner que ce modèle permet de simuler à la fois les tensions entre phases et également les tensions entre phases et masse – grandeurs primordiales pour la prévention des décharges partielles dans une chaîne électromécanique aéronautique.

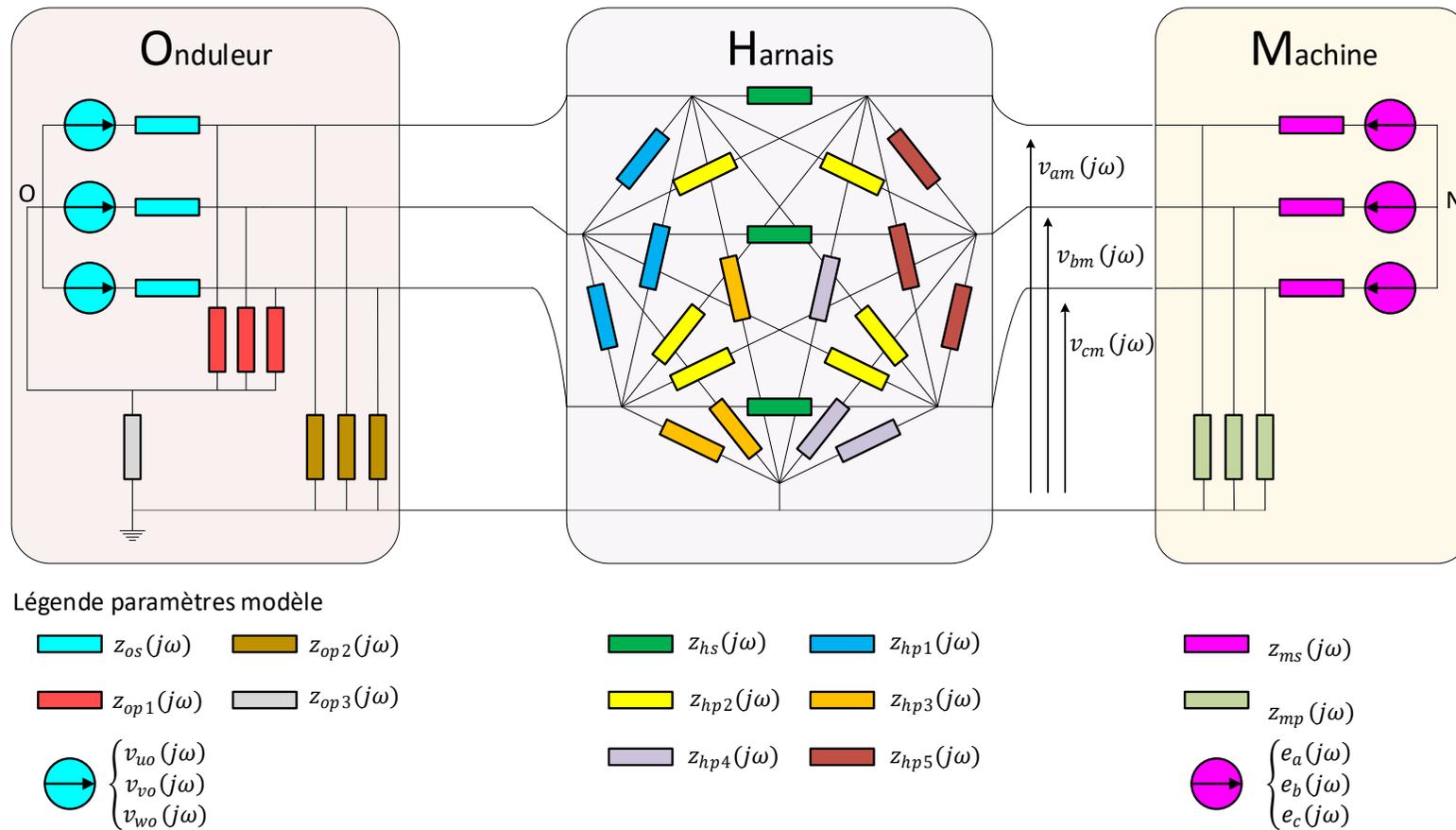


Figure IV-47 Modèle fréquentiel multifilaire d'une chaîne électromécanique triphasé.

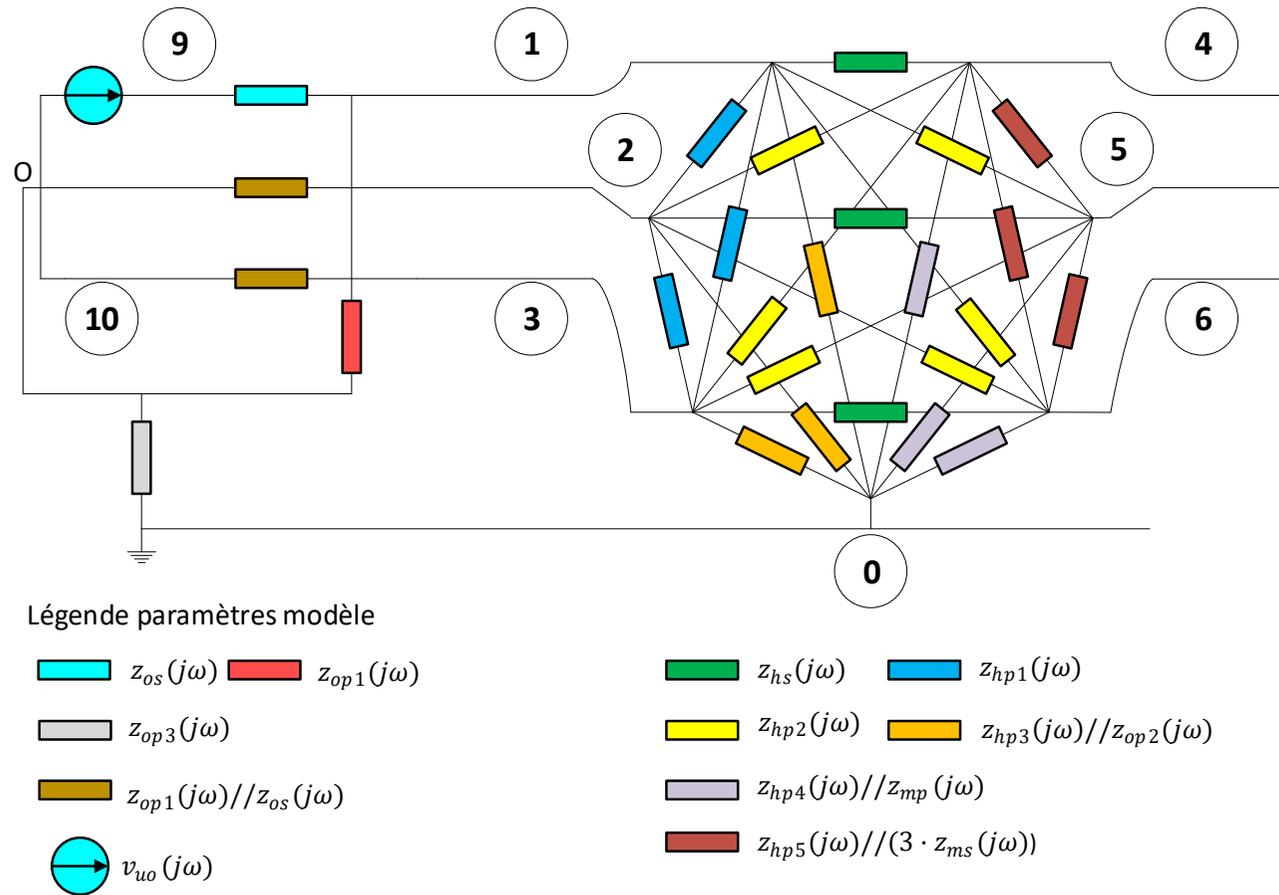
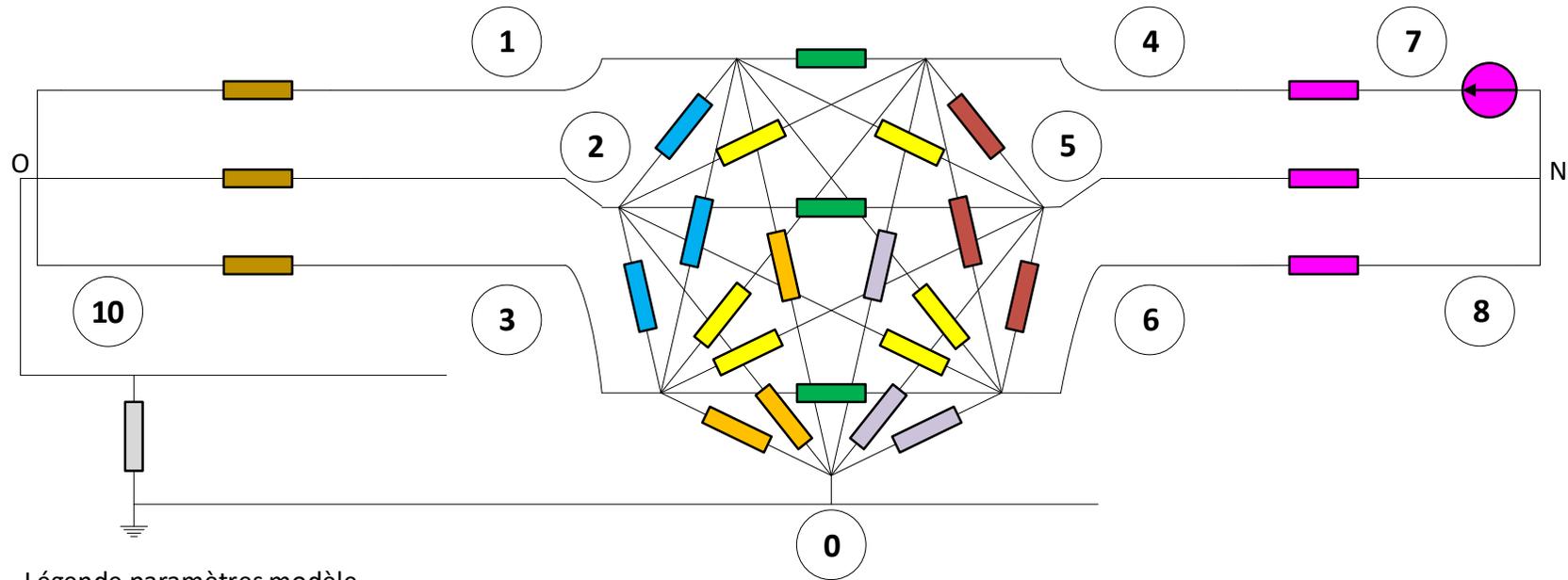


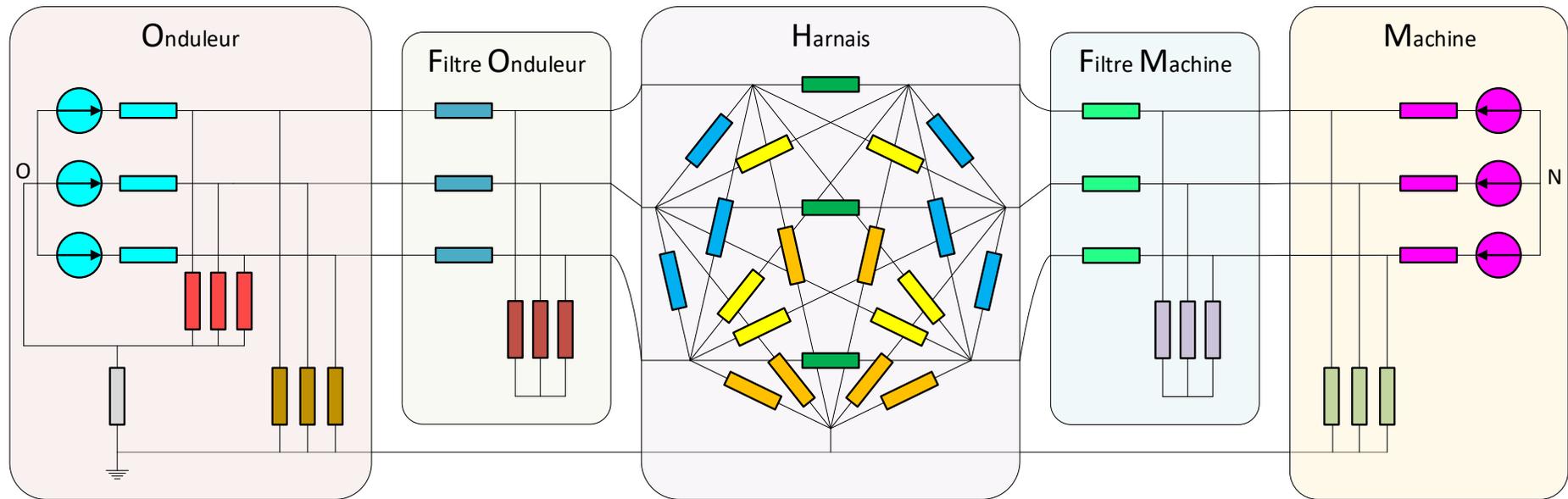
Figure IV-48 Circuit d'une chaîne électromécanique utilisé pour calculer $FT_{OM_{ii}}(j\omega)$ et $FT_{OM_{ij}}(j\omega)$, les numéros encadrés représentent les nœuds du circuit, le nœud 0 étant la référence.



Légende paramètres modèle

- | | | | |
|---|---|--|---|
|  $z_{op3}(j\omega)$ |  $z_{hs}(j\omega)$ |  $z_{hp1}(j\omega)$ |  $z_{ms}(j\omega)$ |
|  $z_{op2}(j\omega)//z_{os}(j\omega)$ |  $z_{hp2}(j\omega)$ |  $z_{hp3}(j\omega)//z_{op2}(j\omega)$ |  $e_a(j\omega)$ |
| |  $z_{hp4}(j\omega)//z_{mp}(j\omega)$ | | |
| |  $z_{hp5}(j\omega)$ | | |

Figure IV-49 Circuit d'une chaîne électromécanique utilisé pour calculer $FT_{MM_{ii}}(j\omega)$ et $FT_{MM_{ij}}(j\omega)$, les numéros encadrés représentent les nœuds du circuit, le nœud 0 étant la référence.



Légende paramètres modèle

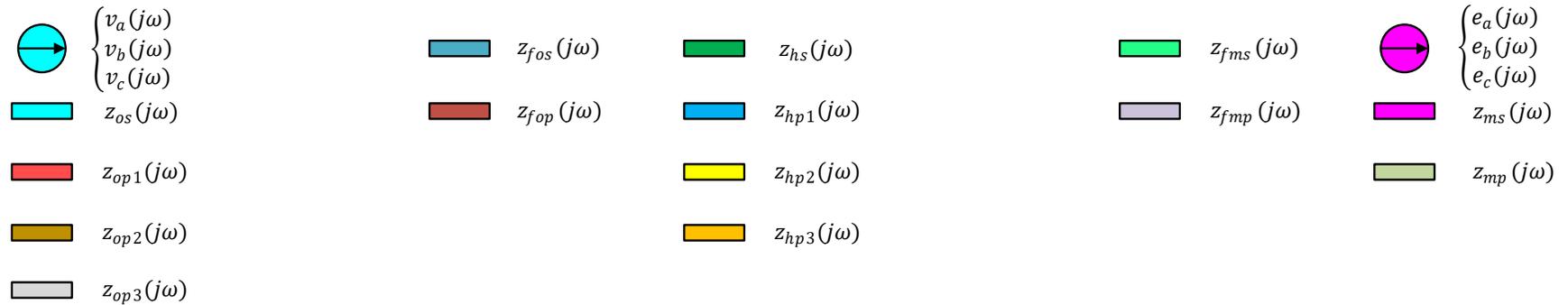


Figure IV-50 Modèle fréquentiel multifilaire d'une chaîne électromécanique triphasé avec filtres.

IV.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous proposons des modèles fréquentiels des composants d'une chaîne électromécanique : un onduleur, un harnais et une machine. Ces modèles sont destinés à une utilisation dans une résolution fréquentielle à l'aide du formalisme d'analyse nodale modifié (MNA). L'originalité du modèle proposé réside dans sa capacité à simuler rapidement et avec précision toute la complexité de la chaîne. En effet, l'approche fréquentielle est adaptée à prendre en compte sans approximation les phénomènes de propagation et les effets fréquentiels.

Nous soulignons que l'hypothèse fondamentale permettant l'établissement de notre modèle est la linéarité. Pour cela, nous avons dû proposer un modèle linéaire d'onduleur.

Nos modèles sont destinés à des études paramétriques et à la conception par optimisation. Par conséquent, le temps de calcul est une contrainte majeure. Pour cela, nous déclinons à partir du modèle circuit des fonctions de transfert symboliques permettant un calcul très rapide du spectre de la grandeur d'intérêt.

Nous utilisons ces modèles pour étudier les surtensions en entrée d'une machine électrique dans le prochain chapitre

CHAPITRE.V

ETUDE PARAMETRIQUE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE – IMPACT DU SIC

SOMMAIRE

V.1 INTRODUCTION.....	192
V.2 ANALYSE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE BIFILAIRE BASEE SUR LE MOSFET-SiC.....	192
V.2.1 Validation expérimentale du modèle.....	192
V.2.2 Etude paramétrique des surtensions sans l'impédance de la charge.....	198
V.2.3 Etude paramétrique des surtensions avec l'impédance de la charge.....	203
V.2.4 Surtensions dues à une succession de deux impulsions (>2pu).....	206
V.3 ANALYSE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASEE	209
V.3.1 Banc expérimental d'une chaîne électromécanique VCS	209
V.3.1 Paramètres de la chaîne étudiée.....	210
V.3.2 Démarche d'analyse de la commutation des onduleurs.....	213
V.3.3 Démarche d'analyse des surtensions aux bornes de la machine	214
V.3.4 Analyse statistique des mesures de surtensions	217
V.3.5 Résultats et discussions	217
V.4 CONCLUSION	226

V.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à des études paramétriques des surtensions aux bornes d'une machine électrique. En effet, cette dernière constitue le maillon faible d'une chaîne électromécanique vis-à-vis des décharges partielles dont les conditions d'apparition font l'objet du chapitre.VI. A travers différentes études menées à la fois par expérience et par simulation, nous analysons les propriétés des surtensions en fonction des paramètres d'une chaîne électromécanique, à savoir : la technologie de l'onduleur (IGBT-Si ou MOSFET-SiC), la commande de l'onduleur (techniques de modulations MLI, fréquence de découpage), le harnais (longueur, blindage) et enfin la machine électrique (impédance, point de fonctionnement : couple-vitesse).

D'une part, ces études permettent de valider expérimentalement notre méthodologie de modélisation des surtensions discutée dans le chapitre précédent. D'autre part, elles constituent une analyse de sensibilité des surtensions en fonction des paramètres de conception d'une chaîne électromécanique ; cela permet d'identifier les paramètres les plus influents sur les caractéristiques des surtensions. Cette démarche est essentielle pour préparer l'optimisation paramétrique d'une chaîne électromécanique exempte de risques de décharges partielles.

Dans ce chapitre, nous traitons d'abord les surtensions dans une chaîne bifilaire puis dans une chaîne électromécanique triphasée de 15kW.

V.2 ANALYSE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE BIFILAIRE BASEE SUR LE MOSFET-SiC

Dans cette section, en utilisant une chaîne bifilaire, nous validons notre approche de modélisation des surtensions puis nous analysons l'impact de la commutation rapide des composants MOSFET-SiC pour différentes longueurs de harnais et différentes impédances d'entrée de la charge. Les propriétés des surtensions analysées sont :

- La valeur maximale ;
- La rapidité : pour une meilleure clarté de lecture de ce chapitre, nous notons que nous désignons par :
 - o Temps de commutation de l'onduleur : il s'agit du temps (durée de front) de montée ou de descente de la tension commutée par un semi-conducteur d'onduleur (durée entre 10% et 90%);
 - o Temps de commutation des surtensions : il s'agit du temps (durée de front) de montée ou de descente de la tension aux bornes de la machine (durée entre 10% et 90%).
- La fréquence d'oscillation.

V.2.1 Validation expérimentale du modèle

V.2.1.1 Banc expérimental bifilaire

La chaîne bifilaire servant de support aux expérimentations est présentée sur la Figure V-1 ; son synoptique est détaillé sur la Figure V-2. Elle est composée d'un onduleur monophasé à composants semi-conducteurs Wolfspeed MOSFET-SiC CMF20120D. L'onduleur illustré sur Figure V-3 est commandé par une carte FPGA DE0-NANO ; cela permet d'imposer les caractéristiques de la tension

délivrée : fréquence, rapport cyclique et temps mort. Afin de minimiser les perturbations électromagnétiques, les signaux de commande de la carte FPGA sont transmis aux drivers de l'onduleur par l'intermédiaire de fibres optiques. L'onduleur alimente la charge via un câble bifilaire aéronautique PF-EN2266-003 d'une gauge AWG18. Il est lui-même alimenté avec une alimentation DC fournissant une tension de 540Vdc.

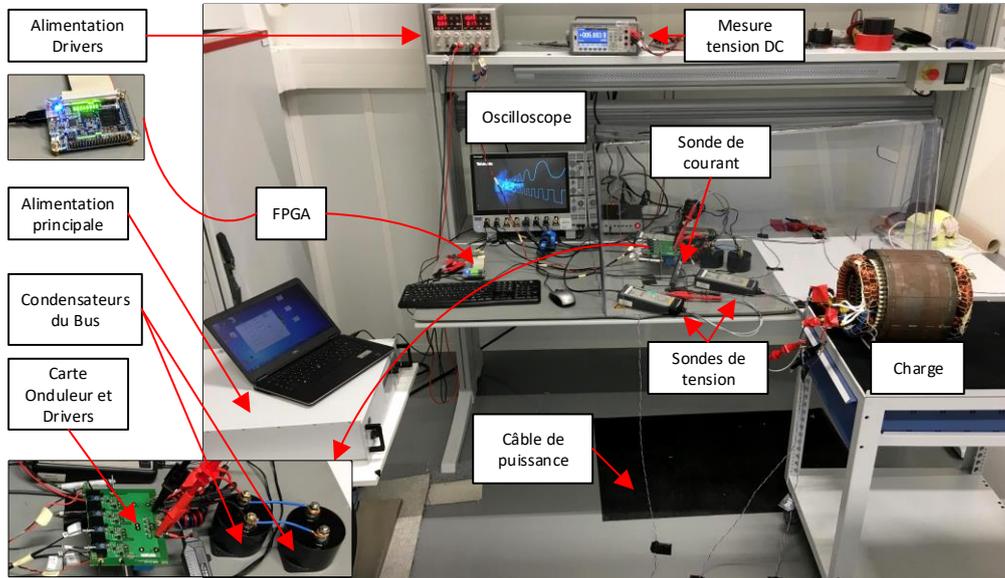


Figure V-1 photo du banc expérimental bifilaire.

Pour chacune des configurations d'essai, nous mesurons la tension et le courant en sortie de l'onduleur et la tension en sortie du harnais (aux bornes de la charge dans le cas où il y en a une). Comme illustré sur la Figure V-2, la mesure des tensions est effectuée à l'aide d'une sonde différentielle TT-SI9010A-70MHz. La mesure du courant en sortie de l'onduleur est effectuée par la sonde HIOKI 3273-50. Les mesures sont traitées et affichées sur un oscilloscope rapide Tektronix MSO58 (500 MHz, 6.25 GS/s, 8voies).

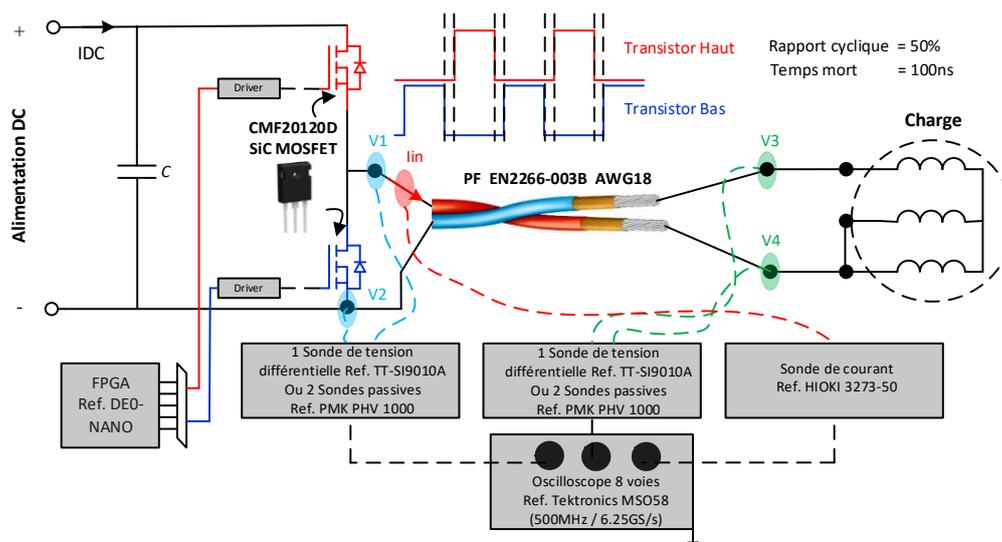


Figure V-2 synoptique simplifié du banc expérimental bifilaire.

La sonde de tension différentielle est une sonde active permettant de rejeter les perturbations de mode commun. Néanmoins, sa bande passante est limitée à 70 MHz, ce qui est proche de la limite

de notre besoin ; en effet la fréquence maximale de résonance des cellules d'onduleur dues aux éléments parasites est de 63MHz. Pour assurer la précision des mesures, nous avons utilisé deux sondes passives PMK-PHV1000 dont la bande passante est de 100MHz : chacune mesure un potentiel et est branchée à une voie de l'oscilloscope ; la tension différentielle est calculée par soustraction logicielle au niveau de l'oscilloscope. Ces deux méthodes de mesures donnent des résultats similaires, et cela valide la précision de sonde différentielle retenue : TT-SI9010A-70MHz.

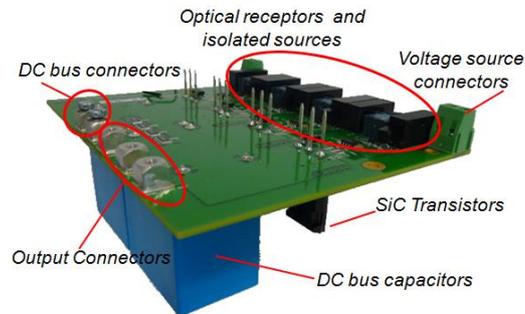


Figure V-3 onduleur à deux bras (pont complet) basé sur les composants MOSFET-SiC CMF20120D.

Pour nos essais expérimentaux, nous utilisons 3 longueurs de harnais différentes {1m, 5m, 15m}. Pour charger le harnais, nous utilisons trois charges : une bobine de fil de Litz, un stator triphasé prélevé sur une machine synchrone à aimants permanents d'une puissance de 10kW et le stator triphasé d'une machine synchrone à rotor bobiné d'une puissance de 45kW. Comme illustré sur Figure V-2, les stators triphasés sont exploités dans la chaîne bifilaire en effectuant un branchement en mode différentiel.



Figure V-4 charges utilisées dans la chaîne bifilaire. (a) bobine-Litz, (b) stator 10kW et (c) stator 45kW.

V.2.1.2 Protocole de test

Nous souhaitons mesurer les surtensions en sortie du harnais causées par la commutation de l'onduleur. Toutefois, le courant doit être maîtrisé : en effet, d'une part, il influe sur la rapidité de la commutation et d'autre part, un courant excessif peut détériorer les composants de puissance. Pour cette raison, dans l'interface Homme-Machine Matlab qui pilote la carte FPGA, nous précalculons puis ajustons expérimentalement une suite d'impulsions unipolaires transitant entre 0V et 540V dont le nombre et le rapport cyclique dépendent de la charge ; des exemples d'illustration sont données sur la Figure V-5. Le nombre d'impulsions est ajusté pour que le courant ne dépasse pas 20A. Les impulsions sont générées par le premier bras d'onduleur, à la fin de la dernière impulsion

nous enclenchons à l'aide du deuxième bras d'onduleur une phase de roue libre qui a pour rôle de ramener le courant à zéro.

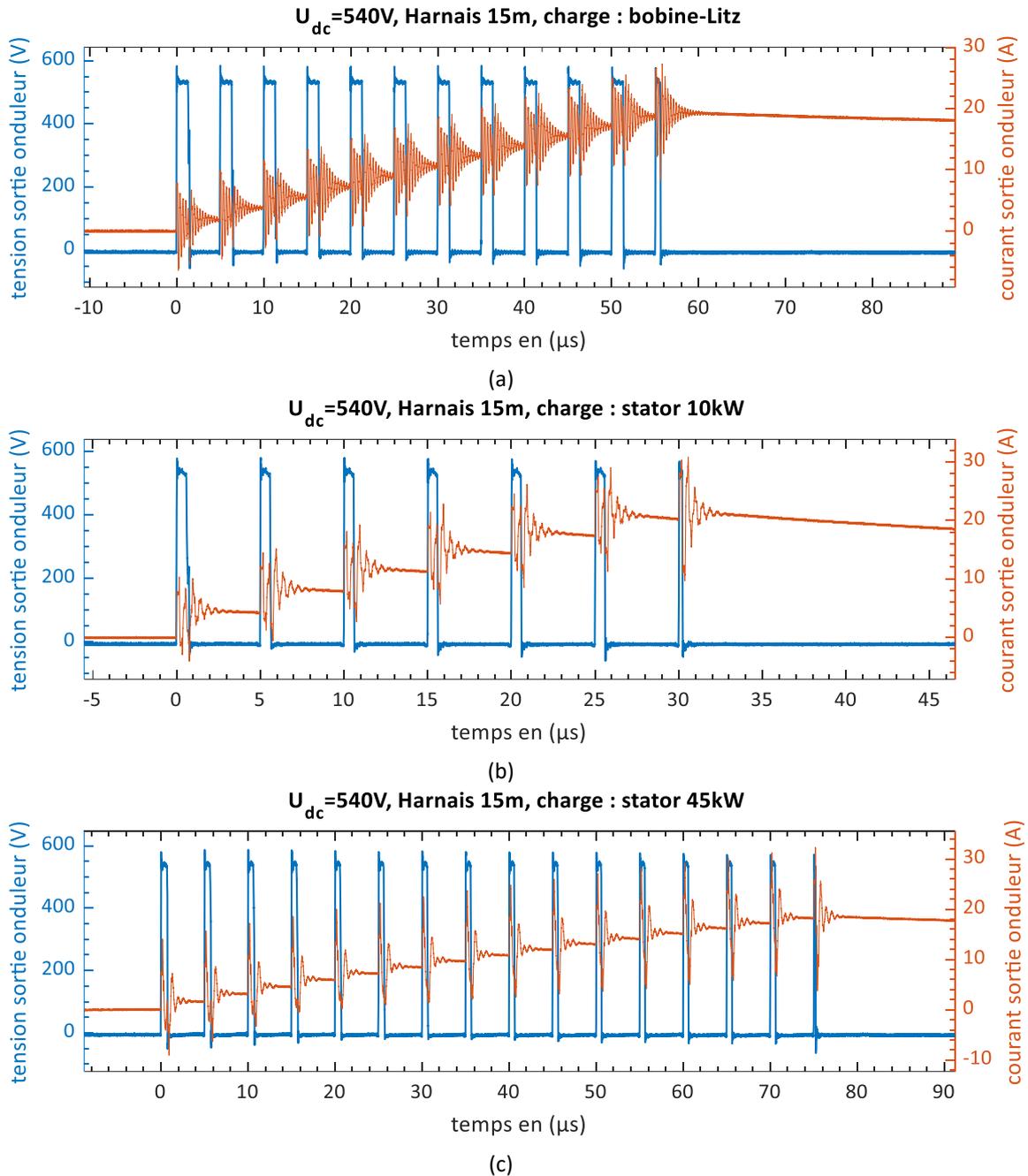


Figure V-5 exemples d'évolution du courant en sortie d'onduleur pour $U=540V_{dc}$ et une longueur d'harnais=15m. (a) bobine-Litz, (b) stator 10kW et (c) stator 45kW.

V.2.1.3 Confrontation entre résultats de simulation et résultats expérimentaux

Pour valider notre approche de modélisation présentée au chapitre précédent, nous effectuons des mesures de surtension pour quatre cas de charge différents :

- Dans le premier cas aucune charge n'est connectée au harnais ;
- Dans le deuxième cas on connecte la bobine réalisée en fil de Litz (Figure V-2-a) ;
- Dans le troisième cas on utilise le stator 10kW (Figure V-2-b) ;

- Dans le quatrième cas est le stator 45kW (Figure V-2-c).

Pour chacun de ces quatre cas de charge, nous mesurons les surtensions pour trois longueurs de câble : 1 m, 5 m et 15 m. Cela donne au total douze configurations expérimentales.

Sur la Figure V-6, nous traçons des exemples de formes d’ondes des surtensions obtenues par simulation et par expérience pour une longueur de harnais de 5m et pour un courant commuté d’approximativement 10A.

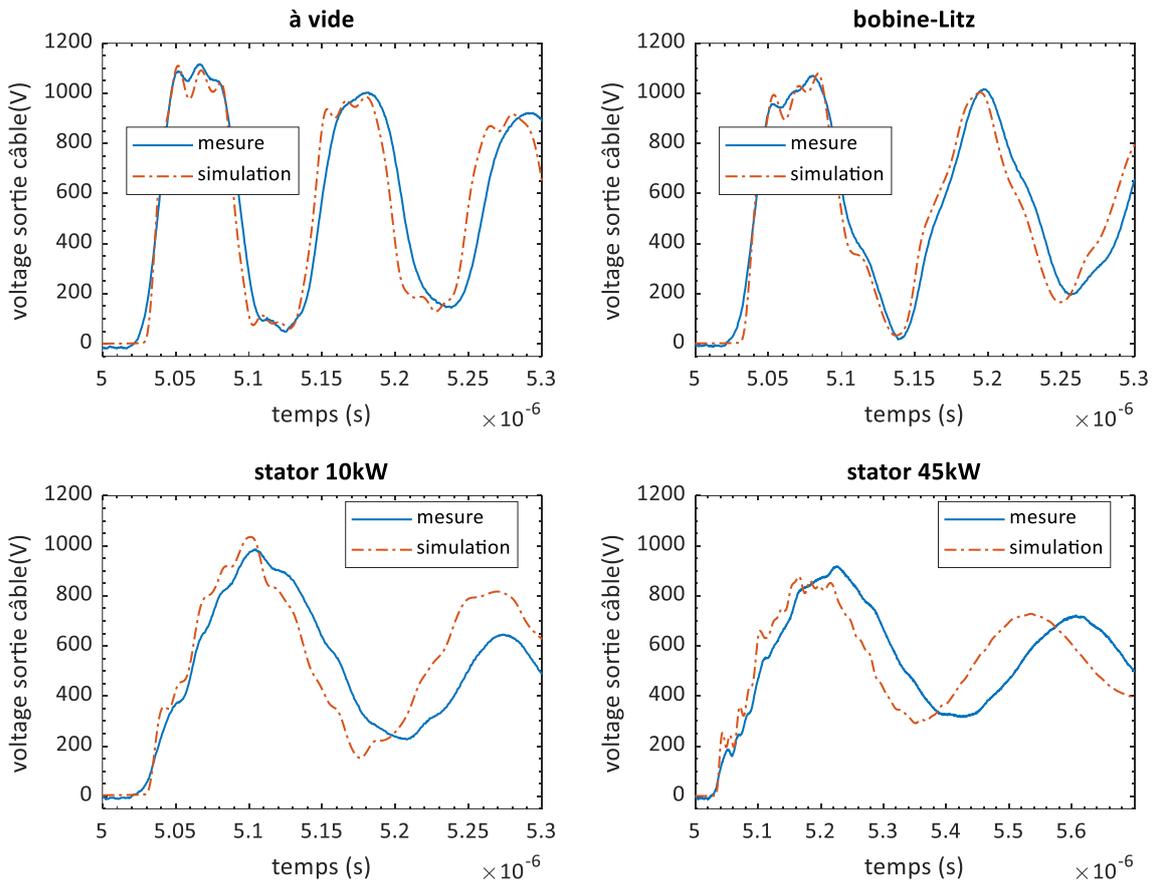


Figure V-6 mesure vs. simulation : forme d’onde de surtensions en sortie du harnais pour quatre cas de charge. $V=540V_{dc}$, durée de commutation des Mosfets = 18ns (courant commuté = 10A) et longueur harnais = 5m.

La simulation utilise le modèle fréquentiel bifilaire discuté dans le chapitre précédent. Les paramètres de l’onduleur sont récapitulés dans le tableau suivant :

Tableau V-1 paramètres nominaux de l'onduleur de la chaîne bifilaire selon notre modèle IV.5.

Paramètres	Valeur
V_{dc}	540V
$t_r(I = 20A)$ (mesure)	18ns
$c_{out} = c_{oss}$ (datasheet à V=Vdc)	125pF
f_{osci} (mesure)	63MHz
$l_{loop} = 1/(c_{out} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{osci})^2)$	51nH
$r_{loop} (\approx 2 \cdot R_{Dson})$	0.16Ω

Le harnais bifilaire utilisé est celui dont les paramètres RLCG sont identifiés expérimentalement et calculés numériquement au chapitre.III. Les impédances des charges sont mesurées en utilisant un analyseur d'impédance E4990A-120MHz : leurs modules et phases sont tracés sur la Figure V-7. Sur la Figure V-8, nous traçons la simulation du ratio entre les surtensions en sortie du harnais par rapport à la tension DC en fonction de la longueur d'harnais ; nous y synthétisons également les mesures relevées sur nos douze configurations expérimentales (3 longueurs de harnais x 4 cas de charges).

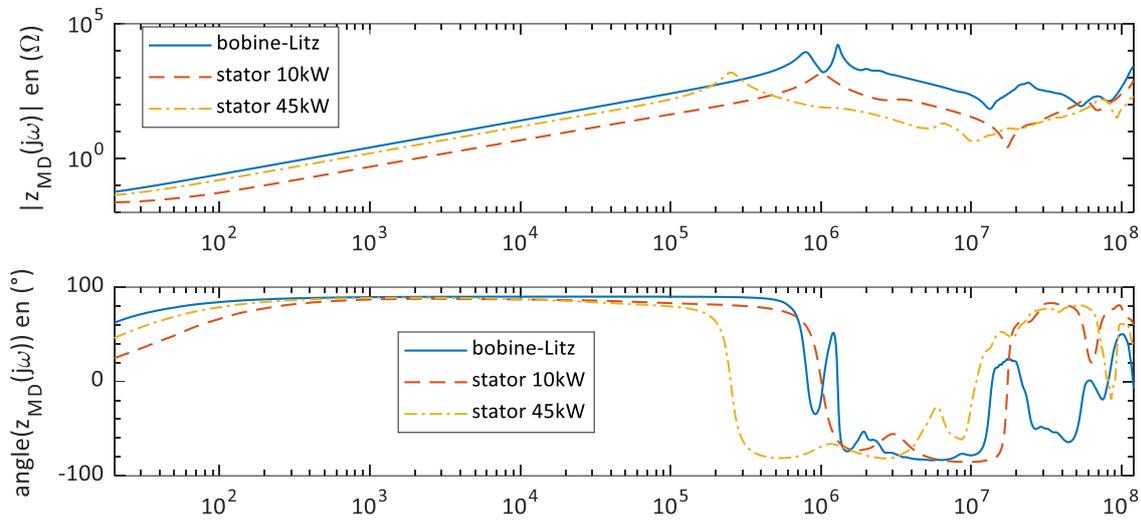


Figure V-7 impédance des charges utilisées pour l'études des surtensions.

Les différents résultats montrent une bonne concordance entre les simulations et les essais expérimentaux : l'erreur relative sur la valeur maximale est inférieure à 1.4% pour le fonctionnement à vide, inférieure à 3.8% pour la bobine en fil de Litz et inférieure à 6% pour les stators. Nous attribuons ces erreurs à la modélisation, principalement au niveau de la précision de mesures des impédances des charges (voir ANNEXE.A).

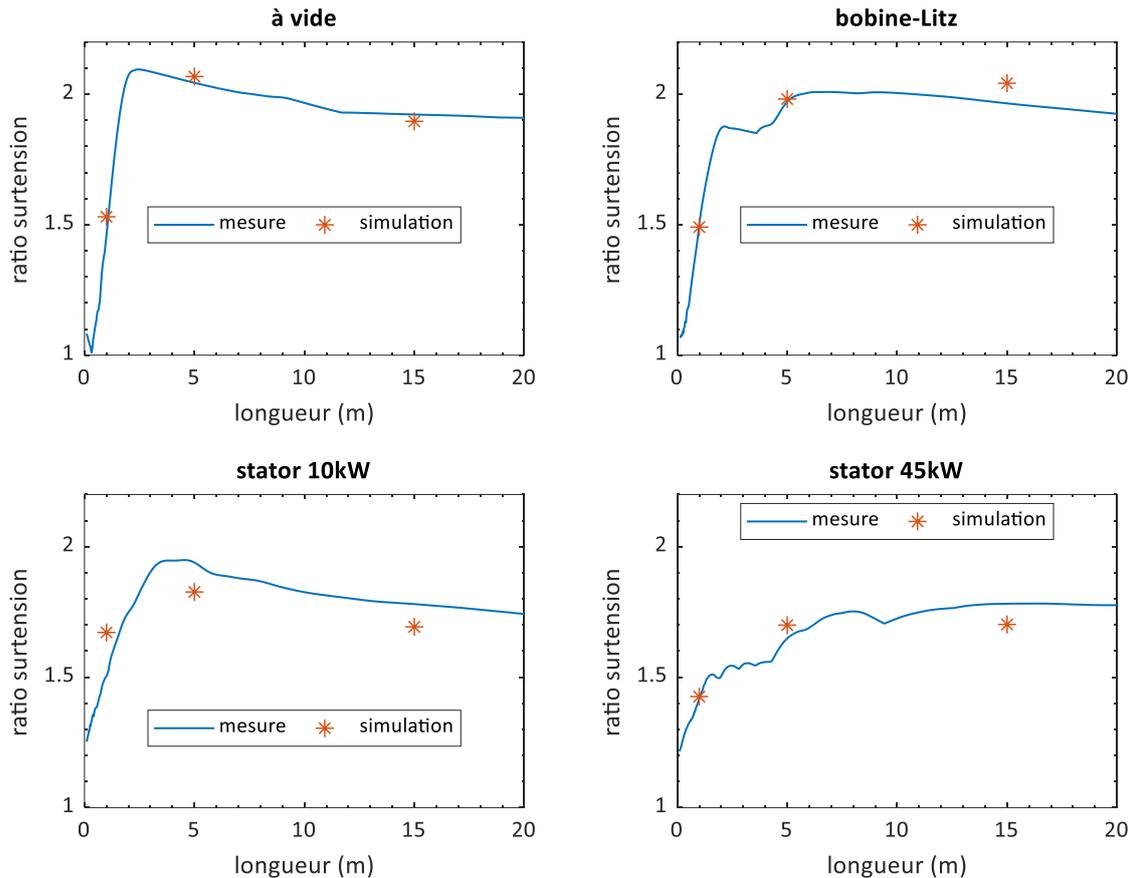


Figure V-8 mesure vs. simulation : ratio entre surtension en sortie du harnais / tension du bus, pour quatre cas de charge. $V=540V_{dc}$, durée de commutation = 18ns (courant commuté = 10A) et longueur harnais = {1m,5m,15m}.

V.2.2 Etude paramétrique des surtensions sans l'impédance de la charge

V.2.2.1 Impacts de la rapidité de commutation – hypothèse onde trapèze

Les surtensions sont liées à la rapidité de commutation de l'onduleur et à la longueur du harnais ; deux paramètres contribuant à la manifestation de l'effet « ligne de transmission ». Dans cette sous-section, nous proposons d'étudier les surtensions en fonction de ces deux paramètres sans charge en bout du harnais. Nous rappelons que notre motivation première reste d'analyser l'impact de la rapidité de semi-conducteur en MOSFET-SiC ; pour cette raison, nous proposons ici de négliger les éléments parasites de l'onduleur ; la tension d'onduleur (égale à celle en entrée d'harnais) est donc une forme trapézoïdale (Figure V-9).

Nous représentons sur la Figure V-9, les tensions d'onduleur considérées ; les temps de commutation sont égaux à {10ns, 25ns, 50ns, 100ns} et la tension du bus DC égale à 540V. Les résultats de simulation des surtensions pour une longueur de harnais de 3m sont données sur la Figure V-10. Comme escompté, un onduleur rapide cause une surtension élevée en sortie du harnais ; même pour une longueur aussi petite que 3m, une commutation d'un MOSFET-SiC peut engendrer une surtension supérieure à 1000V.

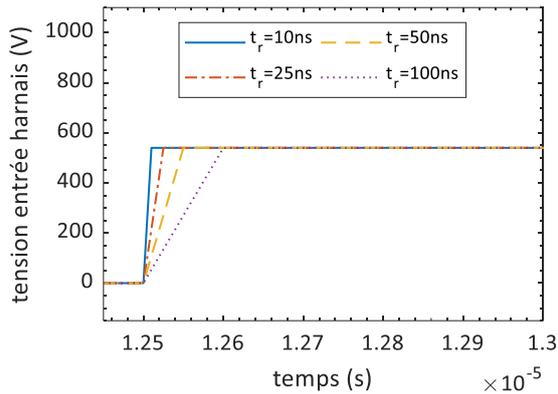


Figure V-9 formes d'ondes onduleur trapézoïdales considérées pour étudier l'impact d'une commutation rapide.

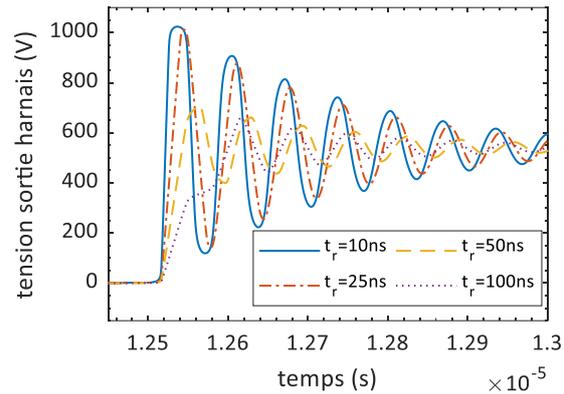


Figure V-10 surtension en sortie d'un harnais de 3m à vide en fonction du temps de commutation d'onduleur.

Pour étudier la tendance de la valeur maximale des surtensions en sortie du harnais à vide, nous calculons le ratio des surtensions par rapport à la tension DC causées par les formes d'onde de tension trapézoïdales de la Figure V-9 pour des longueurs allant jusqu'à 30m (de telles longueurs sont susceptibles d'être utilisées dans les applications aéronautiques).

Les résultats sont donnés sur la Figure V-11 : qualitativement, ils sont similaires aux tendances proposées dans la norme EIC 60034-18-41 (Figure V-12) ; notons que ces dernières sont communément prises comme références dans la littérature scientifique et industrielle. En complément de la validation expérimentale de notre modèle de surtension, ces résultats montrent que notre modèle fréquentiel est capable de reproduire également des résultats bien connus dans l'état de l'art.

Quantitativement, notre résultat est complémentaire à celui de la norme EIC en termes de temps de montée étudiés. En effet, nous étudions des durées de commutation de {10ns, 25ns} ; ces temps peuvent être générés pour les technologies actuelles de MOSFET-SiC. Sur la Figure V-12, les études pour la norme EIC considèrent des temps de commutation supérieurs à 50ns pouvant être générées par des onduleurs à IGBT-Si classiques.

Pour un temps de commutation donné, les surtensions provoquées par un seul front montant de la tension onduleur augmentent vis-à-vis de la longueur du harnais. La valeur maximale, qui ne dépasse pas le double de la valeur de la tension DC (ratio <math>< 2pu</math>), est atteinte à une longueur dite critique (L_c sur Figure V-11). Pour les longueurs supérieures à L_c , le ratio de surtension reste inférieur à 2pu ; il n'atteint pas 2pu à cause des pertes réparties le long du harnais. Par exemple, pour le temps de commutation conventionnel de 50ns, L_c est égale à 5.4m et pour une commutation rapide de 10ns pouvant être générée par un MOSFET-SiC, L_c est relativement petite : elle n'est égale qu'à 1m. Par ailleurs, nos résultats confirment que la longueur critique du harnais, L_c , est proportionnelle à la durée de commutation de l'onduleur.

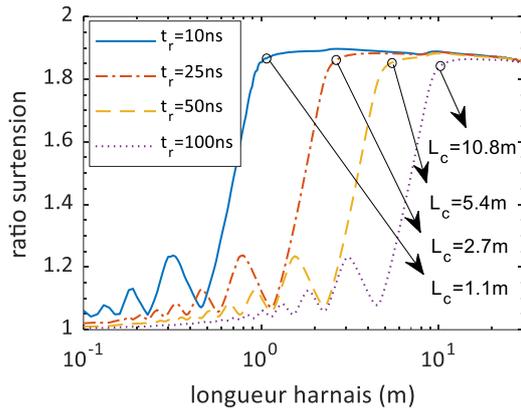


Figure V-11 résultat simulation : ratio de surtension en fonction de la longueur du harnais, généré par une tension d'onduleur trapézoïdale, pour différentes durées de commutation.

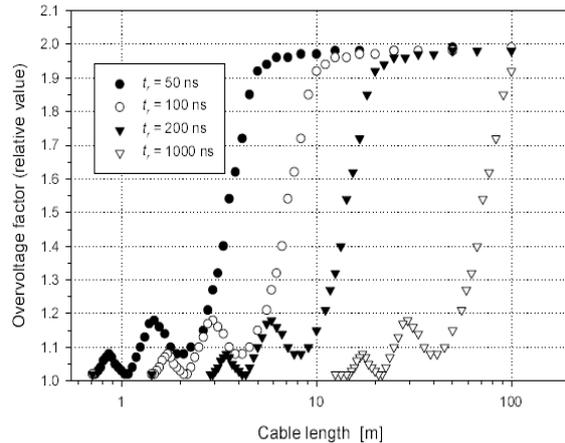


Figure V-12 ratio de surtension en fonction de la longueur du harnais, généré par une tension d'onduleur trapézoïdale avec plusieurs temps de commutation (norme EIC-60034-18-41).

V.2.2.2 Impacts des éléments parasites de l'onduleur

L'hypothèse d'une forme d'onde trapézoïdale n'est valable que pour des onduleurs à commutation lente ou bien en optant pour une intégration optimale, réduisant fortement les éléments parasites internes, notamment l'inductance de la maille de commutation. Pour les onduleurs rapides basés sur une technologie à MOSFET-SiC, les effets des éléments parasites sont incontournables. Ci-dessous, nous proposons d'étudier les surtensions en sortie d'un harnais non chargé (à vide) en prenant en compte les éléments parasites de l'onduleur. Pour cela, nous proposons d'étudier un cas favorisant la présence d'éléments parasites de valeurs élevées, à savoir :

- Les composants semi-conducteurs ne sont pas soudés au plus près de la carte électronique, (une illustration est donnée sur la Figure V-13). Cela implique une augmentation de l'inductance parasite.
- Nous introduisons dans la boucle de commutation un fil de près de 4cm de longueur, initialement prévu pour identifier les pertes par la méthode de la double impulsion (visible sur la Figure V-13). Cela engendre également une augmentation de l'inductance parasite.
- Nous effectuons les essais sous une tension DC réduite de 70V : cela implique que les capacités intrinsèques des composants semi-conducteurs sont élevées ; par conséquent la capacité parasite de l'onduleur est plus élevée.

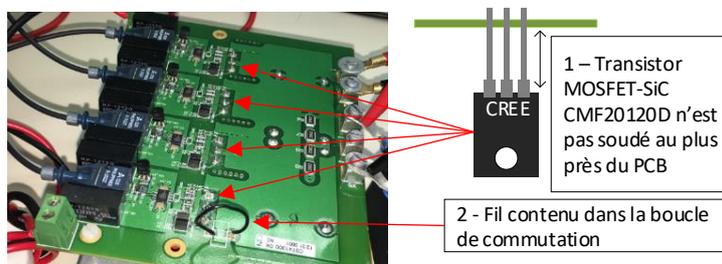


Figure V-13 onduleur avec intégration favorisant l'augmentation des éléments parasites.

Nous récapitulons sur le Tableau V-2 les paramètres de l'onduleur découlant de ces modifications.

Tableau V-2 paramètres d’onduleur favorisant des éléments parasites élevés selon notre modèle IV.5.

Paramètres	Valeur
V_{dc}	70V
t_r (mesure)	8ns
$c_{out} = c_{oss}$ (datasheet à V=Vdc)	300pF
f_{osci} (mesure)	25.5MHz
$l_{loop} = 1/(c_{out} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{osci})^2)$	130nH
$r_{loop} (\approx 2 \cdot R_{DSon})$	0.16Ω

Nous explorons ci-dessous, par expérience et par simulation, l’impact des éléments parasites sur les surtensions avec un harnais non chargé ; nous étudions deux longueurs : une courte de 2.3m dont les résultats sont donnés sur la Figure V-14 et une longue 18.7m, en Figure V-15.

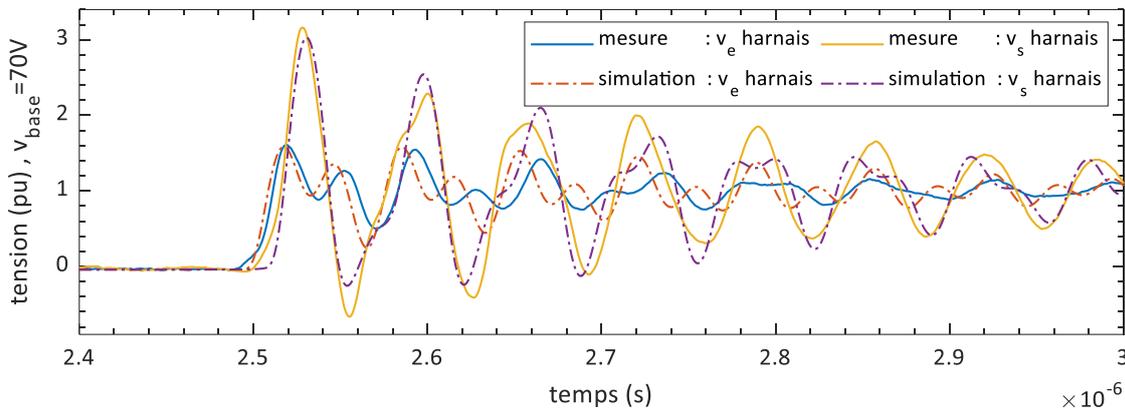


Figure V-14 impact des éléments parasites : surtensions en entrée et en sortie d’un harnais court de 2.3m.

Avec le harnais court, les surtensions oscillent à une fréquence proche de celle de résonance des cellules de l’onduleur qui est égale à 25.5MHz. Dans ce cas, les deux résonances (celle de l’onduleur et celle du harnais) interagissent entre elles générant une forte surtension dépassant 3pu (la tension DC étant la valeur de base) ; cela complexifie la modélisation précise de tels phénomènes. En effet, les surtensions ne présentent plus une forme d’onde sinusoïdale amortie. Néanmoins, la première oscillation nous intéressant pour les aspects de décharges partielles est fidèlement représentée par la simulation utilisant notre modèle fréquentiel. L’erreur relative sur la valeur maximale de la simulation par rapport à l’expérience est égale à 5.3%.

Avec le harnais long, la résonance de l’onduleur est découplée de celle du harnais ; en fait, la fréquence d’oscillation du harnais est relativement faible par rapport à celle de l’onduleur ; elle est égale à 2.3MHz. Pour ce cas, la simulation est assez fidèle aux mesures, et l’erreur relative sur la valeur maximale de surtension est de 3.8%

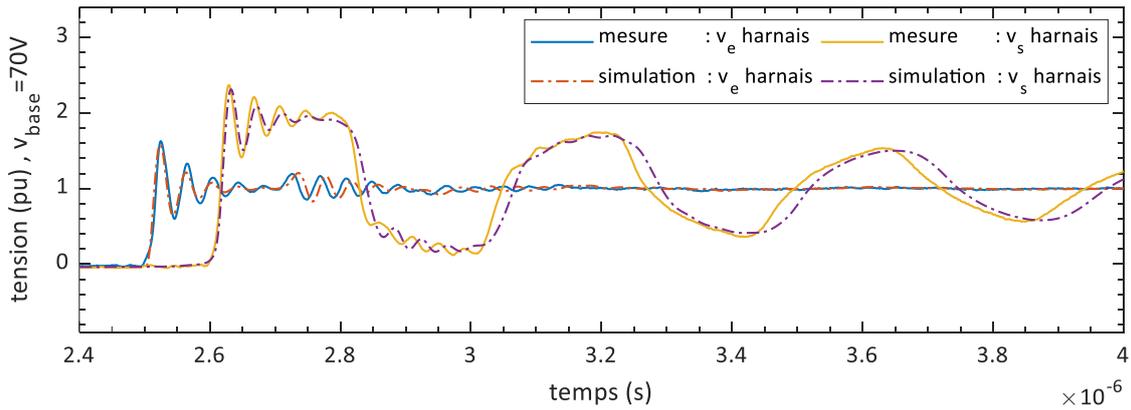


Figure V-15 impact des éléments parasites : surtensions en entrée et en sortie d'un harnais long de 18.7m.

A présent, nous considérons que notre modèle fréquentiel est pertinent pour prendre en compte les effets des éléments parasites de l'onduleur ; nous l'utilisons donc pour effectuer une étude paramétrique du ratio de surtension en sortie du harnais, par rapport à la tension DC. Les résultats sont donnés sur la Figure V-16, nous y traçons les résultats des calculs intégrant ou non les éléments parasites.

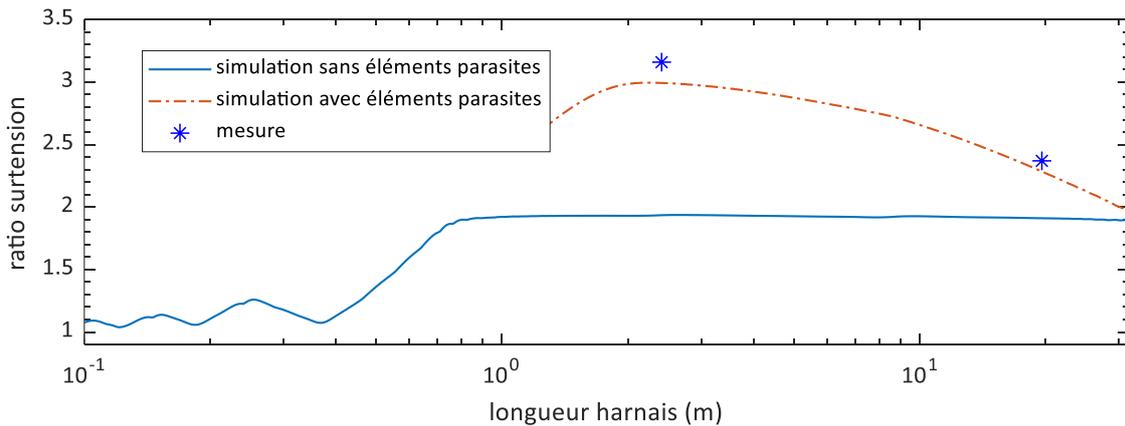


Figure V-16 impact des éléments parasites : ratio de surtension en fonction de la longueur d'harnais.

Comme le montrent les résultats avec une forme d'onde trapézoïdale (sans éléments parasites), le ratio de surtension reste inférieur à 2pu (tracé bleu sur la Figure V-16). Par ailleurs, nous rappelons que dans la littérature, une surtension provoquée par une seule commutation est conventionnellement désignée comme surtension inférieure à 2pu. Cependant, comme nous l'avons clairement démontré dans cette sous-section par tests expérimentaux et par simulation (étoiles et tracé orange discontinu sur la Figure V-16), à cause des éléments parasites de l'onduleur, une seule commutation rapide générée par la technologie de semi-conducteurs SiC cause des surtensions supérieures à 2pu. En effet, comme le montrent nos résultats, la surtension provoquée par les éléments parasites de l'onduleur est amplifiée par le harnais ; la surtension maximale du harnais pourrait atteindre le double de la tension maximale en sortie de l'onduleur, elle-même très supérieure à la tension DC. Dans notre cas d'étude, le ratio de surtension dépasse 3pu autour de la longueur de 2m puis il chute si on augmente la longueur du harnais à cause des pertes.

V.2.3 Etude paramétrique des surtensions avec l'impédance de la charge

V.2.3.1 Impact de l'impédance de la charge

Ci-dessus dans ce chapitre nous avons validé notre modèle fréquentiel (discuté dans le chapitre.IV) ; dans cette sous-section nous l'utilisons maintenant pour étudier par simulation le ratio de surtension en fonction de la longueur [0.1m,30m] pour quatre cas de charge différents : à vide, avec une bobine réalisée en fil de Litz, avec un stator 10kW et un stator 45kW. Les résultats pour quatre durées de commutation différentes, $t_c=\{10\text{ns}, 25\text{ns}, 50\text{ns}, 500\text{ns}\}$, sont données sur la Figure V-17. Notons que nous considérons les paramètres de l'onduleur avec une intégration optimale réduisant les éléments parasites (Tableau V-1).

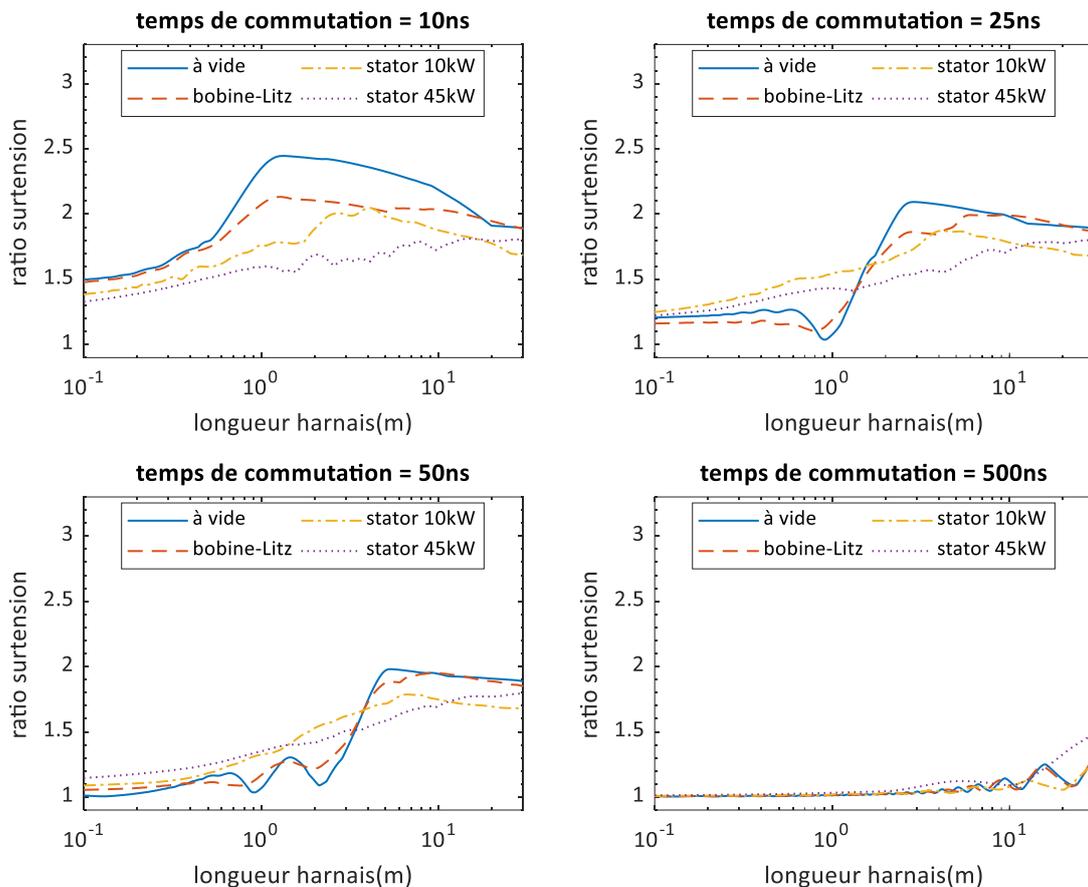


Figure V-17 impact de la charge {à vide, bobine-Litz, stator 10kW, stator 45kW} : surtension en fonction de la longueur d'harnais pour quatre de temps de commutation : {10ns, 25ns, 50ns, 500ns}.

Pour un temps de commutation rapide $t_c=10\text{ns}$ pouvant être assuré par un composant semi-conducteur MOSFET-SiC on observe pour le ratio de surtension : $\text{ratio}_{\text{à vide}} > \text{ratio}_{\text{bobine-Litz}} > \text{ratio}_{\text{stator 10kW}} > \text{le ratio}_{\text{stator 45kW}}$.

Il est très important de noter que même avec des paramètres de l'onduleur à éléments parasites réduits, le ratio dépasse 2pu pour le cas à vide atteignant approximativement 2.5pu. La présence d'une impédance en bout du harnais réduit considérablement les surtensions. Le ratio de surtension semble être proportionnel à la valeur d'impédance à des fréquences supérieures à 1MHz ; gamme d'oscillation des surtensions (voir Figure V-7). Dans les résultats, nous observons qu'en augmentant

Le temps de commutations de 10ns vers 25ns et 50ns, les ratios de surtension des deux cas de charge {à vide, bobine-Litz} tendent à se rapprocher de plus en plus ; quant aux cas {stator 10kW, stator 45kW}, il est très important de souligner que les stators causent des surtensions supérieures à celle du cas à vide pour des longueurs inférieures aux longueurs critiques (Figure V-11). Autrement dit, le cas de charge à vide n'est pas le pire cas en termes de surtensions, notamment pour des longueurs de harnais inférieures à 4m (ceci est particulièrement visible sur le relevé correspondant à un temps de commutation de 50ns).

Afin d'évaluer l'influence du temps de commutation, nous retraçons sur la Figure V-18 les mêmes les résultats que ceux de la Figure V-17 ; ici, nous présentons le ratio de surtension en fonction de la durée de commutation pour chacun des cas de charge.

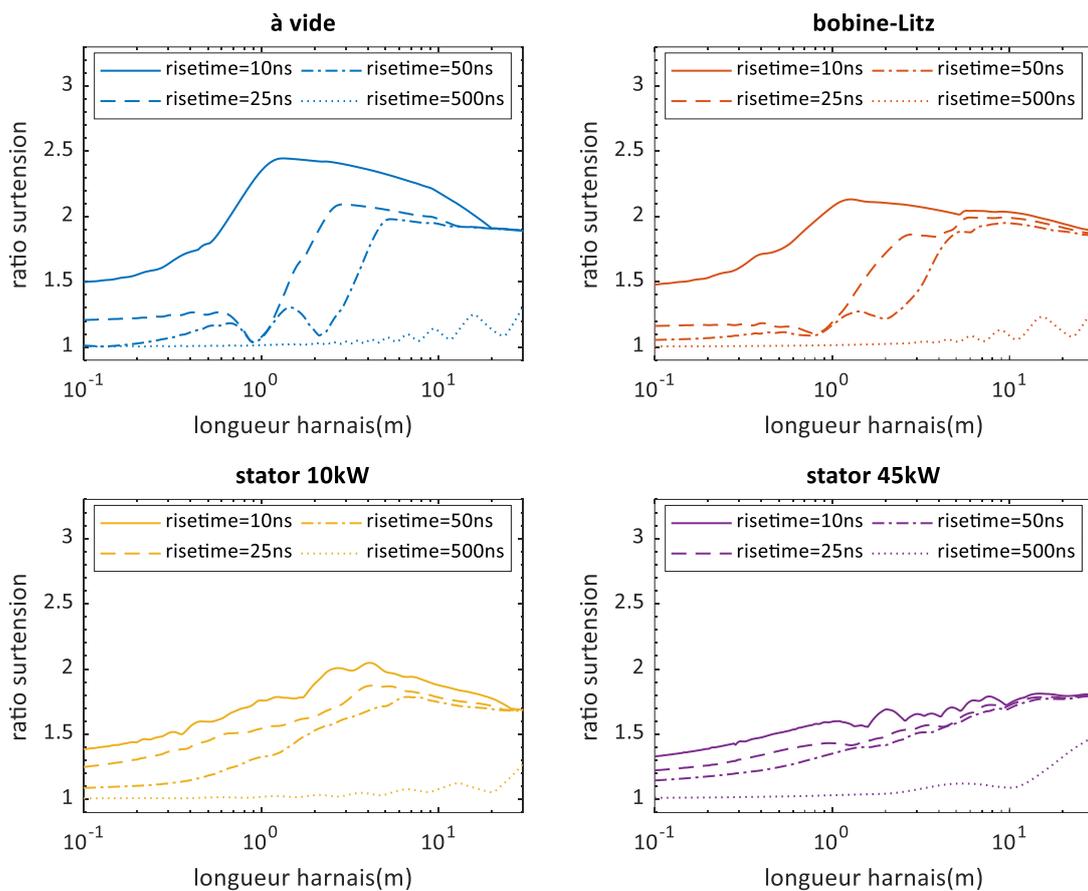


Figure V-18 impact de la durée de commutation {10ns, 25ns, 50ns, 500ns} : surtension en fonction de la longueur d'harnais pour quatre cas de charge {à vide, bobine-Litz, stator 10kW, stator 45kW}.

Les résultats montrent qu'une charge à impédance réduite en haute fréquence (>1MHz) réduit drastiquement la sensibilité des surtensions à la commutation d'un composant semi-conducteur MOSFET-SiC. Nous constatons également que la commutation rapide impacte particulièrement les surtensions pour des longueurs relativement courtes (<10m). Enfin, avec une durée de commutation de 500ns, les surtensions sont fortement réduites ; tel est d'ailleurs le principe d'un filtre dv/dt.

V.2.3.2 Rapidité et fréquence d’oscillation des surtensions

Nous nous intéressons ici à étudier les deux propriétés suivantes des surtensions : la rapidité et la fréquence d’oscillation. La connaissance de la rapidité est essentielle pour prévenir les décharges partielles entre les spires d’un dispositif bobiné et la fréquence est essentielle pour le filtrage des surtensions. Une illustration de la méthode de calcul est donnée sur la Figure V-19 : le temps de montée est calculé par la fonction *risetime* de Matlab entre 10% et 90% du signal (convention IEEE). Quant à la fréquence, nous la calculons entre la deuxième et la troisième alternance du signal.

Des résultats basés sur des données expérimentaux sont présentés en Figure V-20 et Figure V-21 ; les mesures ont été effectuées pour les trois longueurs de harnais {1m, 5m, 15m} et pour les quatre cas de charge {à vide, bobine-Litz, stator 10kW, stator 45kW}. Toutes les configurations sont testées avec le banc expérimental présenté dans la sous-section (V.2.1), le temps de commutation de l’onduleur de l’ordre de 18ns.

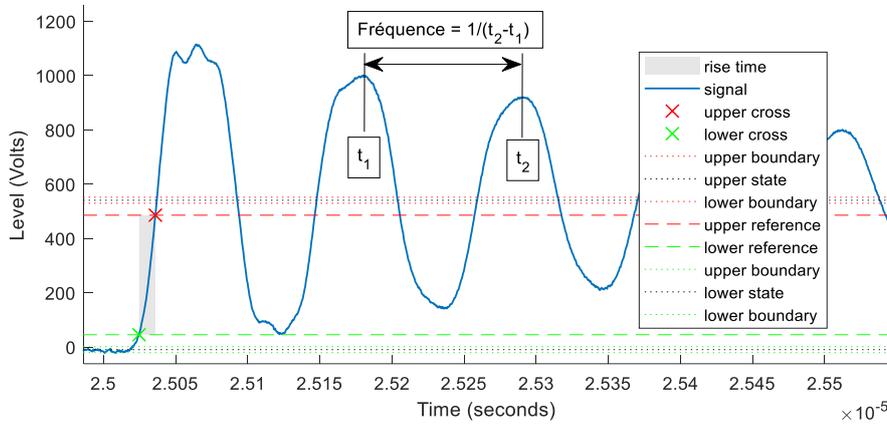


Figure V-19 illustration du calcul du temps de montée (selon convention IEEE entre 10%-90%) et la fréquence d’oscillation des surtensions.

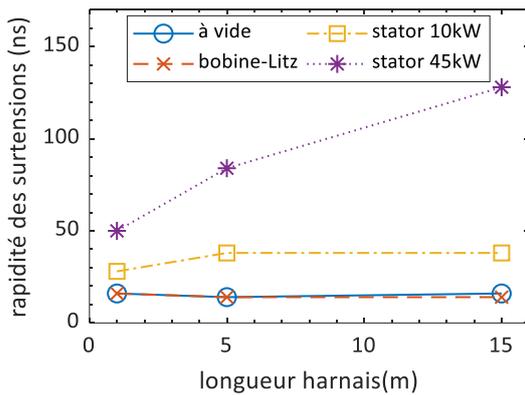


Figure V-20 temps de montée (10%-90%) des surtensions, mesurées en fonction de la longueur du harnais, pour quatre cas de charge.

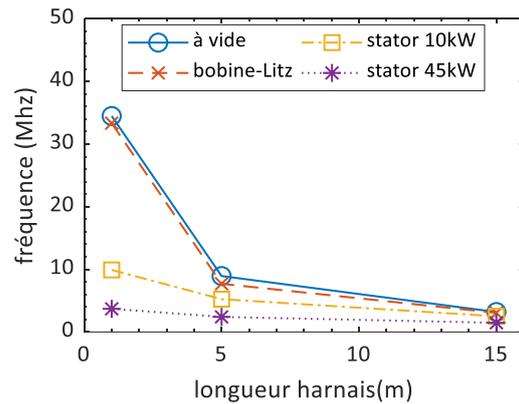


Figure V-21 fréquence d’oscillation des surtensions, mesurée en fonction de la longueur du harnais, pour quatre cas de charge.

Pour les deux cas de charge {à vide, bobine-Litz}, nos résultats montrent que le temps de commutation des surtensions ne dépend pas de la longueur et vaut approximativement 15ns. Pour {stator 10kW, stator 45kW}, le temps de montée est considérablement influencé par les impédances des stators : selon la longueur des harnais, il est augmenté d’un facteur de deux à sept.

Quant à la fréquence d'oscillation des surtensions, nos résultats confirment le résultat bien connu dans la littérature que la fréquence est inversement proportionnelle à la longueur du harnais. La fréquence du cas de charge bobine-Litz est approximativement égale à celle du cas à vide. S'agissant des stators, ils ont tendance à imposer la fréquence d'oscillation des surtensions.

Les différents résultats de cette sous-section montrent que l'impédance de la charge influe fortement le phénomène de surtensions, il est donc primordial de la prendre en compte pour prédire précisément les surtensions et par conséquent mieux prévenir le risque de décharges partielles.

V.2.4 Surtensions dues à une succession de deux impulsions (>2pu)

Nous finissons cette section d'études de surtensions dans une chaîne bifilaire par une analyse des surtensions causés par un front descendant suivi d'un front montant, ces surtensions sont communément appelées « supérieures à 2pu ». Sur la Figure V-22 et la Figure V-23, nous illustrons par simulation des exemples d'interférences entre la surtension due au front descendant avec celle due au front montant, et ce, pour un harnais court de 5m et un harnais long de 20m.

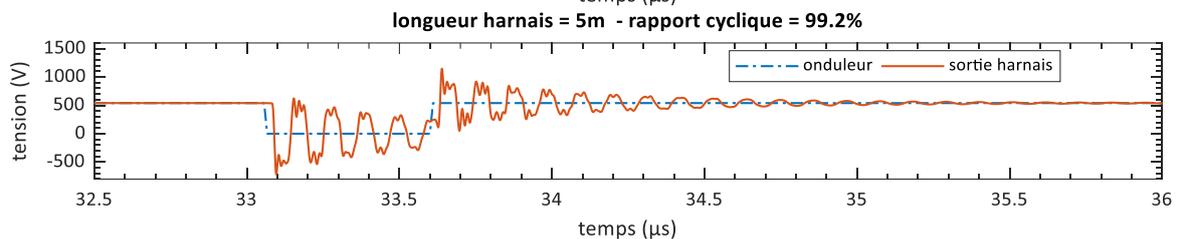
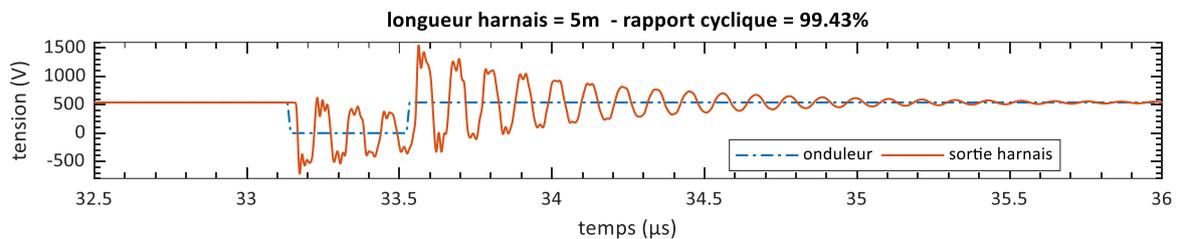


Figure V-22 simulation de surtension > 2pu : $t_c=t_r=t_f=10\text{ns}$, $f=15\text{kHz}$, longueur=5m non chargé.

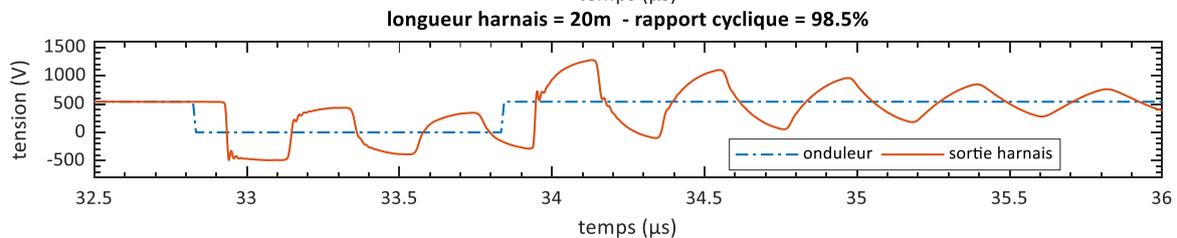
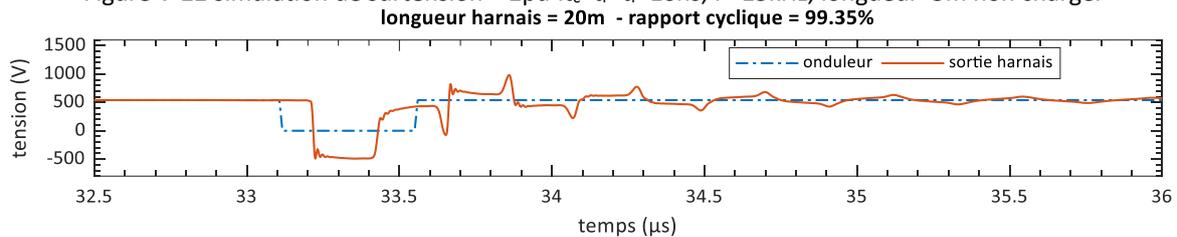


Figure V-23 simulation de surtension > 2pu : $t_c=t_r=t_f=10\text{ns}$, $f=15\text{kHz}$, longueur=20m non chargé.

La surtension due au front montant peut s'ajouter ou bien se soustraire à celle due au front descendant (Figure V-22 et Figure V-23) ; la tension maximale résultante dépend à la fois des paramètres suivants : rapprochement des fronts (rapport cyclique), fréquence d'oscillation et

constante de temps d'amortissement des surtensions. Ci-dessous, pour les quatre cas de charge : {à vide, bobine-Litz, stator 10kW, stator 45kW}, nous proposons d'effectuer une étude paramétrique en fonction du rapport cyclique et de la longueur du harnais, et ce, pour deux temps de commutation d'onduleur $t_c=t_r=t_f=10\text{ns}$ et $t_c=t_r=t_f=50\text{ns}$, où :

- Avec t_c d'onduleur : nous désignons le temps de commutation des tensions en sortie de l'onduleur qui peut être de montée ou bien de descente ;
- Avec t_r d'onduleur : nous désignons le temps de montée des tensions en sortie de l'onduleur ;
- Avec t_f d'onduleur : nous désignons le temps de descente des tensions en sortie de l'onduleur.

La temps $t_c=10\text{ns}$ peut être générée par un semi-conducteur MOSFET-SiC et le temps $t_c=50\text{ns}$ peut être généré par un semi-conducteur IGBT-Si. Les différents résultats du ratio de surtension sont tracés sur la Figure V-24.

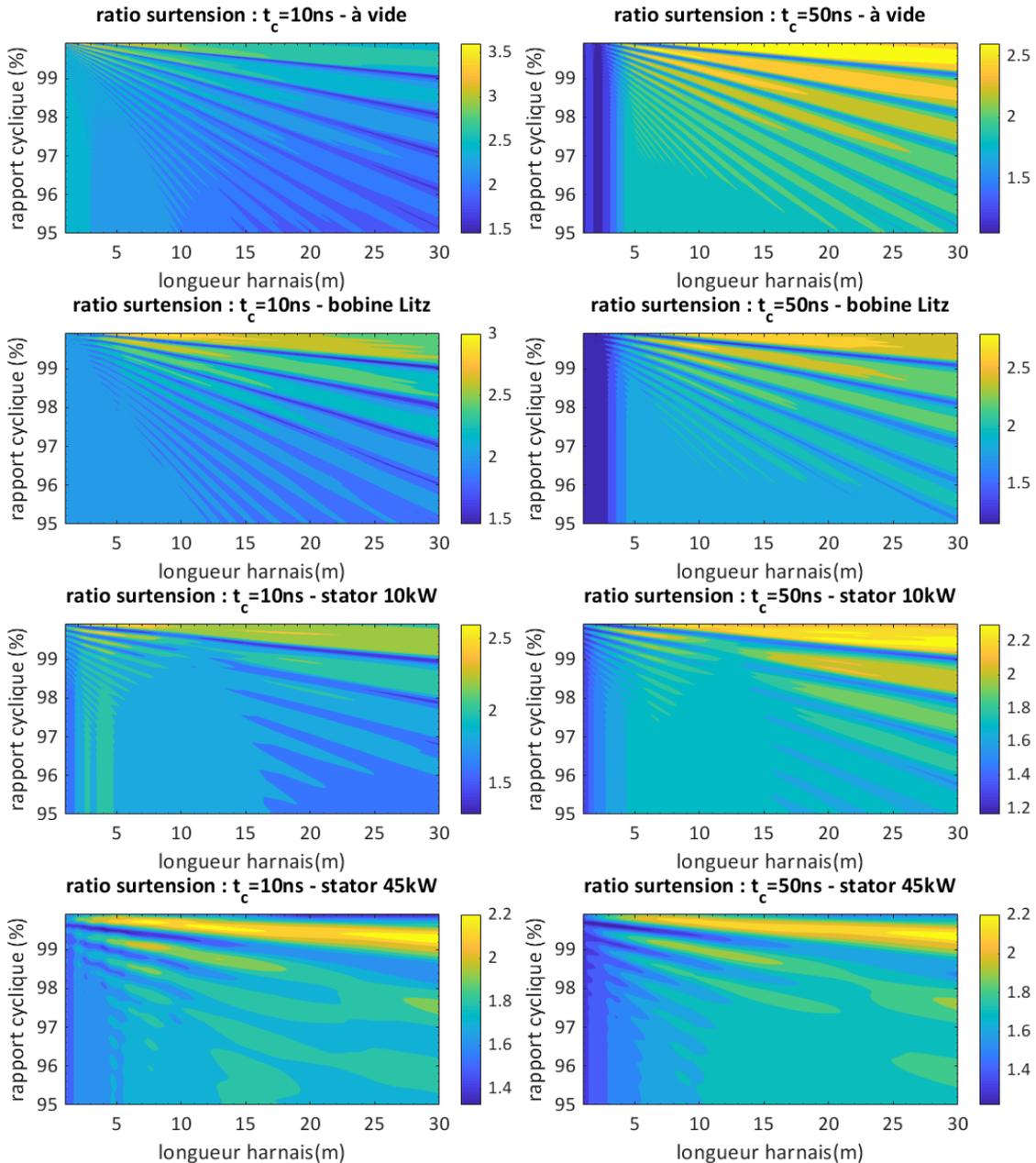


Figure V-24 simulation de surtension > 2pu en fonction du rapport cyclique [95%,100%] et de la longueur du harnais [1m,30m], pour quatre cas de charge {à vide, bobine-Litz, stator 10kW, stator 45kW} et pour $t_c=\{10ns,50ns\}$. Avec une fréquence $f=15kHz$ et une tension égale à 540Vdc.

Dans nos travaux nous nous sommes particulièrement intéressés à l'étude de l'impact de la technologie des semi-conducteurs ; nos résultats montrent que pour toute longueur d'harnais et tout rapport cyclique, par rapport à un temps de commutation d'un IGBT-Si, un temps de commutation de 10ns du MOSFET-SiC engendre une augmentation des surtensions de {33%, 8.5%, 19%, 1%} respectivement pour les cas de charge suivants : {à vide, bobine-Litz, stator 10kW, stator 45kW}.

Cette augmentation n'intervient pas exactement à la même longueur et rapport cyclique ; en effet, cela, tout comme la valeur d'augmentation, dépend de l'impédance de la charge. Pour examiner l'impact de la rapidité de commutation de l'onduleur sur l'augmentation des surtensions pour une longueur de harnais donnée et un rapport cyclique donné, nous la traçons en % sur la Figure V-25

en prenant les résultats du cas $t_c = 50\text{ns}$ comme référence. Tout comme pour les surtensions dues à une seule impulsion, nos résultats montrent que la commutation rapide présente un impact significatif sur les surtensions particulièrement pour des harnais courts (approximativement $<10\text{m}$) et des impulsions très rapprochées.

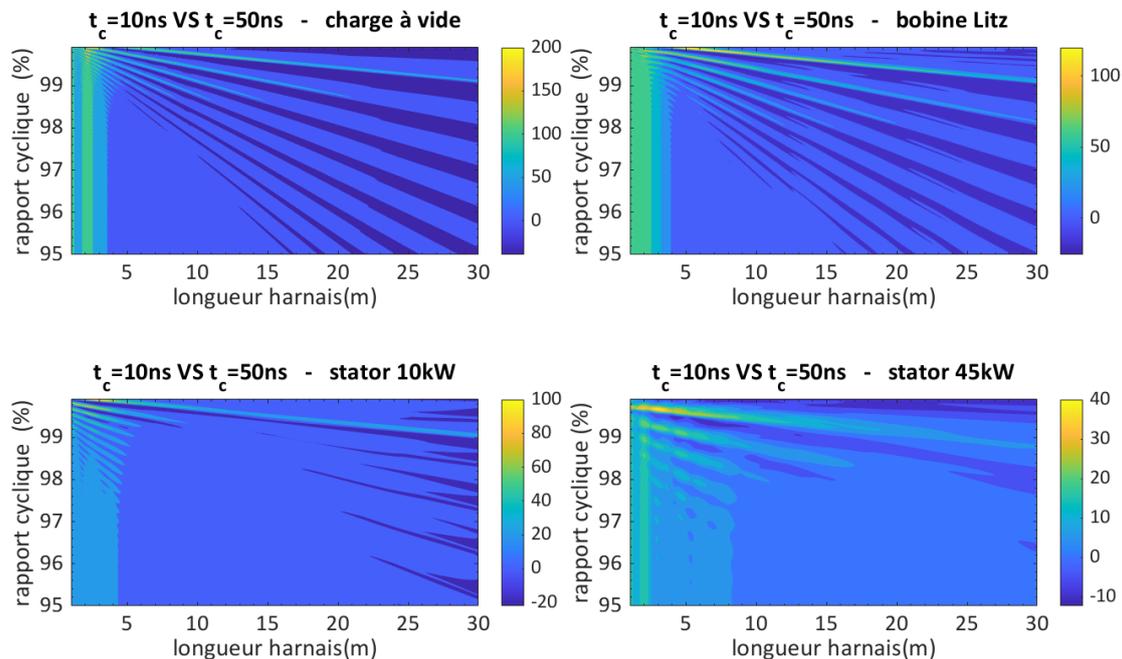


Figure V-25 Simulation $t_c=10\text{ns}$ VS $t_c=50\text{ns}$: augmentation de la surtension en fonction du rapport cyclique [95%,100%] et de la longueur du harnais [1m,30m], pour quatre cas de charge {à vide, bobine-Litz, stator 10kW, stator 45kW} et pour $t_c=\{10\text{ns},50\text{ns}\}$. Avec une fréquence $f=15\text{kHz}$.

V.3 ANALYSE DES SURTENSIONS DANS UNE CHAINE ELECTROMECHANIQUE TRIPHASEE

Dans cette section, nous nous intéressons à l'étude expérimentale des « surtensions entre phases » et des « surtensions entre phases et masse » aux bornes d'une machine électrique d'une chaîne électromécanique triphasée. Les paramètres évalués sont les suivants : la technologie de semi-conducteurs (IGBT Si et MOSFET SiC) d'un onduleur à deux niveaux, le type de commande rapprochée en MLI, la fréquence de découpage, la longueur du harnais, son blindage et enfin le point de fonctionnement de l'actionneur dans le plan couple-vitesse.

V.3.1 Banc expérimental d'une chaîne électromécanique VCS

Nous représentons sur la Figure V-26 le synoptique de la chaîne électromécanique utilisée pour étudier expérimentalement les surtensions aux bornes de la machine. Il s'agit d'une chaîne (VCS : Vapour Cycle System) dans laquelle la machine entraîne un compresseur. Le système moto-compresseur assure la circulation d'un fluide réfrigérant entre un évaporateur et un condenseur. Sa chaîne de puissance est installée à l'intérieur d'une chambre aux parois métalliques, destinée aux essais de compatibilité électromagnétique (cage de Faraday) et disposée selon la norme aéronautique DO-160G. Elle est composée d'un onduleur à deux niveaux alimentant une machine à travers un harnais ; la machine est accouplée mécaniquement avec une génératrice, qui débite sur des charges résistives. La chaîne est alimentée par une alimentation DC +/-270V.

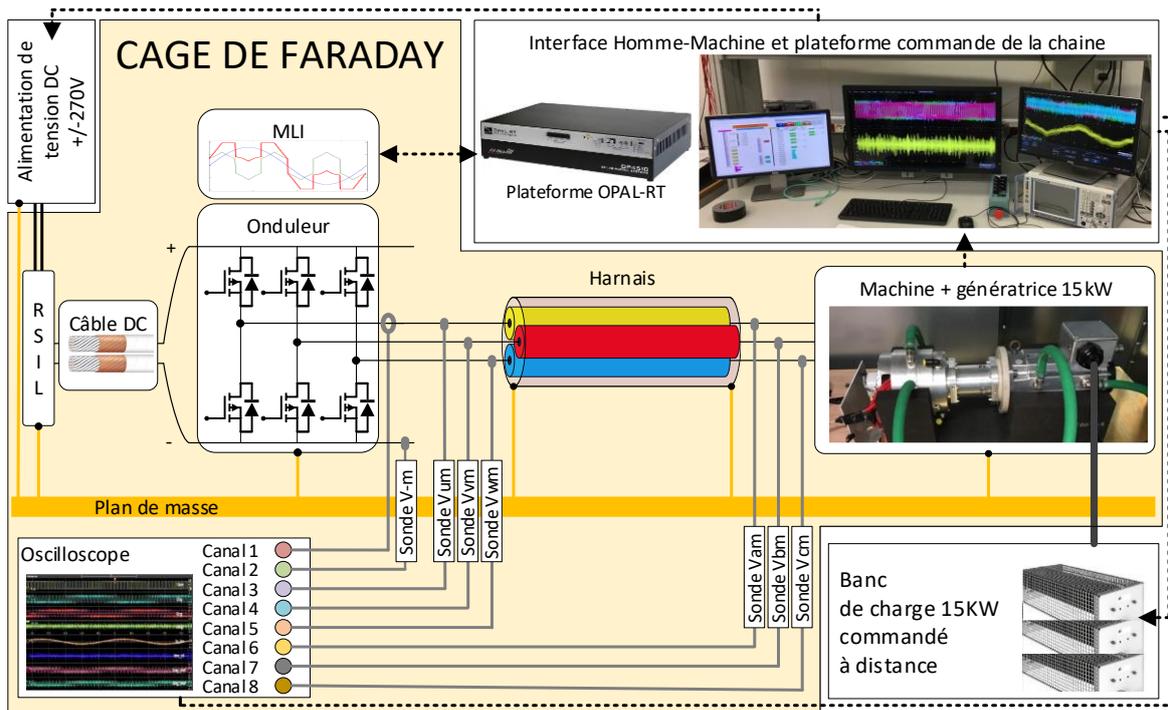


Figure V-26 synoptique du banc expérimental d’une chaîne électromécanique triphasé de 15kW.

Les composants de la chaîne sont placés sur un plan de masse comme illustré sur la Figure V-27. Notons que la chambre métallique et le plan de masse sont reliés au point milieu de l’alimentation DC ; cela constitue la référence de potentiel pour toutes nos mesures.

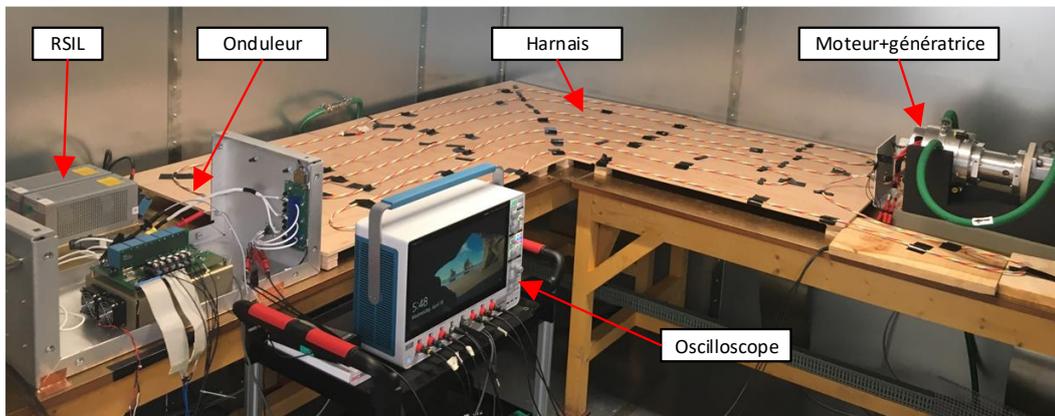


Figure V-27 photo du banc expérimental de la chaîne électromécanique triphasé de 15kW avec un harnais non-blindé de 20m.

Nous contrôlons la chaîne à l’aide une interface Homme-Machine connectée à une plateforme temps-réel OPAL-RT. Nous effectuons les mesures à l’aide d’un oscilloscope Tektronix MSO58 (500 MHz, 6.25 GS/s, 8voies). Nous mesurons les tensions en sortie de l’onduleur et à l’entrée de la machine à l’aide de sondes passives PMK-PHV1000-100MHz et nous mesurons le courant en sortie de l’onduleur à l’aide de la sonde HIOKI 3273-50.

V.3.1 Paramètres de la chaîne étudiée

Dans l’objectif d’étudier l’influence de la technologie SiC sur les surtensions, nous étudions trois technologies onduleurs de tension triphasée à deux niveaux (Figure V-28) pouvant être commandés

selon plusieurs techniques de modulation de largeur d’impulsion (MLI). Nous étudions uniquement les techniques courantes de la littérature et utilisées dans notre laboratoire, elles sont représentées sur la Figure V-29. La modulante (en rouge) résulte de la somme d’un signal sinusoïdal (en bleu) et une composante homopolaire (en vert) ; en anglais : Zero Sequence Injection.

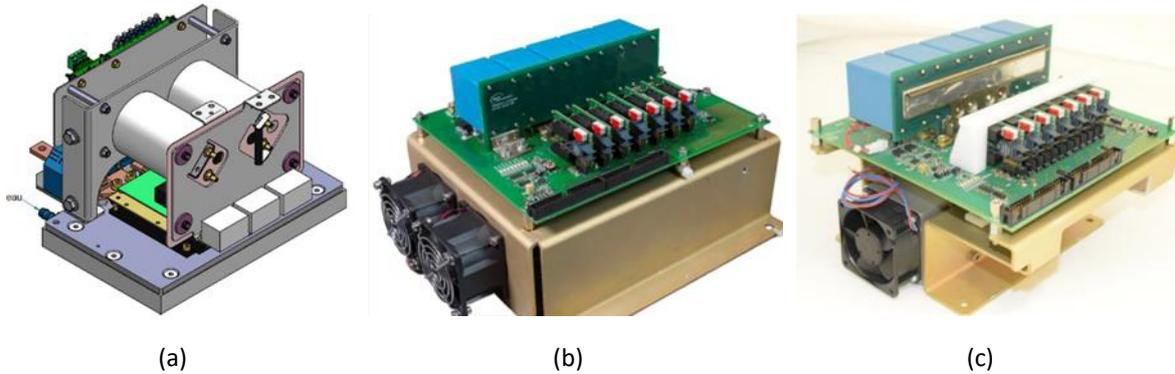


Figure V-28 onduleurs triphasés à deux niveaux : (a) onduleur IGBT-Si (appelé : IGBT), (b) onduleur MOSFET-SiC CREE (appelé : SiC-CREE), (c) onduleur MOSFET-SiC IRT (appelé : SiC-CULPA).

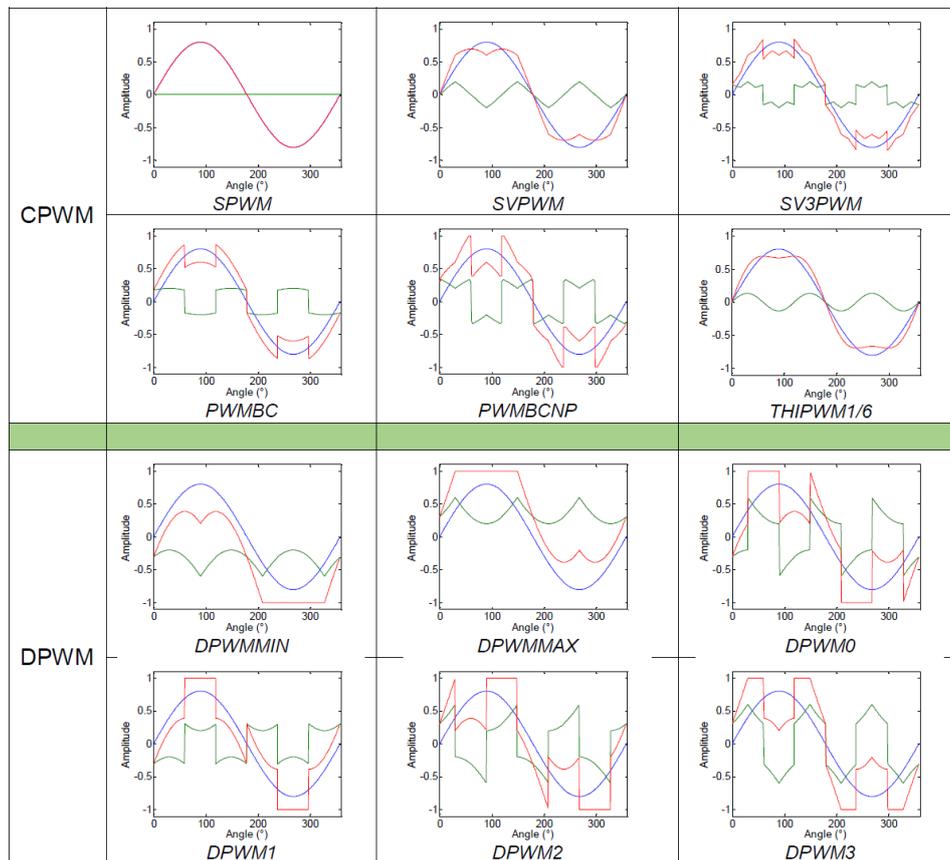


Figure V-29 illustration de techniques de commande en modulation de largeur d’impulsion (MLI), avec un indice de modulation de 0.8, CPWM : techniques continues, DPWM : techniques discontinues.

Le premier onduleur est basé sur le module « IGBT-Si FujiElectric-6MBI450U4-120 » ; il est refroidi par une plaque à eau et peut fournir une puissance de 30kW. Le deuxième est basé sur le module rapide CREE « MOSFET-SiC Wolfspeed-CCS050M12CM2 » ; il est refroidi par un flux d’air et peut fournir une puissance de 15kW. Le troisième est basé sur le module très rapide CUPLA conçu à l’IRT Saint-Exupéry-Toulouse ; il est refroidi par un flux d’air et peut fournir une puissance de 15kW.

Les techniques MLI étudiées pour les essais sont référencées dans le tableau ci-dessous ; pour chacune, notre banc permet également de faire varier la fréquence de découpage des onduleurs.

Tableau V-3 MLI utilisées pour caractériser les surtensions dans une chaîne triphasé.

N° point	Nom de la MLI (tableau de Figure V-29)	Type
PWM-n°1	SPWM	Continue
PWM-n°2	SVPWM	Continue
PWM-n°3	THIPWM1/4	Continue
PWM-n°4	THIPWM1/6	Continue
PWM-n°5	DPMin	Discontinue
PWM-n°6	DPMax	Discontinue
PWM-n°7	DOPWM	Discontinue
PWM-n°8	D1PWM	Discontinue
PWM-n°9	D2PWM	Discontinue
PWM-n°10	D3PWM	Discontinue

Le harnais joue un rôle important dans le phénomène de surtension ; dans nos investigations expérimentales nous utilisons deux familles de câble aéronautique : DM-AWG8 et DR-AWG10, nous étudions 2 longueurs de chacune des deux familles : {2m,10m} pour le DM-AWG8 et {6m,20m} pour le DR-AWG10. Cela donne quatre harnais auquel nous rajoutons le paramètre blindage, ce qui donne au total huit configurations récapitulées sur le Tableau V-4.

Tableau V-4 harnais utilisés pour caractériser les surtensions dans une chaîne triphasé.

N° harnais	Blindage	Longueur (m)	Réf. Normatif fil	Gauge	Réf. Normative
n°1	Non	2m	DM EN2267-008A	8	3xDM EN2267-008A
	Oui	2m	DM EN2267-008A	8	Assemblé par Safran EWIS
n°2	Non	6m	DRA EN2267-009A	10	DRC EN2267-009C
	Oui	6m	DRA EN2267-009A	10	MLC EN2714-013C
n°3	Non	10m	DM EN2267-008A	8	3xDM EN2267-008A
	Oui	10m	DM EN2267-008A	8	Assemblé par Safran EWIS
n°4	Non	20m	DRA EN2267-009A	10	DRC EN2267-009C
	Oui	20m	DRA EN2267-009A	10	MLC EN2714-013C

Concernant la charge, nous utilisons la machine synchrone à aimants permanents 15kW-10000tr/min modélisée au chapitre.IV. Son accouplement avec une génératrice nous permet de changer les points de fonctionnement dans le plan couple-vitesse. Dans cette section, nous proposons de caractériser les surtensions pour trois vitesses {1000tr/min, 4000tr/min, 8000tr/min} avec deux conditions de charge {à vide, en charge}, ce qui donne au total six points de fonctionnement, que nous récapitulons dans le Tableau V-5.

Tableau V-5 points de fonctionnement utilisés pour caractériser les surtensions dans une chaîne triphasée.

N° point	Vitesse (tr/min)	Couple (Nm)	Puissance (W)
n°1	1000	0	0
n°2	1000	3.5	367
n°3	4000	0	0
n°4	4000	11	4608
n°5	8000	0	0
n°6	8000	5.5	4608

Nous synthétisons ci-dessous d'ensemble des paramètres par rapport auxquels nous étudions les surtensions dans une chaîne électromécanique triphasée :

- Trois onduleurs : IGBT, SiC-CREE, SiC-CULPA ;
- Dix techniques de commande MLI ;
- Fréquence de découpage ;
- Quatre longueurs d'harnais ;
- Présence ou absence du blindage du harnais ;
- Six points de fonctionnement dans le plan couple-vitesse.

V.3.2 Démarche d'analyse de la commutation des onduleurs

Pour toutes les configurations testées nous mesurons systématiquement les tensions aux bornes des composants semi-conducteurs du bas des bras des onduleurs. Un exemple d'illustration est donné sur la figure ci-dessous :

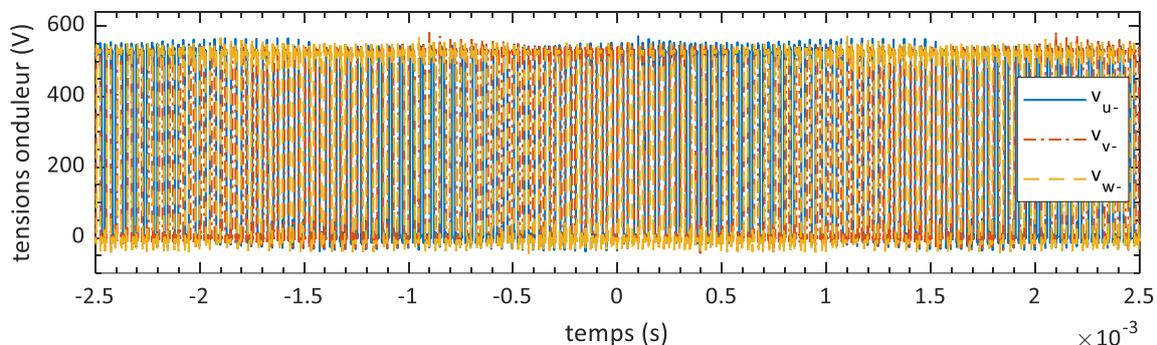


Figure V-30 exemple de tensions mesurées aux bornes des transistors du bas de l'onduleur SiC-CREE pour 540Vdc, MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4.

Du côté de l'onduleur nous sommes intéressés par la rapidité de la commutation ; pour cela nous calculons les temps de montée et de descente entre 10% et 90% des tensions onduleur : $\{v_{u-}, v_{v-}, v_{w-}\}$. Un exemple d'illustration est donné en Figure V-31 et Figure V-32 ; les variations observées en fonction du temps sont dues au courant commuté (chapite4).

Comme montré dans l'étude de la configuration bifilaire présentée plus haut dans ce chapitre, la commutation la plus rapide cause les surtensions les plus élevées. Pour notre étude, nous proposons donc de ne retenir que le temps de commutation minimal t_c défini comme suit :

$$t_c(V_{\text{onduleur}}) = \min\{t_r(v_{u-}), t_r(v_{v-}), t_r(v_{w-}), t_f(v_{u-}), t_f(v_{v-}), t_f(v_{w-})\} \quad \text{eqn V-1}$$

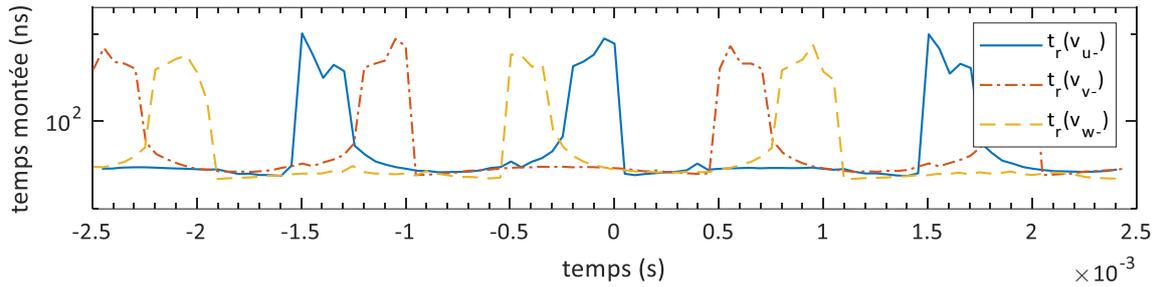


Figure V-31 variation du temps de montée des tensions aux bornes des transistors du bas de l'onduleur SiC-CREE : MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4 (au cours de près d'une période et demie de la basse fréquence).

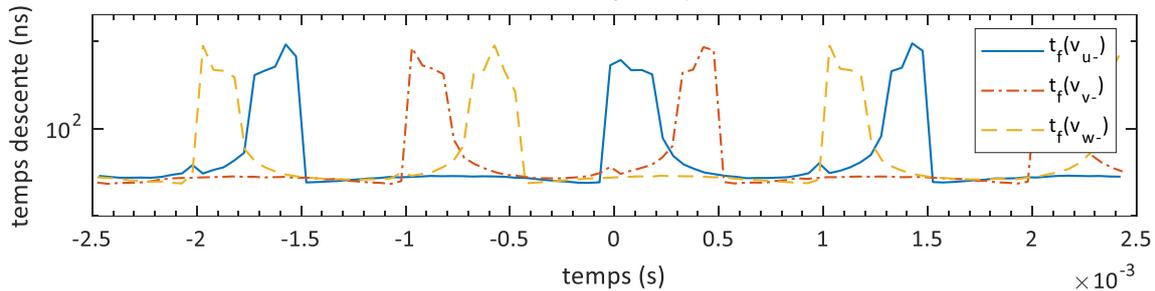


Figure V-32 variation du temps de descente des tensions aux bornes des transistors du bas de l'onduleur SiC-CREE : MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4.

V.3.3 Démarche d'analyse des surtensions aux bornes de la machine

Du côté de la machine, nous mesurons les trois tensions phase-masse et les trois tensions phase-phase. Des exemples de mesure sont tracés sur les figures ci-dessous :

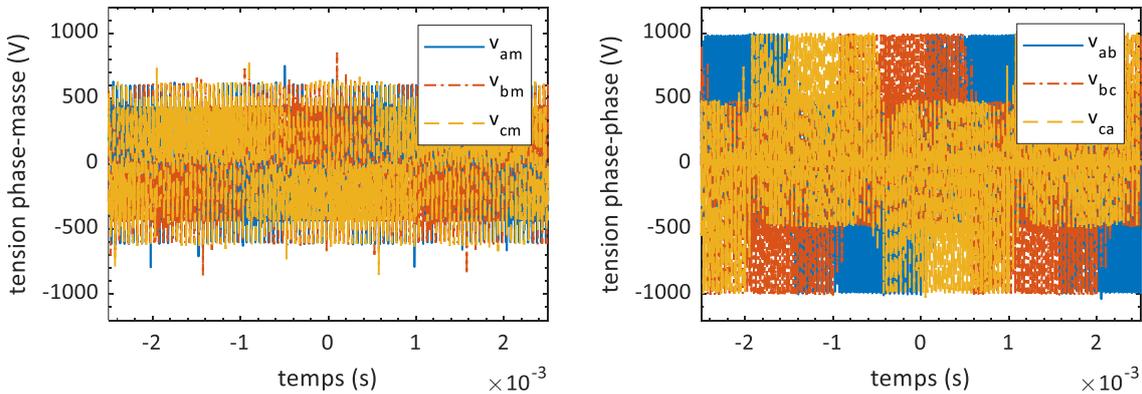


Figure V-33 exemple de mesure des tensions machine pour : onduleur SiC-CREE, MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4. A gauche : phase-masse, à droite : phase-phase.

Pour analyser les surtensions, dans chacune des configurations testées, nous proposons d'étudier la valeur maximale et le temps de commutation des surtensions (rapidité) ; deux propriétés primordiales pour la prévention du phénomène de décharges partielles.

Pour étudier la rapidité des surtensions, tout comme pour l'onduleur, nous calculons les temps de commutations entre 10% et 90% des surtensions des trois phases ; pour illustration des exemples sont données sur les figures ci-dessous.

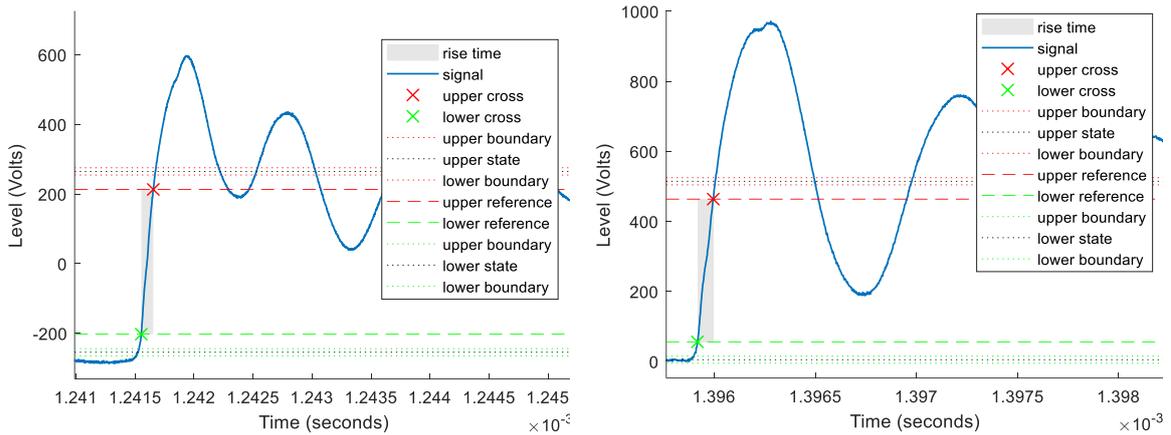


Figure V-34 exemple de temps de commutation entre 10% et 90% d’une impulsion d’une tension machine pour : onduleur SiC-CREE, MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4. A gauche : phase-masse, à droite : phase-phase.

Nous traçons ci-dessous des exemples d’allures des temps de commutation des surtensions en fonction du temps.

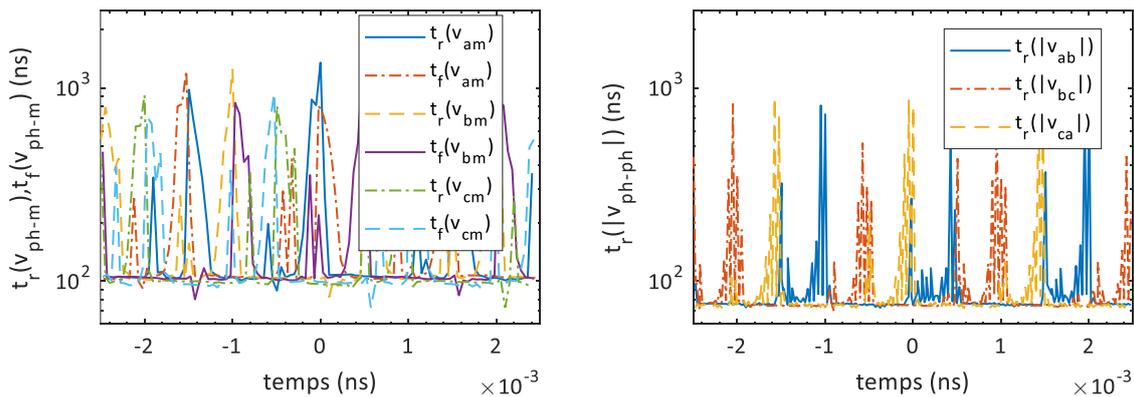


Figure V-35 exemple de temps de commutation des surtensions entre 10% et 90% de tension machine pour : onduleur SiC-CREE, MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4. A gauche : phase-masse, à droite : phase-phase.

Concernant la valeur maximale des surtensions, nous la calculons après chaque commutation pour les trois phases ; nous donnons sur les figures ci-dessous des exemples d’illustrations de post-traitement des trois tensions phase-masse et des trois tensions phase-phase.

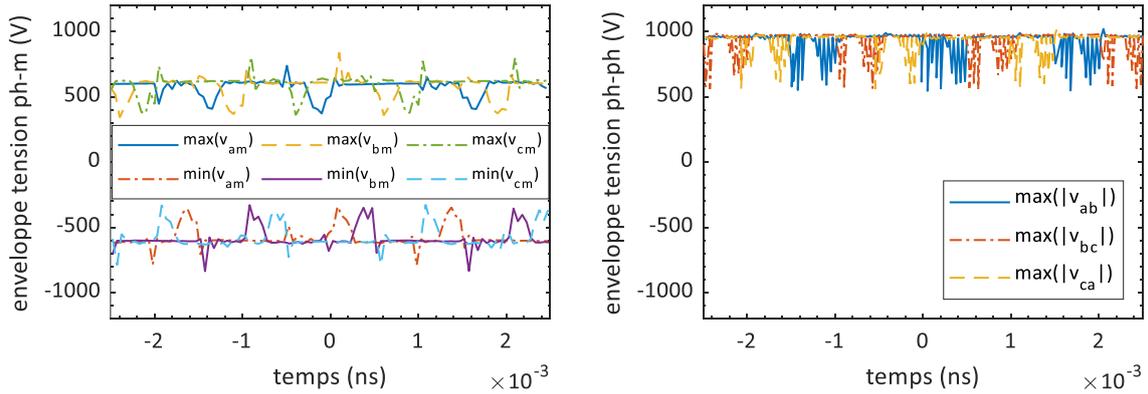


Figure V-36 exemple d’allures de tension maximale machine pour : onduleur SiC-CREE, MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4. A gauche : phase-masse, à droite : phase-phase.

Connaissant la rapidité et la valeur maximale des tensions machine, nous proposons de tracer des cartographies de surtension en fonction de leur temps de commutation. Pour illustration, des exemples sont données ci-dessous.

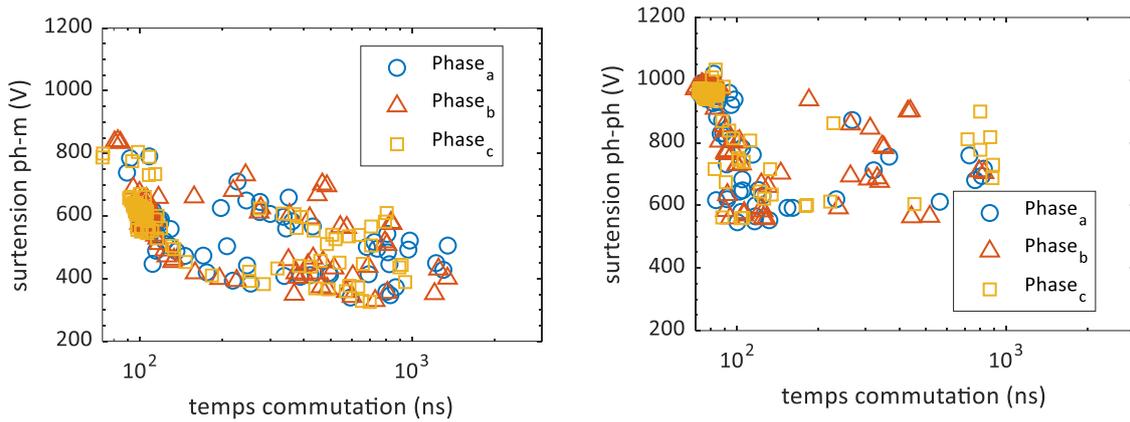


Figure V-37 exemple de cartographie de surtension en fonction leur temps de commutation : onduleur SiC-CREE, MLI n°1, harnais n°4 blindé et point de fonctionnement n°4. A gauche : phase-masse, à droite : phase-phase.

La connaissance de telles cartographies est utile pour analyser le risque d’apparition des décharges partielles au sein du bobinage d’une machine électrique, en particulier, l’isolation inter-spires (I.2.5). Nous les générons systématiquement pour toutes les configurations testées. Pour la suite de cette section, nous restreignons nos analyses aux valeurs maximales et aux temps de commutation minimaux formulés par les équations ci-dessous.

$$t_c(v_{phm}) = \min\{t_r(v_{am}), t_r(v_{bm}), t_r(v_{cm}), t_f(v_{am}), t_f(v_{bm}), t_f(v_{cm})\} \quad \text{eqn V-2}$$

$$t_c(v_{phph}) = \min\{t_r(v_{am}), t_r(v_{bm}), t_r(v_{cm}), t_f(v_{am}), t_f(v_{bm}), t_f(v_{cm})\} \quad \text{eqn V-3}$$

$$v_{phm} = \max(\{\max(|v_{am}|), \max(|v_{bm}|), \max(|v_{cm}|)\}) \quad \text{eqn V-4}$$

$$v_{phph} = \max(\{\max(|v_{ab}|), \max(|v_{bc}|), \max(|v_{ca}|)\}) \quad \text{eqn V-5}$$

V.3.4 Analyse statistique des mesures de surtensions

L'expérience montre que les propriétés des surtensions qui nous intéressent changent d'une acquisition par l'oscilloscope à une autre ; chacune des acquisitions contient trois périodes électriques du fondamental.

Nous attribuons cela aux variations des performances de plusieurs composants de la chaîne : au niveau de la régulation de vitesse, de la commande rapprochée de l'onduleur, dans les différentes mesures de courant de de position mécanique. Pour pouvoir effectuer des comparaisons pertinentes, nous proposons d'effectuer une analyse statistique au niveau des propriétés suivantes relevées à l'oscilloscope :

- Commutation minimale des trois phases l'onduleur : t_c ;
- Valeur maximale des surtensions des trois tensions phase-phase machine ;
- Valeur maximale des surtensions des trois tensions phase-masse machine.

Pour un nombre d'acquisition N_{acp} , pour chacune ces propriétés nous calculons de manière automatisée par des fonctions d'oscilloscope la valeur moyenne MOY, la valeur minimale MIN, la valeur maximale MAX, et l'écart-type standard SDEV (définition donnée dans le chapitre.VI). Un exemple d'analyse statistique est donné dans le tableau ci-dessous.

Tableau V-6 exemple d'analyse statistique de la commutation onduleur et valeur maximale de surtension pour : onduleur SiC-CREE, MLI n°1, harnais blindé n°4 et point de fonctionnement n°6.

	t_c d'onduleur	Valeur maximale surtension machine					
		$ V_{ab} $	$ V_{bc} $	$ V_{ca} $	$ V_{am} $	$ V_{bm} $	$ V_{cm} $
Unité	(ns)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)
MOY	24.5	1024.7	1032.9	1024.6	710.2	726.3	735.0
MIN	21.9	1000.0	1007.0	1004.0	626.0	632.0	639.0
MAX	24.9	1100.0	1141.0	1107.0	839.0	852.0	861.0
SDEV	0.4	25.7	35.0	26.6	67.1	65.0	65.6
N_{acp}	106	106	106	106	106	106	106

Pour toutes les mesures effectuées, nous réglons l'oscilloscope de telle sorte que chaque acquisition contienne trois périodes électriques. Par expérience, nous avons observé que les différentes propriétés statistiques se stabilisent approximativement à partir de la trentième acquisition. Pour maximiser les chances de détecter la valeur MAX la plus élevée possible, nous considérons systématiquement $N_{acp} > 100$.

Notons que nous n'avons pas réussi à implémenter dans l'oscilloscope des analyses statistiques sur le temps de commutation des surtensions, étant donné le faible écart-type du temps de commutation des onduleurs, nous supposons que la dispersion du temps de commutation des surtensions en résultant est également faible.

V.3.5 Résultats et discussions

Pour étudier expérimentalement les surtensions, nous menons les deux campagnes de mesures suivantes :

- Campagne des mesures expérimentales n°1 :

Pour étudier l'influence du point de fonctionnement, du harnais et de la technologie d'onduleur sur les surtensions, nous figeons la technique MLI à la PMW-n°1 (SPWM) et la fréquence de découpage égale à 20kHz. Puis nous effectuons les mesures pour chacun des trois onduleurs, pour chacun des huit harnais (Tableau V-4) et pour chacun des six points de fonctionnement (Tableau V-5). Cela correspond au total à 144 configurations expérimentales testées.

- Campagne des mesures expérimentales n°2 :

La fréquence de découpage et les techniques de modulation MLI influent tous les deux sur la durée séparant les commutations ; pour étudier leur impact sur les surtensions, nous utilisons uniquement l'onduleur SiC-CREE et deux harnais blindés (n°2 et n°4, Tableau V-4). Dans cette campagne, pour deux points de fonctionnement {4000RPM en charge, 8000RPM en charge}, nous effectuons les mesures, pour chacun des deux harnais, pour trois fréquences de découpage {20kHz,40kHz,60kHz} et pour les dix stratégies de modulation MLI référencées au Tableau V-3. Cela correspond au total à 60 configurations expérimentales testées.

V.3.5.1 Impacts des points de fonctionnement définis dans le plan couple-vitesse

En utilisant les données de mesures de la campagne n°1, nous traçons et synthétisons en ANNEXE C.1 les différents résultats de surtensions en fonction des points de fonctionnement. Nous reportons ci-dessous les principaux résultats :

- Le temps de commutation minimal des tensions en sortie des bras des onduleurs $MOY(t_c)$ varie de manière significative en fonction de la charge pour l'IGBT ; cela est moins flagrant pour les deux onduleurs MOSFET-SiC. La commutation est donc d'autant plus rapide que les courants sont plus élevés. Ce résultat est observé avec et sans blindage du harnais.

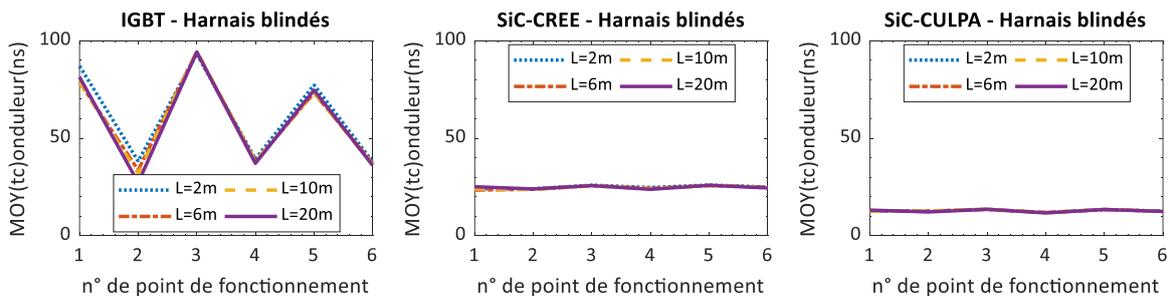


Figure V-38 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples de temps de commutation minimal des tensions en sortie des bras des onduleurs en fonction des points de fonctionnements en couple-vitesse.

- Tout comme pour le t_c des tensions en sortie d'onduleur, le t_c des surtensions en entrée de la machine ont la tendance d'être plus faible en charge qu'à vide. Cela est observé pour les trois onduleurs et c'est d'autant plus marqué pour les harnais non blindés.

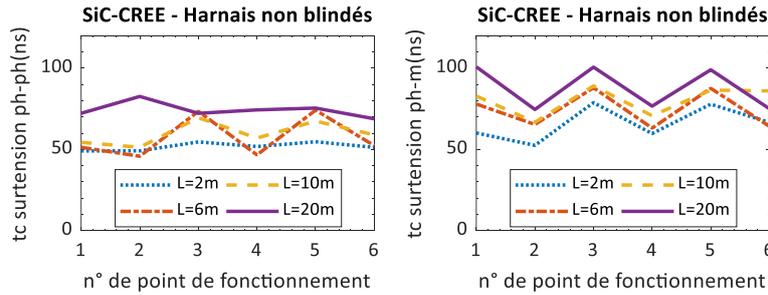


Figure V-39 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples d'écart-type du temps de commutation minimal des surtensions en entrée de la machine en fonction des points de fonctionnements en couple-vitesse.

- L'augmentation du couple a tendance à augmenter le ratio de surtension, cela est plus marqué sur les surtensions phase-masse que sur les surtensions phase-phase ; nous attribuons cela à la rapidité de la commutation des onduleurs en charge. L'augmentation de la vitesse a tendance à réduire légèrement le ratio de surtension, en effet, augmenter la vitesse à fréquence de découpage figé, éloigne les différentes commutations. Ces résultats ont été observés pour les trois onduleurs et pour les harnais blindés et non blindés.

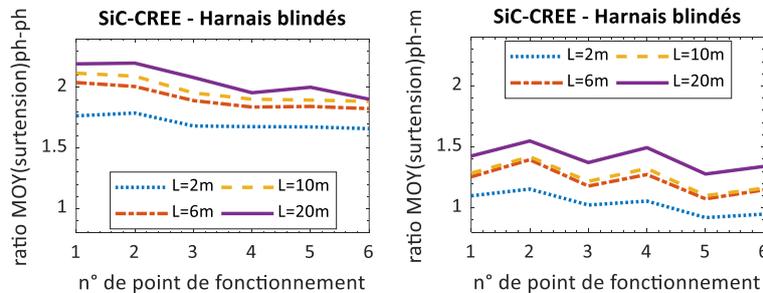


Figure V-40 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples de ratio de surtension en fonction des points de fonctionnements en couple-vitesse.

- L'écart-type du t_c de l'onduleur est relativement faible, inférieur à 4ns pour l'onduleur IGBT et inférieur à 1ns pour les onduleurs SiC.

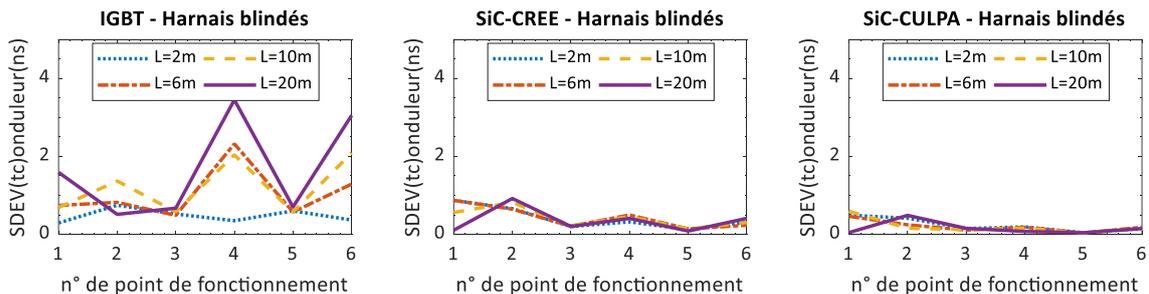


Figure V-41 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples d'écart-type des temps de commutation minimal des onduleurs en fonction des points de fonctionnements en couple-vitesse.

- L'écart-type des valeurs maximales des surtensions croît en augmentant la vitesse de rotation. Pour la tension des essais sous 540Vdc, à 1000tr/min l'écart-type est de 5V, il est voisin de 55V à 4000tr/min et de 75V à 8000tr/min. Nous attribuons cela à la diminution du nombre de commutation par période et par conséquent une faible occurrence d'impulsions rapprochées.

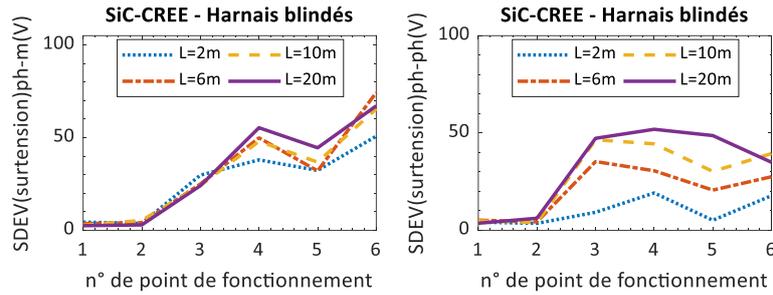


Figure V-42 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples d'écart-type des surtensions en fonction des points de fonctionnements en couple-vitesse.

V.3.5.2 Impacts du harnais

En utilisant les données de mesures de la campagne n°1, nous traçons et synthétisons en ANNEXE C.2 les différents résultats de surtensions en fonction des différents harnais blindés et non blindés. Nous reportons ci-dessous les principaux résultats :

- Le temps de commutation minimal en sortie des bras d'onduleur $MOY(t_c)$ n'est pas impacté par le harnais ; le temps de commutation des surtensions t_c en entrée de la machine a tendance à augmenter en augmentant la longueur du harnais et nos résultats (calcul sur une seule acquisition contenant trois périodes) ne montre pas de corrélation entre la tendance du t_c des surtensions et les huit harnais testés. Ces résultats sont valides pour les trois onduleurs et les six points de fonctionnement.

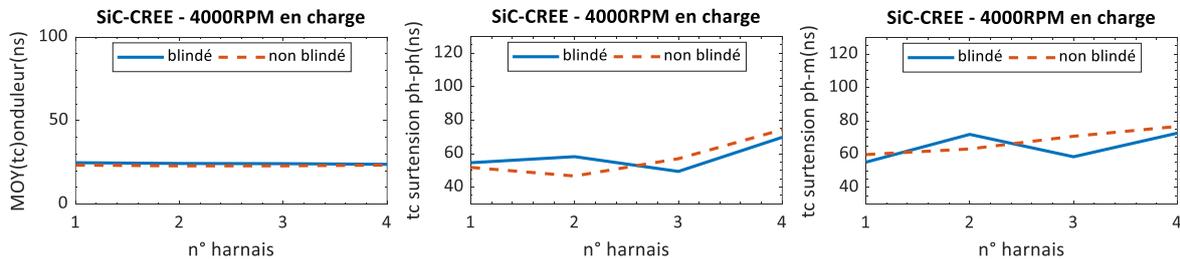


Figure V-43 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples de commutation en fonction des harnais.

- Comme attendu le ratio de surtension croît en augmentant la longueur du harnais. Quant au blindage, globalement, en observant les résultats des trois onduleurs pour les six points de fonctionnement, nous constatons que le blindage a tendance à augmenter les surtensions phase-phase et son absence a tendance à augmenter les surtensions phase-masse.

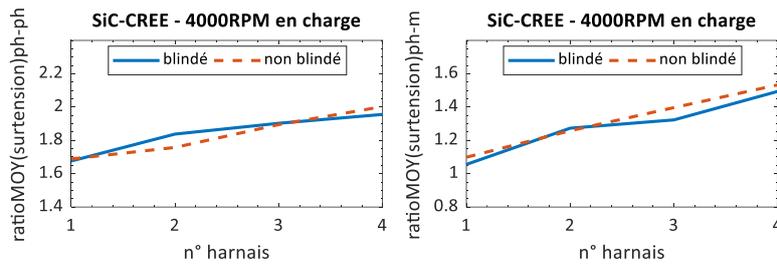


Figure V-44 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples de ratio de surtension en fonction des harnais.

V.3.5.3 Impacts de la technologie SiC

En utilisant les données de mesures de la campagne n°1, nous traçons et synthétisons en ANNEXE C.3 les différents résultats de surtensions comparant les trois onduleurs. Nous reportons ci-dessous les principaux résultats :

- Le temps de commutation MOY(t_c) des tensions en sortie des bras d'onduleur est égale à : $\{\approx 12\text{ns}, \approx 25\text{ns}, \approx 40\text{ns}, >70\text{ns}\}$ respectivement pour les onduleurs suivants : $\{\text{SiC-CULPA}, \text{SiC-CREE}, \text{IGBT chargé}, \text{IGBT à vide}\}$ (voir ANNEXE C.3).
- Quant au temps de commutation des surtensions en entrée de la machine (calculée sur une seule acquisition contenant trois périodes), il est relativement lent même pour la commutation rapide du SiC (globalement $>50\text{ns}$ en charge) ; sur la base de nos résultats d'une chaîne bifilaire (V.2.3), nous attribuons cela à l'effet de l'impédance d'entrée de la machine.

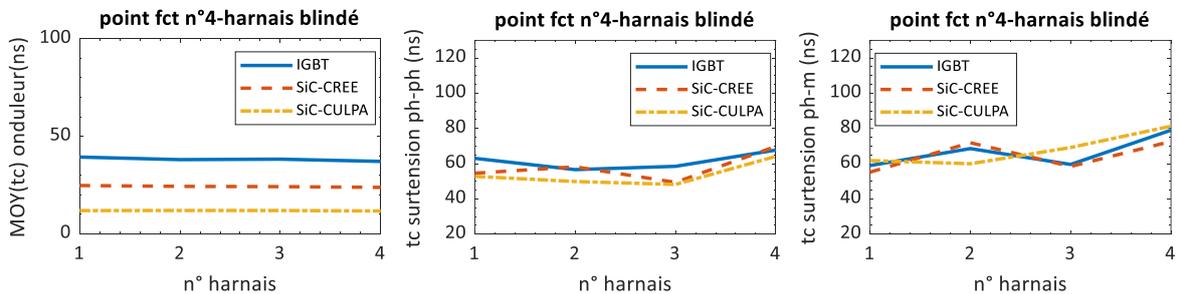


Figure V-45 mesures sur chaîne triphasée 15kW : exemples de commutation en fonction de la technologie d'onduleur.

- Les deux onduleurs SiC causent des ratios de surtensions quasi-similaires. Par rapport à l'onduleur IGBT, un onduleur SiC engendre une augmentation du ratio de surtension pouvant aller jusqu'à 20%. Ce résultat est globalement valide indépendamment des harnais et des points de fonctionnement testés.

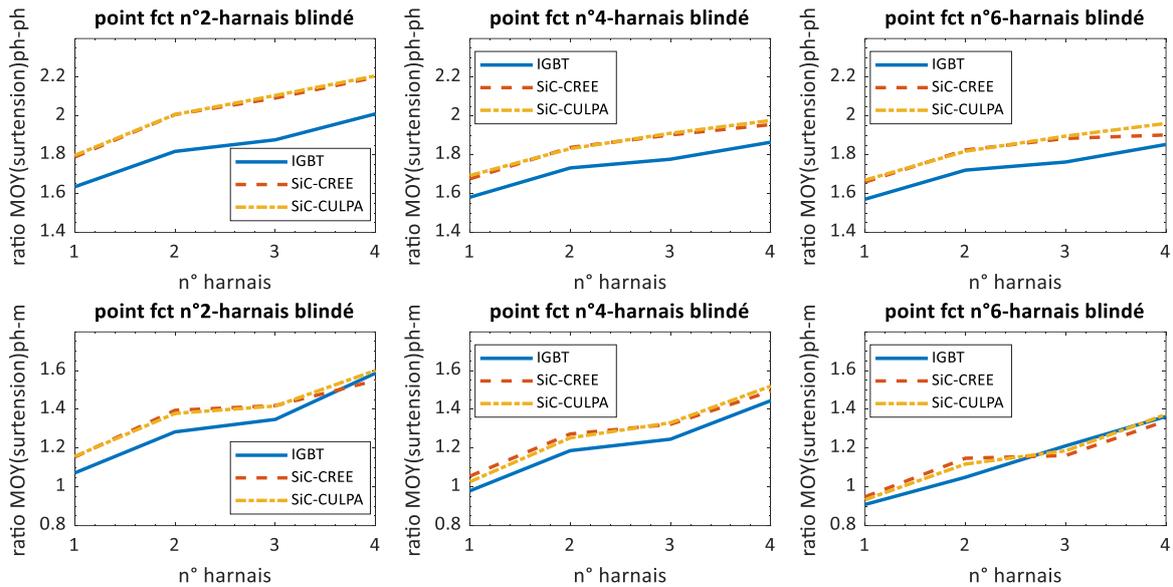


Figure V-46 mesures sur chaine triphasé 15kW : ratio de surtension en fonction de la technologie d'onduleur.

V.3.5.4 Impacts de la MLI & de la fréquence de découpage

En utilisant les données de mesures de la campagne n°2, nous traçons et synthétisons en ANNEXE C.4 les différents résultats de surtensions en fonction des techniques MLI et de la fréquence de découpage. Nous reportons ci-dessous les principaux résultats observés pour les deux vitesses {4000tr/min,8000tr/min} et les deux harnais blindés {6m,20m} :

- L'augmentation de la fréquence de découpage d'onduleur de 20kHz à 60kHz fait diminuer légèrement de près de 2ns le temps de commutation des surtensions MOY(t_c) en entrée de la machine.

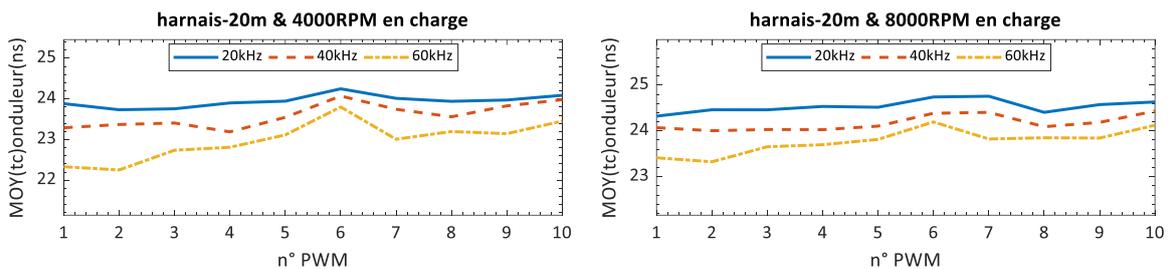


Figure V-47 mesures sur chaine triphasé 15kW : exemples de commutation en fonction des techniques MLI et la fréquence de découpage. Le harnais est blindé.

- Globalement, le ratio de surtension MOY peut à l'inverse augmenter de près de 23% en augmentant la fréquence de découpage de 20kHz à 60kHz ; nous attribuons cela au rapprochement des commutations. Nous notons que les exceptions suivantes : les ratios phase-phase associés à PWM-n°9 (D2PWM) et à PWM-n°10 (D3PWM) sont relativement moins influencées par la fréquence de découpage et les ratios phase-masse de la PMW-n°10 (D2PWM) sont significativement moins élevés par rapport aux autres PWM.

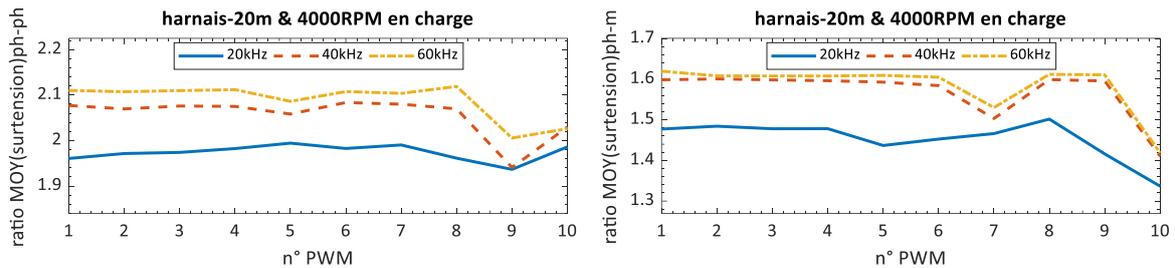


Figure V-48 mesures sur chaîne triphasé 15kW : exemples de ratio de surtension en fonction des techniques MLI et la fréquence de découpage. Le harnais est blindé.

- L'augmentation de la fréquence de découpage de l'onduleur fait diminuer l'écart-type des surtensions. En effet, tout comme réduire la vitesse de rotation, la fréquence de découpage augmente le nombre d'impulsion par période électrique par conséquent plus de probabilité de rapprochements des impulsions.

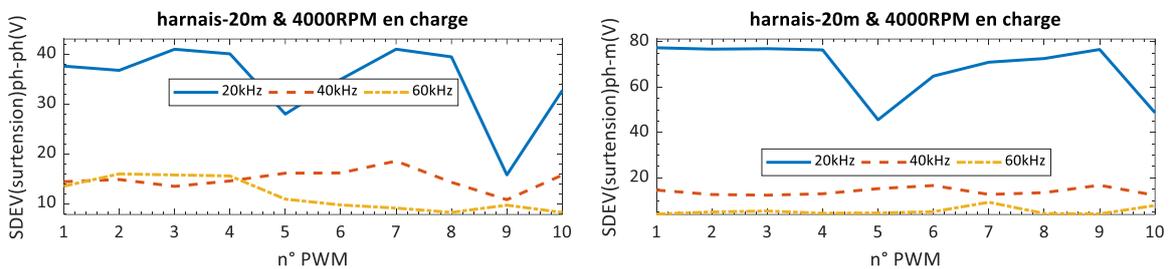


Figure V-49 mesures sur chaîne triphasé 15kW : exemples de ratio de surtension en fonction des techniques MLI et la fréquence de découpage. Le harnais est blindé.

V.3.5.5 Ratio de surtensions ph-m et ph-ph

Par simplicité, les surtensions sont communément simulées en utilisant un modèle bifilaire : un tel modèle ne peut considérer que les phénomènes de mode différentiel et par conséquent les surtensions entre les phases et la masse ne sont pas simulées.

Connaitre le rapport entre les surtensions phase-masse et celles phase-phase permettrait de les estimer à partir d'une simulation s'appuyant sur un modèle bifilaire : nous traçons ce rapport ci-dessous, pour des harnais non blindés à partir des données de mesures de la campagne n°1.

Les résultats montrent que le rapport $MOY(V_{ph-m})/MOY(V_{ph-ph})$ est globalement compris dans l'intervalle [0.55,0.85], il augmente en augmentant la longueur d'harnais et globalement a tendance à diminuer en augmentant le couple et la vitesse. Ces résultats sont valides également pour des harnais blindés (voir ANNEXE C.1.9).

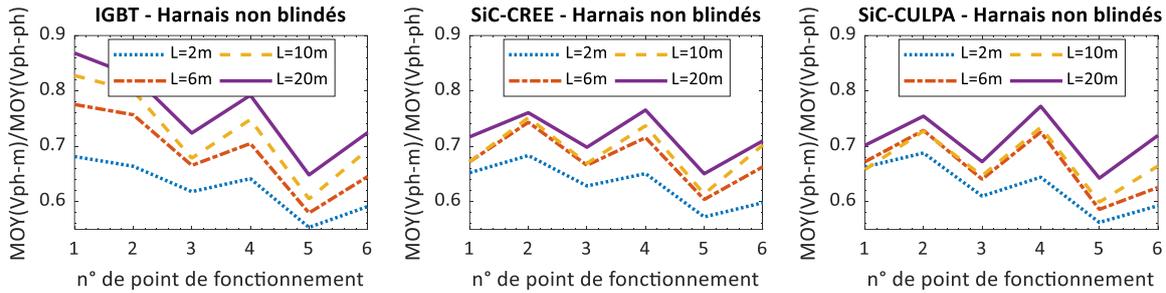


Figure V-50 mesures sur chaîne triphasé 15kW : exemples de ratio de surtension en fonction des points de fonctionnements en couple-vitesse.

L'onduleur SiC-CULPA intègre des capacités pour réduire l'inductance parasite de la boucle de commutation (Figure V-51). Nous proposons de brancher le point milieu des capacités de mode commun à la masse jouant ainsi le rôle d'un filtrage de mode commun en entrée de l'onduleur (Figure V-52). Nous appelons cette configuration : SiC-CULPA-bis.



Figure V-51 Module CULPA développé à l'IRT Saint-Exupéry intégrant des capacités pour réduire l'inductance parasite des mailles de commutation.

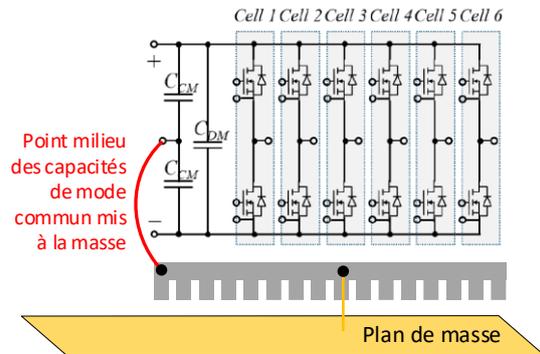


Figure V-52 Onduleur SiC-CULPA-bis : mise à la terre du point milieu des capacités de mode commun.

Nous traçons ci-dessous le rapport $MOY(V_{ph-m})/MOY(V_{ph-ph})$ du SiC-CULPA-bis.

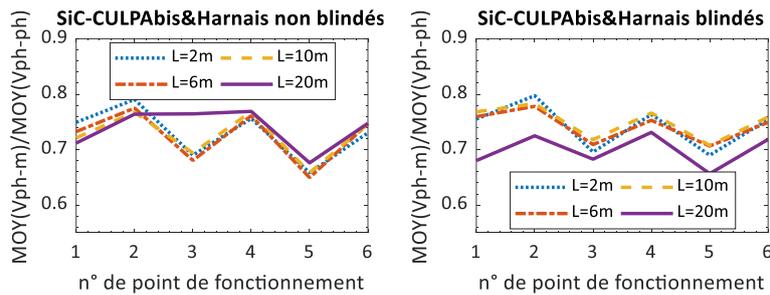


Figure V-53 mesures sur chaîne triphasé 15kW : ratio de surtension de l'onduleur SiC-CULPA-bis en fonction des points de fonctionnements.

Les résultats de mesures montrent que la présence d'un filtre de mode commun entrée d'onduleur SiC tend à masquer l'effet des harnais sur le rapport $MOY(V_{ph-m})/MOY(V_{ph-ph})$, néanmoins l'influence des points de fonctionnement persiste. Globalement, avec cette configuration SiC-CULPA-bis, le rapport est d'une valeur moyenne de 0.72 et ne dépasse pas 0.80.

V.3.5.6 Valeur MAX des surtensions

Nous clôturons ce chapitre par un recensement des ratios de surtension les plus élevées observées durant toutes nos investigations expérimentales :

- Pour les mesures de la campagne n°1 (PMW-n°1 et 20kHz), la valeur MAX du ratio des surtensions phase-phase peut dépasser 2pu pour les longueurs $\geq 6m$: cela est dû à la fois aux impulsions rapprochées et à la rapidité du SiC. La surtension la plus élevée est mesurée pour le harnais blindé de 20m : elle est de 1255V (2.32pu). Quant à la surtension phase-masse, sa valeur la plus élevée est mesurée pour le harnais non blindé de 20m, à 972V(1.8pu).

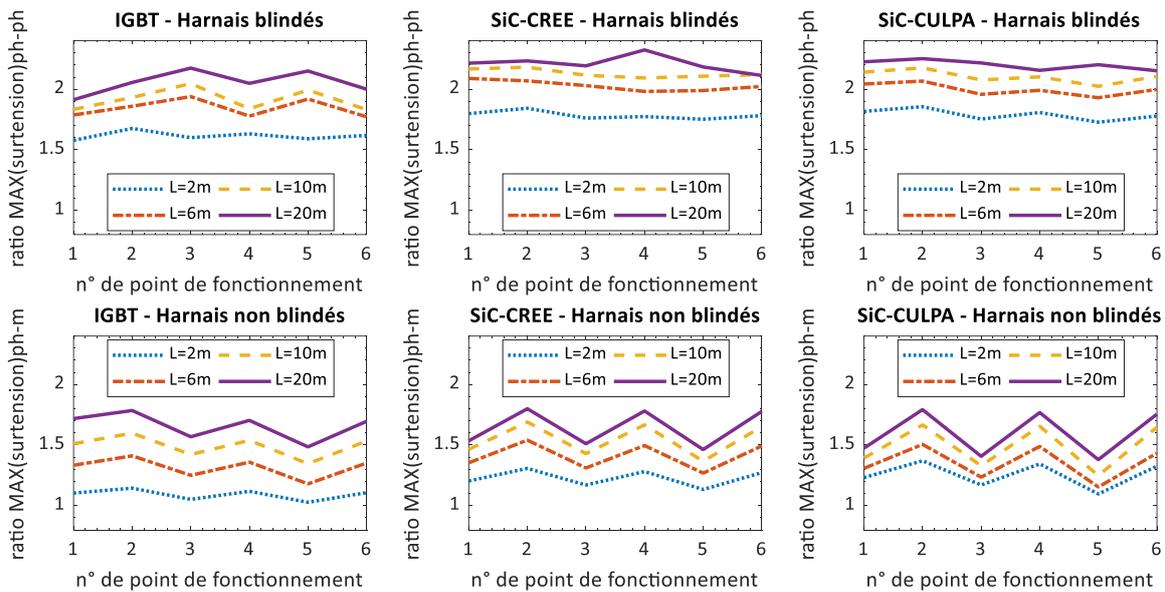


Figure V-54 mesures sur chaîne triphasé 15kW : ratio de surtension les plus élevées observés dans nos travaux. Données de mesures de la campagne n°1.

- Pour les mesures de la campagne n°2 (SiC-CREE, harnais blindés 6m et 20m), la surtension la plus élevée dépasse celle de la campagne n°1 : elle est mesurée pour le harnais blindé de 20m et la PWM-n°7, à 1453V (2.7pu) ; une telle valeur peut être fatale pour le système d’isolation électrique (SIE) d’une machine. Nos résultats montrent que même pour une longueur relativement petite de 20m, une adaptation logicielle des techniques MLI est nécessaire pour éviter des surtensions de type $>2pu$ dangereuses pour le SIE.

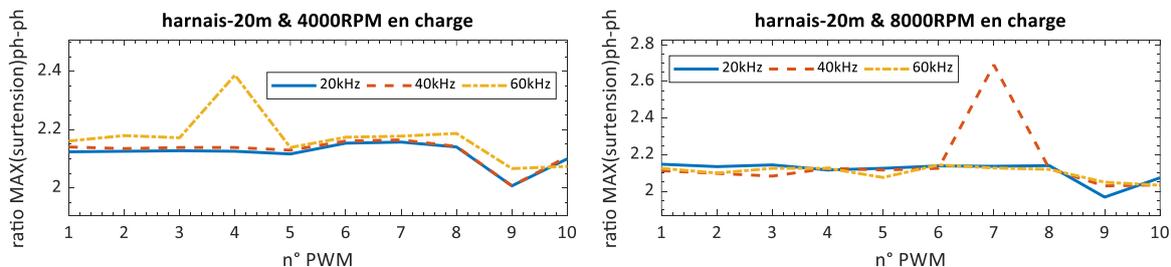


Figure V-55 mesures sur chaîne triphasé 15kW : ratio de surtension phase-phase les élevées observés dans nos travaux. Données de mesures de la campagne n°2.

V.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, en termes de méthodologie, nous validons expérimentalement la pertinence de notre approche de modélisation fréquentielle présentée au chapitre.IV – la comparaison met en évidence une l'erreur relative du modèle inférieure à <6%. Nous montrons également que la caractérisation rigoureuse des surtensions dans une chaîne électromécanique nécessite de mener une analyse statistique des propriétés des surtensions.

Quelques résultats de nos études paramétriques obtenus par l'expérience et la simulation nous paraissent particulièrement significatifs : d'une part, la commutation rapide d'un onduleur basé sur la technologie SiC impacte fortement les surtensions pour des harnais court (<10m) dans le cas où les charges présentent une impédance élevée en haute fréquence (>1MHz). D'autre part, nous avons montré qu'une impédance d'entrée de la machine faible en haute fréquence (>1MHz) masque drastiquement l'effet d'une commutation rapide du SiC. La machine, à travers son impédance, conditionne la rapidité et la fréquence d'oscillation des surtensions. Par conséquent, une prédiction correcte du phénomène de surtension nécessite donc obligatoirement une prise en compte du modèle haute fréquence de cette machine.

Dans une chaîne électromécanique, un onduleur en SiC réduit les pertes grâce à ses performances en commutation, mais cela peut augmenter les surtensions jusqu'à 20% par rapport à un onduleur IGBT. Cela constitue un stress supplémentaire pour le système d'isolation électrique pouvant créer des décharges partielles – l'étude du seuil d'apparition de ces décharges fait l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE.VI

CARACTERISATION ET MODELISATION DU PDIV DANS LE SIE D'UNE MACHINE ELECTRIQUE

SOMMAIRE

VI.1 INTRODUCTION.....	228
VI.2 SYSTEME D'ISOLATION ELECTRIQUE (SIE) ET DECHARGES PARTIELLES (DP).....	228
VI.2.1 Généralités sur un SIE basse tension	228
VI.2.2 Contraintes de conception d'un SIE basse tension	231
VI.2.3 Méthodologie de caractérisation des Décharges Partielles (DP)	238
VI.3 METHODOLOGIE DE CARACTERISATION EXPERIMENTALE DU PDIV	244
VI.3.1 Banc expérimental	244
VI.3.2 Conditions de test et comportements des DP.....	248
VI.3.3 PDIV statistique par la loi normale sur 25 mesures.....	251
VI.4 CARACTERISATION EXPERIMENTALE DU PDIV DANS UN SIE BASSE TENSION.....	262
VI.4.1 Configuration « Fil - Fil »	262
VI.4.2 Configuration « Fil – Isolant – Masse »	271
VI.5 MODELISATION ANALYTIQUE DU PDIV EN VUE DE LA CONCEPTION	278
VI.5.1 Précision de la mesure PDIV	278
VI.5.2 Modélisation analytique PDIV par la formule de Dakin	280
VI.5.3 Correction du PDIV : marges de sécurité et paramètres environnementaux.....	288
VI.6 CONCLUSION	298

VI.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons et nous discutons des caractérisations expérimentales du niveau d'apparition des décharges partielles (PDIV) d'un système d'isolation électrique (SIE) basse tension. Le PDIV est étudié en fonction des paramètres suivants : le diamètre et l'épaisseur d'isolant de fils ronds, l'imprégnation en vernis, matériaux et épaisseurs des feuilles isolantes (papiers ou films) et enfin la pression atmosphérique. Puis, en se basant sur les données de mesure, nous proposons une expression analytique, basée sur la formule de Dakin, permettant de prédire de manière simple le PDIV dans d'une machine électrique. Cela constitue un outil simple mais extrêmement utile pour mener des analyses préliminaires intégrant la capacité d'un SIE à éviter les décharges partielles, en considérant des paramètres conception et des conditions de fonctionnement : épaisseur, type de matériau, pression, température, etc.

VI.2 SYSTEME D'ISOLATION ELECTRIQUE (SIE) ET DECHARGES PARTIELLES (DP)

VI.2.1 Généralités sur un SIE basse tension

VI.2.1.1 Rôle d'un SIE dans le bobinage d'un stator

Le bobinage est un constituant vital de toute machine électrique, indépendamment de son type (machine synchrone ou asynchrone). Nous n'abordons dans ce chapitre que les aspects concernant l'isolation du bobinage ; pour plus de détails sur les aspects électromagnétiques, le lecteur peut consulter la référence [148]. Dans cette thèse nous nous intéressons particulièrement à l'isolation des bobinages statoriques des machines à courant alternatif basse tension, généralement inférieure à 1000V [149]. Ces stators sont habituellement bobinés en vrac en utilisant du fil rond émaillé ; plusieurs fils (brins) sont souvent utilisés en parallèle (bobinage « fils en main ») pour former des spires. La mise en série de plusieurs spires forme une bobine. Le branchement de plusieurs bobines en série et/ou en parallèle permet de construire le bobinage d'une phase machine. Pour une raison de symétrie, les enroulements des phases d'une machine (généralement au nombre de 3) sont identiques : ils présentent même répartition spatiale et mêmes nombres de spires mais ils sont logés dans le circuit magnétique avec un certain décalage angulaire permettant un déphasage électrique de 120° entre les phases pour le cas d'une machine triphasée. La Figure VI-1 présente un exemple de schéma de bobinage classique d'une machine de 10kW, dont les caractéristiques principales sont récapitulées dans le Tableau VI-1.

Dans un bobinage, le système d'isolation électrique (SIE) assure le rôle d'isolation entre les éléments suivants :

- entre spires d'une même bobine ou de bobines différentes ;
- entre les bobines d'une même phase ou de phases différentes ;
- entre toutes les bobines, leurs câbles d'alimentation et la masse.

Tableau VI-1 Caractéristiques du bobinage d'une machine électrique de 10kW.

Nombre de phases	3
Nombre d'encoches	24
Nombre de pôles magnétiques	8
Pas de bobinage	1 - 4
\varnothing cuivre fil [mm]	0.5
Nombre de brins en //	2
Nombre de spires par bobine	78
Nombre de fils par encoche	156
Nombre de bobines en // par phase	4

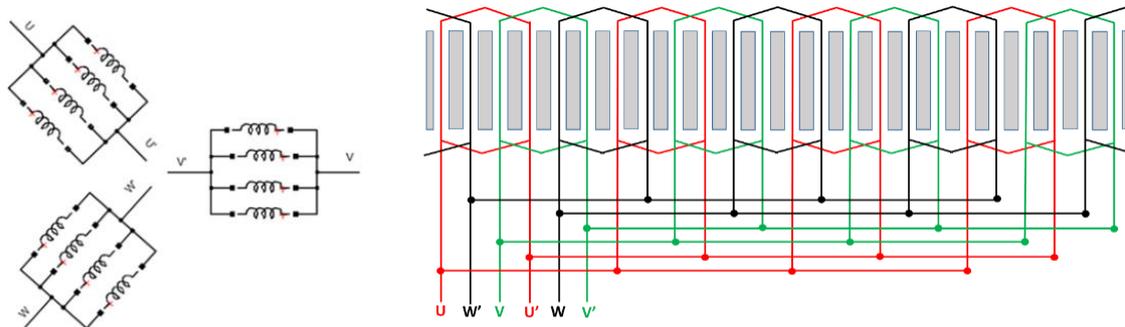


Figure VI-1 Exemple d'un bobinage distribué d'un stator triphasé selon les caractéristiques du Tableau VI-1. A droite : schéma électrique équivalent des bobines ; à gauche : répartition des bobines dans les encoches séparant les dents (rectangles gris).

Dans ce qui suit, nous présentons brièvement les composants et les fonctions d'isolation d'un SIE basse tension.

VI.2.1.2 Composants principaux et fonctions d'un SIE basse tension

Un système d'isolation électrique basse tension peut comprendre plusieurs composants d'isolation ; onze d'entre eux sont représentés sur la Figure VI-2.

L'ensemble des composants d'un SIE assure trois fonctions d'isolation [150][151]:

- Fonction 1 : isolation entre spires

Le bobinage d'un stator est conçu pour générer un champ magnétique tournant, le nombre de spires en série par phase est un élément de design essentiel garantissant la création de la Force Electro-Motrice (FEM) avec les niveaux de champ souhaités. Pour permettre cela, une isolation entre les spires en série est nécessaire. Pour des machines conventionnelles, cette fonction est assurée par un émail appliqué sur le fils conducteur (n°1 sur la Figure VI-2).

- Fonction 2 : isolation entre phases

L'isolation entre les phases (généralement au nombre de 3) est assurée en entrée du bobinage par les isolants des câbles d'alimentation (n°9 sur la Figure VI-2) puis par des gaines protégeant les fils du bobinage jusqu'à l'entrée de chaque bobine (n°6 sur la Figure VI-2). Chaque bobine est portée par deux encoches du stator ; selon la topologie du bobinage adoptée, il est possible d'avoir deux bobines appartenant à deux phases différentes au sein d'une même encoche (Figure VI-3). Dans ce

cas, une feuille (papier ou film) isolante est utilisée pour séparer les deux bobines (n°3 sur la Figure VI-2). En sortie d'encoches, les têtes des bobines se chevauchent : celles appartenant à des phases différentes, si nécessaire, sont isolées à l'aide d'une feuille isolante (n°5 sur la Figure VI-2).

- Fonction 3 : isolation entre phases et masse

Dans une application avionique, le circuit magnétique et le corps abritant le stator sont connectés à la masse du réseau avion. Des feuilles isolantes sont insérées au fond des encoches pour isoler la masse des différentes bobines des phases (n°2 et n°4 sur la Figure VI-2). Les têtes de bobines sont généralement isolées du corps du stator grâce à un gap d'air ou bien à l'aide de feuilles isolantes. L'isolation entre les chignons et le circuit magnétique est très souvent assurée par un gap d'air ; pour renforcement, une joue isolante peut être collée sur chacune des deux extrémités de l'empilement des tôles stator.

Notons que l'isolation inter-spires assurant la fonction 1 intervient aussi positivement dans les fonctions 2 et 3.

Concernant les composants d'isolation n°7, n°8, n°11, n°10 sur la Figure VI-2, ils jouent un rôle relativement secondaire par rapport à ceux cités ci-dessus. En fonction des spécifications de l'application et de la taille de la machine, leur intérêt pourrait avoir plus ou moins d'importance : à titre d'exemple, le laçage (n°10) permet une bonne tenue mécanique des têtes de bobines.

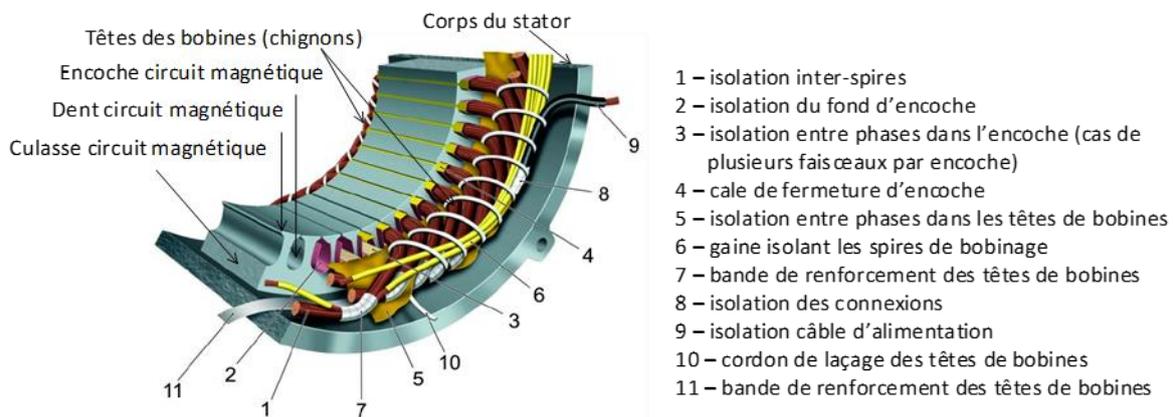


Figure VI-2 Composants d'un système d'isolation électrique (SIE) d'une machine électrique basse tension (illustration basée sur une figure de [150])

En pratique, une peinture dite « anti-flash » est souvent appliquée sur les parties métalliques des stators : elle joue un rôle diélectrique renforçant l'isolation entre les phases et la masse ; elle offre en même temps une très bonne protection des matériaux contre la corrosion et l'acidité.

Il très important de noter qu'aux différents composants cités plus haut, s'ajoute le vernis d'imprégnation, traditionnellement appliqué au bobinage pour le solidifier contre les vibrations, le protéger d'agressions environnementales et améliorer sa conductivité thermique ; son apport bénéfique à l'isolation électrique est considérable.

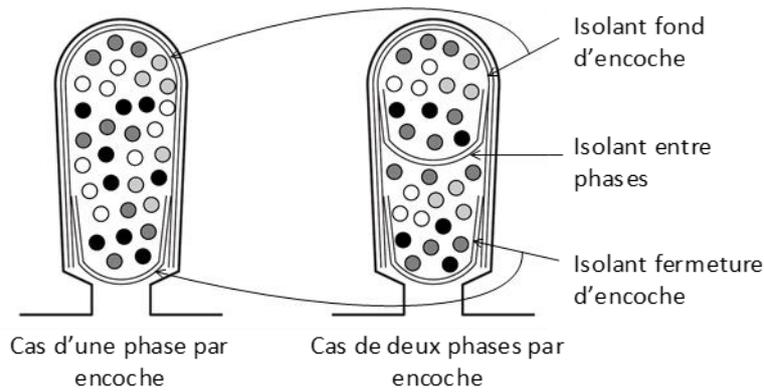


Figure VI-3 Schématisation de l'isolation dans une encoche [148].

Les règles de choix des différents composants d'un SIE ne sont pas uniques et sont spécifiques à l'application visée. Les principales contraintes de conception d'un SIE basse tension sont décrites ci-après.

VI.2.2 Contraintes de conception d'un SIE basse tension

La conception d'un SIE d'une machine électrique basse tension peut amener à répondre à des contraintes diverses et de natures variées : électrique, mécanique et/ou environnementales (Figure VI-4) :

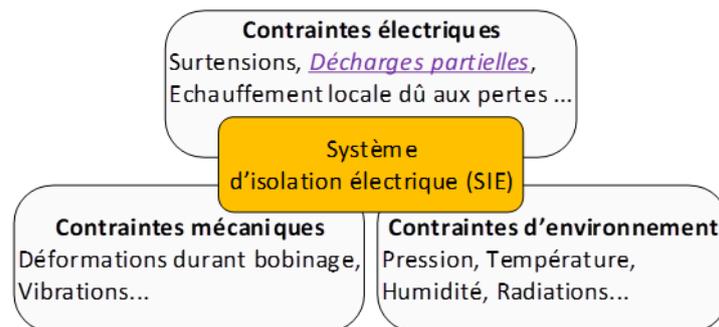


Figure VI-4 Les différentes contraintes subies par un système d'isolation électrique.

Nous détaillons ci-dessous les contraintes principales.

VI.2.2.1 Contrainte de durée de vie

Comme tout système installé à bord d'un avion, la conception d'une machine électrique doit assurer une durée de vie minimale. Une machine, qui n'honore pas la durée de vie de la spécification client, peut causer un impact financier colossal : coût de maintenance, coût de correction de la conception et requalification, pénalité due aux immobilisations potentielles des avions, etc. En termes de durée de vie, généralement, le bobinage et les roulements mécaniques constituent les deux maillons faibles dans une machine électrique [152]–[155]. La fiabilité d'un SIE est fortement liée aux conditions de fonctionnement : tension, température, pollution et forces mécaniques [149]. Le concepteur d'une machine électrique a la lourde responsabilité de garantir sa durée de vie, et pour assurer cela, il peut avoir recours à une ou plusieurs méthodes :

- se baser sur les retours d'expérience concernant d'anciens produits ;

- si la durée de vie demandée n'est pas conséquente (quelques heures à quelques dizaines de jours), effectuer des tests d'endurance dans des conditions de fonctionnement les plus représentatives possible du cas réel ;
- si la durée de vie est conséquente (quelques années ou quelques dizaines d'années), ce qui est souvent le cas, effectuer des tests de vieillissement accélérés. Ces tests consistent à soumettre des échantillons de tests à des régimes de fonctionnement plus contraignants que les régimes normaux en termes de tension, température, pollution, forces mécaniques, etc. Cela augmente la cadence de dégradation des éléments du SIE. En se basant sur les résultats de tests avec plusieurs niveaux de stress, la durée de vie souhaitée durant le fonctionnement réel est déduite par des extrapolations mathématiques.

Pour compenser les incertitudes sur la véracité des modèles de conception et les conditions de fonctionnement réelles, le concepteur applique des marges de sécurité. Cela ne doit pas impacter significativement les performances d'une machine et son coût.

VI.2.2.2 Contrainte de coût

Dans un contexte industriel, pour faire face à la concurrence qui est souvent rude, la minimisation des coûts s'impose. Le coût de revient d'une machine dépend d'un côté de la quantité et de la nature des matériaux qui y sont utilisés et d'un autre côté de son processus de fabrication (automatique, manuel, semi-automatique). Le coût d'un SIE augmente significativement en fonction de la sévérité des contraintes de conception, en particulier les niveaux de températures.

VI.2.2.3 Contraintes thermiques

Tous les composants d'un SIE doivent être capable de supporter la température qui résulte de l'environnement de la machine et/ou de son propre échauffement (pertes Joule, pertes Fer, pertes dues aux convertisseurs MLI, etc). En effet, la tenue thermique de tous les composants d'un SIE doit être supérieure à la température maximale qu'ils subissent, et ce, en régimes de fonctionnement permanents et transitoires.

La capabilité thermique d'un SIE est représentée par une classe thermique, appelée aussi « indice de température » : il s'agit d'une température limite au-delà de laquelle la détérioration d'un SIE s'accélère. Le Tableau VI-2 recense quelques classes thermiques définies selon les normes IEC et NEMA/UL. Les classes thermiques jusqu'à 240°C sont couramment utilisées en aéronautique et peuvent être assurées en utilisant des matériaux organiques. Au-delà de 240°C, les solutions matures deviennent très rares ; des travaux de recherches récents se sont intéressés à exploiter le potentiels de matériaux tels que : polymères nano-chargés, fibre de verre, mica ou céramique [156]–[159].

La classe thermique est obtenue par extrapolation (par exemple par la loi d'Arrhenius) à partir des durées de vieillissement accéléré pour assurer un service de 20000h (approximativement 2 ans et 4 mois). Des normes comme IEC 60034-18-21 [160] donnent des recommandations et des procédures sur les essais expérimentaux pour la classification des systèmes d'isolation électrique basse tension.

Un SIE est fortement impacté par la température ; l'expérience montre que sa durée de vie est divisée par 2 à chaque fois que sa température subie augmente autour de sa classe thermique

d'environ 10 °C [149]. Du point de vue de la conception, cela donne un ordre de grandeur de la marge de sécurité à prendre vis-à-vis de la température pour assurer la durée de vie attendue : à titre d'exemple, 40°C de marge impliquerait une durée de vie approximative de 36 ans, ce qui dépasse la durée de vie moyenne d'un avion commercial (25 à 30 ans) ; bien entendu, cette durée ne prend en compte que la contrainte thermique et serait diminuée à cause de la combinaison avec d'autres contraintes telles que des vibrations mécaniques ou l'humidité.

Tableau VI-2 Classe thermique des systèmes d'isolation électrique des machines électriques selon les normes IEC 60085 [161] et la norme NEMA/UL.

Classe thermique selon IEC-60085-2004	Désignation en lettre selon IEC-60085-1984	Désignation en lettre selon NEMA/UL	Température maximale permise (°C)
155	F	F	155
180	H	H	180
200		N	200
220		R	220
240		S	240
250			250

En termes de propriété de transfert thermique, le SIE doit présenter une résistance thermique acceptable permettant l'évacuation des pertes Joule dans le bobinage. Cela dépend fortement des dimensions des isolants et la qualité de l'imprégnation en vernis.

VI.2.2.4 Contrainte d'encombrement

Le SIE d'une machine électrique est un élément passif car il ne contribue pas à l'interaction électromagnétique permettant de créer du couple. Vu que sa présence est incontournable, afin d'assurer de meilleures performances, le choix des dimensions géométriques d'un SIE (diamètre fils, épaisseur isolant...) doit être fait conjointement avec le reste des paramètres de conception de la machine. Nous énumérons ci-dessous quelques items qui interagissent directement ou indirectement avec les composants d'un SIE :

- le nombre de conducteurs par encoche ;
- la densité de courant acceptable ;
- l'évacuation satisfaisante de la chaleur des pertes ;
- la minimisation des pertes supplémentaires dues aux effets de peau et de proximité pour les machines haute vitesse, notamment par le choix d'un diamètre de fils convenable, etc.
- la maximisation du facteur de remplissage des encoches.

Les dimensions géométriques choisies peuvent intervenir directement ou indirectement dans le coût des opérations du bobinage qui sont très souvent manuelles ; leur choix doit prendre en compte typiquement :

- la facilité de formage des bobines et des feuilles isolantes ;
- la rapidité d'insertions des bobines dans les encoches.

VI.2.2.5 Contraintes mécaniques

Pour une présentation exhaustive des différents aspects mécaniques dans une machine électrique, le lecteur peut se référer à [162]. Durant le processus du bobinage, les composants du SIE peuvent subir des opérations mécaniques telles que : le tirage des fils, le formage des bobines, le pliage des

isolants, les agressions liées à l'empilage des tôles du circuit magnétique, le tassage des têtes de bobine ... Ces opérations peuvent être néfastes à l'isolation car pouvant causer des détériorations localisées. Les caractéristiques d'un SIE (épaisseurs, rayons de courbure limites) et les paramètres des différentes manipulations de fabrication doivent être minutieusement choisis afin de minimiser tout risque de détérioration des composants de ce SIE.

Durant le fonctionnement de la machine, selon l'application, le SIE pourrait être amené à supporter des forces magnétiques et des vibrations mécaniques, et ce de manière occasionnelle ou bien continue. Un isolant qui a vieilli thermiquement et/ou qui a été exposé à des substances chimiques nocives peut craqueler rapidement sous l'effet d'une contrainte mécanique [149]. Pour pallier cela, durant la conception, une attention particulière doit être donnée aux caractéristiques mécaniques des matériaux isolants et du vernis d'imprégnation, ainsi qu'à la technique de fermeture permettant de bien caler les conducteurs au sein des encoches (Figure VI-4).

VI.2.2.6 Résistance chimique

Les composants d'un SIE doivent être compatibles mutuellement d'un point de vue chimique, en particulier le vernis d'imprégnation d'une part et l'émail du fil de bobinage [163] d'autre part. En général, la stabilité chimique de l'ensemble doit être garantie en prenant en compte une présence potentielle d'éléments agressifs (huile, acides, solvants, carburants, ozone, eau ou toute autre substance chimique pouvant attaquer l'isolation), que ce soit durant la fabrication, le fonctionnement ou bien la maintenance. Des réactions chimiques dans un SIE peuvent engendrer des érosions, fissures, craquelures, dépolymérisation, etc. Ces effets dégradent les tenues électrique et mécanique et peuvent causer des courts-circuits et exposer les conducteurs à la corrosion. L'utilisation d'une technique coûteuse d'imprégnation sous vide et sous pression (en anglais : Vacuum Pressure Impregnation (VPI)) permet une encapsulation optimale du bobinage [149][162].

VI.2.2.7 Contraintes électriques : DP et charges d'espace

Le rôle primaire d'un isolant est d'empêcher le passage du courant électrique entre les conducteurs à isoler : en effet, un isolant est un diélectrique. Tout isolant se caractérise par une rigidité diélectrique : il s'agit de la valeur du champ électrique limite (unité en kV/mm), au-dessus de laquelle un isolant la subissant perd en partie ou bien en totalité, et ce d'une manière irréversible, sa caractéristique d'isolation. Pour une épaisseur d'isolant donnée, la rigidité d'un matériau traduit alors un champ électrique limite, appelée aussi champ de claquage ou encore champ disruptif.

Un SIE doit être conçu de telle sorte que la tension d'alimentation d'une machine électrique ne crée pas, même localement, un champ électrique supérieur aux rigidités des différents isolants ; dans une machine basse tension, cette exigence est rarement contraignante. En effet, même avec de faibles épaisseurs, la tension limite des matériaux isolants est généralement largement supérieure à la tension de fonctionnement.

Néanmoins, dans un bobinage basse tension, des cavités d'air peuvent exister entre les fils, entre fils et masse ou même à l'intérieur des isolants. Dans les conditions de température et de pression normales (20°C, 1013mbar), la rigidité diélectrique d'un air à basse humidité est de l'ordre de 3kV/mm ; cette valeur est 10 fois voire 100 fois plus petite, comparée aux rigidités des matériaux solides usuellement utilisés dans le SIE des machines basse tension : Nomex®, Kapton®, etc.

Il est donc clair que la présence d'air, qui est inévitable même en utilisant des techniques d'imprégnation coûteuses comme la VPI, fragilise la tenue électrique d'un SIE. En effet, un champ suffisamment fort ionise l'air et par conséquent crée des décharges partielles ; elles sont dites partielles car le claquage n'intervient que dans les zones d'air et ne causent pas immédiatement de défauts ou de courts-circuits des isolants (émail du fils ou feuilles isolantes). En revanche, une activité de DP peut induire des mécanismes de dégradation thermique (surchauffe locale de l'isolation pouvant conduire à une carbonisation), chimique (génération d'ozone ou d'acide nitrique) et mécanique (bombardement des isolants par les électrons et des ions). Ces phénomènes causent un vieillissement extrinsèque accéléré réduisant drastiquement la durée de vie du SIE classique basé sur des matériaux organiques. En fonction de l'intensité et de la fréquence de l'activité DP, cette durée de vie peut être réduite de quelques dizaines de milliers d'heures à seulement quelques centaines d'heures, voire quelques minutes (Figure VI-5).

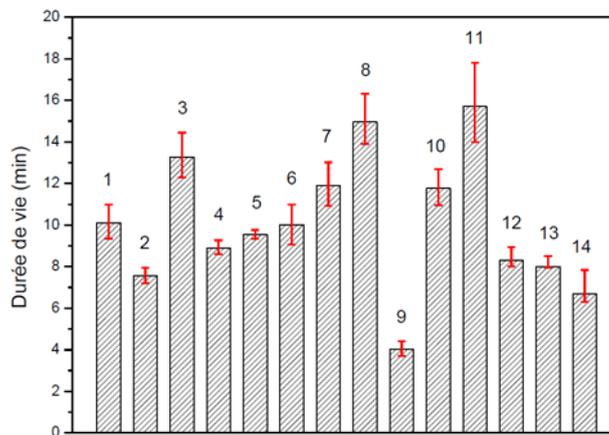


Figure VI-5 Durée de vie de 14 fils émaillés standards provenant de 6 fournisseurs différents dans les conditions suivantes : +/-1kV cc, 15kHz et 25°C [4].

Un diélectrique parfait ne contient pas de charges libres, par conséquent il se caractérise par une conductivité électrique nulle. Un diélectrique réel contient toujours, même en très faible quantité, des charges libres et sa conductivité est non nulle. L'application d'une tension aux bornes d'un diélectrique implique alors un courant de fuite y transitant ; sa valeur peut être utilisée comme un critère de bonne qualité : plus le courant est faible, meilleur est l'isolant. Les charges (positives ou négatives) contenues (piégées) dans un isolant (en surface ou en volume) sont appelées charges d'espace. Même en absence de cavités d'air, les charges d'espace causent des phénomènes de vieillissement intrinsèque des isolants par la création d'états moléculaires excités et instables (par accélération des charges ou par recombinaison de porteurs de polarité positive et négative) ; ces phénomènes sont bien documentés pour les systèmes de moyenne et haute tension [164]. Ces phénomènes peuvent former des canaux fins qui détruisent localement et progressivement l'isolant qui les subit. En cas de présence de cavités d'air, particulièrement dans les machines basse tension alimentés par un convertisseur MLI, l'accumulation des charges d'espace peut intensifier localement le champ électrique et contribuer ainsi à l'aggravation des effets des DP cités précédemment [165].

Traditionnellement, comparée aux contraintes environnementales, la contrainte électrique a été considérée comme un facteur de dégradation secondaire du SIE d'une machine basse tension alimentée en tension sinusoïdale. Cela n'est plus vrai, surtout depuis l'émergence des machines alimentées par des convertisseurs MLI stressant d'avantage l'isolation et pouvant causer des DP. Dans ce mode d'alimentation, l'activité DP est devenue le principal mécanisme de dégradation prématurée des machines basse tension utilisant des matériaux organiques classiques.

Les contraintes électriques potentiellement aggravées en combinaison avec d'autres contraintes, thermique, mécanique ou environnementales, peuvent engendrer une défaillance prématurée du SIE d'une machine basse tension alimentée par un convertisseur MLI [166]. La rapidité de dégradation et la durée de vie d'un SIE dépendent de l'intensité des différentes contraintes qu'il subit et des propriétés physiques des matériaux isolants le constituant. Tout composant d'un SIE est concerné par la dégradation ; la Figure VI-6 illustre des exemples de claquage d'isolation basse tension : entre spires, entre phases et entre phases et masse.

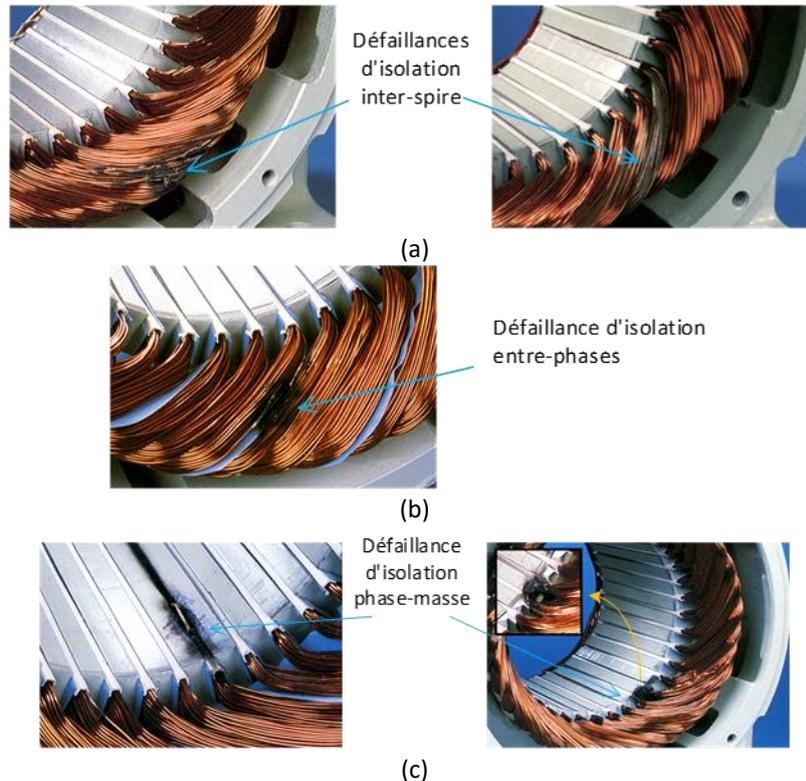


Figure VI-6 Exemples de défauts d'isolation dans une machine électrique, (a) inter spires, (b) entre phases et (c) en phases et masse [167].

VI.2.2.8 D'autres contraintes, synthèse et orientation de nos travaux sur les DP

La liste des contraintes discutée plus haut est loin d'être exhaustive ; nous pouvons y rajouter :

- Sécurité :

Comme tout système à bord d'un avion, le SIE n'échappe pas aux exigences très strictes en termes de sécurité des personnes et des biens. D'une part, des protections adéquates en termes de rapidité et de localisation doivent être utilisées pour protéger le bobinage contre des températures de fonctionnement excessives. D'autre part, dans le cadre de la gestion des cas de pannes, en fonction de l'application, les matériaux isolants d'un SIE peuvent être choisis pour limiter la propagation d'un incendie, les dégâts d'un arc électrique et le dégagement de fumées toxiques. En pratique, cela se décline par exemple par des restrictions sur la composition des matériaux à utiliser et par leur tenue au feu.

- Radiation :

Les rayonnements (alpha, bêta, gamma, X, neutrons) rencontrés habituellement dans les applications nucléaires, médicales et spatiales peuvent impacter significativement la durée de vie des matériaux classique d'un SIE basse tension par des coupures de chaînes des polymères et des réticulations. Les résultats d'une étude présentée dans [168] sur un fil émaillé standard montrent qu'une exposition à une dose de radiation gamma de 250kGy diminue sa durée de vie 20% et l'augmentation de la dose à 500kGy divise la durée de vie approximativement par 2. Concernant les radiations aux altitudes atteints par les vols commerciaux, selon l'IRSN (institut de radioprotection et de sûreté nucléaire : <https://www.sievert-system.org>), pour la plupart des avions de ligne, qui volent à 10 000 ou 12 000 mètres, le rayonnement cosmique subi est 100 à 300 fois plus élevé qu'au sol. En revanche, nous n'avons pas pu trouver d'études qui établissent clairement des effets néfastes des rayons ionisants subis à bord d'un avion, ni pour les êtres humains ni pour les composants d'isolation.

- L'éco-conception :

La démarche d'écoconception vise à prendre en compte les aspects environnementaux dans le processus de développement d'un produit. L'écoconception appréhende un produit selon une vision plus large que les performances techniques et économiques ; en effet, elle concerne tout le cycle de vie d'un produit, c'est-à-dire pour un système d'isolation électrique : cela commence par l'extraction de la matière première, la fabrication des composants primaires (fils, isolants solides, vernis), la mise en œuvre dans une machine électrique, le transport, le stockage, l'utilisation, la réparation, etc. et cela s'étend jusqu'au traitement à la fin de vie du produit (recyclage, destruction, etc.). À chaque stade de la vie du produit l'impact environnemental doit être évalué et minimisé. Les travaux discutés dans [169] montrent que l'utilisation d'une technologie de bobinage thermocollé à base d'un fil polymérisé par ultraviolet et fabriqué sans solvant est plus respectueuse de l'environnement.

- Synthèse et orientation de nos travaux :

Pour un cahier des charges donné, le concepteur d'une machine électrique doit garantir que le SIE assure la fonction d'isolation pendant une durée de vie minimale, tout en répondant à un optimum technico-économique et éventuellement en respectant les règles émergentes d'écoconception. La multitude des contraintes de conception d'un SIE présentées ci-dessus atteste de la complexité d'interactions entre différents phénomènes physiques (depuis la mise en service jusqu'au claquage) qui ne sont pas encore totalement cernés par la théorie. Il est aussi très important de souligner que concevoir un SIE optimal est conditionné à fois par des règles de conception judicieuses, par un processus de fabrication performant et par des tests de qualification pertinents. Les règles de conception restent encore en grande partie basées sur des lois empiriques ; elles font partie du savoir-faire très souvent gardé secret des fabricants de machines électriques.

Dans un contexte de la tendance actuelle vers une augmentation de la tension dans les réseaux d'avions, nous nous intéressons dans nos travaux à la contrainte électrique et plus particulièrement aux décharges partielles (DP).

VI.2.3 Méthodologie de caractérisation des Décharges Partielles (DP)

VI.2.3.1 Objectif : tenir compte des DP dès le début de la conception

Dans une machine électrique, l'absence de DP dans son SIE peut être considérée comme un indicateur de bonne santé vis-à-vis de la contrainte électrique. En fonction de leur intensité, la présence des DP peut être considérée comme un symptôme de modes de dégradation potentiels. Actuellement, les DP sont largement utilisées dans les tests de qualification d'un SIE avant sa mise en service (mesures off-line) ou bien pour surveiller sa bonne santé au cours de son fonctionnement (mesures on-line).

Durant le service d'une machine, la mesure des DP on-line, c'est-à-dire dans les conditions de fonctionnement réelles, permet de statuer sur leur existence et d'évaluer leur amplitude, leur nombre et même leur localisation. L'exploitation des données de mesure peut alerter sur des processus de dégradation d'un SIE, prévenir des incidents et contribuer à la réduction des coûts de maintenance d'un équipement. Ce concept a fait ses preuves sur des systèmes haute tension depuis plus de 40 ans en Amérique du nord [170][171]. Le défi de la surveillance des DP on-line réside dans l'extraction des signaux DP à partir des signaux mesurés qui sont souvent bruités par les modes de conduction ou de rayonnement. Cette difficulté - pouvant causer des erreurs de détection des DP - est très marquée dans le cas des machines alimentées par des convertisseurs MLI où il est extrêmement délicat de distinguer les signaux DP de ceux des harmoniques de la tension d'alimentation. Cette thématique a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche récents, notamment dans notre laboratoire [20], [172], [173] ; beaucoup d'effort sont encore nécessaires pour pouvoir exploiter la mesure on-line dans des systèmes avioniques. La maturation de ces outils de surveillance de DP passera à la fois par le développement de capteurs matériels adéquats et de logiciels de post-traitement performants (techniques : ondelettes, logique floue, réseau de neurones, etc.).

Durant la production ou la maintenance, la mesure de DP off-line peut être utilisée comme un test d'acceptation en plus des tests classiques : test d'isolement sous tension DC, test diélectrique sous tension AC, Surge test, etc. Une liste exhaustive de ces tests et des normes associées est proposée dans [149]. Nos travaux d'investigations expérimentales sur les DP dans une machine basse tension sous contraintes aéronautiques montrent que les DP peuvent être utilisées pour détecter des défauts d'isolation et que la disposition du bobinage peut améliorer leur niveau d'apparition. Par soucis de synthèse, ces travaux ne sont pas présentés dans ce manuscrit et ils sont publiés de manière détaillée dans [3][174].

Les aspects DP sont utilisés depuis longtemps comme un test de validation ou de diagnostic ; en revanche, les DP ne sont pas encore communément considérées dès les premières phases de conception des machines basse tension. En effet, au contraire des SIE haute tension où la contrainte électrique joue un rôle primaire dans la conception des isolants, classiquement, le choix du type de matériaux des composants d'un SIE basse tension est fait en fonction de la classe thermique et leurs épaisseurs sont choisies en fonction des contraintes mécaniques.

Nos travaux de ce chapitre contribuent à intégrer la contrainte de DP dès les premières phases de conception. Concrètement, les résultats de ce chapitre permettent de prédire le niveau d'apparition de décharges partielles pour un isolant donné (type et épaisseur) et des paramètres environnementaux donnés (pression, température et humidité).

VI.2.3.2 Choix de la stratégie de gestion des DP : absence de DP

En fonction de la présence ou de l'absence d'une activité DP, la commission électrotechnique internationale classe les systèmes d'isolation électriques (SIE) en deux types :

- SIE de Type I : ce système est basé sur des matériaux organiques basé typiquement sur des polymères qui se dégradent sous l'effet du bombardement des électrons et des ions dû aux DP (par exemple par la coupure des liaisons chimiques Carbone-Hydrogène). Il n'est alors pas censé subir d'activité de DP durant toute sa durée de vie. Il est généralement utilisé à une tension d'alimentation sinusoïdale entre phases inférieure à 700Vrms.
- SIE de Type II : ce système est basé sur des matériaux inorganiques (réalisé typiquement en Mica) capables de résister à une certaine activité de DP durant toute leur durée de vie. Il est associé à un bobinage préformé et dédié à une tension d'alimentation sinusoïdale entre phases supérieure à 700Vrms.

La norme IEC 60034-18-41 [175][176] (respectivement : la norme IEC 60034-18-42 [177]) propose des directives et procédures d'essai de qualification de l'isolation de Type I (respectivement : de Type II). A l'issue de l'évaluation du SIE selon ces normes, il est proposé d'assigner à une machine une classe électrique (analogue à une classe thermique) appelé IVIC (terme en anglais : Impulse Voltage Insulation Class). Notons que, comme cela a été suggéré depuis 20 ans par beaucoup de travaux de recherche [178]–[183], ces normes IEC proposent d'évaluer le SIE d'une machine alimentée par un convertisseur MLI à l'aide d'une tension impulsionnelle et non pas par une tension sinusoïdale ; cela permet une meilleure représentativité vis-à-vis des conditions d'alimentation réelles. Dans ce cas, la valeur efficace de la composante fondamentale de la tension entre phases, assignée historiquement à des machines connectées directement sur un réseau AC, n'est attribuée à la machine qu'à titre indicatif.

Il est rare que le SIE d'une machine électrique basse tension soit de Type II : ce dernier type est habituellement réservé à des machines haute tension car il est coûteux par rapport à un SIE de Type I à cause des composants utilisés et des processus de fabrication. Pour tirer profit des avantages de ces deux solutions : le coût pour le Type I et la résistance aux DP pour le Type II, une troisième solution est possible. Il s'agit d'utiliser des matériaux organiques renforcés contre les DP, appelés dans la littérature matériaux Corona Résistant (CR). Le renforcement peut être effectué à l'aide de l'ajout de micro ou nano particules de matériaux tel que la silice ou l'oxyde de titane ; cela peut être appliqué à tous les composants d'isolation d'un SIE : isolant de fils, papiers, films et vernis. Plusieurs travaux [50], [184]–[187] se sont intéressés aux apports de cette solution. Les résultats d'endurance, que ce soit sur des produits CR commercialisés ou encore en développement, montrent une amélioration considérable des performances d'isolation, notamment pour la durée de vie qui est de 2 à 1000 fois plus élevée comparée à celle offerte par des matériaux organiques. Face à une telle dispersion de performances concernant la durée de vie, l'utilisation de méthodes de prédiction de la durée de vie effective est vitale. En effet, une utilisation réussie des matériaux CR repose sur la maîtrise de la contrainte électrique subie par chaque composant du SIE et la quantification des DP qui s'y manifestent dans des conditions représentatives du fonctionnement réel. Des travaux récents [188] proposent un modèle de prédiction de la durée de vie de fils émaillés utilisant la méthode des plans d'expériences et la théorie de distribution statistique de Weibull. Ce modèle est alimenté par des données de vieillissement accéléré multi contraintes (tension, température, fréquence, etc.). Comme le montre la Figure VI-7, une très bonne corrélation a été obtenue expérimentalement : une prédiction par extrapolation de la durée de vie jusqu'à un facteur de 100

par rapport aux vieillissements accélérés. Toutefois, beaucoup d'efforts sont encore nécessaires pour pouvoir prédire la durée de vie avec des facteurs plus élevés, surtout en tenant compte de la complexité de construction des bobinages des machines basse tension (VI.2.3).

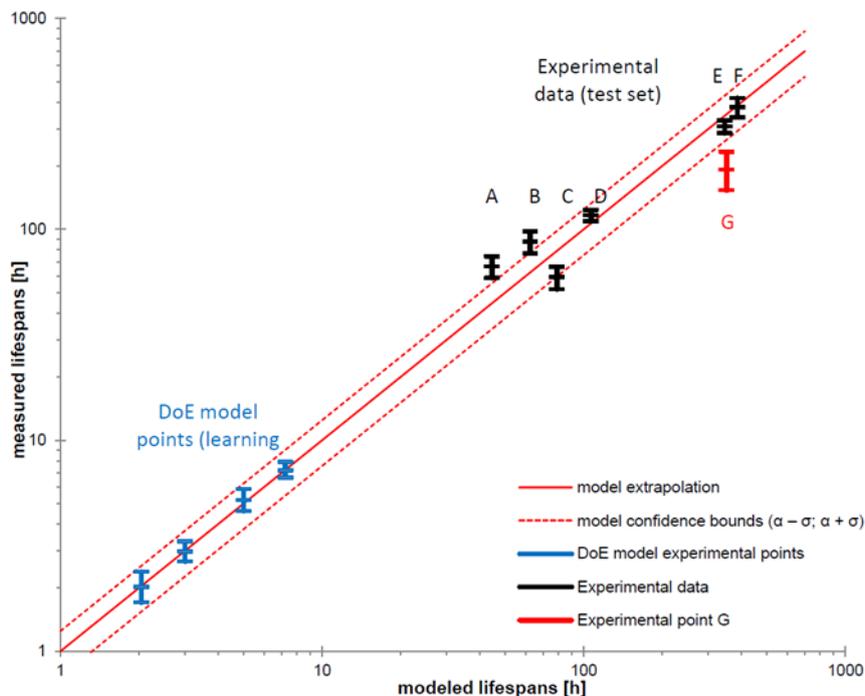


Figure VI-7 Résultats montrant une possible de prédiction de la durée de vie sous présence d'une activité de DP [188].

Remède choisi contre les DP dans nos travaux :

Globalement deux voies sont possibles pour gérer la problématique des DP dans une machine basse tension : « vivre avec les DP » ou bien « éviter les DP ». La solution « vivre avec les DP » est freinée par le coût des SIE de Type II couramment utilisés dans les machines haute tension et par la difficulté de prédiction de la durée de vie des SIE organiques durcis contre les DP. Donc dans nos travaux, nous nous intéressons à l'approche destinée à garantir l'absence totale de DP, habituellement pratiquée dans les SIE de Type I. Nos travaux aident à concevoir un SIE sans DP dès les premières phases de conception.

VI.2.3.3 Complexité des DP et cas d'études pour le PDIV

Afin d'éviter une activité de DP dans un bobinage, nous nous intéressons à la tension seuil d'apparition des DP (PDIV : en anglais, Partial Discharge Inception Voltage) comme critère d'évaluation de l'isolation. Les DP correspondent à des phénomènes d'ionisation de gaz (air dans notre cas) successifs pouvant conduire à une avalanche électronique ; leur apparition dépend de plusieurs facteurs. La Figure VI-8 résume les principaux facteurs électriques, géométriques et environnementaux contribuant à leur apparition.

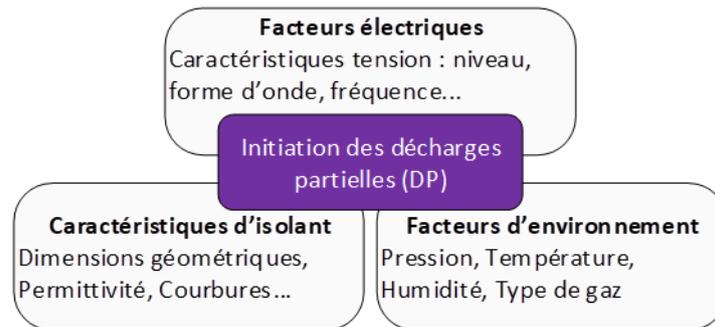


Figure VI-8 Les facteurs intervenants dans l'apparition des décharges partielles.

L'initiation des DP dépend fondamentalement de la rigidité de l'air et du niveau du champ électrique. La rigidité de l'air dépend de :

- la pression (loi de Paschen) ;
- la température ;
- l'humidité ;
- la composition de l'air (contamination en ozone, ...).

Quant à la répartition et à l'amplitude du champ électrique dans les zones et cavités d'air dans un bobinage, elles dépendent :

- de la différence de potentiel électrique entre les conducteurs ;
- des dimensions géométriques et de la permittivité des isolants placés entre les conducteurs ;
- de la forme géométrique du volume d'air et de sa localisation par rapport aux conducteurs ;
- des charges d'espace résultantes de DP ou bien par d'autres mécanismes comme l'injection de charges à partir des conducteurs (électrodes).

Même sur des cas d'école (par exemple : deux électrodes sphériques), le phénomène de DP est par nature complexe à prédire. L'étude des DP dans une machine basse tension alimentée par un convertisseur MLI est davantage complexifiée, principalement par trois aspects :

- Technique de bobinage : Pour minimiser le coût, ces machines utilisent souvent un bobinage « en vrac » (appelé dans la littérature en anglais : random winding ou mush winding) où l'insertion du bobinage au sein du circuit magnétique est effectuée manuellement (Figure VI-9). Cela cause une disposition aléatoire des spires au sein des encoches et engendre une multitude de cas possibles relativement à la répartition spatiale des conducteurs, ce qui complique la tâche de prédiction rigoureuse de la contrainte électrique et des DP.
- Convertisseur MLI : Dans une machine alimentée en tension sinusoïdale, la contrainte électrique se répartit linéairement le long des spires : la tension entre deux spires successives est égale à la tension totale aux bornes du bobinage, divisée par le nombre de spires en série. En revanche, avec l'alimentation par des convertisseurs à MLI modernes à base de composants semi-conducteurs, la tension impulsionnelle se répartit le long des spires d'une manière non-linéaire ; les premières spires sont relativement plus stressées. Même pour un bobinage préformé, la prédiction de la propagation de la tension au sein d'un bobinage est délicate ; la prédiction exacte de la contrainte au sein d'un bobinage aléatoire est très difficile, voire impossible.

- Imprégnation : Etant donné ses avantages incontournables (tenue mécanique, protections thermique et électrique) l'imprégnation en vernis des bobinages est très souvent pratiquée. Malheureusement, le vernis ne remplit pas totalement les volumes d'air au sein du bobinage et, en fonction de la technique utilisée et des dimensions géométriques de la machine, la localisation des cavités d'air et leur forme géométrique ne peuvent pas être maîtrisées.



Figure VI-9 Bobinage en vrac en cours de réalisation selon les données de la Figure VI-1 et le Tableau VI-1.

Face à de telle complexité de construction d'une machine basse tension, il est donc nécessaire d'identifier des cas d'études simples et représentatifs de pires cas en termes d'isolation. La Figure VI-10 schématise les deux configurations retenues pour étudier les DP dans un SIE basse tension :

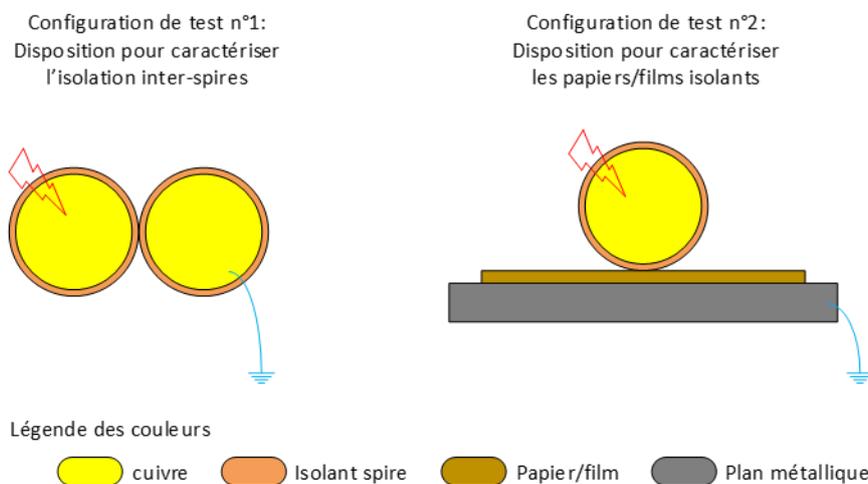


Figure VI-10 Configurations de tests utilisées pour la caractérisation expérimentale des décharges partielles, à gauche : inter spires, à droite : entre phases et masse.

- Configuration n°1 (Figure VI-10) : « Fil - Fil » :

Cette disposition permet d'étudier la tension d'apparition des DP (PDIV) entre les spires : elle caractérise l'isolation qui peut être particulièrement stressée par les fronts raides de l'alimentation en tension MLI. Notons que les machines basse tension sont souvent bobinées avec des fils ronds couverts de quelques dizaines de μm d'émail ; cette isolation est censée être renforcée par un vernis d'imprégnation en comblant les volumes d'air entre spires. Toutefois rappelons que la pénétration

du vernis au sein d'un bobinage n'est pas garantie. Cette configuration « Fil - Fil » permet alors de caractériser le maillon faible d'un SIE basse tension.

- Configuration n°2 (Figure VI-10) : « Fil - Isolant souple - Masse » :

Les DP ne concernent pas uniquement l'isolation inter spires mais aussi l'isolation entre phases et entre phases et masse. En effet, les phénomènes de surtensions (étudiées dans le chapitre.V) dus aux phénomènes de propagation et de réflexions le long de la chaîne électromécanique peuvent causer le dédoublement voire le triplement de la contrainte électriques entre phases et entre phases et masse, par conséquent créer des DP. Cette configuration permet de caractériser le PDIV entre phases et masse.

- Remarques concernant l'isolation entre phases :

Les deux configurations n°1 et n°2 adressent directement la fonction d'isolation inter spires et celle entre phases et masse ; ces deux configurations sont principalement relatives aux encoches.

En ce qui concerne la fonction d'isolation entre phases, elle se localise usuellement dans les chignons du bobinage (têtes de bobines) mais aussi au sein des encoches dans le cas d'un bobinage à plusieurs phases par encoche (Figure VI-3). Pour étudier cette situation, idéalement, une configuration n°3 serait nécessaire : « Fil - Isolant souple - Fil ». Le pire cas de l'isolation entre phases (absence de feuille isolante) revient à la configuration n°1 ; en présence de papier, pour une épaisseur donnée, le PDIV entre phases est plus élevé que celui de la configuration n°2, grâce à l'isolation du deuxième fil. Comme l'épaisseur de l'isolation du fil est souvent très inférieure à celle des feuilles isolantes (quelques dizaines de μm pour le fil contre des centaines de μm pour les feuilles), nous pouvons utiliser le PDIV de la configuration n°2 pour avoir une valeur approximative du PDIV entre phases.

Il est important de noter que le PDIV entre phases est souvent lié à la partie des chignons du bobinage ; cette partie du bobinage subit plus de contraintes par rapport à celle logée dans le circuit magnétique :

- lors de la fabrication, un tassage mécanique peut être appliqué aux chignons pour respecter un gabarit en volume délimité par un diamètre intérieur, un diamètre extérieur et une hauteur.
- durant le fonctionnement, les chignons subissent une température plus élevée que le bobinage au sein des encoches car ils sont entourés par de l'air qui est un mauvais conducteur thermique par rapport au circuit magnétique.

Dans [181], en gardant les mêmes matériaux mais en soignant le processus de fabrication du bobinage, le PDIV entre phases a été amélioré de 30%.

En résumé, comme nous visons à tenir compte des DP dès les premières phases de conception, le PDIV entre phases n'est pas adressé par nos travaux car il est intimement lié au processus de fabrication ; toutefois, la configuration n°2 le représente de manière conservatrice et la configuration n°1 représente son pire cas.

Dans ce qui suit, nous utilisons les deux configurations de la Figure VI-10 pour étudier le PDIV en fonction du type de matériau isolant et de son épaisseur.

VI.3 METHODOLOGIE DE CARACTERISATION EXPERIMENTALE DU PDIV

VI.3.1 Banc expérimental

Plusieurs méthodes s'offrent à nous pour caractériser le PDIV : soit par calcul, soit par mesure ; les modèles de prédictions de DP permettant de tenir compte de la complexité des mécanismes d'initiation des DP sont laborieux et nécessitent des calculs de champ souvent lourds. Dans nos travaux, nous optons pour une méthode expérimentale. Plus exactement, il s'agit d'une caractérisation électrique dont le synoptique du banc expérimental est présenté à la Figure VI-11. Il est composé d'une source de tension réglable, d'une enceinte à dépression, de capteurs de DP et d'un oscilloscope. Chaque composant est décrit ci-dessous.

VI.3.1.1 Oscilloscope

La visualisation des signaux mesurés est assurée par un oscilloscope KEYSIGHT DSOS204A à quatre voies. Il permet une acquisition très rapide des mesures de DP grâce à sa large bande passante (2GHz) et sa fréquence d'échantillonnage élevée (jusqu'à 20GSa/s). Il permet aussi de relever le niveau de la tension subie par l'échantillon de test à l'aide d'une sonde différentielle Testec TT-SI 9010A-7kV d'une bande passante de 70MHz.

VI.3.1.2 Source de tension

La source de tension permet d'imposer à l'échantillon de test une tension électrique avec la forme d'onde souhaitée. Elle est composée d'un amplificateur haute tension ($\pm 10\text{kV}_{\text{peak}}$) « TREK Model 10/40A », d'une bande passante de 23kHz (rapidité de front $> 0.75\text{kV}/\mu\text{s}$) ; il est piloté par un générateur de fonction arbitraire (modèle : AFG3022C) - GBF (générateur de basse fréquence) sur le synoptique. L'amplificateur permet une amplification de 1000 et il est connecté aux bornes de l'échantillon de test à l'aide d'un câble haute tension (25kV).

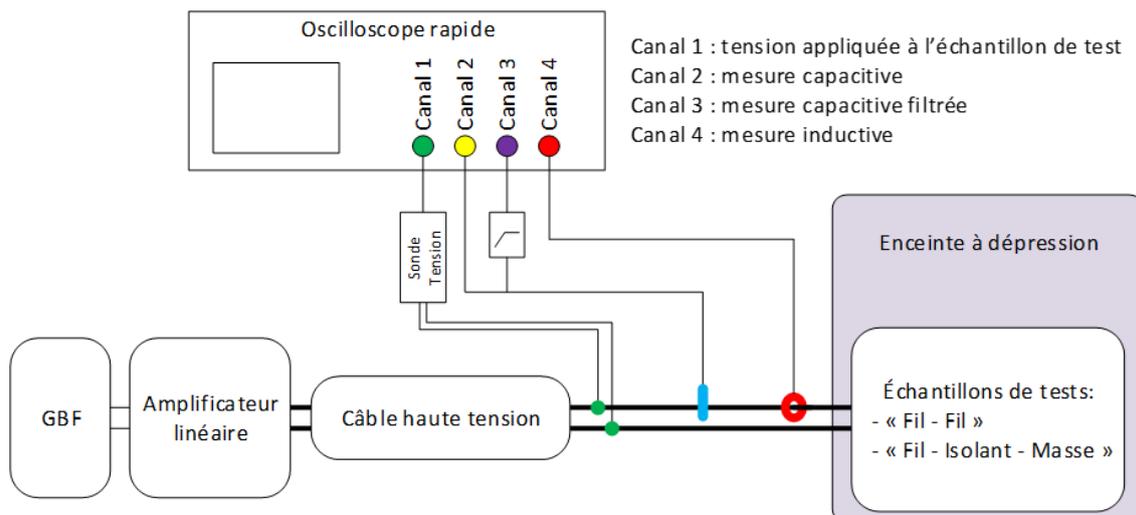


Figure VI-11 Synoptique de la méthode utilisée pour mesurer le PDIV

VI.3.1.3 Chambre à dépression

Les conditions environnementales sévères d'une application avionique favorisent l'apparition des décharges partielles ; les contraintes principales sont pression, température et humidité. Les travaux effectués dans [16], montrent expérimentalement que ces paramètres influent tous les 3 sur le PDIV mais la pression est le paramètre le plus influant. Dans notre caractérisation expérimentale du PDIV dans un SIE basse tension, nous considérons seulement l'impact de la pression. Pour la température et l'humidité, nous utilisons les corrections du PDIV fournies par la littérature, discutées plus bas dans ce chapitre

Pour pouvoir faire subir à l'échantillon des dépressions, nous utilisons l'enceinte de la Figure VI-12, dimensionnée pour supporter une pression minimale d'approximativement 20 mbar, ce qui largement au-delà de la pression minimale subie dans un avion commercial (de l'ordre de 100 mbar).

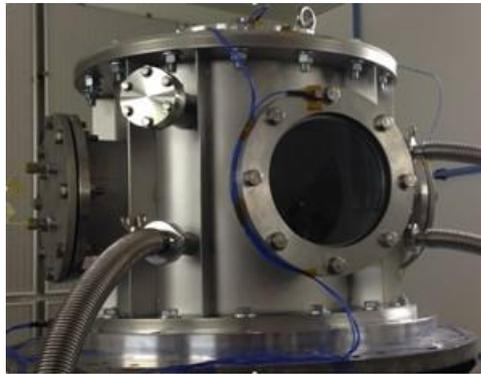


Figure VI-12 Petite enceinte à dépression à diamètre de Ø50cm et à pression minimale de 20 mbar.

L'ensemble des composants du banc (source, câble, enceinte) est spécifié et soigneusement mis en œuvre pour garantir un PDIV intrinsèque au banc d'essais largement supérieur au PDIV des échantillons à tester. Une attention particulière a été apportée notamment au point faible constitué par le passage des câbles à l'intérieur de l'enceinte.

La dépression est assurée par une valve d'arrivée d'air et une pompe d'aspiration, tous deux commandés à distance. La pression souhaitée est maintenue avec une précision de ± 5 mbar grâce à un dispositif de régulation piloté par une application LabVIEW®.

VI.3.1.4 Capteurs de DP

Dans le banc de test de la Figure VI-11, une activité de DP crée un courant électrique de faible intensité qui circule par l'échantillon de test (le siège de la DP), les câbles d'alimentation, l'amplificateur et son impédance de sortie (valeur : 47Ω). Ce courant est l'image des mouvements des charges dues à l'avalanche électronique se manifestant dans les cavités d'air ($i = dq/dt$) : détecter électriquement la présence des DP consiste à mesurer le mouvement de ces charges transitant dans la maille. Nous utilisons 2 capteurs au principe de fonctionnement différent.

Le premier est un capteur de courant, qui utilise l'effet transformateur permettant une isolation galvanique entre le circuit haute tension et le circuit de mesure. Cette mesure dite inductive est réalisée par le transformateur de courant rapide Bergoz FCT-016-1.25 (Figure VI-13) qui se caractérise par une large bande fréquentielle s'étalant de 9.5kHz à 1.75GHz. Ce capteur est installé

sur un câble d'alimentation qui constitue la spire du primaire du transformateur. Le secondaire du transformateur est raccordé au canal n°4 de l'oscilloscope (Figure VI-11) moyennant un câble coaxial RG58 - 50Ω - 1GHz.



Figure VI-13 Capteur de courant Bergoz FCT-016-1.25 utilisé pour détecter les DP.

Le deuxième capteur est basé sur une mesure capacitive grâce à un connecteur Jack-SMA-50Ω-18GHz (Figure VI-14-a) raccordé au canal n°2 de l'oscilloscope (Figure VI-11) par un câble coaxial RG58 - 50Ω-1GHz connecté au Jack-SMA à l'aide d'un connecteur SMA-BNC (Figure VI-14-b). L'effet capacitif qui permet la mesure de DP se manifeste par la proximité entre l'âme conductrice du Jack-SMA et un câble haute tension où transite le courant dû au DP, cette proximité est assurée grâce à une pince spécifique (Figure VI-14-c). Cette méthode de mesure capacitive est moins courante que la méthode inductive ; sa pertinence pour détecter des DP a été prouvée dans plusieurs travaux de recherches [3], [20], [172]–[174][189], notamment pour détecter les DP sous une tension impulsionnelle dans des systèmes automobiles et aéronautiques. Une présentation détaillée des avantages et limites de cette méthode est disponible dans [190].

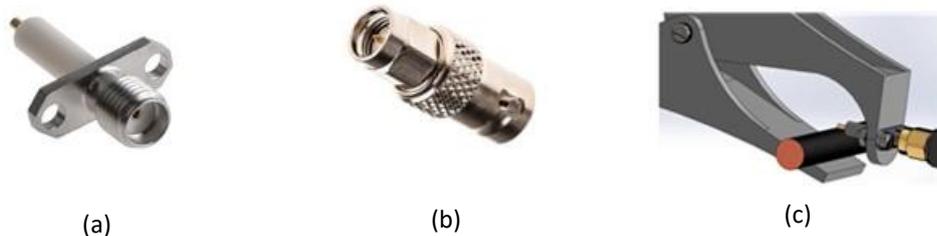


Figure VI-14 Constituant du capteur capacitif des DP, (a) connecteur Jack-SMA de la marque Radiall-R124464000W, (b) connecteur SMA-BNC de la marque Radiall-R191303000 et (c) pince de maintien de contact entre l'âme conductrice du Jack-SMA et un fils d'alimentation haute tension.

VI.3.1.5 Filtrage de signaux DP

Les DP s'accompagnent de mouvements de charges électriques qui se chiffrent en picoCoulombs (pC) variant de quelque pC à quelques centaines de pC. Dans la méthode de mesure utilisée, les DP se manifestent électriquement par des impulsions rapides en courant et en tension dont l'amplitude va de quelques milliAmpères (mA) en courant et de quelques milliVolts (mV) en tension jusqu'à quelques centaines de mA et de mV pour les décharges énergétiques. Malgré l'utilisation d'une source de tension à pollution harmonique réduite, l'enveloppe de bruit de fond capté est de 2mV pour la mesure capacitive et presque de 3mA pour la mesure inductive. Si les DP ne sont pas suffisamment énergétiques, leur signal de mesure risque d'être confondu avec le bruit, et par conséquent entrainer des erreurs de détection de DP (concrètement dans notre cas, le risque est de mesurer des PDIV plus élevés que dans la réalité).

L'analyse spectrale des signaux de mesures avant l'apparition des DP permet d'obtenir le spectre du bruit (voir ANNEXE D.1). Cela montre que le bruit est présent à toute fréquence mais son niveau est

relativement élevé du DC jusqu'à 25MHz. Quant aux signaux de DP, ils sont rapides et typiquement de quelques nanosecondes et leurs spectres s'étalent sur une large bande fréquentielle allant du DC jusqu'à quelques centaines de MHz [20]. Afin de prévenir des erreurs de mesure en réduisant le bruit, nous proposons d'utiliser un filtre passe-haut-25MHz-50Ω analogique de la marque Minicircuits dont les caractéristiques sont données sur la Figure VI-15. Ce filtre dispose de 2 connexions BNC facilitant son insertion entre l'oscilloscope et un câble coaxial branché au capteur DP.

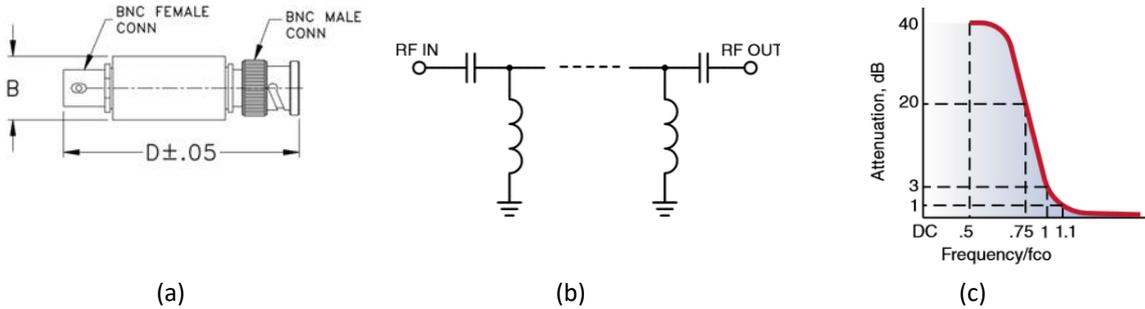


Figure VI-15 caractéristiques d'un filtre passe-haut Minicircuits BHP-25+, (a) dessin représentatif avec B=1.4cm et D=6.6cm, (b) circuit électrique, (c) diagramme d'atténuation du signal en fonction de la fréquence normalisée par rapport fréquence de coupure fco=25MHz.

La Figure VI-16 présente un exemple de mesure des DP sous une tension AC utilisant le banc expérimental de la Figure VI-11. Le signal vert représente la tension électrique appliquée aux bornes de l'échantillon de test, le signal rouge représente la mesure inductive et signal jaune représente la mesure capacitive. Cet exemple de mesure montre clairement que la mesure inductive (signal rouge) est moins sensible que la mesure capacitive (signal jaune). Pour améliorer davantage la mesure capacitive, nous utilisons le filtre analogique de la Figure VI-15, qui permet une réduction du bruit de 50% (signal bleu).

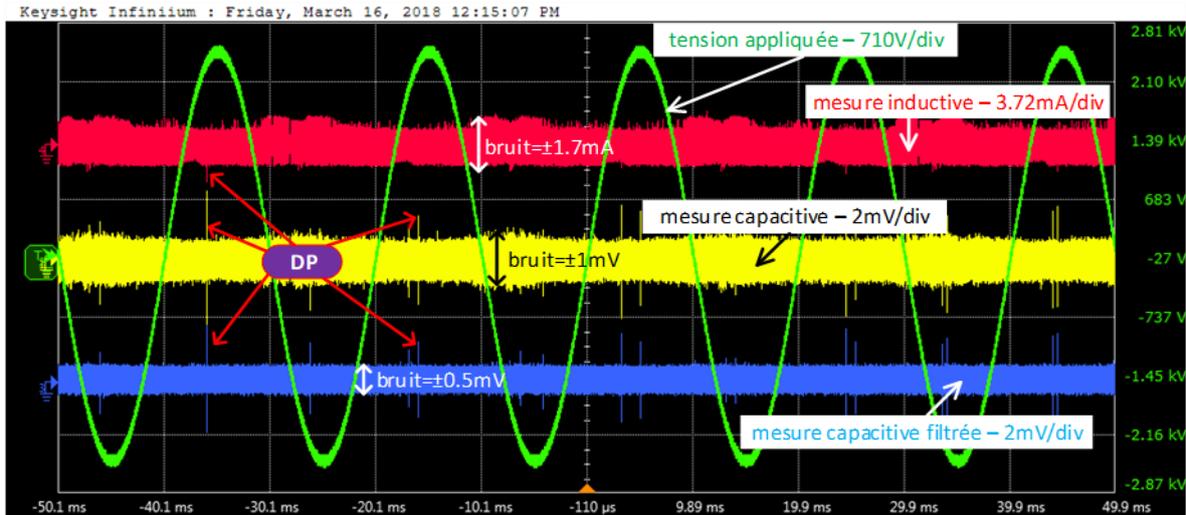


Figure VI-16 Exemple de mesure des DP dans « une paire torsadée imprégnée » selon le synoptique du banc expérimental de la Figure VI-11.

Notons que comme les DP se manifestent aussi dans des composantes harmoniques <25MHz, le niveau des DP est aussi atténué jusqu'à 20%. Vu que notre but est juste de détecter l'existence des DP et non pas de les quantifier, cette atténuation ne gêne pas notre caractérisation.

Pour la caractérisation de PDIV à pression atmosphérique normale (≈ 1000 mbar), nous retenons la configuration d'oscilloscope de la Figure VI-16 où la mesure capacitive filtrée (signal bleu) permet le meilleur rapport signal/bruit. La mesure inductive et la mesure capacitive non filtrée sont aussi enregistrées pour détecter des DP se manifestant majoritairement à des fréquences inférieures à 25 MHz ; cela est très peu probable à pression normale mais pourrait néanmoins se produire.

VI.3.2 Conditions de test et comportements des DP

A pression donnée, mesurer des DP consiste à appliquer aux bornes de l'échantillon de test d'intérêt une tension croissant progressivement jusqu'à l'apparition des DP. Nous discutons ci-dessous les paramètres du protocole de test concernant les formes d'onde de tension appliquée et les critères d'appréciation des DP.

VI.3.2.1 Choix de la forme d'onde de la tension : Sinus / 50Hz

Le banc de test présenté plus haut permet de mesurer les DP sous une tension appliquée avec une forme d'onde aléatoire : impulsionnelle bipolaire⁹ ou impulsionnelle unipolaire¹⁰, sinus etc. Une contrainte impulsionnelle unipolaire favorise l'accumulation des charges d'espace en surface ou en volume de l'isolant, et cela peut impacter la mesure PDIV, notamment en fonction de la durée d'application de la tension (exemple sur la Figure VI-17). Quant à une contrainte impulsionnelle bipolaire, d'après [191], une phase de stress préliminaire est nécessaire pour stabiliser les fluctuations des mesures de PDIV (Figure VI-18). Un bon critère d'évaluation pour gérer ces disparités semblerait d'utiliser le RPDIV qui est un PDIV répétitif : le RPDIV est défini par la norme IEC 60034-18-41 [175][176] comme étant la «tension minimale de choc crête à crête pour laquelle il y a plus de cinq impulsions de DP sur dix impulsions de tension de même polarité».

La mesure sous une tension impulsionnelle complique le protocole de test et augmente le risque de dégradation des échantillons d'étude au cours des phases de stabilisation de PDIV. Rappelons que la vocation de nos travaux n'est pas d'étudier les mécanismes de DP, mais qu'il s'agit simplement de caractériser le PDIV de composants de SIE basse tension. Pour ce faire, d'une part, pour pouvoir caractériser un large panel d'échantillons, la simplicité du protocole de test s'impose. D'autre part, l'effet des mécanismes de DP sur la dispersion des mesures doit être réduit. Pour ces raisons, nous choisissons de mesurer les PDIV sous une tension de forme d'onde conventionnelle : sinusoïdale de fréquence 50Hz. La corrélation entre les résultats de cette méthode à des PDIV d'une alimentation impulsionnelle avec un convertisseur MLI est discutée plus loin dans ce chapitre.

⁹ Une tension dont la polarité bascule alternativement de positive en négative et ainsi de suite.

¹⁰ Une tension avec une seule polarité ; soit positive ou bien négative.

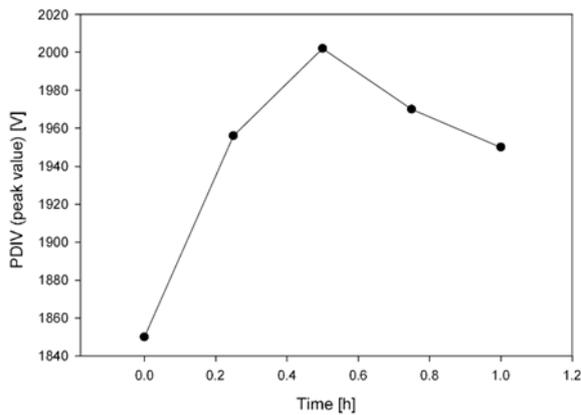


Figure VI-17 PDIV en fonction de la durée d'application d'une tension carré unipolaire répétitive [165].

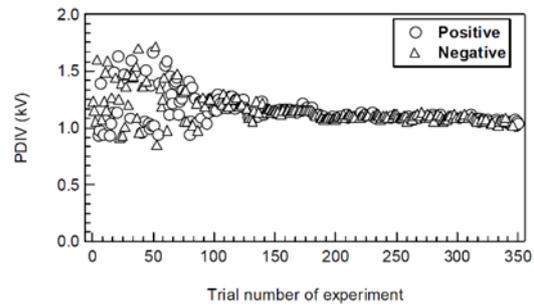


Figure VI-18 PDIV en fonction du nombre d'impulsion d'une tension carré bipolaire répétitive [191].

VI.3.2.2 Critères de discernement des DP

Comme dit précédemment, nous nous intéressons au seuil d'apparition des DP comme critère de caractérisation de matériaux isolants ; la norme IEC 60034-18-41 [175] définit le PDIV comme étant « la tension seuil à partir de laquelle les décharges partielles sont initiées dans le dispositif d'essai choisi lorsque la tension appliquée à l'objet en essai est augmentée progressivement à partir d'un niveau pour lequel aucune décharge n'est détectée ». Dans notre cas l'augmentation de la tension est réalisée de manière manuelle et systématiquement à partir d'une tension nulle avec une croissance de l'amplitude approximative se situant entre 5V/s à 15V/s.

Au fur et à mesure de l'augmentation de la tension, l'initiation des DP est enregistrée à l'aide de l'oscilloscope. Nous considérons que le PDIV est l'amplitude de la tension à laquelle au moins une impulsion DP est détectée sur 5 périodes électriques, et ceci, avec au moins l'un des trois signaux de détection des DP : capacitif, capacitif filtré ou inductif (voir Figure VI-16).

En utilisant le banc de test décrit dans (VI.3.1), plusieurs investigations expérimentales de mise au point montrent que des mesures DP sur différents types d'échantillons de test présentent quatre comportements caractéristiques :

- Comportement n°1 : PDIV élevé de la première mesure DP

Le PDIV sur une éprouvette vierge semble légèrement plus élevé (5% à 15%) que la plage de variation des PDIV qui suivent la première expérimentation. Ce phénomène pourrait être expliqué par l'effet des charges d'espace créées par les DP, pouvant diminuer le PDIV sous une tension bipolaire [165]. Cela a été particulièrement observé sur des configurations des tests « Fil - Fil » sans imprégnation. Ce comportement peut causer une forte dispersion des mesures et par conséquent complexifier l'interprétation de la sensibilité des paramètres de conception donnant des PDIV assez proches. Afin de réduire la dispersion de mesure liée à ce comportement, nous ne retenons pas les 3 premières mesures de PDIV.

- Comportement n°2 : mesure DP simple :

Selon nos observations sur nos nombreuses mesures, pour les PDIV approximativement inférieurs à 1200 V, le signal DP semble augmenter en amplitude d'une manière proportionnelle à la tension

appliquée. Cette proportionnalité semble une propriété des DP de type « streamers » [192][193]. Dans ce cas, la perception de l'initiation des DP est relativement facile pour la quasi-totalité des échantillons testés.

- Comportement n°3 : DP non-entretenues :

Selon nos observations sur nos nombreuses mesures, pour les PDIV approximativement supérieurs à 1200 V, comme illustré sur la Figure VI-19, le signal DP présente parfois des irrégularités en termes d'amplitude et de fréquence d'occurrence. Ce comportement peut être expliqué par des décharges partielles non-autonomes ou bien une évacuation de charges accumulées dans l'isolant. Ce comportement pose une difficulté majeure en termes de perceptions des DP et peut causer une large dispersion des mesures. Quand ce phénomène intervient, nous proposons le procédé de mesure suivant : arrêter l'augmentation de la tension puis maintenir son application pendant une durée minimale de 30 s ; si les DP s'éteignent, reprendre la montée en tension jusqu'à une apparition de DP entretenues. Si les DP ne s'éteignent pas après 30 s, considérer le niveau de tension appliquée comme étant le PDIV.

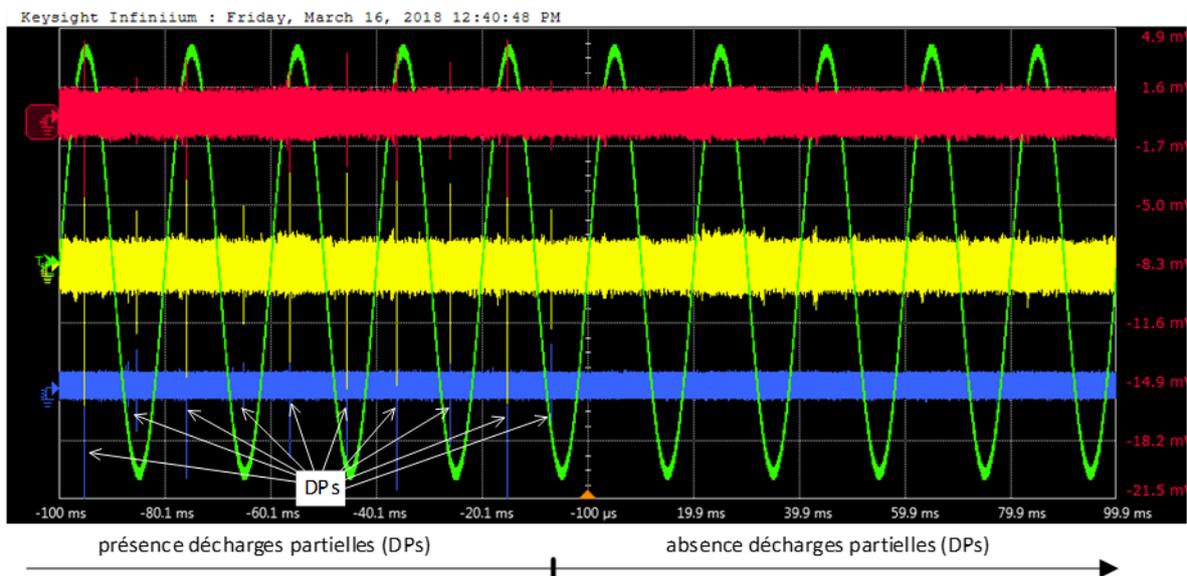


Figure VI-19 Exemple de DP non-entretenues mesurées sur une paire torsadée imprégnée.

- Comportement n°4 : DP brusquement énergétiques :

Pour des PDIV approximativement supérieures à 1600 V, comme illustré sur la Figure VI-20, des DP fortement énergétiques se manifestent parfois : le signal DP capacitif mesure quelques dizaines de mV contre quelques mV mesurés avec des DP habituelles. Notons également, que même la sonde de tension qui relève la tension d'alimentation est capable de percevoir ce type de DP. Avec ce comportement, le PDIV est relativement simple à mesurer ; néanmoins, ces grandes décharges peuvent détériorer localement l'échantillon testé. Pour éviter cela, nous convenons que la tension d'alimentation ne doit pas être maintenue longtemps : pour nos essais une durée maximale de 10 s a été fixée ; cette durée est suffisante pour que l'opérateur puisse juger visuellement si les DP sont entretenues.

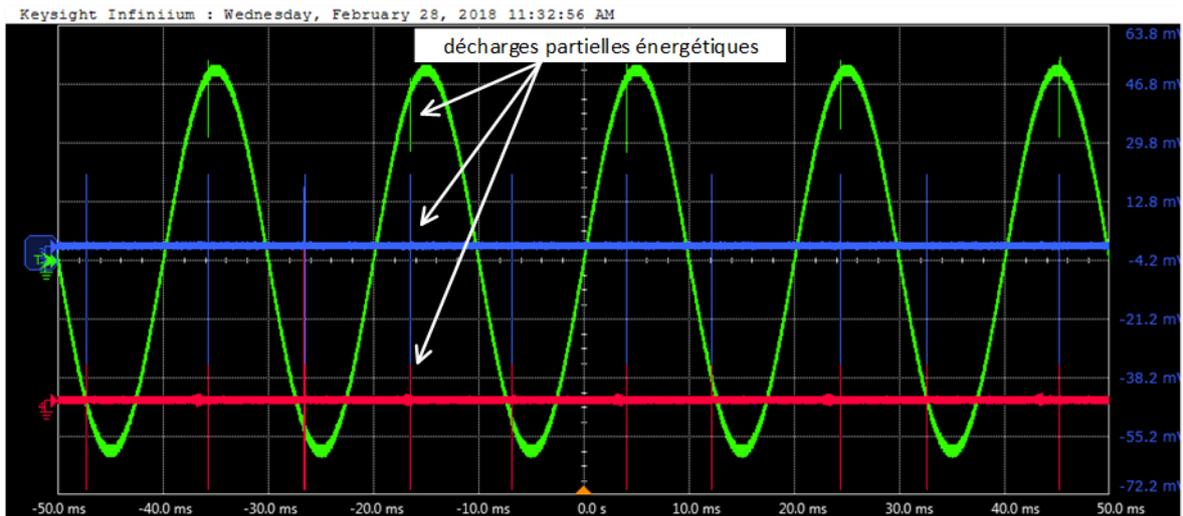


Figure VI-20 Exemple de DP énergétiques survenant à des PDIV supérieures à 1600 V

Concrètement, les comportements DP décrits ci-dessus sont donc traduits par un mode opératoire à respecter au cours de toutes les mesures. Cela nous permet d'unifier les conditions de test et ainsi d'obtenir des résultats comparables.

VI.3.3 PDIV statistique par la loi normale sur 25 mesures

Le PDIV est influencé par plusieurs facteurs. Même en figeant les paramètres du banc expérimental et le mode opératoire, même si les mesures sont effectuées par un opérateur averti, la complexité des phénomènes de DP, la dispersion des propriétés des isolants à tester, ainsi que les imperfections du protocole de test (typiquement humaines) font que le PDIV doit être considéré dans une approche statistique. Concrètement, le PDIV d'une configuration d'isolation donnée doit être déterminé à partir d'un certain nombre d'éprouvettes d'isolant et d'un certain nombre de mesures DP. Dans ce qui suit, nous énonçons nos paramètres d'intérêt caractérisant le PDIV, puis nous nous intéressons à modéliser le comportement aléatoire des mesures PDIV ; enfin, en utilisant l'approche probabiliste retenue, nous présentons un exemple de calcul de l'intervalle d'occurrence de PDIV avec un certain niveau de confiance.

VI.3.3.1 Paramètres d'intérêt : PDIV moyen, PDIV minimal et PDIV maximal

Afin d'étudier statistiquement l'apparition des DP, pour chacune des configurations d'isolation d'intérêt, nous ferons appel à des outils d'analyse de données pour synthétiser plusieurs mesures de pdiv (en minuscule pour désigner une mesure : échantillon statistique) selon trois grandeurs essentielles :

- PDIV moyen (PDIV_{moy}) :

Ce paramètre nous permet de quantifier la capabilité moyenne en termes de seuil d'initiation des DP. Nous l'utilisons dans la sous-section VI.5.2 pour analyser puis modéliser empiriquement l'influence de différents paramètres de conception (diamètre, épaisseur isolant, classe thermique et type de matériau) sur l'apparition des DP.

- PDIV minimal (PDIVmin) :

Le PDIVmin (valeur minimale du seuil d'initiation des DP) est inférieur au PDIVmoy avec une certaine marge d'erreur statistique due aux dispersions de la mesure des DP et des isolants. Il représente la borne inférieure de l'intervalle d'occurrence du PDIV estimée avec un certain niveau de confiance. Ce paramètre est utilisé dans la sous-section VI.5.2 pour définir un facteur correcteur à appliquer au PDIVmoy avant son utilisation dans la conception d'un SIE sans DP.

- PDIV maximal (PDIVmax) :

Le PDIVmax est supérieur au PDIVmoy avec une certaine marge d'erreur statistique due aux dispersions de la mesure des DP et des isolants. Il représente la borne supérieure de l'intervalle d'occurrence du PDIV estimée avec un certain niveau de confiance. Avec le PDIVmin, le PDIVmax nous permet d'évaluer statistiquement, l'étendue de l'intervalle d'une solution d'isolation donnée et par conséquent le niveau de chevauchement entre les intervalles de PDIV de différentes solutions.

Pour estimer ces trois paramètres (PDIVmoy, PDIVmin et PDIVmax) à partir d'une série de mesures pdiv (en minuscule pour désigner une mesure : échantillon statistique), nous utilisons ci-dessous des outils statistiques conventionnels ; par soucis de synthèse, nous n'exposons ici aucune démonstration ni développement mathématique des propriétés et des lois de probabilité utilisées - pour une présentation détaillée, le lecteur peut se référer à l'ouvrage [194].

VI.3.3.2 Choix de l'échantillon statistique : 5 pdiv sur 5 éprouvettes d'isolant

Notre protocole de mesure expérimentale des DP est à ce stade défini (voir VI.3.1 et VI.3.2) ; pour caractériser statistiquement le PDIV d'une configuration d'isolation, il nous reste à définir le nombre de mesure pdiv à effectuer et le nombre d'éprouvettes d'isolant de mêmes caractéristiques à tester. Il s'agit du choix de notre échantillon statistique : cet échantillonnage doit répondre à un compromis entre la significativité statistique des mesures et leur nombre.

Pour tenir compte de la dispersion des propriétés diélectriques et dimensionnelles des isolants, nous considérons 5 éprouvettes de test identiques : il s'agit du nombre minimal recommandé par la norme IEC 60034-18-41 [175]. Quant à la dispersion due à la mesure des DP, nous proposons d'effectuer 8 mesures de PDIV sur chacune des 5 éprouvettes. Notons que les 3 premières mesures qui permettent de stabiliser les mesures pdiv ne sont pas prises en compte dans les statistiques (voir le comportement DP n°1 décrit ci-dessus). Cela implique que pour chaque configuration d'isolation, nous effectuons au total 25 mesures de pdiv, autrement dit, notre échantillon statistique est d'une taille égale à 25.

Afin d'évaluer la dispersion des mesures DP, nous utilisons l'écart-type. Il s'agit d'un indicateur statistique de la variabilité des mesures rapport leur valeur moyenne. Pour un ensemble de mesures $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ de taille n , il est défini égal à la racine carré de la moyenne des carrés des écarts entre les mesures et leur moyenne :

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(x_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad \text{eqn VI-1}$$

Pour valider nos choix permettant le post-traitement statistique des données de mesure, nous utilisons ci-dessous 5 cas d'études distincts en termes de comportement DP (voir VI.3.2), de niveau d'apparition des DP et de dispersion des mesures :

- cas n°1 est une configuration « Fil - Fil » en D0.50mm G2 C180°C ;
- cas n°2 est une configuration « Fil - Fil » en D1.00mm G2 C180°C ;
- cas n°3 est une configuration « Fil - Fil » en D0.50mm G2 C200°C imprégné en vernis ;
- cas n°4 est une configuration « Fil D0.71mm G2 C200°C - Polyimide 125 µm - Masse » ;
- cas n°5 est une configuration « Fil D0.71mm G2 C200°C - Aramide 610 µm - Masse ».

la lettre D désigne le diamètre, G désigne le grade de l'émail du fil et C désigne la classe thermique.

Le Tableau VI-3 synthétise :

- un échantillon de 25 mesures pdiv pour chacun des 5 cas d'étude ;
- la moyenne et l'écart-type des 5 pdiv de chacune des 5 éprouvettes ;
- la moyenne et l'écart-type sur la totalité des 25 pdiv de l'échantillon.

Notons que notre échantillon statistique englobe à la fois des effets dus à la mesure des DP et d'autres dus aux éprouvettes. Dans ces travaux de thèse, nous ne cherchons pas à déceler la part de dispersion due à la mesure DP de celle due aux éprouvettes d'isolants ; nous choisissons donc d'appliquer nos analyses statistiques sur l'ensemble des 25 mesures pdiv qui incluent implicitement les deux effets. Pour évaluer la dispersion des données de mesure, nous représentons sur la Figure VI-21 différents écart-types σ :

- $\sigma(\text{pdiv1-pdiv5})$ est l'écart-type des 5 pdiv de la 1ère éprouvette (Epr1);
- $\sigma(\text{pdiv6-pdiv10})$ est l'écart-type des 5 pdiv de la 2ème éprouvette (Epr2);
- $\sigma(\text{pdiv11-pdiv15})$ est l'écart-type des 5 pdiv de la 3ème éprouvette (Epr3);
- $\sigma(\text{pdiv16-pdiv20})$ est l'écart-type des 5 pdiv de la 4ème éprouvette (Epr4);
- $\sigma(\text{pdiv21-pdiv25})$ est l'écart-type des 5 pdiv de la 5ème éprouvette (Epr5);
- $\sigma(\mu_{\text{Epr1}}-\mu_{\text{Epr5}})$ est l'écart-type des 5 moyennes : Epr1 à Epr5 ;
- $\sigma(\text{pdiv1-pdiv25})$ est l'écart-type de l'ensemble des 25 mesures pdiv.

Tableau VI-3 Exemples d'échantillons de 25 mesures pdiv (5 mesures sur 5 éprouvettes identiques)

N° Epreuve (Epr)	N° Mesure DP	Cas n°1 : "Fil - Fil" en D0.50mm G2 C180°C	Cas n°2 : "Fil - Fil" en D1.00mm G2 C180°C	Cas n°3 : "Fil - Fil" en D0.50mm G2 C200°C imprégné en vernis	Cas n°4 : "Fil D0.71mm G2 C200°C- Polyimide 125 µm - Masse"	Cas n°5 : "Fil D0.71mm G2 C200°C - Aramide 610 µm - Masse"
25 mesures pdiv : 5 mesures sur 5 éprouvettes						
Epr1	pdiv1	774	897	1768	1365	1895
	pdiv2	769	907	1790	1372	1888
	pdiv3	775	911	1824	1382	1885
	pdiv4	768	871	1779	1362	1895
	pdiv5	751	915	1870	1363	1896
Epr2	pdiv6	793	939	1782	1353	1913
	pdiv7	795	897	1759	1356	1885
	pdiv8	785	861	1734	1365	1913
	pdiv9	788	909	1694	1377	1877
	pdiv10	800	887	1799	1368	1932
Epr3	pdiv11	779	936	1853	1298	1971
	pdiv12	755	905	1554	1281	1970
	pdiv13	762	904	1679	1278	1973
	pdiv14	769	911	1571	1277	1960
	pdiv15	748	909	1626	1280	1980
Epr4	pdiv16	768	936	2001	1426	2018
	pdiv17	752	907	1902	1355	2028
	pdiv18	748	911	1977	1420	2000
	pdiv19	741	908	1952	1423	1994
	pdiv20	751	909	1891	1329	1987
Epr5	pdiv21	764	926	1625	1379	1810
	pdiv22	728	857	1758	1385	1834
	pdiv23	779	908	1715	1310	1881
	pdiv24	748	897	1717	1390	1896
	pdiv25	754	881	1946	1423	1887
Moyennes des mesures pdiv µ						
Moyenne sur Epr1	Epr1	767	900	1806	1369	1892
Moyenne sur Epr2	Epr2	792	899	1754	1364	1904
Moyenne sur Epr3	Epr3	763	913	1657	1283	1971
Moyenne sur Epr4	Epr4	752	914	1945	1390	2005
Moyenne sur Epr5	Epr5	755	894	1752	1377	1862
Moyenne toutes mesures	$\mu(\text{pdiv1-pdiv25})$	766	904	1783	1357	1927
Ecart-types σ						
Ecart-type sur Epr1	$\sigma(\text{pdiv1-pdiv5})$	9	16	37	7	5
Ecart-type sur Epr2	$\sigma(\text{pdiv6-pdiv10})$	5	26	37	9	20
Ecart-type sur Epr3	$\sigma(\text{pdiv11-pdiv15})$	11	12	107	8	6
Ecart-type sur Epr4	$\sigma(\text{pdiv16-pdiv20})$	9	11	42	40	15
Ecart-type sur Epr5	$\sigma(\text{pdiv21-pdiv25})$	17	24	106	37	33
Ecart-type des µ sur 5 Epr	$\sigma(\mu\text{Epr1-}\mu\text{Epr5})$	14	8	94	38	53
Ecart-type toutes mesures	$\sigma(\text{pdiv1-pdiv25})$	18	20	120	46	56

D'une part, nous observons dans 4/5 des cas que la dispersion due aux mesures DP est supérieure à celle due aux éprouvettes d'isolation : cela est fort probablement dû au fait que les isolants proviennent du même fournisseur et sont issus d'un même lot de fabrication. D'autre part, nous observons sur 4/5 des cas d'études que la dispersion de l'ensemble des 25 pdiv de l'échantillon (barre bleue) est plus élevée que les autres dispersions et que sur 5/5 des cas, la dispersion des pdiv dans l'ensemble de l'échantillon (barre bleue) est plus élevée que la dispersion des moyennes des 5 pdiv sur les éprouvettes (barre rouge).

L'analyse des écart-types montre alors que l'écart-type calculé sur l'ensemble de l'échantillon (25 mesures pdiv) représente globalement de manière satisfaisante à la fois la variabilité due à la mesure DP et celle due aux isolants, nous le retenons donc pour la suite comme notre indicateur de la dispersion des mesures.

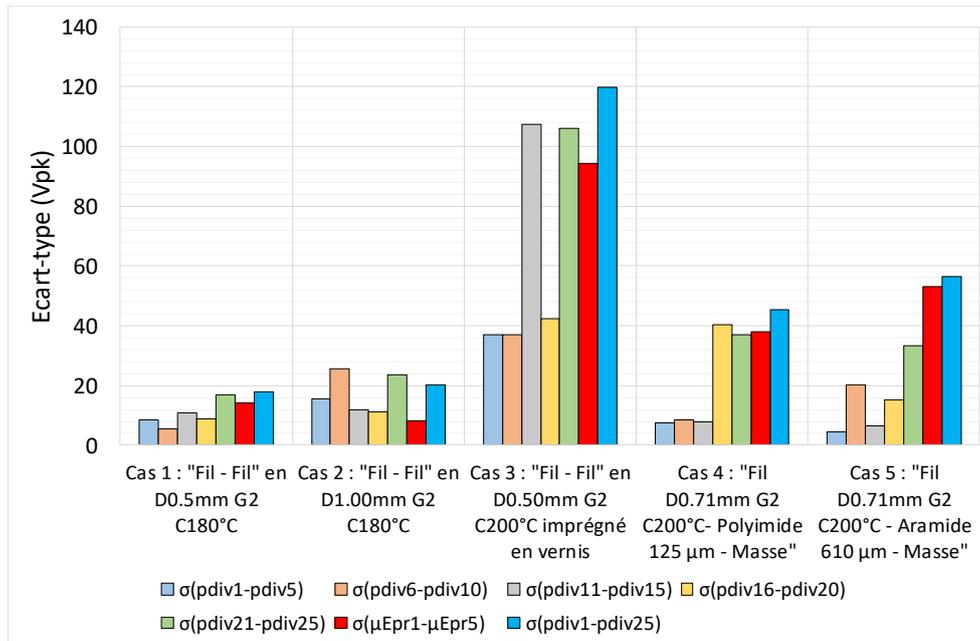


Figure VI-21 Différentes dispersions des 25 mesures pdiv (5 pdiv sur chacune des 5 éprouvettes : Epr1 à Epr5), $\sigma(\text{pdiv1-pdiv5})$ est l'écart-type sur l'Epr1, $\sigma(\text{pdiv6-pdiv10})$ est l'écart-type sur l'Epr2, $\sigma(\text{pdiv11-pdiv15})$ est l'écart-type sur l'Epr3, $\sigma(\text{pdiv16-pdiv20})$ est l'écart-type sur l'Epr4, $\sigma(\text{pdiv21-pdiv25})$ est l'écart-type sur l'Epr5, $\sigma(\mu\text{Epr1-}\mu\text{Epr5})$ est l'écart-type des moyennes des 5 Epr et $\sigma(\text{pdiv1-pdiv25})$ est l'écart-type de toutes les 25 mesures pdiv.

Du fait que, pour caractériser le PDIV, nous procédons à un échantillonnage statistique, cela peut impacter les propriétés statistiques essentielles : la moyenne et l'écart-type. Pour évaluer la pertinence du choix de la taille de nos échantillons, nous proposons d'étudier expérimentalement l'impact du doublement de sa taille, en effectuant 50 mesures pdiv au lieu de 25 mesures pdiv. Pour cela, nous nous restreindrons à deux cas d'études : cas n°3 et n°5. Pour le cas n°3, nous considérons 10 mesures pdiv sur 5 éprouvettes : en effet, ce cas présente une dispersion de mesure DP supérieure à celle due aux éprouvettes. Pour le cas n°5, nous considérons 5 mesures pdiv sur 10 éprouvettes : en effet, ce cas présente une dispersion de la mesure DP inférieure à celle due aux éprouvettes.

Le Tableau VI-4 synthétise les différents résultats. En comparaison par rapport à l'échantillon de 25 mesures, un échantillon de 50 mesures révèle une variation de la moyenne de l'ordre de 2% et une variation de l'écart-type de 17%, ces faibles variations attestent de la bonne significativité statistique de notre échantillon de 25 mesures.

Tableau VI-4 Influence de la taille de l'échantillon statistique sur la moyenne et l'écart-type

		Moyenne	Ecart-type
Cas 3 : "Fil - Fil" en D0.50mm G2 C200°C imprégné en vernis	25 pdiv : 5 Epr - 5 Mesures (Vpk)	1783	120
	50 pdiv : 5 Epr - 10 Mesures (Vpk)	1814	139
	erreur relative / 25 pdiv (%)	1.8%	16.4%
Cas 5 : "Fil D0.71mm G2 C200°C - Aramide 610 µm - Masse"	25 pdiv : 5 Epr - 5 Mesures (Vpk)	1927	56
	50 pdiv : 10 Epr - 5 Mesures (Vpk)	1918	49
	erreur relative / 25 pdiv (%)	-0.5%	-13.7%

VI.3.3.3 Loi de probabilité de la distribution des mesures pdiv

D'un point de vue statistique, l'échantillon de mesures pdiv (en minuscule) représente 25 réalisations de la variable aléatoire PDIV (majuscule). En termes mathématiques, nous savons que la variable PDIV est une grandeur réelle continue supérieure au minimum de Paschen ($\approx 325V$), ses 25 réalisations sont réparties aléatoirement autour de leur valeur moyenne ; la connaissance de la loi de probabilité de la densité de distribution du PDIV permet d'estimer avec un certain niveau de confiance son appartenance à une plage d'occurrence ou bien son égalité approximative à une valeur appartenant à son domaine de définition. Concrètement pour notre cas, connaître la loi de probabilité suivie par la variable aléatoire PDIV nous permet de d'estimer : PDIV_{moy}, PDIV_{min} et PDIV_{max}.

Notons que la loi de Weibull est communément utilisée dans les études des SIE, notamment la caractérisation des claquages et des durées de vie des isolants et des SIE [195] : ce sont des phénomènes qui peuvent manifester des distributions de fortes dissymétries. Pour nous aider à orienter notre choix vers une loi de probabilité adéquate à nos données de mesure, nous traçons sur la Figure VI-22 la fréquence d'occurrence des 25 pdiv de chacun des 5 cas d'études du Tableau VI-3. Nous réalisons cela à l'aide de la toolbox « analyse de données » du tableur Excel.

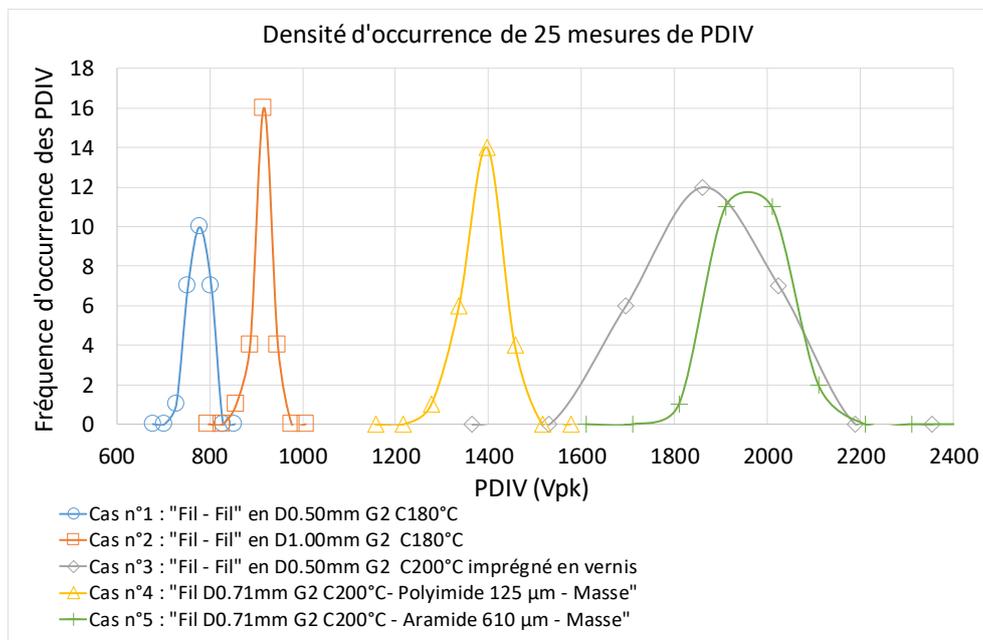


Figure VI-22 Distribution des occurrences de 25 mesures pdiv de nos 5 cas d'études.

Les tracés montrent que la distribution des fréquences d'occurrence présente une forme « en cloche » symétrique qui s'apparente qualitativement à la fonction de densité d'une loi normale :

cela suggère alors que cette loi universelle serait suffisante pour modéliser la probabilité d'occurrence des niveaux d'apparition des DP. Pour soutenir cette hypothèse, nous calculons les coefficients de forme des données de mesures, à savoir : le coefficient d'aplatissement (Kurtosis) et le coefficient d'asymétrie (Skewness). Pour une distribution parfaitement normale, ces deux coefficients sont nuls. Le Tableau VI-5 synthétise les résultats des coefficients Kurtosis et Skewness des échantillons de mesures pour les 5 cas d'études du Tableau VI-3 ; les calculs sont effectués à l'aide des fonctions implémentées dans le tableur Excel.

Le coefficient Kurtosis du cas n°2 est légèrement supérieur à zéro : cela indique que la distribution des mesures est légèrement « pointue » par rapport à une loi normale ; cela est en cohérence avec la forme observée sur la Figure VI-22 (courbe orange). Au contraire, pour le reste des cas d'études, les distributions sont légèrement aplaties par rapport à une loi normale (coefficient Kurtosis légèrement inférieur à zéro).

Le coefficient Skewness des cas n°1, n°3 et n°5 sont assez proches de zéro (> -0.1 et < 0.1) : cela indique que les distributions de leurs mesures sont symétriques, autrement dit, centrées autour de leurs valeurs moyennes. Quant aux cas n°2 et n°4 dont le coefficient Skewness est inférieur à -0.4, leurs distributions sont relativement étalées vers la droite de leurs moyennes.

Globalement, les valeurs calculées des coefficients Kurtosis et Skewness ne sont pas nulles mais elles sont assez proches de zéro, ce qui nous conforte sur l'hypothèse de la normalité des distributions de mesures.

Tableau VI-5 Coefficient de d'aplatissement (Kurtosis normalisé) et le coefficient d'asymétrie (Skewness)

	Cas n°1 : "Fil - Fil" en D0.50mm G2 C180°C	Cas n°2 : "Fil - Fil" en D1.00mm G2 C180°C	Cas n°3 : "Fil - Fil" en D0.50mm G2 C200°C imprégné en vernis	Cas n°4 : "Fil D0.71mm G2 C200°C- Polyimide 125 µm - Masse"	Cas n°5 : "Fil D0.71mm G2 C200°C - Aramide 610 µm - Masse"
Coefficient d'aplatissement (Kurtosis)	-0.57	0.56	-0.58	-0.66	-0.78
Coefficient d'asymétrie (Skewness)	0.10	-0.56	-0.02	-0.42	0.04

Nous rappelons que la fonction de densité de probabilité de la loi normale est notée par $\mathcal{N}(\mu,\sigma)$; μ est un réel représentant la moyenne (plus généralement, l'espérance) et σ est la valeur réelle positive de l'écart-type. Nous rappelons que la fonction de densité $f(x)$ d'une variable aléatoire x réel, qui suit une loi normale $\mathcal{N}(\mu,\sigma)$, s'exprime comme suit :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \tag{eqn VI-2}$$

Une variable aléatoire x qui suit $\mathcal{N}(\mu,\sigma)$ est souvent appelée une gaussienne. Nous rappelons également que la probabilité P qu'un x_0 appartienne à un intervalle U est comprise entre 0 et 1. La probabilité se calcule par l'intégrale de la fonction de densité $f(x)$ sur U :

$$P_{\mathcal{N}(\mu,\sigma)}(x_0 \in U) = \int_U f(x)dx \tag{eqn VI-3}$$

Le tracé des fréquences d'occurrence des pdiv et l'analyse par les coefficients de forme nous indiquent qu'il est probable que nos mesures pdiv soient des gaussiennes, mais elles ne permettent pas d'affirmer de la normalité des distributions.

Afin d'éviter d'utiliser à tort des théories conditionnées par une hypothèse de normalité des pdiv, il nous a paru important de vérifier la normalité de la distribution de nos mesures pdiv. Le test de normalité d'un échantillon est un problème usuel en statistique : plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour le réaliser [194][196] : test Khi-deux de normalité, test de Kolmogorov-Smirnov, test de Shapiro-Wilk, etc. Par simplicité, nous optons pour une méthode graphique : il s'agit d'un ajustement graphique par la droite de Henry, similaire au diagramme Quantile-Quantile. La droite de Henry est une transformation permettant de représenter la distribution des données selon une droite ; il ne s'agit pas d'un test de normalité proprement dit, mais elle permet simplement de vérifier l'adéquation entre une série de données et la loi normale, ce qui est notre objectif.

Premièrement, cette méthode consiste à ordonner les mesures $x_i = pdiv_{i \in \{1,2,\dots,n\}}$ en ordre croissant, et à associer à chaque x_i une répartition empirique $F(x_i)$ dont l'expression choisie et celle la plus rencontrée dans les logiciels de statistiques [196] :

$$F(pdiv_i) = \frac{i - 3/8}{n + 1/4} \tag{eqn VI-4}$$

n représente la taille de l'échantillon (25 dans notre cas). Autrement dit, nous associons à chaque valeur mesurée une probabilité empirique estimée, comprise dans l'intervalle]0,1[.

Deuxièmement, en supposant que les mesures pdiv suivent une loi normale $\mathcal{N}(\mu,\sigma)$, nous utilisons la loi normale centrée-réduite $\mathcal{N}(\mu=0,\sigma=1)$ pour calculer chacun des quantiles empiriques $y_{i \in \{1,2,\dots,n\}}$ correspondant à la répartition empirique $F(x_{i \in \{1,2,\dots,n\}})$:

$$P(y < y_i) = \int_{-\infty}^{y_i} f(y)dy = F(x_i) \tag{eqn VI-5}$$

Si les mesures x_i suivent une loi normale $\mathcal{N}(\mu,\sigma)$, alors la variable $u_i = (x_i - \mu) / \sigma$ suit une la loi normale centrée réduite $\mathcal{N}(\mu=0,\sigma=1)$. Par ailleurs, le tracé de y_i en fonction de u_i est la droite dite de Henry : elle coupe l'axe des abscisses en μ et elle est de pente $1/\sigma$.

La Figure VI-23 affiche les droites de Henry des 5 cas d'études du Tableau VI-3 : bien que cette méthode d'ajustement graphique ne soit pas la méthode la plus rigoureuse pour tester la normalité, son point fort réside dans la détection immédiate (et ceci visuellement), de l'existence de points de mesures aberrants ; en l'occurrence, nous n'en avons pas pour les 5 cas étudiées, et cela atteste de la pertinence de notre protocole de test expérimental et de la faible dispersion entre les éprouvettes d'isolants.

Nous utilisons le coefficient de détermination R^2 pour quantifier la variabilité des mesures par rapport à la droite de Henry : si les mesures sont des gaussiennes parfaites, R^2 est égale 1. Les cas n°1, n°3 et n5 présentent un très bon R^2 qui est supérieur à 0.95, tandis que les cas n°2 et n°4 présentent un bon R^2 qui supérieur à 0.92 ; la distribution de ces deux derniers cas s'apparente

relativement moins à une loi normale, probablement à cause la dissymétrie montrée par le coefficient Skewness (voir le Tableau VI-5).

Les analyses menées ci-dessus attestant de la nature normale des distributions de nos mesures ; nous considérons donc justifiée par la suite, l'utilisation de la loi normale et de tout théorème et résultat qui en découlent.

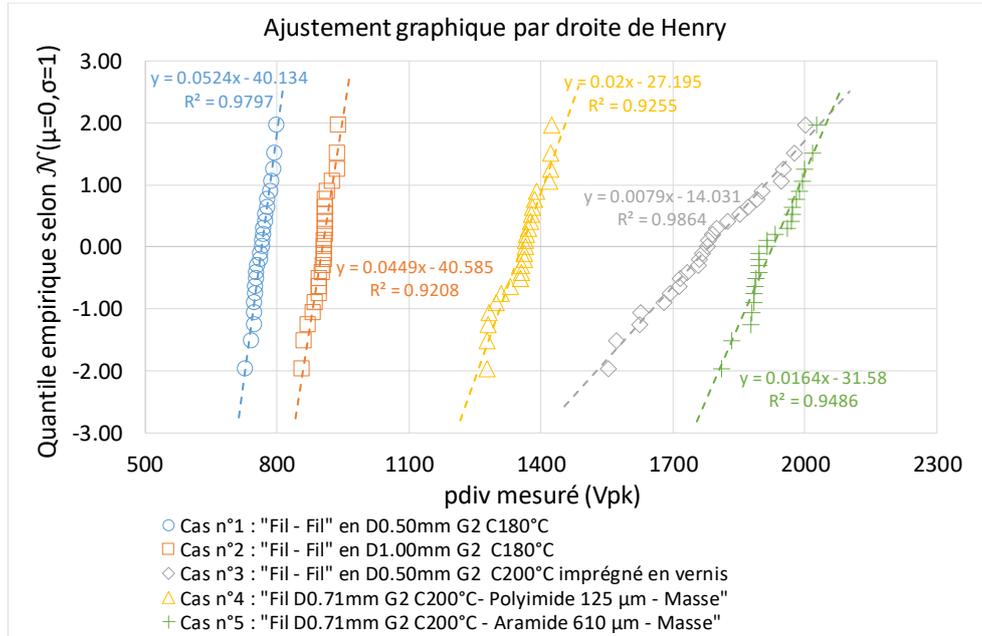


Figure VI-23 Test graphique par la droite de Henry de la normalité de PDIV de nos 5 cas d'études.

VI.3.3.4 Echantillonnage et fluctuation de la moyenne et l'écart-type du PDIV

Par principe, l'opération d'échantillonnage fait que les paramètres caractéristiques de la loi normale modélisant le PDIV d'une configuration d'isolation (moyenne : μ_{PDIV} et écart-type : σ_{PDIV}) varient d'un échantillon (25 mesures pdiv pour notre cas) à un autre. En théorie, la connaissance exacte de ces deux quantités nécessite une infinité de mesures pdiv sur une infinité d'éprouvettes d'isolation ; en pratique, évidemment, cela n'est pas réalisable. Il est d'usage de considérer la moyenne empirique $\hat{\mu}_{PDIV}$ et l'écart-type standard $\hat{\sigma}_{PDIV}$ comme leurs estimateurs ponctuels :

$$\mu_{PDIV} \approx \hat{\mu}_{PDIV} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n pdiv_i \quad \text{eqn VI-6}$$

$$\sigma_{PDIV} \approx \hat{\sigma}_{PDIV} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \left(x_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right)^2} = \sqrt{\frac{n}{n-1}} \sigma \quad \text{eqn VI-7}$$

Concrètement, cela revient à supposer que la moyenne de l'échantillon à n pdiv est approximativement égale à la moyenne d'une large population de mesures pdiv de taille très supérieure à n. Quant à l'écart-type, l'estimation ponctuelle considère un coefficient correctif

$\sqrt{n/(n-1)}$ qui est supérieur à 1 et dépend de la taille n ; dans notre cas, où $n=25$, cette correction est égale 1.02, ce qui est négligeable par rapport aux fluctuations observées par mesure. L'estimation ponctuelle nous semble donc inadaptée à l'estimation des paramètres du PDIV.

Sous certaines conditions, il est possible d'estimer théoriquement l'effet de l'échantillonnage sur la moyenne et de l'écart-type, et ce, par un intervalle de confiance. Par ailleurs, d'après le théorème central-limite, si le PDIV est une gaussienne ou si la taille de l'échantillon est significative (généralement >30), la variable aléatoire $t = (\hat{\mu}_{PDIV} - \mu_{PDIV}) / \frac{\hat{\sigma}_{PDIV}}{\sqrt{n-1}}$ suit une loi de probabilité de Student T_{n-1} à $(n-1)$ degrés de liberté. Pour une présentation détaillée des propriétés de la loi T de Student, le lecteur peut se référer à [194].

Pour un niveau de confiance égale à $1-\alpha$ (correspond à un risque égal à α), l'intervalle de probabilité du PDIV moyen (μ_{PDIV}) est donnée par :

$$\hat{\mu}_{PDIV} - t_{\alpha/2} \frac{\hat{\sigma}_{PDIV}}{\sqrt{n-1}} < \mu_{PDIV} < \hat{\mu}_{PDIV} + t_{\alpha/2} \frac{\hat{\sigma}_{PDIV}}{\sqrt{n-1}} \quad \text{eqn VI-8}$$

Avec $t_{\alpha/2}$ est le quantile qui borne symétriquement t tel :

$$P_{T_{n-1}}(-t_{\alpha/2} < t < t_{\alpha/2}) = 1 - \alpha \quad \text{eqn VI-9}$$

Quant à l'écart-type, sous la condition de la normalité du PDIV, la variable aléatoire $\tau = n(\hat{\sigma}_{PDIV})^2 / \sigma^2$ suit une loi de probabilité de Khi-deux χ_{n-1}^2 à $(n-1)$ degrés de liberté. Pour une présentation détaillée des propriétés de la loi de Khi-deux, le lecteur peut se référer à [194].

Pour un niveau de confiance égale à $1-\alpha$ (correspond à un risque égal à α), l'intervalle de probabilité de l'écart-type (σ_{PDIV}) est donnée par :

$$\sqrt{\frac{n}{l_2}} \hat{\sigma}_{PDIV} < \sigma_{PDIV} < \sqrt{\frac{n}{l_1}} \hat{\sigma}_{PDIV} \quad \text{eqn VI-10}$$

Avec l_1 et l_2 s'agissant des bornes τ tel que :

$$P_{\chi_{n-1}^2}(l_1 < \tau < l_2) = 1 - \alpha \quad \text{eqn VI-11}$$

Nous avons montré précédemment que nos mesures pdiv sont des gaussiennes ; nous pouvons donc utiliser les théories des intervalles de probabilité de μ_{PDIV} et σ_{PDIV} énoncés plus haut. Pour un niveau de confiance de 95% (risque $\alpha=5\%$), nous calculons les intervalles de confiance de la moyenne et l'écart-type des 5 cas d'étude du Tableau VI-3, les résultats sont synthétisés dans le Tableau VI-6. Notons que, même pour la loi Khi-deux qui n'est pas symétrique, les calculs supposent des risques partagés symétriquement (2.5% pour les faibles quantiles et 2.5% pour les quantiles élevés).

Tableau VI-6 Intervalle de variation de la moyenne et de l'écart-type pour un échantillon de taille 25

	Cas n°1 : "Fil - Fil" en D0.50mm G2 C180°C	Cas n°2 : "Fil - Fil" en D1.00mm G2 C180°C	Cas n°3 : "Fil - Fil" en D0.50mm G2 C200°C imprégné en vernis	Cas n°4 : "Fil D0.71mm G2 C200°C- Polyimide 125 µm - Masse"	Cas n°5 : "Fil D0.71mm G2 C200°C - Aramide 610 µm - Masse"	
Intervalle de confiance de la propriété statistique "Moyenne" sur un échantillon de 25 pdiv selon la loi Student de degrés de liberté 24						
PDIV moyen 25 mesures pdiv µ	766	904	1783	1357	1927	
Pour une confiance de 95%	ΔµPDIV	15	17	99	38	47
	ΔµPDIV/µPDIV (%)	2%	2%	6%	3%	2%
Intervalle de confiance de la propriété statistique "Ecart-type" sur un échantillon de 25 pdiv selon la loi Khi-deux de degrés de liberté 24						
Ecart-type 25 mesures pdiv σ	18	20	120	46	56	
Pour une confiance de 95%	ΔσPDIV	11	13	75	28	35
	ΔσPDIV/σPDIV (%)	62%	62%	62%	62%	62%

Les résultats de l'étude théorique par intervalle de confiance montrent qu'un échantillonnage d'une taille de 25 peut causer une variation de la moyenne d'une étendue inférieure à 6% (correspond à une marge d'erreur de 3%) et une variation significative de l'écart-type qui peut atteindre 62% (correspond à une marge d'erreur de 31%).

VI.3.3.5 Exemple de calcul de PDIVmoy, PDIVmin et PDIVmax

Rappelons que l'objectif du post-traitement statistique est de calculer les trois paramètres caractéristiques du PDIV : PDIVmoy, PDIVmin et PDIVmax. Nous effectuons cela grâce à la loi de probabilité modélisant le comportement du PDIV. Nous avons montré précédemment que le PDIV d'une configuration d'isolation est une gaussienne caractérisée par une moyenne et un écart-type. D'après les résultats du Tableau VI-6, nous pouvons négliger l'influence de l'échantillonnage sur la moyenne, pour la suite, nous la supposons égale à l'estimation ponctuelle :

$$PDIV_{moy} = \mu_{PDIV} \approx \hat{\mu}_{PDIV} \tag{eqn VI-12}$$

Quant à l'écart-type sa variation vis-à-vis de l'échantillonnage est non négligeable, cela doit être pris en compte dans le calcul des deux paramètres d'intérêt : PDIVmin et PDIVmax, en effet, ces bornes de PDIV sont intimement liées à l'écart-type. Pour un niveau de confiance fréquemment utilisé de 95% (un risque de 5%), les bornes de l'intervalle PDIV sont linéaire vis-à-vis de l'écart-type avec un facteur d'écartement de 1.96 :

$$\begin{cases} P_{N(\mu_{PDIV}, \sigma_{PDIV})}(PDIV_{min} < PDIV < PDIV_{max}) = 0.95 \\ PDIV_{min} = \mu_{PDIV} - 1.96 \sigma_{PDIV} \\ PDIV_{max} = \mu_{PDIV} + 1.96 \sigma_{PDIV} \end{cases} \tag{eqn VI-13}$$

Pour tenir compte de l'effet de l'échantillonnage sur l'écart-type, nous proposons de considérer un niveau de confiance 99% au lieu de 95%. Cela implique que les bornes de l'intervalle du PDIV s'écarte de la moyenne par un facteur d'écartement de ±2.58σ au lieu ±1.96σ :

$$\begin{cases} P_{N(\mu_{PDIV}, \sigma_{PDIV})}(PDIV_{min} < PDIV < PDIV_{max}) = 0.99 \\ PDIV_{min} = \mu_{PDIV} - 2.58 \sigma_{PDIV} \\ PDIV_{max} = \mu_{PDIV} + 2.58 \sigma_{PDIV} \end{cases} \tag{eqn VI-14}$$

Cela est équivalent à appliquer une correction de 30% sur l'écart-type (approximativement la moitié de l'étendue estimée plus haut par la loi de Khi-deux : 62%) avant son utilisation pour calculer un intervalle de confiance avec un niveau conventionnel de 95%.

La Figure VI-24 illustre pour le cas d'étude n°3, l'écartement de la moyenne en fonction des deux niveaux de confiance : 95% et 99%. Pour la suite de ce chapitre, nous retenons un niveau de confiance de 99%.

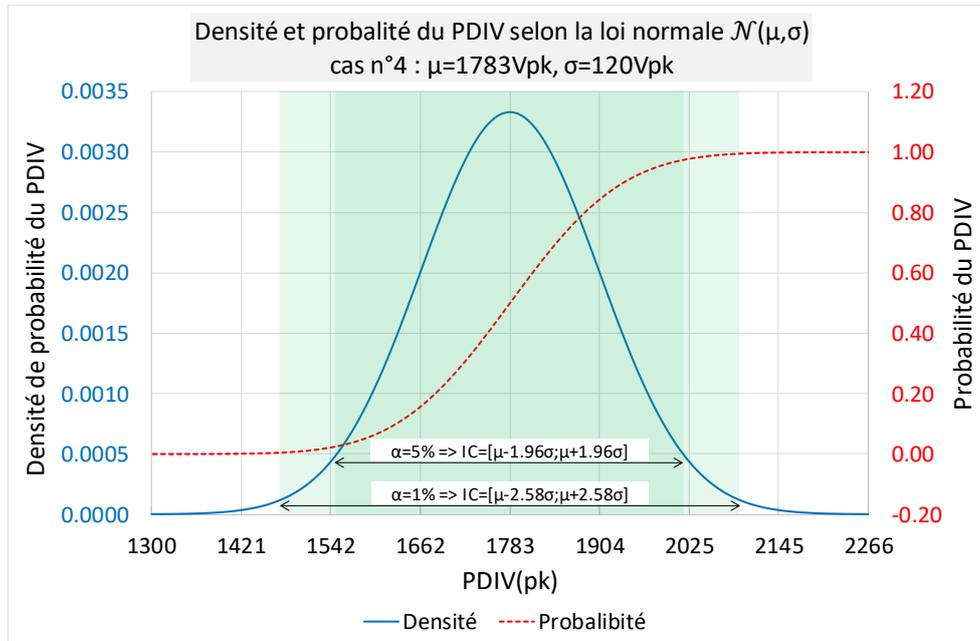


Figure VI-24 Illustration des intervalles de confiance (IC) d'occurrence du PDIV pour deux niveaux de confiances : niveau conventionnel = 95% et niveau proposé = 99%.

VI.4 CARACTERISATION EXPERIMENTALE DU PDIV DANS UN SIE BASSE TENSION

Dans cette section, nous discutons la caractérisation expérimentale du PDIV de l'isolation des deux configurations « Fil - Fil » et « Fil – Isolant – Masse » de la Figure VI-10. Pour chaque configuration, nous présentons, d'abord, les composants primaires d'intérêt (fils et isolants), ensuite, nous présentons le dispositif de tests expérimentaux, enfin nous exposons les résultats de PDIV obtenus. Toutes les mesures PDIV discutées ci-dessous sont effectuées selon la méthodologie de caractérisation expérimentale discutée dans la section (VI.3). Elles sont effectuées dans des conditions environnementales ambiantes, à savoir : une pression atmosphérique variant entre 990 mbar et 1015 mbar, une température ambiante variant entre 18°C et 22°C et une humidité relative variant de 60% à 80%.

VI.4.1 Configuration « Fil - Fil »

VI.4.1.1 Fils de bobinage étudiés

Dans notre étude de PDIV, nous utilisons un fil de bobinage de forme géométrique « ronde » avec une âme conductrice en « cuivre » ; concernant l'aspect isolation impactant particulièrement le PDIV, nous nous sommes intéressés à deux technologies de fil de bobinage illustrées sur les Figure VI-25 et Figure VI-26 et discutées ci-dessous.

VI.4.1.1.1 Technologie de fil n°1 : Fil de cuivre émaillé

Il s'agit de la solution technologique du fil de bobinage la plus communément employée dans les machines basse tension. Nous distinguons trois principales familles basées toutes sur la technique de l'émaillage : fil standard, fil thermo-adhérent et fil Corona Résistant. Chaque famille, présente des avantages et des inconvénients ; des travaux menés dans notre laboratoire [4] sur des dizaines de fils provenant de différents fournisseurs montrent que l'impact de la famille sur le PDIV est négligeable. Dans nos travaux, nous nous restreindrons à l'étude de la famille de fil standard.



Figure VI-25 Technologie de fil n°1 : fil émaillé [163]



Figure VI-26 Technologie de fil n°2 : fil extrudé [197]

Afin de caractériser le PDIV en fonction des paramètres du design d'un SIE, nous étudions expérimentalement l'influence de la classe thermique, du diamètre du fil et du grade du fil. Pour ce faire, nous retenons trois valeurs pour chaque paramètre.

Pour le paramètre « classe thermique » (voir généralités dans VI.2.2.3), nous choisissons : 180, 200 et 220 ; ces trois classes font partie des classes les plus utilisées actuellement dans les machines basse tension aéronautiques.

Pour le paramètre « diamètre », nous choisissons les trois valeurs suivantes : 0.5mm, 0.71mm et 1mm ; ces diamètres répondent de manière satisfaisante au compromis des contraintes de conception et de mise en œuvre d'un SIE discutées dans (VI.2.2.4).

Quant au paramètre « grade », pour chaque classe thermique et pour chaque diamètre, nous testons les grades d'isolation possibles : 1, 2 et 3. Chaque grade spécifie une gamme d'épaisseur d'isolant du fil.

Le procédé industriel d'émaillage d'un fil conducteur consiste à une suite de dépôt de vernis isolant (émail), de polymérisation par effet de température puis de refroidissement. Ces opérations se répètent jusqu'à l'obtention de l'épaisseur de la couche isolante souhaitée. Les matériaux (émaux) utilisés dépendent principalement de la température de fonctionnement recherchée. Une discussion détaillée des différentes caractéristiques (claquage, souplesse, adhérence...) de sept émaux conventionnels est proposée dans [163]. Pour nous affranchir des dispersions dues aux procédés d'émaillage, les fils utilisés proviennent tous d'un même fournisseur, et sont fabriqués selon les spécifications des normes IEC 60317.

Notons que pour un grade d'isolation donné, l'épaisseur d'isolant dépend du diamètre du conducteur, sa valeur minimale augmente avec l'augmentation du diamètre du fil, le Tableau VI-7 récapitule les spécifications de la IEC 60317-0-1 [198] des fils utilisés.

En termes de matériau isolant, pour nos cas d'étude, l'émail des fils de la classe thermique 180 est basé sur du Polyesterimide (PEI), celui de la classe 220 est basé sur du Polyamidimide (PAI) et celui de la classe 200 est basé sur une combinaison PEI/PAI.

Pour chaque classe thermique, cinq fils sont testés dont trois fils sont de diamètre 0.71mm de grade distinct : 1, 2 et 3, cela permet d'étudier l'effet du paramètre « grade ». Quant au paramètre « diamètre », nous l'étudions en caractérisant deux fils supplémentaires de grade 2 : 0.5mm et 1mm. Pour la technologie n°1, nous testons alors au total quinze fils émaillés.

Le Tableau VI-8 récapitule les caractéristiques des différentes combinaisons de fils émaillés retenues pour nos travaux.

Tableau VI-7 Caractéristiques géométriques d'un fil émaillé en fonction du diamètre du fil de cuivre et son grade selon la norme IEC 60317-0-1 [198].

Diamètre nominal du cuivre (mm)	Tolérance du cuivre ± (mm)	Accroissement minimal du diamètre dû à l'émail (mm)			Diamètre extérieur maximal du fil émaillé (mm)		
		Grade 1	Grade 2	Grade 3	Grade 1	Grade 2	Grade 3
0.500	0.005	0.024	0.045	0.067	0.544	0.566	0.587
0.710	0.007	0.028	0.053	0.080	0.762	0.789	0.814
1.000	0.010	0.034	0.063	0.095	1.062	1.094	1.124

Tableau VI-8 Fils émaillés standards utilisés dans la caractérisation du PDIV ; PEI est l'acronyme de Polyesterimide et PAI est l'acronyme de Polyamidimide.

N° fil émaillé	Classe thermique / norme	Diamètre cuivre (mm)	Matériaux d'émail	Grade
1	180 selon IEC 60317-8 [199]	0.50	PEI	2
2			PEI	1
3		0.71	PEI	2
4			PEI	3
5		1.00	PEI	2
6	200 selon IEC 60317-13 [200]	0.50	PEI+PAI	2
7			PEI+PAI	1
8		0.71	PEI+PAI	2
9			PEI+PAI	3
10		1.00	PEI+PAI	2
11	220 selon IEC 60317-57 [201]	0.50	PAI	2
12			PAI	1
13		0.71	PAI	2
14			PAI	3
15		1.00	PAI	2

VI.4.1.1.2 Technologie de fils n°2 : Fils en cuivre extrudés en PEEK

L'extrusion d'une matière peut être effectuée avec une filière d'extrudeuse ; cela n'est possible qu'avec une matière d'isolant de nature thermoplastique [163]. Les polymères haute température tel que le Polyétheréthercétone (PEEK) ont été proposés récemment par quelques fabricants comme isolants de fils de bobinage de dispositifs électrotechniques. L'extrusion améliore significativement la productivité : en effet, au contraire du procédé d'émaillage conventionnel qui s'effectue toujours en multicouches, la formation de l'isolation par extrusion peut se faire en une seule couche et par un seul passage dans l'extrudeuse. D'un point de vue environnement, l'impact

de cette technologie est négligeable [163]. Néanmoins, le coût élevé de la matière première fait que les fils extrudés sont encore chers par rapport aux fils émaillés et qu'ils sont actuellement restreints à des utilisations spécifiques, notamment, pour des environnements sévères ou bien pour des produits qui ne nécessitent que peu ou aucun vernis d'imprégnation.

Par rapport à nos travaux centrés sur les décharges partielles, l'utilisation des fils extrudés en PEEK nous permet d'évaluer le PDIV vis-à-vis de deux paramètres suivants :

- Matériaux : Evaluer l'impact du matériau PEEK sur le PDIV par rapport aux émaux standards : le PEI et le PAI ;
- Epaisseur de l'isolant : Les fils émaillés normalisés sont limités en épaisseur au grade 3 (Tableau VI-7). L'augmentation de l'épaisseur d'émail est freinée par le coût de fabrication (augmentation des passages successifs dans la chaîne d'émaillage) et par l'augmentation du risque de craquelures de l'émail (perte de souplesse). Quant à l'extrusion, elle offre aisément l'obtention des épaisseurs d'isolant à des valeurs largement supérieures à celles correspondantes au grade 3 d'un fil émaillé.

Pour ce faire, nous testons trois fils extrudés en PEEK d'un même diamètre 0.812mm (AWG 20), le Tableau VI-9 récapitule leurs différentes dimensions géométriques.

Tableau VI-9 Caractéristiques géométriques des fils extrudés en PEEK, servant pour des caractérisations du PDIV inter spires.

N° fil extrudé	Diamètre cuivre nu (mm)	Accroissement nominal du diamètre dû à l'isolant PEEK (mm)	Tolérance du diamètre extérieur du fil \pm (mm)	Permittivité relative donnée par le fabricant
1	0.813	0.066	0.018	3.0
2	0.813	0.152	0.025	3.0
3	0.813	0.356	0.051	3.0

VI.4.1.2 Epreuve de test de l'isolation inter spires

Pour pouvoir caractériser le PDIV inter spires selon notre méthodologie discutée dans (VI.3), nous utilisons des éprouvettes en paire torsadée formées selon des recommandations de la norme IEC 60851-5 [202]. Chaque paire torsadée utilise une longueur de fil d'environ 400mm torsadée sur elle-même sur une distance d'environ 125mm. Le torsadage du fil est effectué à l'aide d'un dispositif permettant d'appliquer la charge et le nombre de spire recommandés en fonction du diamètre nominal du fil (Tableau VI-10).

Tableau VI-10 Extrait des recommandations de la norme IEC 60851-5 [202] utilisées pour la formation des paires torsadées : charges et nombre de tours appliqués à la paire de fils.

Diamètre nominal du conducteur (mm)		Charge (N)	Nombre de tours de la torsade
Supérieur à	Jusqu'à et y compris		
0.355	0.500	3.40	16
0.500	0.710	7.00	12
0.710	1.060	13.5	8

La Figure VI-27 est une photo montrant un exemple de 10 paires torsadées d'un fil émaillé de 0.5mm. Afin de faciliter les manipulations lors des mesures de PDIV, les paires torsadées sont montées sur un dispositif en téflon conçu pour supporter cinq paires torsadées.

Les paires torsadées construites selon la norme IEC 60851-5 sont largement utilisés dans littérature comme éprouvette de test pour les fils émaillés. Néanmoins, nous n'avons pas pu trouver de norme spécifique aux tests des fils extrudés. Pour avoir des résultats de PDIV comparables, nous proposons d'utiliser des paires torsadées formées selon la norme IEC 60851-5 pour les fils extrudés en PEEK.

Après les opérations de torsadage, nous avons pu relever quelques particularités du fil extrudé en PEEK : d'une part, nous avons pu observer sur quelques paires des rayures dans le volume du PEEK et/ou des pertes d'adhérence entre le PEEK et le cuivre ; ces impacts sont même visibles à l'œil nu, un exemple est donné sur la Figure VI-28. Cela est causé par les efforts de la masse et la force appliquées lors du torsadage. D'autre part, pour le fils n°3 du Tableau VI-9, dont l'isolant est relativement épais, à la fin de l'opération du torsadage, la paire a tendance à se détorsader, ce qui peut éloigner les fils et par conséquent fausser la mesure ; un exemple d'illustration est donné sur la Figure VI-29.

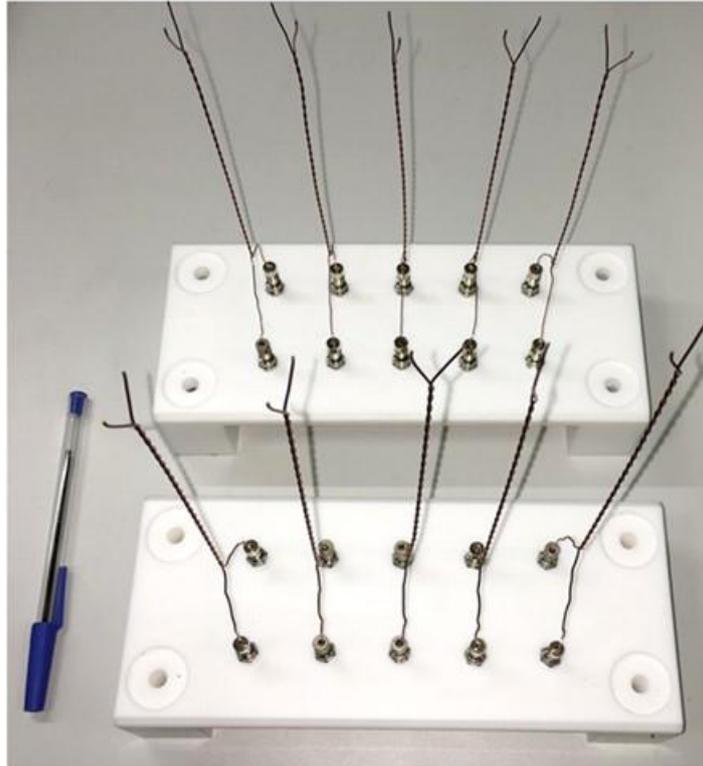


Figure VI-27: Exemples de paires torsadées formées selon les recommandations de norme IEC 60851-5 [202].

Nous notons que ces observations relevées sur quelques paires torsadées en PEEK parmi des dizaines, n'ont pas été relevées sur aucune des centaines de paires torsadées des fils émaillés. Par rapport à cela, nous suggérons deux hypothèses :

- Il est possible que la nuance du PEEK utilisée et/ou le processus de sa mise en œuvre sur le fil conducteur ne favorisent pas l'obtention de performances mécaniques comparables à ceux des fils émaillés standard ;
- Il est également possible que le protocole de construction des paires torsadées qui est communément utilisé pour des fils émaillés, ne soit pas adapté à des fils extrudés ; en l'occurrence, les charges appliquées seraient surdimensionnées ou le torsadage ne serait pas adapté à des fils avec des isolants épais.

Nous n'avons pas vérifié ces deux hypothèses car cela sort du cadre de ces travaux. Pour la suite, d'un côté, nous supposons que ces impacts du torsadage n'influent pas significativement sur le PDIV ; de fortes dispersions du PDIV pourraient révéler une telle influence. Par ailleurs, pour les fils à isolant épais, nous veillons à l'aide d'attaches supplémentaires à ce que les deux fils des paires se touchent sur toute la longueur du torsadage.

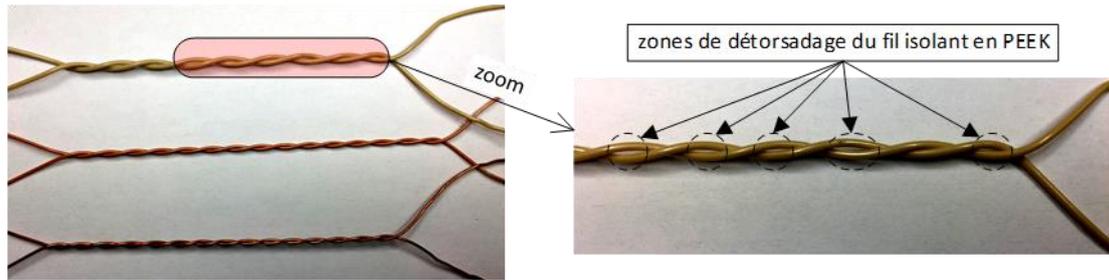


Figure VI-28 Exemple d'observation de potentielles détériorations de l'isolant PEEK survenues lors du torsadage.

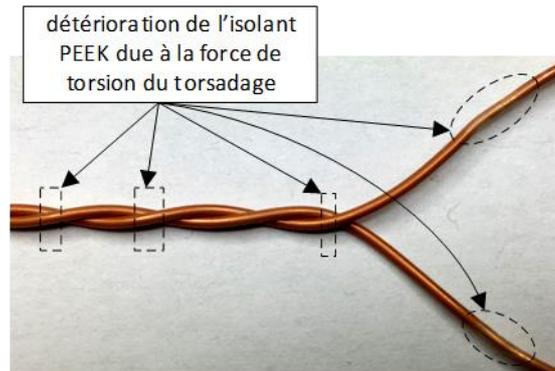


Figure VI-29 Exemple d'observation de détorsadage de fils à isolant PEEK épais.

VI.4.1.3 Résultats expérimentaux

En utilisant la méthodologie de caractérisation de PDIV discutée dans la section précédente (VI.3), nous réalisons des tests de PDIV sur les quinze fils émaillés du Tableau VI-8 et les trois fils extrudés du Tableau VI-9. Les résultats obtenus sont rapportés en ANNEXE D.2 et sont tracés sur les figures suivantes : Figure VI-30, Figure VI-31, Figure VI-32 et Figure VI-33. Ci-dessous, nous discutons le comportement du PDIV moyen vis-à-vis des quatre paramètres de conception étudiés.

VI.4.1.3.1 PDIV en fonction de la classe thermique du fil émaillé :

Rappelons que la classe thermique conditionne le matériau de l'émail : le PEI pour la classe 180, le PAI pour la classe 220 et une combinaison en PEI/PAI pour la classe 200. Rappelons également qu'un matériau isolant influe sur le PDIV principalement par l'effet de son épaisseur et de sa permittivité relative : le PDIV augmente avec l'augmentation de l'épaisseur et/ou la diminution de la permittivité.

Les résultats de la Figure VI-30 montrent que le PEI présente un PDIV moyen relativement plus élevé que le PAI ; la différence est de 10% pour le fil 0.5mm de grade 2 ; de 7% pour le fil 0.71mm de grade 1 ; de 4% pour le fil 0.71mm de grade 2 ; de 21% pour le fil 0.71mm de grade 3 et de 2% pour le fil 1mm de grade 2. Cela suggère que la couche de PEI est plus épaisse que celle du PAI et/ou sa permittivité est relativement plus petite. Quant aux fils revêtus de PEI/PAI, dans quatre cas des cinq cas caractérisés, leur PDIV moyens est relativement plus proche de ceux du PEI que de ceux du PAI ; cela serait cohérent avec une proportion de la couche en PEI plus importante que celle du PAI.

Globalement, nous n'observons pas de tendances régulières du PDIV en fonction de la classe thermique (matériau d'émail) : cela suggère l'existence de disparités de fabrication notamment lors de l'émaillage causant des dispersions au niveau des permittivités et/ou des épaisseurs des émaux.

VI.4.1.3.2 PDIV en fonction du diamètre du fil émaillé :

La Figure VI-31 affiche les résultats expérimentaux de l'influence du diamètre sur le PDIV pour un grade 2, la différence entre le PDIV moyen des fils à 1mm est nettement supérieur à celui des fils au diamètre 0.71mm : 26% pour la classe 180, 19% pour la classe 200 et 28% pour la classe 220. Quant aux fils au diamètre 0.5mm, ils présentent un PDIV assez proche de celui des fils au diamètre 0.71mm.

Théoriquement, d'après les lois de l'électrostatique, l'augmentation du diamètre d'un fil implique une réduction de l'effet de « pointe » qui intensifie localement le champ électrique. Cependant d'après [203], l'effet « pointe » du au diamètre d'un fil rond sur le PDIV est négligeable au-delà d'un diamètre de 0.5mm. Par ailleurs, pour des fils émaillés, à un grade donné, le diamètre implique une augmentation de l'épaisseur minimale de l'émail : le gap d'augmentation est supérieur à 16% pour trois diamètres testés (Tableau VI-8). Cela suggère alors que les épaisseurs des fils 0.5mm et 0.71mm disposent d'une épaisseur d'émail approximativement égales et nettement inférieur à celle de l'émail des fils de 1mm.

VI.4.1.3.3 PDIV en fonction du grade du fil émaillé :

Les résultats de la caractérisation expérimentale du PDIV en fonction du grade utilisant neuf fils de diamètre 0.71mm sont affichés sur la Figure VI-32. Comme attendu, ils montrent que l'augmentation du grade implique une augmentation du PDIV, à l'exception du fil de la classe 220 dont les grades 2 et 3 présente des PDIV moyens assez proches.

VI.4.1.3.4 PDIV en fonction de l'épaisseur du fils extrudés en PEEK :

La Figure VI-33 affiche le PDIV en fonction de l'épaisseur d'isolant avec un fil de diamètre 0.81mm. Les résultats montrent qu'une multiplication par deux de l'épaisseur de l'isolant engendre une augmentation du PDIV d'environ 40%. Quant à l'influence du matériau PEEK par rapport au PEI et PAI, le fil extrudé en 33 μ m de PEEK manifeste un PDIV supérieur d'au moins 10% par rapport à des fils émaillés aux d'épaisseur relativement proches : les fils aux diamètres 0.71mm & grade 3 et les fils 1mm aux diamètres 1mm & grade 2. Cette performance peut être expliquée par une permittivité du PEEK plus faible que celle du PEI/PAI.

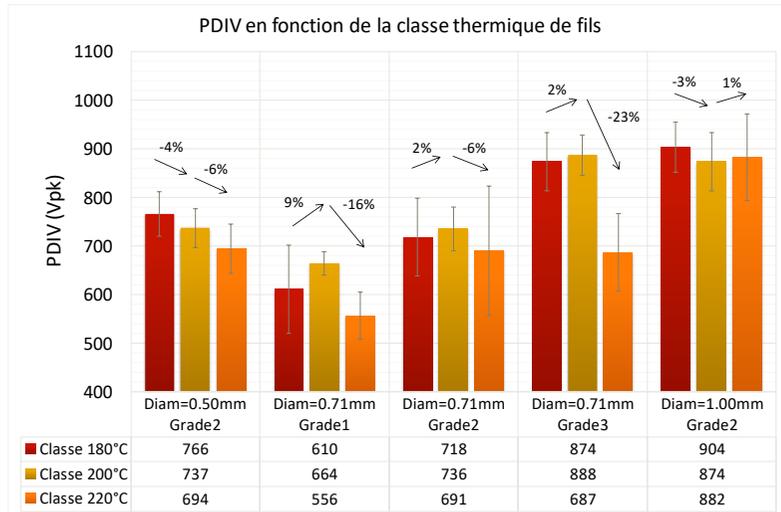


Figure VI-30 PDIV mesurés sur des paires torsadées en fonction de la classe thermique (180°C, 200°C et 220°C)

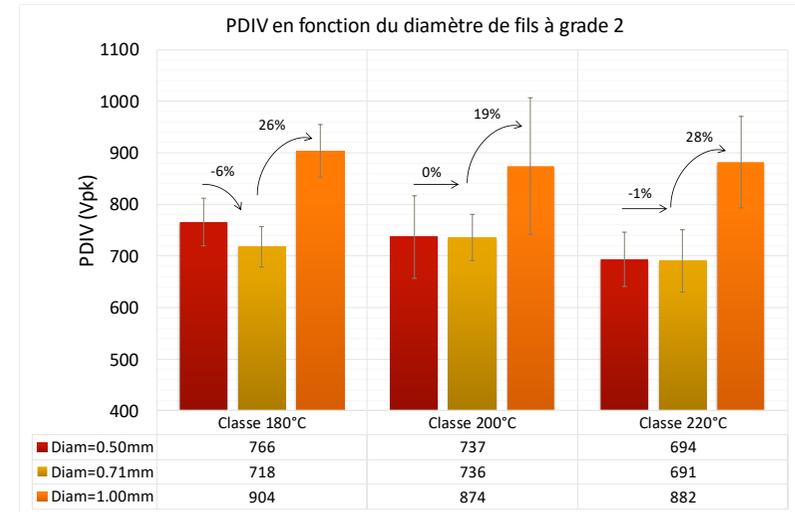


Figure VI-31 PDIV mesurés sur des paires torsadées en fonction de 3 diamètres (0.50mm,0.71mm et 1mm) de fils émaillés à grade 2

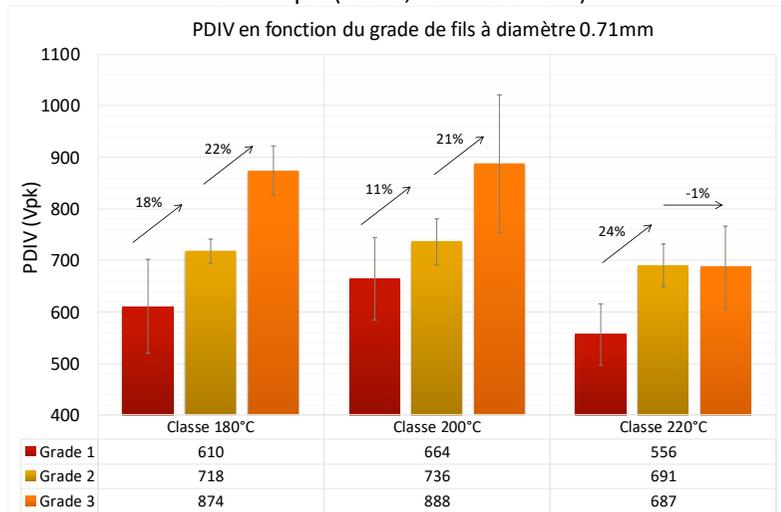


Figure VI-32 PDIV mesurés sur des paires torsadées en fonction de 3 grades d'isolation (1, 2 et 3) de fils émaillés à diamètre 0.71mm

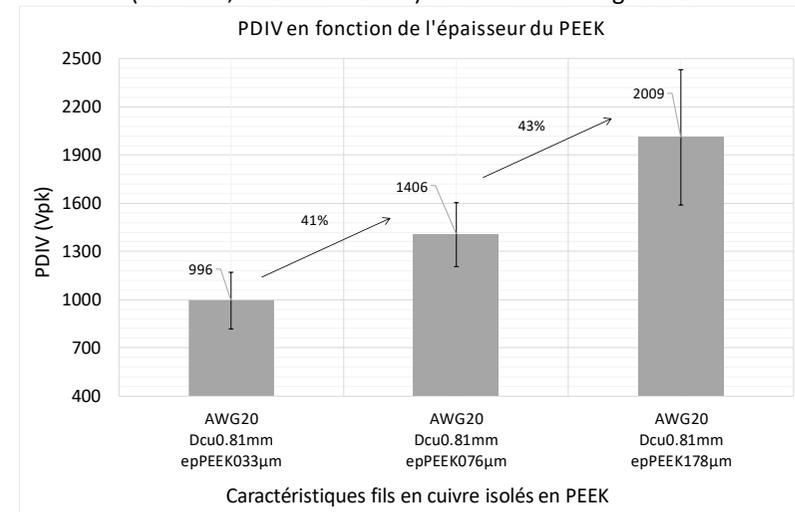


Figure VI-33 PDIV mesurés sur des paires torsadées en fonction de 3 épaisseurs d'isolation (35µm, 80µm et 178µm) de fils isolés en PEEK à diamètre 0.81mm

VI.4.2 Configuration « Fil – Isolant – Masse »

VI.4.2.1 Matériaux isolants

Dans cette sous-section, nous nous intéressons à la caractérisation du PDIV en fonction de feuilles isolantes de différents matériaux et épaisseurs. Les feuilles isolantes (papier/film) interviennent dans l'isolation entre les phases et dans celle entre les phases et la masse. Le choix de feuille isolante répond à un compromis des différentes exigences de conception discutées dans (VI.2.2) : coût, propriétés thermiques, propriétés mécaniques, résistance aux substances agressives de l'environnement, compatibilité avec les vernis d'imprégnation, inflammabilité, etc... Les principales caractéristiques d'un d'isolant sont généralement fournies dans les documents techniques du fabricant : « datasheet » ; nos travaux permettent de caractériser le seuil PDIV, une donnée très souvent non fournie dans les datasheets des fabricants.

Dans ces travaux, nous nous limitons à l'étude des technologies d'isolant matures déjà commercialisées. Les isolants retenus sont d'une classe thermique variant de 180°C à 240°C et sont basés sur des matériaux de nature : organique, inorganique ou une combinaison des deux. Les Tableau VI-11 et Tableau VI-12 listent les douze nuances d'intérêt et leurs quelques propriétés typiques issues des datasheets : classe thermique, épaisseur, permittivité et tension de rupture.

Tableau VI-11 Isolants organiques utilisés pour les caractérisations des décharges partielles

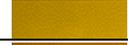
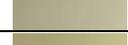
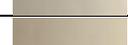
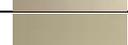
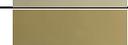
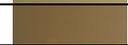
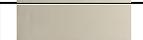
N° matériau	Désignation de l'isolant	Photo d'échantillon	Classe thermique	Epaisseur (mm)	Permittivité relative	Tension de rupture (kV)
1	Papier Aramide		220	0.050	1.60	0.9
				0.250	2.70	8.2
				0.610	3.70	19.5
2	Film Polyimide (PI)		240	0.025	3.40	7.6
				0.050	3.40	12
				0.075	3.50	15.4
				0.125	3.50	19.2
3	Film Polyétherimide		180	0.050	3.15	-
				0.150	3.15	12
				0.350	3.15	-
4	Film Polyétheréthercétone (PEEK) 1		200	0.050	3.1	7.5
				0.125	3.1	18.7
				0.150	3.1	22.5
5	Film Polyétheréthercétone (PEEK) 2		200	0.050	3.5	6.7
				0.125	3.5	15
				0.250	3.5	17.5
6	Aramide Polyimide 25µm Aramide		200	0.200	-	6.5
				0.400	-	6.5
7	Aramide Polyimide 50µm Aramide		200	0.240	-	-
				0.320	-	-

Tableau VI-12 Isolants inorganiques/organiques utilisés pour la caractérisation des décharges partielles

N° matériau	Désignation de l'isolant	Photo d'échantillon	Classe thermique	Epaisseur (mm)	Permittivité relative	Tension de rupture (kV)
8	Papier Aramide-Mica		220	0.080	2.9	2.2
				0.250	4.1	9.7
9	Papier inorganique 1		220	0.127	-	1.0
				0.254	-	1.8
				0.508	-	3.2
10	Papier inorganique 2		220	0.076	3.5	1.1
				0.178	4.0	3.3
				0.381	4.0	8.0
11	Papier inorganique-organique (Pio)		200	0.191	-	1.0
				0.254	-	2.0
				0.508	-	4.0
12	Pio PET350µm Pio		200	0.460	-	30

VI.4.2.2 Dispositif et éprouvette de test

Dans nos travaux, nous souhaitons caractériser le PDIV de 32 isolants (correspondants aux différentes désignations combinées aux épaisseurs énumérées dans les tableaux Tableau VI-11 et Tableau VI-12) ; l'utilisation d'un stator complet comme éprouvette de test impliquerait un coût financier considérable. En effet, par exemple, en utilisant notre méthodologie nécessitant 5 éprouvettes par configuration d'isolation (VI.3.3), le nombre total de stators nécessaires à l'étude serait de 160. Pour pallier cela, le dispositif « motorette », répondant à une construction normalisée [204] est utilisé, depuis longtemps, comme une maquette représentative d'un stator, notamment pour des caractérisations thermiques. Une motorette permet de caractériser tout le système d'isolation électrique : isolants inter spires, entre phases et entre phases et masse ; ici, nous nous intéressons uniquement à l'apport d'une feuille isolante sur le PDIV, et le coût de 160 motorettes est non négligeable.

Pour cette raison, et pour plus de simplicité, nous proposons d'utiliser le dispositif illustré sur les Figure VI-34 et Figure VI-36 ; celui-ci est composé de deux parties : l'une est mobile et l'autre est statique. La partie mobile comporte une masse métallique jouant le rôle du circuit magnétique du stator, sa position est réglable en translation à l'aide d'une vis micrométrique ; durant le test, elle est mise à la masse de la source d'alimentation. La partie statique joue le rôle de support pour le fil de bobinage ; durant le test, le fil est alimenté avec la phase de la source d'alimentation. Au contrainte de la motorette, ce dispositif n'est pas normalisé, c'est pourquoi, avant son utilisation pour étudier le PDIV, nous avons effectué expérimentalement une série d'études paramétriques du PDIV en fonction des 4 paramètres suivants : caractéristique du fil de bobinage, nombre de spires, forme géométrique du support et forme géométrique de la feuille isolante. Les résultats obtenus sont discutés ci-dessous.

VI.4.2.2.1 Effet des caractéristiques du fil de bobinage :

Pour étudier l'effet du fil de bobinage sur le PDIV entre les phases et la masse, nous avons mesuré le PDIV sans feuille isolante en utilisant une seule spire (au lieu de 10 spires sur la Figure VI-34) et

en utilisant le Support de fil n°1 (Figure VI-36). Pour cela, nous utilisons 5 fils émaillés de la classe thermique 200°C : le premier fil est de diamètre 0.50 mm et de grade 2, le deuxième fil est de diamètre 0.71 mm et de grade 1, le troisième fil est de diamètre 0.71 mm et de grade 2, le quatrième fil est de diamètre 0.71 mm et de grade 3 et le cinquième fil est de diamètre 1 mm et de grade 2.

Les résultats de mesure PDIV sont tracés sur la Figure VI-37, le PDIV mesuré s'étend entre 510 Vpk et 650 Vpk, D'une part, ce résultat du pire cas de l'isolation entre les phases et la masse (absence de feuille isolante) montre que, malgré sa faible épaisseur, l'émail du fil permet des valeurs de PDIV non négligeables : cela doit être pris en compte dans la modélisation du PDIV de la configuration « Fil – isolant – Masse ». D'autre part, la différence de PDIV entre les différents fils testés est de 23% ; cela peut être expliqué par les faibles différences entre les épaisseurs de leurs émaux (Tableau VI-7). Pour la suite de nos caractérisations, nous retenons le fil de diamètre 0.71mm et de grade 2. Ce fil de classe 200°C présentant un PDIV de 560 Vpk fait partie des fils standards les plus communément utilisés dans des machines destinées à des applications aéronautiques.

VI.4.2.2.2 Effet du nombre de fil (nombre de spires) :

En fonction de la topologie du bobinage utilisée, les encoches du stator d'une machine électrique peuvent loger plusieurs fils en série et/ou en parallèle. Pour évaluer l'effet du nombre de spires sur le PDIV, nous avons effectué des mesures de PDIV avec 1 spire et 10 spires en fil classe 200°C de diamètre 0.71mm et de grade 2 (voir sur Figure VI-34 une illustration pour le cas de 10 spires), et ce pour 3 cas de tests distincts :

- premier cas : sans feuille isolante ;
- deuxième cas : avec un film de 5x7cm² en PI d'épaisseur 25µm ;
- troisième cas : avec un film à 5x7cm² en PI d'épaisseur 125µm (Figure VI-35).

Durant cette évaluation le support du fil n°1 est utilisé, et par simplicité de mise en œuvre, les 10 spires sont connectées en parallèle.

Les résultats de mesure PDIV sont tracés sur la Figure VI-38 : ils montrent qu'une multiplication du nombre de spires par 10 implique une chute du PDIV jusqu'à 3%. À la vue de cette faible chute de PDIV et de la complexité de mise en œuvre des spires que nous devons remplacer à chaque changement de feuille isolante, nous retenons pour la suite de l'étude un nombre de spire unitaire : 1 fil.

VI.4.2.2.3 Forme géométrique de la feuille isolante :

Pour évaluer l'effet de l'aire de la feuille isolante sur le PDIV, nous proposons d'étudier 3 formes rectangulaires en film PI de dimensions : 1.25x7cm², 2.5x7cm² et 5x7cm². Pour cela nous utilisons un fil émaillé de classe thermique 200°C, de diamètre 0.71mm et de grade 2, le support plat : n°1 et 1 seule spire. Pour faire l'évaluation à plusieurs niveaux de PDIV, pour chacune des trois formes rectangulaires, nous utilisons 4 épaisseurs en film PI : 25µm, 50µm, 75µm et 125µm.

Les résultats de mesure PDIV sont tracés sur la Figure VI-39, par rapport au film 2.5x7cm² : les PDIV de la forme 5x7cm² sont plus petits et la variation atteint 6% ; cette diminution est observée pour 4 épaisseurs du film PI et demeure inexpliquée. Quant à la forme 1.25x7cm², par rapport à la forme 2.5x7cm², elle présente un PDIV assez proche (différence <3%) pour les trois épaisseurs du film PI, tandis que pour le film PI d'épaisseur 125µm, elle présente un PDIV plus petite de 14% : cela pourrait

être dû à un contournement des DP accru par la faible largeur du film. Pour la suite de nos caractérisations, nous optons pour la forme aux dimensions : $2.5 \times 7 \text{cm}^2$.

VI.4.2.2.4 Forme géométrique du support :

Dans un bobinage « en vrac », plusieurs scénarii d'appui du fil sur l'isolant de fond d'encoche peuvent se produire. Pour évaluer qualitativement l'influence de la distance d'appui du fil, nous étudions le PDIV pour 3 supports de fil (Figure VI-36) : un support plat : n°1, un support circulaire : n°2 et un support pointu : n°3.

Pour cela, nous utilisons une seule spire enroulée sur le support n°1 ; deux fils émaillés de classe thermique 200°C et de grade 2 sont utilisés : le premier de diamètre 0.50mm et le deuxième de diamètre 1.00mm .

Pour la feuille isolante, trois cas de tests distincts sont étudiés : premier cas : sans feuille isolante, deuxième cas : avec un film à $2.5 \times 7 \text{cm}^2$ en PI d'épaisseur $25\mu\text{m}$ et pour un troisième cas : avec un film à $2.5 \times 7 \text{cm}^2$ en PI d'épaisseur $125\mu\text{m}$ (Figure VI-35). Notons que la courbure des trois supports est largement supérieure à celle du fil émaillé utilisé ; en effet, les supports sont choisis afin de conditionner la surface de contact, sans causer d'intensification localisée du champ électrique, (« effet de pointe »).

Les résultats de mesure PDIV sont tracés sur la Figure VI-40 : ils montrent que l'augmentation de la longueur d'appui du fil (longueur de contact) implique une diminution du PDIV ; cette tendance est observée pour les deux diamètres de fil étudiés, et la variation du PDIV atteint 24%. Pour la suite de nos caractérisations, nous retenons, le support plat n°3, présentant le PDIV le plus bas par rapport aux autres supports ; il assure un contact d'environ 6cm .

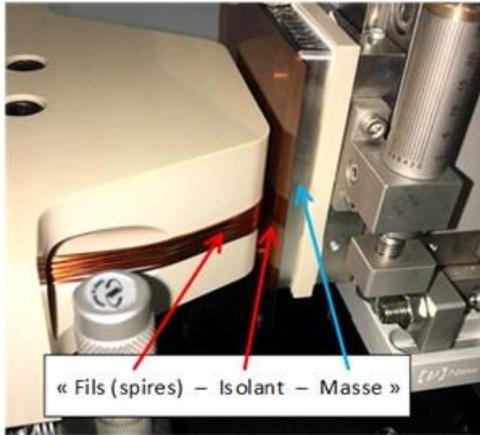


Figure VI-34 Dispositif de test des feuilles isolantes : illustration d'une configuration de test avec : 10 spires, film PI de 5x7cm² et le support de fil n°3 (plat).

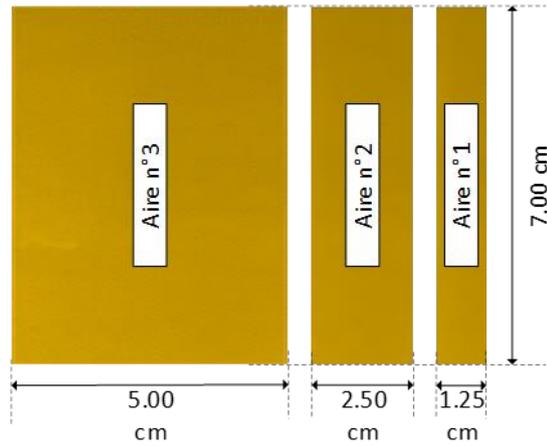


Figure VI-35 Dispositif de test des feuilles isolantes : illustration des 3 formes géométriques des isolants évalués.

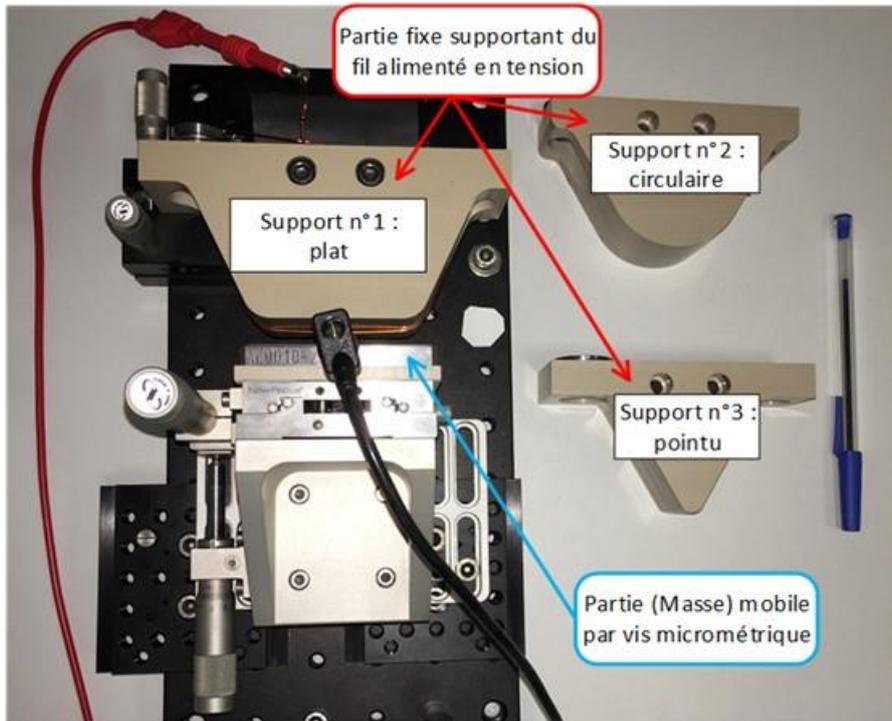


Figure VI-36 Dispositif de test des feuilles isolantes ; supports de fil évalués, support n°1 : plat, support n°2 : circulaire, support n°3 : pointu.

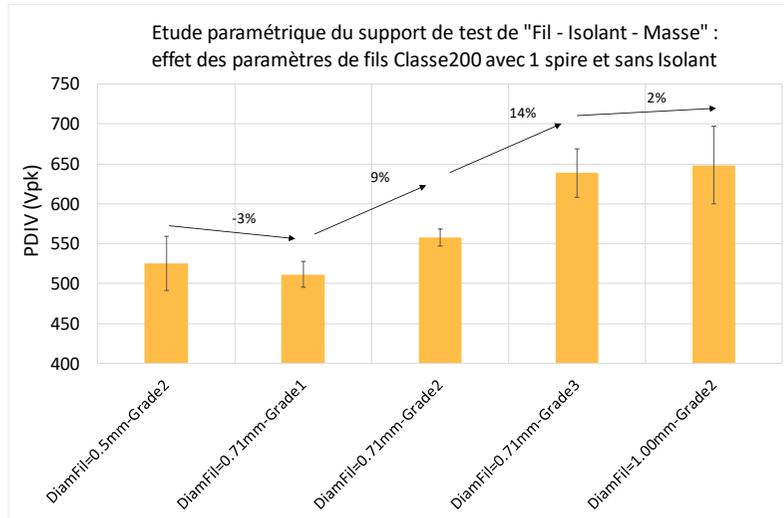


Figure VI-37 PDIV « Fil - Masse » en fonction de grade et de diamètre de fil.

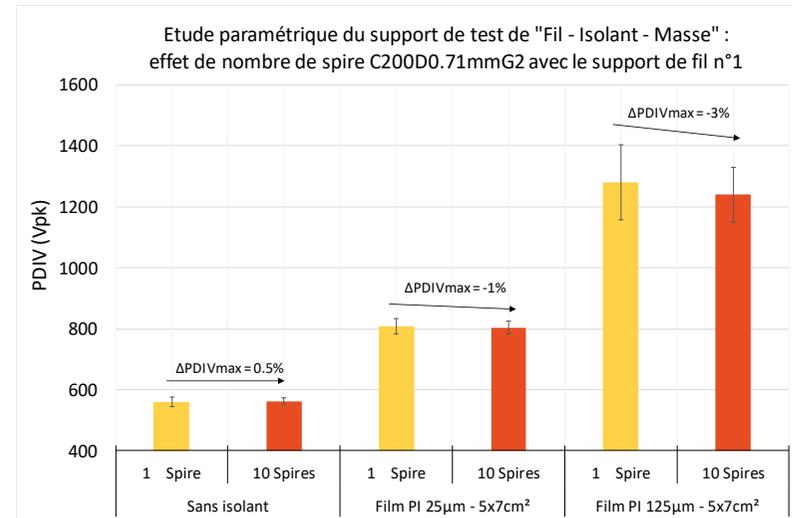


Figure VI-38 PDIV « Fil - Isolant - Masse » en fonction des dimensions de l'isolant.

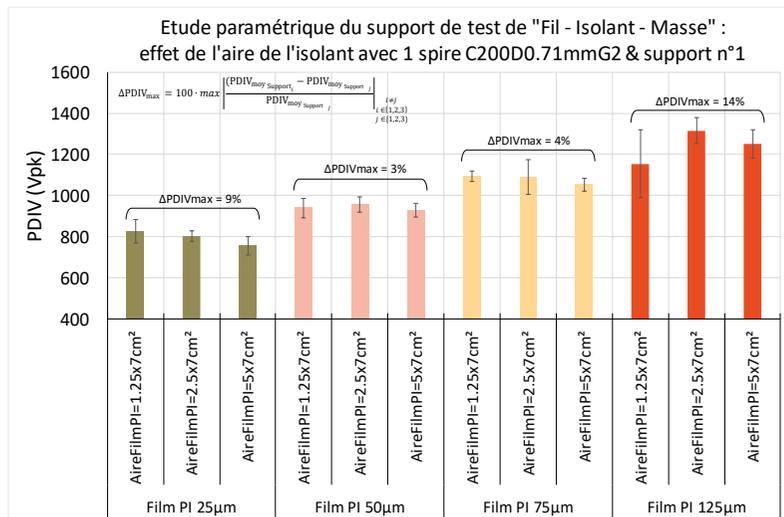


Figure VI-39 PDIV « Fil - Isolant - Masse » en fonction de la forme du support de fil.

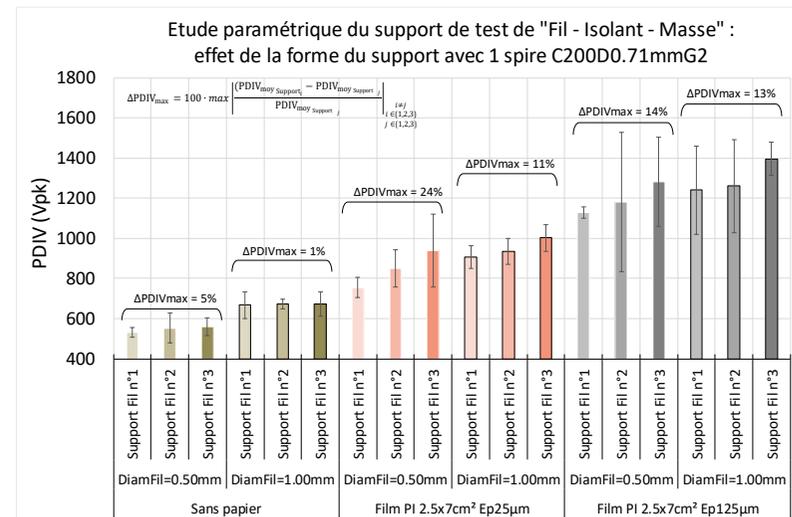


Figure VI-40 PDIV « Fil - Isolant - Masse » en fonction du nombre de spires.

VI.4.2.3 Résultats expérimentaux

En utilisant la méthodologie de caractérisation de PDIV discutée dans la section précédente (VI.3), nous réalisons des mesures de PDIV des 20 feuilles isolantes à matériaux organiques (Tableau VI-11) et des 12 feuilles isolantes à matériaux inorganiques (Tableau VI-12). Pour cela, nous utilisons le dispositif de test présenté précédemment (VI.4.2.2), avec les paramètres retenus suivants : 1 spire à base d'un fil de classe thermique 200, de diamètre 0.71mm et de grade 2, un support de fil de forme plate (n°1 sur la Figure VI-36) et une éprouvette de feuille isolante de forme rectangulaire de dimensions 2.5x7cm². Notons que durant les tests, nous changeons le fil à chaque changement d'éprouvette de feuille isolante.

Les résultats des PDIV des matériaux organiques obtenus sont tracés en fonction de l'épaisseur des feuilles isolantes sur la Figure VI-41 et ceux des matériaux inorganiques sur la Figure VI-42. Comme attendu, les résultats montrent que l'augmentation de l'épaisseur implique une augmentation du PDIV. Pour comparer les résultats PDIV, nous prenons les papiers tissés en fibres d'Aramide comme référence (courbe rouge), en effet, l'aramide fait partie des matériaux les plus classiquement utilisés dans les SIE des machines électriques.

Nous décomposons les isolants organiques testés en 3 nuances : la première est le papier en Aramide, la deuxième regroupe les films en PI, PEEK et Pei et la troisième utilise les matériaux composites triplex en Aramide et en PI. A épaisseur donnée, les 3 films et les 2 composites présentent un PDIV plus élevés que celui du papier en Aramide, l'écart en PDIV peut atteindre 16 %. Les 3 films présentent un PDIV relativement proches avec un écart en PDIV <7%.

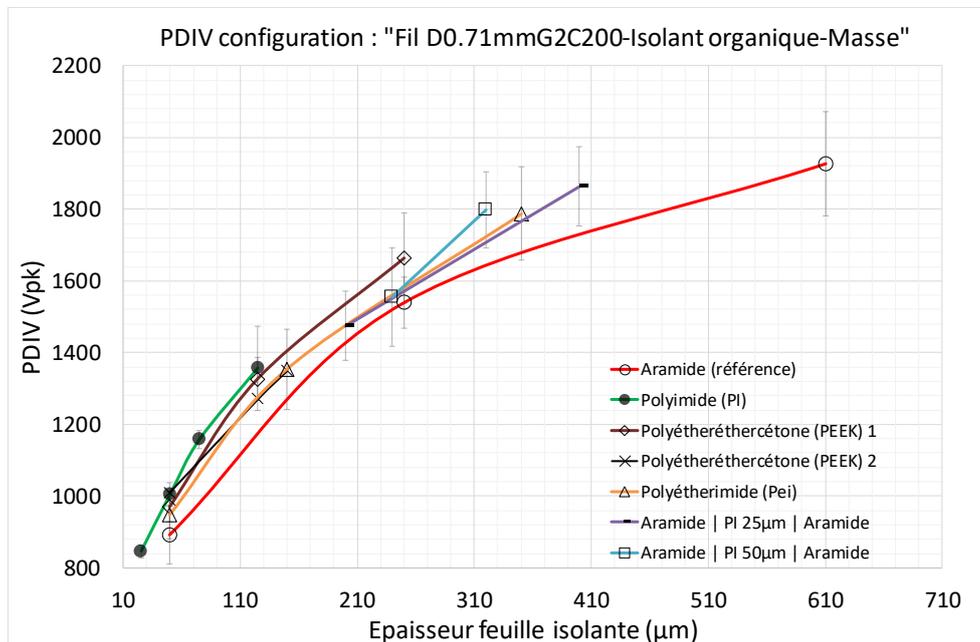


Figure VI-41 Résultats des caractérisation PDIV des feuilles isolantes organiques.

Quant aux matériaux inorganiques, à l'exception de l'isolant en Aramide-Mica d'épaisseur 80µm et le matériau composite en Pio|PET350µm|Pio, ils présentent un PDIV relativement plus faible que celui du papier en Aramide, l'écart en PDIV peut atteindre -21%. En dépit de leur excellente propriété thermique et meilleure résistance au DP, le faible PDIV des matériaux inorganiques

pourrait constituer un frein à leur utilisation dans des applications devant être exempt de PDs en régime de fonctionnement permanent.

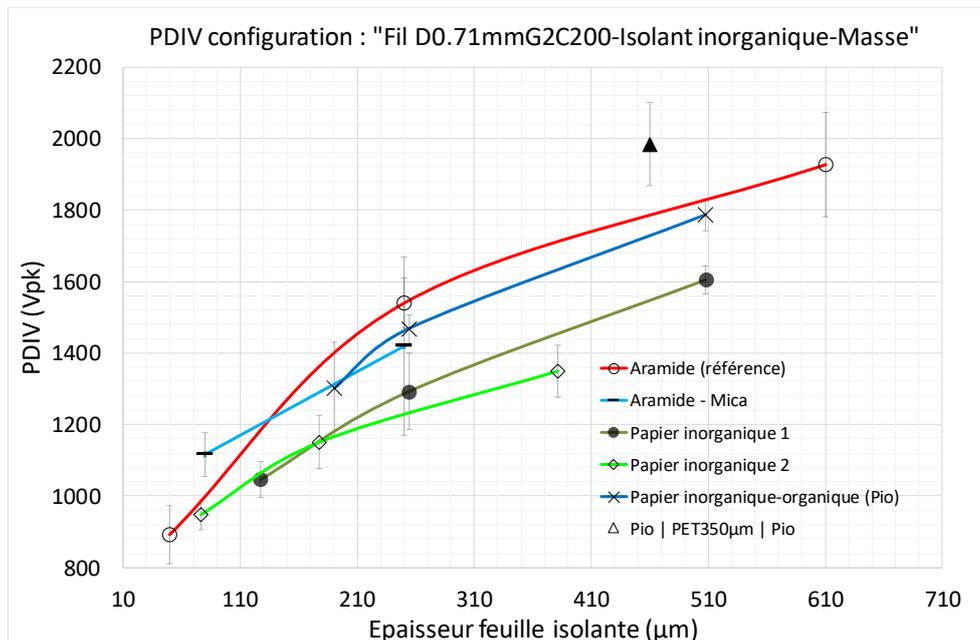


Figure VI-42 Résultats des caractérisation PDIV des feuilles isolantes inorganiques.

Nous attribuons les écarts sur le PDIV à des différences au niveau des permittivités des matériaux, en effet, cela suggère que tous les matériaux organiques testés présentent une permittivité relative relativement plus élevées que celle des matériaux inorganiques testés. Les analyses effectuées par la formule de Dakin dans la prochaine section (VI.5.2) confirment cette hypothèse.

Les isolants composites permettent de tirer profit des meilleures caractéristiques de leurs composants, à savoir, en termes de propriétés mécanique (résistance, flexibilité) et thermique (classe, conductivité). Nos résultats montrent qu'à iso-épaisseur, un composite utilisant un film en PI ou en PEI permet d'améliorer le PDIV avec un écart pouvant aller jusqu'à 14% par rapport au matériau constituant présentant le plus faible PDIV.

VI.5 MODELISATION ANALYTIQUE DU PDIV EN VUE DE LA CONCEPTION

Dans cette section, nous proposons des analyses par la formule de Dakin des mesures PDIV discutées dans la section précédente ; ensuite, nous proposons d'enrichir cette formule pour prendre en compte d'autres paramètres de conception, tels que : la pression, la température, les marges de sécurité, etc

VI.5.1 Précision de la mesure PDIV

Avant d'aborder la modélisation analytique du PDIV basée sur les mesures discutées dans la section précédente (VI.4), nous avons souhaité évaluer la précision de nos mesures. Pour ce faire, nous proposons d'utiliser un second banc expérimental, dont le synoptique est schématisé sur la Figure VI-43. Par comparaison avec le banc utilisé pour la caractérisation (présenté en Figure VI-11) :

- Cette solution est plus conventionnelle, car le banc utilise la méthode de mesure électrique des DP spécifiée dans la norme IEC 60270 [205] : celle-ci est caractérisée par la connexion

d'une branche associant une capacité C_k en série avec une impédance mesure Z_{MI} ; cette branche, connectée en parallèle de l'échantillon à tester, sert de chemin favorisé par les courants haute fréquence engendrés par les DP. Le circuit emprunté par le courant des DP est donc mieux maîtrisé ;

- Les instruments de mesures utilisés, de la marque « Power Diagnostix ICMsystem », sont fabriqués selon les recommandations de la norme IEC 60270 [205] ;
- Afin de minimiser le bruit électromagnétique et de garantir une meilleure détection des DP, ce banc utilise un câble de puissance blindé et une cage de Faraday ;
- A l'aide d'un appareil calibreur spécifique répondant aux recommandations de la norme IEC 60270 [205], ce banc offre la possibilité de caractériser la sensibilité de la mesure, et ce, en quantifiant la valeur minimale de la charge apparente pouvant être détectée. En l'occurrence, pour notre cas, la charge minimale apparente détectable est d'environ 3 pC.

Cependant, notons que cette méthode standard ne permet d'effectuer des mesures qu'avec des formes d'onde de tension sinusoïdale.

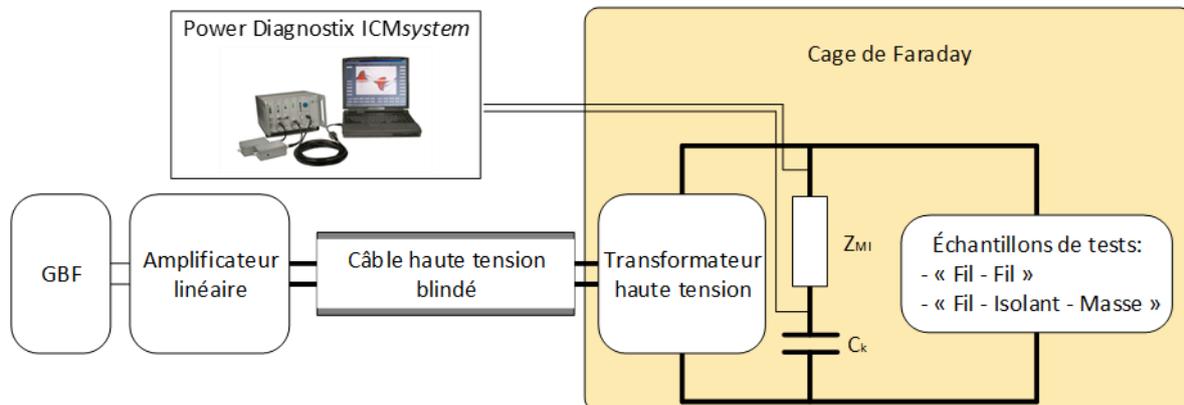


Figure VI-43 Synoptique du banc de mesure des DP selon les recommandations de la norme IEC 60270 [205].

Afin d'évaluer l'influence du banc de mesure sur le PDIV, nous proposons de tester 11 configurations d'isolation distinctes : 3 configurations en « Fil – Fil » et 8 en « Fil - Isolant - Masse ». Le Tableau VI-13 détaille les différents cas testés et récapitule les résultats de mesure des PDIV moyens obtenus. Pour éviter des dispersions dues aux isolants, les deux PDIV moyens des deux bancs sont basés sur 25 PDIV effectuées sur un même lot de 5 éprouvettes (5 mesures PDIV sur chacune des éprouvettes).

Au vu des précautions méticuleuses prises dans la mise en œuvre du banc expérimental de la méthode IEC (Figure VI-43), nous escomptions que la mesure soit plus sensible et par conséquent obtenir des PDIVs moins élevés que ceux obtenus dans notre campagne de mesures (banc Figure VI-11) : cependant, les résultats montrent des écarts de PDIV entre les deux méthodes compris entre -%6 et 9%. Ces écarts demeurent inexplicés, et pour la suite, nous considérons que l'erreur de mesure du PDIV moyen dû au banc expérimental peut atteindre $\pm 10\%$.

Tableau VI-13 Comparaison des mesures PDIV entre notre méthode mesure utilisée pour la caractérisation et la méthode standard selon les normes IEC.

Configurations testées		PDIV moyen (Vpk)			
N°	Nom	Méthode IEC	Méthode adoptée	Erreur relative	
1	Configuration : "Fil - Fil" Classe 200	D0.50mm Grade2	686	737	8%
2		D0.71mm Grade2	704	736	4%
3		D1.00mm Grade2	848	874	3%
4	Configuration : "Fil - Isolant - Masse"	Aramide 50µm	952	893	-6%
5		Aramide 250µm	1559	1539	-1%
6		Aramide 610µm	2050	1927	-6%
7		Aramide-Mica 50µm	1027	1116	9%
8		Aramide-Mica 250µm	1443	1419	-2%
9		Pei 50µm	947	946	0%
10		Pei 150µm	1242	1353	9%
11		Pei 350µm	1677	1788	7%

VI.5.2 Modélisation analytique PDIV par la formule de Dakin

VI.5.2.1 Configurations « Fil – Fil »

De nombreux modèles d'initiation des DP sont proposés dans la littérature, une synthèse est proposée dans les travaux : [206]. Pour pouvoir exploiter nos données de caractérisations dans une approche de conception d'une machine sans DP, nous proposons d'opter pour l'équation de Dakin exprimée comme suit :

$$PDIV = \sqrt{2} \cdot 163 \cdot \left(\frac{ep_{isol}}{\epsilon_r} \right)^{0.46} \approx 230 \cdot \left(\frac{2 \cdot ep_{isol_{Fil-Fil}}}{\epsilon_r} \right)^{0.46} \quad \text{eqn VI-15}$$

Avec :

- PDIV : seuil d'apparition des DP en (V_{pk}) ;
- ep_{isol} : l'épaisseur d'isolant en (µm) ; dans le cas d'une paire torsadée, celle-ci est égal au double de l'épaisseur de l'isolant du fil ;
- ε_r : permittivité relative de l'isolant.

La rapidité d'estimation du PDIV par cette formule constitue son atout fondamental pour nos travaux. Cette loi relie le PDIV au rapport de l'épaisseur d'isolant divisé par sa permittivité relative. Elle a été établie de manière empirique par les trois chercheurs T. W. Dakin, H. M. Philofsky, W. C. Divens en utilisant des isolants placés entre deux électrodes cylindriques [207]. Elle a été confrontée dans [208] à des mesures expérimentales utilisant des paires torsadées basées sur plusieurs matériaux ; en dépit de sa simplicité, elle a manifesté une bonne précision (erreur inférieure à 10%) pour des PDIVs inférieurs à 1000V_{pk} et une très bonne précision (erreur inférieure à 2%) pour des PDIVs supérieurs à 1000V_{pk}. Ces ordres de grandeurs de précision sont largement suffisamment pour des utilisations à des fins de prédimensionnement et d'analyses paramétriques.

VI.5.2.1.1 Configuration « Fil – Fil » en fils émaillés

Le calcul du PDIV d'une paire torsadée nécessite la connaissance de l'épaisseur de l'émail et sa permittivité. Nous ne disposons pas des valeurs exactes concernant les fils caractérisés, mais leurs intervalles de variation doivent répondre aux spécifications de la norme IEC 60317-0-1 (Tableau VI-7). Quant à la permittivité, sa plage de variation n'est pas normalisée. Son identification expérimentale est une tâche assez délicate ; nous nous référerons donc aux valeurs, comprises entre $\epsilon_r=3.1$ et $\epsilon_r=4.6$, fournies par la littérature et rassemblées dans le Tableau VI-14.

Tableau VI-14 Valeurs typiques de la permittivité issues de la littérature.

Matériaux d'émail	Classe thermique	Permittivité	Référence biblio.
Polyesterimide (PEI)	180	3.8	[187]
Polyesterimide (PEI)/Polyamidimide (PAI)	200	3.85	[209]
		4.00	[187]
		[3.14, 4.59]	[203]
Polyamidimide (PAI)	220	4.10	[209]
		4.20	[187]
		4.5	[208]

Comme les fils émaillés utilisés proviennent du même fabricant et sont issus d'un même lot de fabrication, nous supposons que les émaux d'une même classe thermique se caractérisent par une permittivité de même valeur. En supposant également que le PDIV des fils émaillés suit la formule analytique de Dakin, nous proposons de retrouver les valeurs des permittivités et des épaisseurs d'émaux permettant d'ajuster les mesures à la formule analytique tout en respectant les spécifications en épaisseur de la IEC 60317-0-1 (Tableau VI-7).

Le calcul montre que pour les deux classes 180°C et 200°C, il y a une multitude de solutions possibles en termes de permittivité et d'épaisseur d'émail. Pour la classe 220°C, aucune solution n'a permis un ajustement des mesures à la formule analytique ; une analyse détaillée montre que la mesure PDIV du fil émaillé au diamètre 0.71mm et au grade 3 est aberrante par rapport aux 4 autres mesures PDIV de la même classe. Pour cette raison, nous proposons de traiter ce fil à part.

Pour pallier la non-unicité des solutions entre termes de permittivité et d'épaisseur, nous proposons de calculer une permittivité minimale (ce qui correspond à des épaisseurs d'émaux minimales) et une permittivité maximale (ce qui correspond à des épaisseurs d'émaux maximales). Cela permet de calculer un intervalle de valeur de la permittivité en considérant les PDIVs moyens et en respectant les intervalles de tolérances spécifiées des épaisseurs.

Comme nous avons montré expérimentalement que l'erreur de la mesure DP peut être $\pm 10\%$ (VI.5.1), nous proposons de calculer aussi une permittivité minimale en rajoutant un supplément de +10% au PDIVs moyens. De même nous calculons une permittivité maximale en soustrayant au PDIV une portion de -10%. Cela permet de calculer un intervalle de valeur de la permittivité en considérant une erreur de 10% sur les mesures PDIV et tout en respectant les intervalles de variations normalisés des épaisseurs.

Nous avons effectué différentes estimations de la plage de variation de la permittivité pour les trois classes thermiques : 180°C, 200°C et 220°C, ainsi que pour le point de mesure aberrant du fil au diamètre 0.71mm et au grade 3 ; les résultats sont récapitulés dans le Tableau VI-15. Les intervalles de permittivité estimées par la formule de Dakin chevauchent ceux retrouvés dans littérature au niveau des faibles valeurs, mais elles sont globalement plus élevées. Les résultats montrent

également qu'une variation de $\pm 10\%$ au niveau du PDIV implique une variation jusqu'à $\pm 32\%$ de la permittivité. Cela donne une idée sur l'ordre de grandeur de l'erreur qui pourrait être induite par la démarche proposée pour estimer la permittivité relative.

Quant au point aberrant : fil au diamètre 0.71mm et au grade 3, la permittivité moyenne estimée est de 8.85, cette valeur est très élevée par rapport à des valeurs typiques du PAI. Son PDIV est proche de celui correspondant à un grade 2 au lieu d'un grade 3. Il est donc possible que l'épaisseur de son émail ne soit pas conforme aux spécifications de la norme IEC 60317-0-1 (Tableau VI-7) ; en l'occurrence relativement plus petite ou bien simplement, il est aussi probable qu'une erreur d'étiquetage serait survenue lors de l'approvisionnement de ce fil. Ce point aberrant laisse penser que la grandeur PDIV peut être utilisée comme test d'acceptation ou de test de performance reflétant à la fois la valeur de l'épaisseur de l'émail et celle de sa permittivité relative.

Tableau VI-15 Estimation de la permittivité par la formule de Dakin.

	Conditions de calcul		Classe 180	Classe 200	Classe 220	Point aberrant : Fil classe 220 D0.71mm G3
	Epaisseur émail	Valeur PDIV				
Permittivité minimale	Minimale	PDIVmoy +10%	3.65	3.47	3.97	6.06
	Minimale	PDIVmoy	4.48	4.27	4.88	7.45
Permittivité maximale	Maximale	PDIVmoy	4.87	5.24	5.14	9.69
	Maximale	PDIVmoy -10%	6.12	6.60	6.46	12.18
Permittivité moyenne			4.78	4.90	5.11	8.85

Au vu de nos résultats et des valeurs typiques de la permittivité, nous proposons de retenir les permittivités moyennes, à savoir : $\epsilon_r=4.78$ pour la classe 180°C, $\epsilon_r=4.9$ pour la classe 180°C et $\epsilon_r=5.11$ pour les fils de la classe 220°C. Notons que ces 3 valeurs moyennes de 3 classes thermiques distinctes sont assez proches ; elles sont également relativement supérieures à celles retrouvées dans la littérature. Cela nous garantit que leur utilisation permet d'effectuer des analyses de PDIV de manière conservative.

En utilisant ces permittivités moyennes, nous estimons à l'aide de la formule de Dakin, les épaisseurs moyennes des émaux des différents fils ; les résultats sont synthétisés dans le Tableau VI-16.

Tableau VI-16 Estimations des épaisseurs par la formule de Dakin.

Classe thermique	Epaisseur émail en (μm)				
	D0.50mm Grade2	D0.71mm Grade1	D0.71mm Grade2	D0.71mm Grade3	D1.00mm Grade2
180°C	32	20	28	43	47
200°C	31	24	31	46	44
220°C	28	17	28	40	47

Pour illustration, nous traçons sur la Figure VI-44 les PDIVs mesurés en fonction des valeurs moyennes estimées des épaisseurs et des permittivités de l'émail. Nous traçons également la limite haute du PDIV correspondant à la permittivité minimale estimée (courbe rouge), ainsi la limite basse du PDIV correspondant à la permittivité maximale estimée (courbe bleu). Les résultats montrent qu'à l'échelle des épaisseurs des fils émaillés, le PDIV croit quasi-linéairement vis-à-vis de l'épaisseur avec une pente d'approximativement $10V_{pk}/\mu\text{m}$.

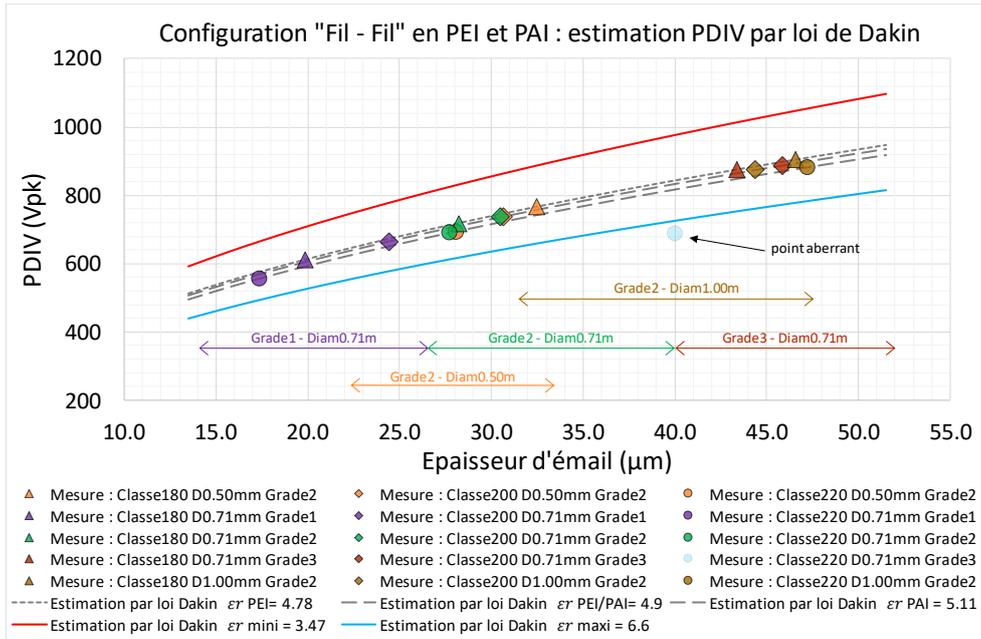


Figure VI-44 Estimation PDIV par la formule de Dakin : PDIV en fonction du matériau de permittivité de l'épaisseur moyen d'émail (Tableau VI-16) et sa permittivité moyenne : $\epsilon_r=4.78$ pour le PEI, $\epsilon_r=4.9$ pour PEI/PAI et $\epsilon_r=5.11$ pour le PAI.

VI.5.2.1.2 Configuration « Fil – Fil » en fils extrudés en PEEK

Au contraire des fils émaillés pour lesquels le fabricant s’engage sur l’épaisseur de l’émail dans un intervalle spécifié par des normes, les quelques fabricants proposant actuellement des fils de bobinage extrudés en PEEK proposent des épaisseurs d’isolant à la demande du client. En effet, à l’heure de la rédaction de ce manuscrit, il n’existe pas encore de norme officielle dédiée aux fils extrudés. La fabrication se fait sur demande spécifique, et le fabricant garantit une valeur moyenne de l’épaisseur du PEEK avec une certaine tolérance. Par conséquent, pour ajuster les mesures PDIV des fils en PEEK par la formule de Dakin, il suffit d’identifier la valeur de la permittivité.

Rappelons que nous avons caractérisé les PDIVs de 3 fils de cuivre de même diamètre 0.81mm, couverts par trois épaisseurs distinctes en PEEK extrudé : 33µm, 76µm et 178µm. Comme les trois fils utilisent la même nuance de PEEK provenant du même fabricant, nous supposons qu’ils présentent des permittivités égales ; par conséquent, nous identifions une seule permittivité permettant de minimiser la somme des erreurs quadratiques entre les mesures et la formule de Dakin. Comme effectué précédemment pour des fils émaillés, nous identifions également la permittivité en supposant une précision de mesure PDIV de ±10%. Les résultats de calcul des différentes permittivités, ainsi les erreurs relatives de modélisation sont récapitulées dans le Tableau VI-17.

Les résultats montrent que la permittivité relative calculée par le PDIV moyen : $\epsilon_r=3.09$, cette valeur est relativement proche de celle de la datasheet du fabricant, donnée à $\epsilon_r=3$. Ils montrent également qu’une imprécision de ±10% au niveau de la mesure PDIV implique une erreur d’estimation de la permittivité de ±22%. Quant à l’erreur de modélisation par rapport à la mesure, elle est relativement faible : inférieure à 5% en valeur absolue.

Pour illustration, nous traçons sur la Figure VI-45 l’estimation du $PDIV_{moy}$, par la formule de Dakin, avec une permittivité $\epsilon_r=3.09$. Nous traçons également, la limite haute du PDIV correspondant à la

permittivité minimale estimée $\epsilon_r=2.51$ (courbe rouge), ainsi la limite basse du PDIV correspondant à la permittivité maximale estimée $\epsilon_r=3.88$ (courbe bleu).

Tableau VI-17 fils extrudés en PEEK : estimation de la permittivité et erreurs de modélisation.

Valeurs PDIVs utilisées pour l'identification	Permittivité Estimée par formule de Dakin	Erreur relative maximale $(PDIV_{Dakin}-PDIV_{mesure}) / PDIV_{mesure}$		
		EpPEEK033 μ m	EpPEEK076 μ m	EpPEEK178 μ m
PDIV _{moy} -10%	2.51	-5%	-1%	+2%
PDIV _{moy}	3.09			
PDIV _{moy} +10%	3.88			

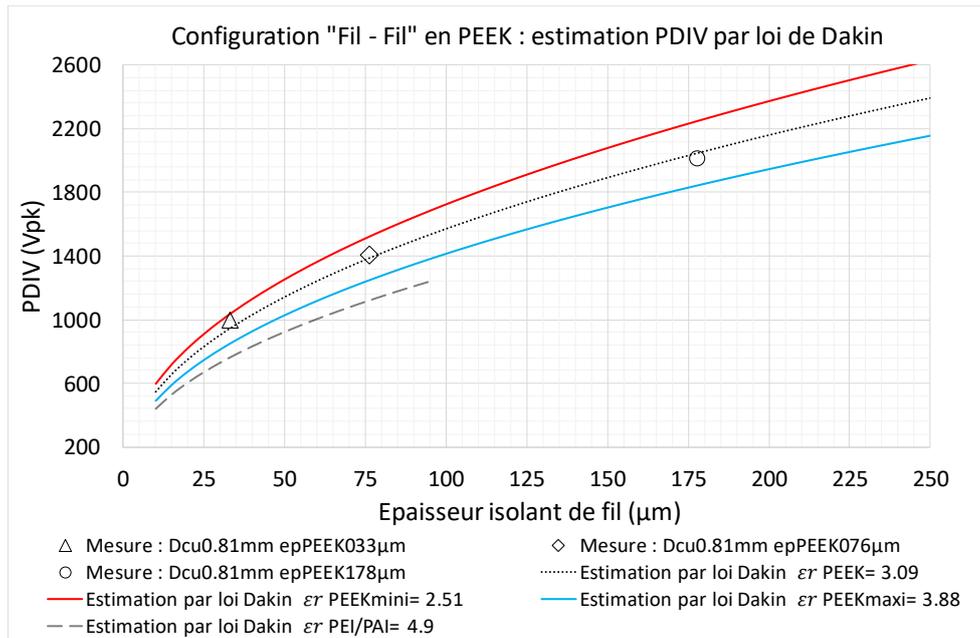


Figure VI-45 Estimation du PDIV de fils extrudés en PEEK par la formule de Dakin.

En comparaison par rapport à des fils émaillés PEI/PAI, les fils extrudés en PEEK présentent un meilleur PDIV avec un écart relatif de 24% (Figure VI-45), et cela s'explique par l'écart relatif d'environ -37% au niveau des permittivité relatives.

Il est clair que le développement vers des SIE sans DP peut être obtenu soit en augmentant l'épaisseur d'isolant soit en baissant sa permittivité, ou bien les deux à la fois. L'augmentation d'épaisseur peut être obtenue aisément moyennant l'utilisation la technique de l'extrusion des thermoplastiques comme le PEEK. Quant à la diminution de la permittivité, elle peut être obtenue en introduisant dans l'isolant des bulles d'air microscopiques : la permittivité diminue en augmentant la porosité de l'isolant. Selon [208], une porosité à 30% d'une résine en PAI permet de faire chuter la permittivité $\epsilon_r=4.8$ à $\epsilon_r=2.5$. De même, d'après [210], une porosité d'un film en Polyimide (PI) permet de faire diminuer la permittivité de $\epsilon_r=3.1$ à $\epsilon_r=2.4$.

Il est important de noter que les analyses effectuées ci-dessous ne sont valables qu'à une température ambiante d'environ 20°C. En effet, la permittivité dépend de la température, cela est discuté plus loin dans ce chapitre

VI.5.2.2 Configuration « Fil - Isolant - Masse »

Ci-dessous nous proposons d'utiliser la formule de Dakin pour estimer aussi le PDIV des configurations « Fil – Isolant – Masse », elle s'exprime comme suit :

$$PDIV = \sqrt{2} \cdot 163 \cdot \left(\frac{ep_{isol}}{\epsilon_r}\right)^{0.46} \approx 230 \cdot \left(\frac{ep_{isol_{Fil-Masse}}}{\epsilon_r}\right)^{0.46} \quad \text{eqn VI-16}$$

Pour cette configuration, ep_{isol} est égale à la somme de l'épaisseur d'isolant du fil et celle de la feuille isolante. Quant à la permittivité, il s'agit d'une permittivité globale de l'isolant du fil et de la feuille isolante. En pratique, les épaisseurs des isolants du fil (quelques dizaines de μm) sont largement inférieures devant celles des feuilles isolantes (quelques centaines de μm). Nous supposons alors que l'effet des feuilles sur le PDIV est prépondérant devant celui de l'isolant du fil.

Pour tester la validité de la formule de Dakin, nous la comparons aux mesures PDIVs des configurations « Fil PEI/PAI – Masse » sans feuille isolante. Nous considérons dans la formule de Dakin la valeur de la permittivité moyenne et les épaisseurs moyennes identifiées précédemment à partir des données de mesure de paires torsadées (Tableau VI-15 et Tableau VI-16). Le résultat est tracé sur la Figure VI-46.

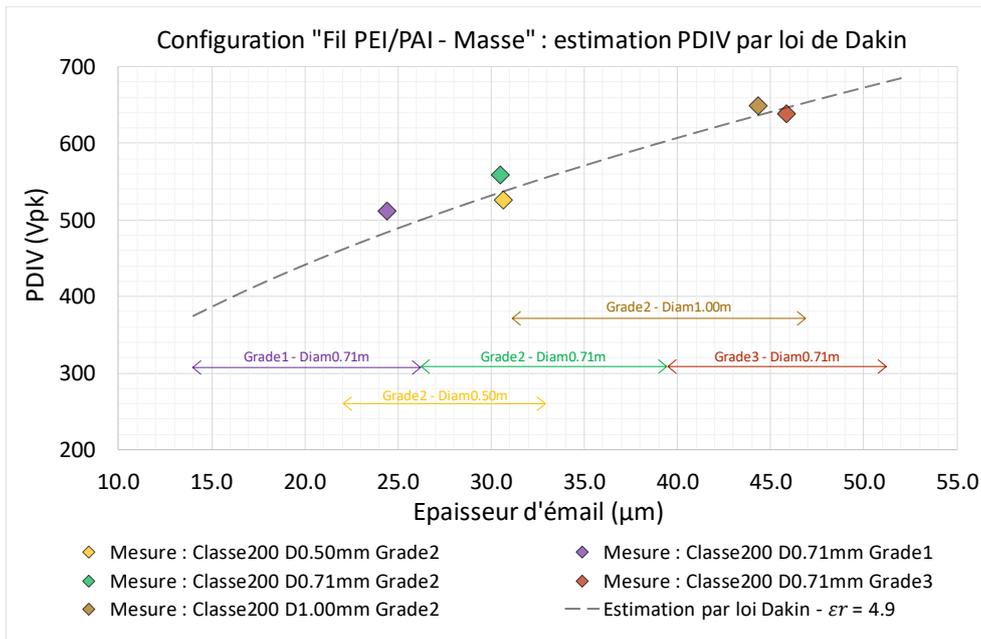


Figure VI-46 Estimation par la formule de Dakin des PDIVs des configurations « Fil PEI/PAI – Masse ».

Le résultat montre le modèle analytique prédit le PDIV à la moitié des épaisseurs d'isolant avec une erreur relative inférieure à 6%. Nous proposons d'utiliser la formule de Dakin pour prédire le PDIV, comme pour les configurations « Fil - Fil » : nous estimons les intervalles des permittivités des différentes configurations « Fil – Isolant – Masse, en supposant une erreur potentielle de mesure de DP de $\pm 10\%$.

Dans (VI.4.2), l'analyse du niveau de PDIV montre sa liaison à la nature du matériau des feuilles isolantes, organique ou inorganique. Le comportement des permittivités estimées par la formule de

Dakin dresse 3 catégories de feuilles isolantes selon leur construction, à savoir : une catégorie n°1 constituée de papiers, une catégorie n°2 constituée des films et une catégorie n°3 constituée de composites. Nous présentons ci-dessous une description de chacune des trois catégories.

VI.5.2.2.1 Catégorie des feuilles isolantes n°1 : Papiers

Les intervalles des permittivités des papiers estimées par la formule de Dakin sont synthétisées dans le Tableau VI-20. Nous observons que les permittivités typiques issues des datasheets sont inférieures à celles estimées. Nous observons aussi que la permittivité (typique et estimée) augmente avec l'augmentation de l'épaisseur : cela peut expliquer la forte diminution de la pente du PDIV des papiers vis-à-vis de l'épaisseurs observées aux Figure VI-41 et Figure VI-42. Cette diminution peut être observée également sur les rigidités diélectriques issues des datasheets. Ce phénomène peut être dû aux imperfections dans le volume des papiers qui ont une structure tissée en fibres. De plus les papiers favorisent également l'absorption de l'humidité, ce qui peut affecter la permittivité.

Tableau VI-18 Estimation de la permittivité des papiers isolants par la formule de Dakin.

Papier		Permittivité relative ϵ_r			
Nom	Epaisseur (mm)	Valeur Datasheet	Estimée par loi Dakin pour PDIVmoy+10%	Estimée par loi Dakin pour PDIVmoy	Estimée par loi Dakin pour PDIVmoy-10%
Aramide	0.05	1.60	3.44	4.23	5.31
	0.25	2.70	3.67	4.52	5.68
	0.61	3.70	5.15	6.33	7.96
Aramide - Mica	0.08	2.90	2.91	3.58	4.50
	0.25	4.10	4.38	5.39	6.78
Inorganique 1	0.127	-	4.76	5.86	7.37
	0.254	-	5.44	6.70	8.42
	0.508	-	6.44	7.92	9.96
Inorganique 2	0.076	3.50	4.00	4.92	6.18
	0.178	4.00	5.12	6.30	7.93
	0.381	4.00	7.17	8.82	11.09
Inorganique-organique (Pio)	0.191	-	4.17	5.13	6.45
	0.254	-	4.13	5.08	6.39
	0.508	-	5.11	6.28	7.90
Analyse de la permittivité					
Valeur minimale		1.60	2.91	3.58	4.50
Valeur moyenne		3.31	4.71	5.79	7.28
Valeur maximale		4.10	7.17	8.82	11.09

VI.5.2.2.2 Catégorie des feuilles isolantes n°2 : Films

Les intervalles des permittivités des films estimées par la formule de Dakin sont synthétisés dans Tableau VI-19. Par rapport aux papiers, les permittivités estimées des films sont relativement proches de celle issues des datasheets et leur étendue de variation est relativement retreint ; en effet, les permittivités moyennes estimées se situent entre $\epsilon_r=3.15$ et $\epsilon_r=4.43$.

Tableau VI-19 Estimation de la permittivité des films isolants par la formule de Dakin.

Film		Permittivité relative ϵ_r			
Nom	Epaisseur (mm)	Valeur Datasheet	Estimée par loi Dakin pour PDIVmoy+10%	Estimée par loi Dakin pour PDIVmoy	Estimée par loi Dakin pour PDIVmoy-10%
Polyimide (PI)	0.025	3.40	2.66	3.27	4.11
	0.05	3.40	2.65	3.26	4.10
	0.075	3.50	2.56	3.15	3.96
	0.125	3.50	2.68	3.29	4.14
Polyétherimide (Pei)	0.05	3.15	3.03	3.72	4.68
	0.15	3.15	3.12	3.84	4.83
	0.35	3.15	3.60	4.43	5.57
Polyétheréthercétone (PEEK) 1	0.05	3.50	2.87	3.52	4.43
	0.125	3.50	2.81	3.46	4.35
	0.15	3.50	3.10	3.82	4.80
Polyétheréthercétone (PEEK) 2	0.05	3.10	2.63	3.23	4.06
	0.125	3.10	3.08	3.79	4.77
	0.25	3.10	3.14	3.86	4.85
Analyse de la permittivité					
Valeur minimale		3.10	2.56	3.15	3.96
Valeur moyenne		3.31	2.92	3.59	4.51
Valeur maximale		3.50	3.60	4.43	5.57

VI.5.2.2.3 Catégorie des feuilles isolantes n°3 : Composites

Les intervalles des permittivités des composites estimées par la formule de Dakin sont synthétisés dans Tableau VI-20. Les composites sont des triplex à base de trois composants : un film au milieu et deux papiers sur les côtés. La permittivité d'un composite est une propriété globale qui dépend à la fois des permittivités et épaisseurs des composants le constituant. Comme escompté, les résultats montrent que la permittivité d'un composite se situe entre celles de ses 2 composants. Globalement, les différences entre les trois composites testés est restreint : en effet, les permittivités moyennes estimées se situent entre $\epsilon_r=4.02$ et $\epsilon_r=4.58$.

Tableau VI-20 Estimation de la permittivité des isolants composites par la formule de Dakin.

Composite		Permittivité relative ϵ_r			
Nom	Epaisseur (mm)	Valeur Datasheet	Estimée par loi Dakin pour PDIV _{moy} +10%	Estimée par loi Dakin pour PDIV _{moy}	Estimée par loi Dakin pour PDIV _{moy} -10%
Aramide Polyimide25µm Aramide	0.2	-	3.31	4.07	5.12
	0.4	-	3.72	4.58	5.75
Aramide Polyimide50µm Aramide	0.24	-	3.27	4.02	5.06
	0.32	-	3.47	4.26	5.36
Pio PET350µm Pio	0.46	-	3.70	4.55	5.72
Analyse de la permittivité					
Valeur minimale		-	3.27	4.02	5.06
Valeur moyenne		-	3.49	4.30	5.40
Valeur maximale		-	3.72	4.58	5.75

VI.5.3 Correction du PDIV : marges de sécurité et paramètres environnementaux

VI.5.3.1 Correction du PDIV par une marge statistique

Les analyses et modélisation discutés plus haut dans ce chapitre, sont focalisés sur le PDIV moyen. Nous récapitulons sur la Figure VI-47 les marges d’erreurs statistiques relatives au PDIVs moyens avec un niveau de confiance 99%. Le calcul des marges est effectué selon notre méthodologie, discutée en (VI.3).

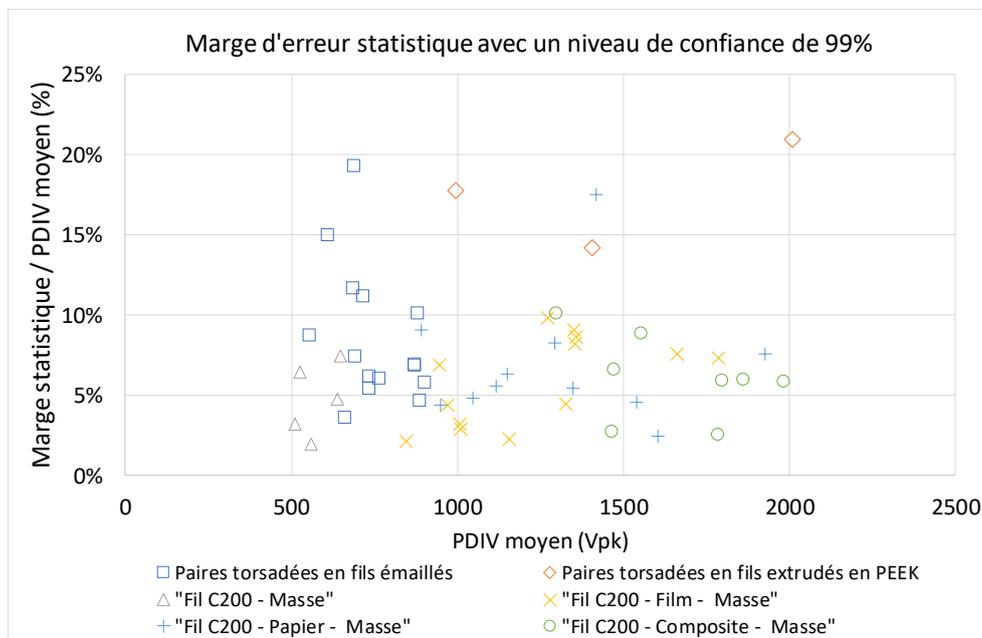


Figure VI-47 Ecartement statistique relatif au PDIV moyen avec un niveau de confiance de 99%.

Les résultats montrent que la marge d’erreur maximale à 99% de confiance est d’environs 20%. Autrement dit, il y a 99 de chances sur 100 à ce que le PDIV soit compris dans l’intervalle statistique suivant : $[PDIV_{moy}-20\% ; PDIV_{moy}+20\%]$.

Nous observons également que le nuage de points est globalement localisé dans l'intervalle des valeurs inférieures à 10%.

Pour tenir compte de la dispersion de mesures et des éprouvettes, nous proposons donc d'appliquer au $PDIV_{moy}$ la correction suivante :

$$\begin{cases} PDIV_{corrigé} &= \delta_{marge} \cdot PDIV_{moy} \\ \delta_{marge} &= 0.80 \text{ à } 0.90 \end{cases} \quad \text{eqn VI-17}$$

VI.5.3.2 Correction du PDIV en fonction des spécificités d'une machine électrique

Les résultats de PDIV discutés plus haut dans ce chapitre sont basés sur des cas d'études simples et sans imprégnation en vernis (VI.2.3.3) et une alimentation en tension sinusoïdale à 50Hz. Pour cerner la validité d'utilisation de nos résultats dans une approche de conception, nous proposons ci-dessous, une analyse du comportement du PDIV en fonction des spécifiés d'une machine électrique alimentée en tension MLI.

VI.5.3.2.1 PDIV en fonction de l'imprégnation

Comme déjà évoqué plus haut dans ce chapitre, le bobinage d'une machine électrique est très souvent imprégné en vernis : cela offre plusieurs avantages en termes de performances mécaniques, thermiques et de protection contre des agressions de l'environnement. Nous nous intéressons ici à évaluer son effet sur le PDIV. Pour ce faire, nous mesurons le PDIV de paires torsadées imprégnées, basées sur les cinq références de fil émaillé de classe thermique 200°C (Tableau VI-8). Le vernis utilisé est le Hi-Therm BC-346/A® ; il est basé sur du polyester modifié et est destiné à une utilisation dans des machines électriques d'une classe thermique jusqu'à 200°C. Une illustration de l'imprégnation d'une paire torsadée est illustrée sur la Figure VI-48.

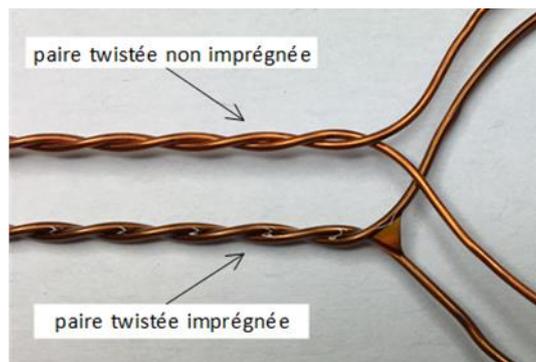


Figure VI-48 Illustration de l'imprégnation en vernis d'une paire torsadée

Les résultats des mesures PDIV sont synthétisés en ANNEXE.D.2. Sur la Figure VI-49, nous représentons les valeurs du PDIV obtenus avant et après imprégnation. Nous constatons que l'imprégnation permet de doubler, voire tripler le PDIV. Néanmoins l'intervalle de confiance à 99% est relativement élevé par rapport aux mesures sans imprégnation, la marge relative par rapport à la valeur moyenne varie entre 17% et 41%. Ces fortes dispersions peuvent refléter la non-reproductibilité du processus d'imprégnation, malgré les précautions prises : une double

imprégnation en VPI avec un égouttage en sens vertical. Pour une meilleure imprégnation, le sens de l'égouttage est différent entre la première et la deuxième imprégnation.

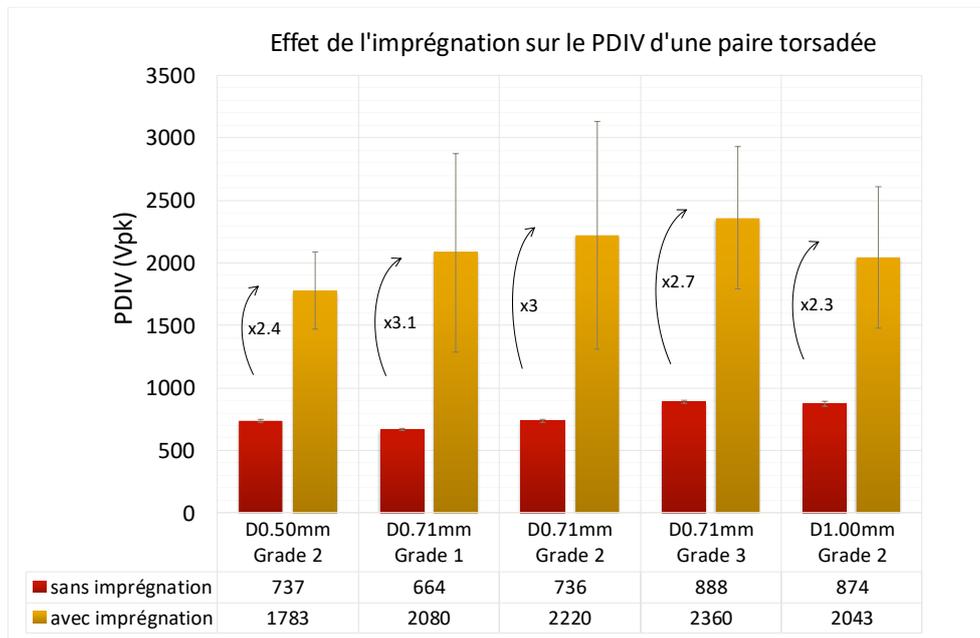


Figure VI-49 PDIV des paires torsadées avec et sans imprégnation.

Quant à l'effet de l'imprégnation dans une machine électrique, les mesures PDIV discutées dans [180] montrent que l'imprégnation permet globalement une amélioration significative du PDIV entre les phases et entre les phases et la masse. A l'opposé, les travaux [4] montrent que l'imprégnation n'apportent pas ou très peu d'effet sur le PDIV, notamment sur celui entre les phases et masse, et ce même en utilisant une imprégnation VPI.

L'effet bénéfique de l'imprégnation sur le PDIV est difficile à prédire : en effet, cela dépend du processus d'imprégnation et potentiellement de la taille de la machine et des matériaux des composants de son SIE. Pour cette raison, pour mener des analyses préliminaires du PDIV dans une machine électrique, nous proposons d'utiliser une approche conservatrice en négligeant l'apport bénéfique de l'imprégnation sur le PDIV.

VI.5.3.2.2 Effet géométrique

Comme constaté de manière qualitative dans les résultats d'études paramétriques du dispositif du test de la configuration « Fil – Isolant – Masse » (VI.4.2.2), l'augmentation de la longueur du contact (zone susceptible d'être le siège des DP) a pour effet de diminuer le PDIV.

L'étude expérimentale menée dans [211] propose une correction quantitative de la chute du PDIV en fonction de la longueur de contact. En l'adaptant à nos caractérisations utilisant une longueur de contact de 12.5cm pour les paires torsadées et 6cm pour le dispositif de test « Fil – Isolant – Masse », nous l'exprimons comme suit :

$$\begin{cases} PDIV_{corrigé}(L_{contact}) &= \delta_{L_{contact}} \cdot PDIV_0 \\ \delta_{L_{contact}} &= 0.9 \cdot L_{contact}^{-1/B} \end{cases} \quad \text{eqn VI-18}$$

$PDIV_0$ est le seuil d'apparition des DP issus de nos caractérisations et B est un paramètre égal à environ 25 pour une tension impulsionnelle bipolaire [211]. Ce phénomène de chute du PDIV est attribué à l'augmentation de la probabilité de présence des électrons initiateurs de l'ionisation de l'air.

VI.5.3.2.3 Effets d'une alimentation MLI

Les machines alimentées par un onduleur à MLI subissent des contraintes électriques de forme d'onde diverses : unipolaire, bipolaire ou bien un mélange des deux. Ici, nous répondons à la question suivante : est-ce qu'un PDIV mesuré avec une tension sinusoïdale de 50Hz et représentatif du niveau relatif à une forme d'onde MLI ?

- Concernant la polarité de la tension appliquée : unipolaire ou bipolaire

Plusieurs investigations expérimentales [165][50][212] montrent que le PDIV sous une tension impulsionnelle unipolaire est approximativement égale au double du PDIV sous une tension impulsionnelle bipolaire, autrement dit le PDIV est gouverné par la valeur crête à crête de la tension appliquée. Ce phénomène est expliqué par la répartition des charges d'espace générées par les DP. En effet, ces charges créent un champ électrique opposé à celui appliqué par l'alimentation ; si la recombinaison et la diffusion des charges sont lentes par rapport aux changements d'alternance du champ électrique bipolaire appliqué, le champ électrique subi par l'air se trouve renforcé par l'addition des deux champs électriques : celui appliqué et celui dû aux charges d'espace ; cela implique un PDIV plus faible qu'avec une alimentation unipolaire où les deux champs électriques sont toujours en opposition. Par conséquent, la mesure du PDIV sous une tension bipolaire représente le pire cas des scénarios d'alimentation.

- Concernant la fréquence de la tension appliquée :

Le spectre d'une alimentation en MLI s'étale à partir de la fréquence fondamentale, généralement quelques centaines de Hz jusqu'à quelques dizaines de MHz. Les travaux de Paede et al. [213] montrent que l'augmentation de 50Hz à 250kHz peut causer jusqu'à 30% de chute de PDIV ; au-delà de 250kHz, le PDIV est relativement constant ; ce comportement en plateau a été observé également dans [214] à partir de 100kHz. Dunbar et al. [215] montrent expérimentalement qu'à une pression de 263mbar une augmentation de la fréquence de 50Hz à 50kHz engendre une chute d'environ 18% du PDIV. La chute du PDIV vis-à-vis de la fréquence est observée expérimentalement mais ce phénomène physique reste encore inexpliqué.

- Concernant la forme d'onde de la tension : sinus ou impulsionnelle

En utilisant plusieurs cas d'études, en variant la fréquence jusqu'à 1kHz, Cotton et al. [216] montrent que les écarts de PDIV entre la forme sinus et la forme carré fluctuent avec un pourcentage de $\pm 20\%$, les auteurs attribuent cela à la précision des moyens de mesures utilisés pour détecter les DP.

- Concernant la rapidité des fronts des tensions impulsionnelles :

Plusieurs travaux montrent que les caractéristiques des DP peuvent être significativement affectées par la rapidité des fronts montants et descendants. Des résultats discutés dans [209] montrent qu'une diminution du temps de montée de 3000ns à 60ns permet une augmentation d'environ 40%

du PDIV. De même, dans [192], la diminution du temps de montée de 500ns (forme d'onde sinusoïdale) à 200ns permet une augmentation d'environ 50% du PDIV.

Pour résumer, la forme de d'onde MLI influe sur la nature de phénomène de DP, nous retenons que l'utilisation d'une tension bipolaire est représentative d'un PDIV pire cas dans une machine électrique ; l'augmentation de la fréquence diminue le PDIV et l'augmentation de la rapidité des fronts implique une augmentation du PDIV. Nous acceptons, alors que nos PDIVs caractérisés par une tension bipolaire et sinusoïdale de 50Hz sont représentatifs des PDIVs sous une tension MLI.

VI.5.3.2.4 PDIV au cours du vieillissement du SIE

Le PDIV d'un SIE fonctionnant à une température proche de la classe thermique est susceptible de chuter au cours du service de la machine. Dans [217], la surveillance du PDIV au cours du vieillissement des motorettes à une température voisinant leur classe thermique 180°C montre qu'au bout de 5000h, le PDIV baisse de 25% en moyenne. Cela s'explique par des détériorations du SIE impliquant une diminution des épaisseurs des isolants, une augmentation de leur permittivité ou bien par la création de cavités au sein du SIE [214][217].

Néanmoins, les tests d'endurances effectués pendant 3000h dans [181] sur 10 moteurs alimentés par des onduleurs MLI fonctionnant près de leur classe thermique (145°C) , ne montrent pas de chute de PDIV. Les auteurs attribuent cela à la marge assez importante du PDIV par rapport à la tension d'alimentation maximale ; cette marge est égale au moins à 52 %.

La norme IEC 60034-18-41 [175] de qualification du SIE de type I (sans DP), propose de considérer que le PDIV baisse de 20% quand la machine fonctionne à une température près de sa classe thermique. Nous nous basons sur la formule utilisée dans cette norme pour élever la tension de test en vue de s'assurer de l'absence des DP avec une marge de sécurité vis-à-vis du vieillissement ; nous la modifions de telle sorte qu'après son application sur le PDIV, elle entraîne une baisse de 20%. Le PDIV corrigé vis-à-vis du vieillissement devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} PDIV_{\text{corrigé}} = \delta_{\text{vie}} \cdot PDIV_0 \\ \delta_{\text{vie}} = 0.8 \cdot \left(1 + \left(\frac{T_{\text{classe}} - T_{\text{service}}}{T_{\text{classe}}} \right) \right) \text{ pour } 0.75 \cdot T_{\text{classe}} \leq T_{\text{service}} \leq T_{\text{classe}} \\ \delta_{\text{vie}} = 1.0 \text{ pour } T_{\text{service}} < 0.75 \cdot T_{\text{classe}} \\ \delta_{\text{vie}} = 0.8 \text{ pour } T_{\text{service}} > T_{\text{classe}} \end{array} \right.$$

eqn VI-19

$PDIV_0$ est le seuil d'apparition des DP issus de nos caractérisations sur des échantillons non vieillis ; δ_{vie} est le facteur de correction du PDIV vis-à-vis du vieillissement, T_{classe} en (°C) est la température correspondante à la classe thermique. T_{service} en (°C) est la température de fonctionnement de la machine.

VI.5.3.3 Correction du PDIV en fonction des contraintes environnementales

Plus haut dans ce chapitre nous avons mené des caractérisations expérimentales du PDIV des composants primaires d'isolants à des conditions environnementales ambiantes, à savoir : une pression atmosphérique variant entre 990 mbar et 1015 mbar, une température ambiante variant

entre 18°C et 22°C et une humidité relative variant de 60% à 80%. Ci-dessous nous proposons des corrections du PDIV pour estimer le PDIV dans des conditions environnementales de fonctionnement différentes.

VI.5.3.3.1 Pression et température :

Le phénomène d'ionisation dans de l'air à l'origine de la création des DP est fortement lié au ratio E/n , où E est le champ électrique appliqué et n est le nombre d'atomes ou de molécules contenues dans le volume d'air susceptible d'être le siège de DP. Dans un volume V donné, selon la loi des gaz parfait ($pV=nRT$), à une température constante, une variation de la pression p (et vice-versa) engendre une variation du nombre de particule n , R étant la constante de Boltzmann. En effet, n est proportionnel à p et inversement proportionnel à T . Pour cette raison, les corrections du claquage de l'air proposées dans la littérature sont basées sur la variation de la densité de l'air [16][218].

Parmi les corrections les plus utilisés dans la littérature, nous citons : la correction de Dunbar et celle de Peek [16][218]. La correction de Dunbar propose de modéliser l'effet de la température en calculant une pression équivalente. Le modèle de PDIV que nous avons adopté dans nos travaux (formule de Dakin), ne s'exprime pas en fonction de la pression, donc nous ne pouvons utiliser la correction de Dunbar ; en effet, elle est adaptée à une utilisation dans des formules telle que celle de la loi de Pashen.

Quant à la correction de Peek, elle consiste à multiplier le PDIV initial $PDIV(p_0, T_0)$ par un coefficient δ_{peek} dépendant de la pression et de la température comme suit :

$$PDIV(p, T) = \delta_{peek} \cdot PDIV(p_0, T_0) = \left(\frac{p}{p_0} \cdot \frac{273 + T_0}{273 + T} \right) \cdot PDIV(p_0, T_0) \quad \text{eqn VI-20}$$

Avec (p_0, T_0) est le couple de la pression et de la température initiales et (p, T) est le couple de la pression et de la température auxquelles nous souhaitons estimer le PDIV.

Pour vérifier la validité de la correction de Peek, nous effectuons des mesures de PDIV en fonction de la pression : de 1000mbar à 80mbar. Pour cela nous utilisons 20 éprouvettes de test. Pour chacune des éprouvettes, à une pression donnée, nous effectuons 5 mesures de PDIV. Les résultats de mesures sont récapitulés dans l'annexe (D.6).

La confrontation des estimations du PDIV par la formule de Peek et les PDIVs mesurés montre des erreurs relatives à la mesure atteignant -86% à la pression 80mbar. De plus, les valeurs de certains PDIVs corrigés sont au-dessous du seuil minimum de Pashen, ce qui n'est pas physique. La correction de Peek est relativement simple et induit des erreurs excessives à basse pression. Pour améliorer la précision de l'estimation, nous proposons, une variante de la correction de Peek proposée dans la norme IEEE Std 4™-2013 [219] ; cette dernière suggère d'appliquer un exposant m au facteur correctif :

$$PDIV(p, T) = \delta^m \cdot PDIV(p_0, T_0) = \left(\frac{p}{p_0} \cdot \frac{273 + T_0}{273 + T} \right)^m \cdot PDIV(p_0, T_0) \quad \text{eqn VI-21}$$

Cette norme propose une expression analytique pour calculer m : d'une part, elle est adaptée aux systèmes haute tension et d'autre part, la norme considère cette correction comme fiable dans l'intervalle suivant : $0.8 < \delta < 1.05$. Pour une meilleure précision, nous proposons d'identifier l'exposant m à partir des données de mesures PDIV effectuées en fonction de la pression. Pour chacune des 20 éprouvettes testées, nous calculons m en ajustant les PDIVs corrigées par rapport au PDIVs mesurés. Le résultat du calcul de l'exposant m est représenté sur la Figure VI-50 ; ce tracé de m en fonction de $PDIV(p_0, T_0)$ révèle une dépendance linéaire :

$$m = 0.0002 \cdot PDIV(p_0, T_0) + 0.0625 \quad \text{eqn VI-22}$$

L'ajout de l'exposant m permet de diminuer l'erreur relative de la correction par rapport aux mesures, de -86% à $\pm 13\%$. Pour illustration, nous représentation sur la Figure VI-51, les points des PDIVs mesurés de 4 éprouvettes en fonction de la pression, ainsi les courbes de PDIVs corrigés.

Notons que l'expression analytique de m en fonction $PDIV(p_0, T_0)$ permet, d'une part, d'exprimer m en fonction des paramètres de conception (pour notre cas : l'épaisseur d'isolant et la permittivité) ; d'autre part, cette correction peut être aussi appliquée directement sur des mesures dont les paramètres de conception ne sont pas connus : à titre d'exemple, le cas des paires torsadées imprégnés.

Pour la suite, nous supposons que la température n'influe pas sur l'expression de l'exposant m . En effet, le calcul de m est basé sur des expérimentations vis-à-vis de la pression pour une température constante $T_0 \approx 20^\circ\text{C}$.

Outre son influence sur la densité de l'air, la température peut également influencer sur la permittivité $\epsilon_r(T)$. Généralement la permittivité augmente avec la température. A titre d'exemples, en passant d'une température de 20°C à 200°C , selon les données de la datasheet, la permittivité du papier Aramide augmente de 12% et selon les travaux discutés dans [208], la permittivité de fils isolés en PAI augmente de 11% et celle de fils isolés en PEEK augmente de 20%.

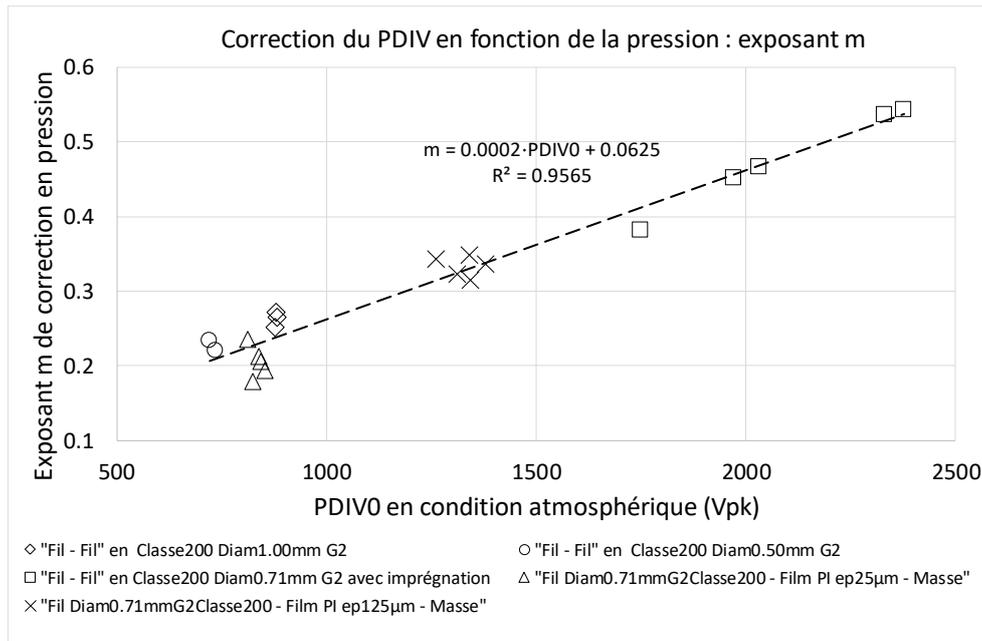


Figure VI-50 Valeurs et expression de l'exposant m en fonction du PDIV0(p0)

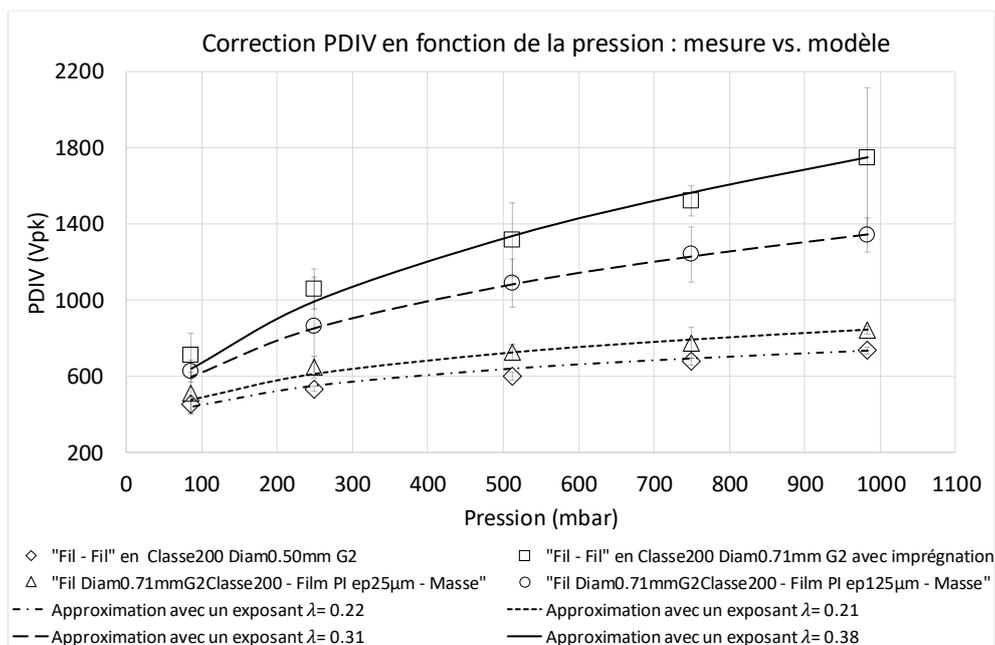


Figure VI-51 Estimation des PDIVs en fonction de la pression

VI.5.3.3.2 Humidité

L'expérience montre que l'humidité peut influencer le PDIV, mais que son effet est très délicat à prédire.

D'une part, une correction du PDIV en fonction l'humidité est proposée dans la norme IEEE Std 4™-2013 [219] pour les systèmes haute tension, cette correction a été confrontée à des mesures présentées dans [218]. Les calculs et les mesures montrent qu'une augmentation de l'humidité relative de 20% à 90% causent une augmentation du PDIV d'environ 18%. Cette augmentation du PDIV est justifiée par la présence de molécule d'eau dans l'air, jouant le rôle d'un gaz électronégatif, et induisant une augmentation de la rigidité de l'air. Ces résultats ont été observés en utilisant deux

électrodes en inox (une pointe et un plan couvert par une couche en PI de $24\mu\text{m}$) séparés par un gap d'air de $675\mu\text{m}$. Ce cas d'étude avec un gap d'air relativement large peut se rencontrer dans une machine électrique, notamment entre le bobinage et le paquet des tôles du stator ou le corps abritant le stator.

D'autre part, plusieurs travaux expérimentaux [166][208][220][221][222] montrent, qu'à des températures de test variant entre 25°C et 50°C , le PDIV diminue avec une augmentation de l'humidité. Globalement, une augmentation de l'humidité relative allant 5% à 95% s'accompagne d'une chute de PDIV s'étalant entre 5% et 26%. Les éprouvettes de test utilisés sont pour la majorité des paires torsadées, également, des barres rectangulaires disposées sur un plan métallique ou bien des paires de barres rectangulaires espacées de $50\mu\text{m}$. Les auteurs justifient cette chute de PDIV par :

- Une augmentation de la permittivité des isolants due à l'absorption d'eau ; en effet, l'eau se caractérise par une forte permittivité d'environ $\epsilon_r=78$. A titre d'exemple, la permittivité relative d'un papier en Aramide-Mica peut augmenter de 40% en augmentant l'humidité relative à 50% ; la valeur de référence est caractérisée à 23°C après une heure de séchage à 120°C .
- Le renforcement du champ électrique dû à la présence des gouttelettes d'eau déposées en surfaces des isolants.
- Et par l'effet de contaminations ionisantes.

Dans [208], en utilisant un fil isolé en PPS manifestant une faible absorption de l'humidité, les auteurs montrent, d'un côté, que la contamination (Sodium, Silicium, Potassium, etc.) d'éprouvettes de test aggrave l'effet de l'humidité sur le PDIV et cause une chute de PDIV jusqu'à 35%, il est rapporté qu'une telle contamination peut survenir lors des manipulations des échantillons par des mains nues. D'autre côté, l'utilisation de éprouvettes nettoyées manifestent des PDIVs stagnant vis-à-vis de l'humidité voire légèrement montant.

Dans [222], les auteurs se sont intéressés à l'effet sur le PDIV d'une humidité relative variant de 30% à 80%, et ce pour différentes températures. A une température de 30°C , la chute de PDIV est de 10%, à 60°C , le PDIV stagne en fonction de l'humidité et à 80°C , le PDIV monte légèrement en fonction de l'humidité.

Face à une telle complexité de l'influence du paramètre humidité sur le PDIV, nous ne pouvons pas proposer de corrections fiables au-dessous de la température 80°C . Nous retenons tout de même qu'au-dessus d'une température de 80°C , le PDIV ne chute pas en fonction de l'humidité.

VI.5.3.4 Correction vis-à-vis du seuil d'extinction des DP : PDEV

L'apparition et l'extinction du phénomène des DP manifeste une hystérésis ; en effet, une activité de DP ne s'éteint pas immédiatement en descendant la tension au-dessous du PDIV. Le seuil d'extinction est plus bas que le PDIV, il est appelé PDEV, il s'agit de l'acronyme de l'appellation en anglais : Partial Discharge Extinction Voltage.

La norme IEC 60034-18-41 [175] de qualification du SIE de type I (sans DP), recommande d'élever la tension d'essai d'un facteur de sécurité de 1.25 pour tenir compte du PDEV, soit un écart relatif entre le PDIV et le PDEV de 25%. Cet écart nous a paru assez élevé. Pour vérifier cela, nous avons

mesuré le PDEV sur deux configurations d'isolation : une première « Fil - Fil » (D 0.71mm, G2, C 200°C) et une deuxième en « Fil D0.71mm G2 C200°C- Polyimide 125 µm – Masse ». La mesure consiste à diminuer progressivement la tension à partir d'un niveau pour lequel des DP sont détectées. Comme pour le PDIV, nous effectuons 25 mesures PDEV : 5 mesures sur chacune des 5 éprouvettes. Les résultats du ratio $PDEV_{moy}/PDIV_{moy}$ sont synthétisés dans le Tableau VI-21.

Tableau VI-21 Ratio entre PDIV et PDEV

Configuration de test	$PDIV_{moy}$	$PDEV_{moy}$	Ratio $PDEV_{moy}/PDIV_{moy}$
« Fil - Fil » en D0.71mm G2 C200°C	736	683	0.93
« Fil D0.71mm G2 C200°C- Polyimide 125 µm – Masse »	1357	1239	0.91

Les résultats montrent que l'écart relative entre $PDIV_{moy}$ et $PDEV_{moy}$ est de 7% pour la configuration « Fil-Fil » et de 9% pour la configuration « Fil - PI 125µm - Masse ». Ceci est bien inférieur aux 25% recommandés par la norme IEC 60034-18-41 pour des fins de qualification. A titre de comparaison, les mesures publiées dans [187], montrent un faible écart de 6%.

Pour prendre en compte le PDEV dans notre modèle analytique, sans trop pénaliser le PDIV, nous proposons de le corriger avec un facteur correcteur de 0.9 comme suit :

$$\begin{cases} PDIV_{corrigé} &= \delta_{PDEV} \cdot PDIV_0 \\ \delta_{PDEV} &= 0.9 \end{cases} \quad \text{eqn VI-23}$$

VI.5.3.5 Synthèse des corrections proposées pour le PDIV

En partant de la formule de Dakin, en lui appliquant les corrections discutées plus haut dans cette sous-section et en considérant que nos caractérisations expérimentales du PDIV sont effectuées à une température $T_0 \approx 20^\circ\text{C}$ et une pression, $p \approx 1\text{bar}$, nous aboutissons à la formule suivante :

$$\begin{cases} PDIV(p, T) &= 230 \cdot \delta \cdot \left(\frac{ep_{isol}}{\epsilon_r(T, ep_{isol})} \right)^{0.46} \left(\frac{293 \cdot p}{273 + T} \right)^{\left(0.046 \cdot \left(\frac{ep_{isol}}{\epsilon_r(20^\circ\text{C}, ep_{isol})} \right)^{0.46} + 0.06 \right)} \\ \delta &= \delta_{marge} \cdot \delta_{vie} \cdot \delta_{dim} \cdot \delta_{PDEV} \end{cases} \quad \text{eqn VI-24}$$

Nous rappelons ci-dessous, les différents paramètres d'entrée de ce modèle analytique :

- PDIV : seuil d'apparition des DP en (V_{pk}) ;
- ep_{isol} : l'épaisseur total d'isolant en (μm) mis entre les électrodes d'intérêt : fil ou masse ;
- ϵ_r : permittivité relative de l'isolant, elle dépend de son épaisseur et la température ;
- p : pression en (bar), ce choix de l'unité aide à alléger la formulation ;
- T : température en ($^\circ\text{C}$) ;
- δ_{marge} : facteur de correction vis-à-vis de la précision des mesures ;
- δ_{vie} : facteur de correction vis-à-vis du vieillissement ;
- δ_{dim} : facteur de correction vis-à-vis de la longueur de contact ;
- δ_{PDEV} : facteur de correction vis-à-vis du seuil d'extinction des DP.

VI.6 CONCLUSION

Le phénomène des Décharges Partielles (DP) est indésirable dans une machine électrique. Dans l'optique de prendre en compte l'absence de DP comme une contrainte dès les premières phases de conception d'une chaîne électromécanique, ce chapitre propose des caractérisations expérimentales de PDIV en fonction de différents paramètres de conception : la classe thermique, le diamètre de fil, l'épaisseur d'isolant et le type de son matériau et la pression. Les configurations étudiées sont représentatives de pires cas d'un Système d'Isolation Electrique (SIE) d'une machine électrique basse tension.

Pour l'isolation inter-spires, les résultats montrent qu'à une épaisseur donnée, le fil extrudé en PEEK manifeste un meilleur PDIV par rapport au fil émaillé. Pour l'isolation entre les phases et la masse, les résultats montrent que les films isolants, ainsi que les isolants composites contenant un film, permettent un meilleur PDIV en comparaison avec des papiers isolants. Les caractérisations vis-à-vis de la pression montrent l'effet sévère de la pression sur le PDIV. En effet, par rapport au PDIV mesuré à une pression normale ($\approx 1\text{bar}$), le PDIV peut chuter jusqu'à 30% à 0.5bar et jusqu'à 60% à 0.1bar.

L'utilisation d'une formule empirique de Dakin permet une estimation du PDIV avec une précision acceptable ($<10\%$); sa pertinence a été montrée dans ce chapitre, pour les deux fonctions d'isolation suivantes : configuration inter-spires et configuration phases-masse. Nous pouvons présumer qu'elle peut aussi donner de bons résultats pour la fonction d'isolation entre phases qui n'a pas été adressée par nos travaux. Cette formule considère comme une donnée d'entrée : la permittivité relative de l'isolant et son épaisseur.

Nous avons pu modifier cette formule pour aboutir à un modèle analytique de PDIV prenant en compte, en plus de la permittivité et de l'épaisseur, la pression, la température, ainsi que des facteurs de correction basés sur des travaux issus de la littérature : le facteur de vieillissement, le facteur lié à la longueur de contact et le facteur relatif à l'extinction des DP.

CONCLUSION GENERALE

Ces travaux de thèse de doctorat ont été menés dans le cadre d'une collaboration entre l'IRT Saint-Exupéry et le laboratoire LAPLACE. Ils s'articulent autour du développement des modèles de surtensions dans une chaîne électromécanique (onduleur + harnais + machine), visant à prévenir l'apparition des décharges partielles dans une machine électrique. Nos modèles sont destinés à être intégrés dans des outils de conception par optimisation. Par conséquent, le fil conducteur de nos travaux est de développer des modèles les plus rapides possibles sans compromettre leur précision.

Dans nos travaux, nous avons proposé une généralisation de la théorie des lignes de transmission appliquée à un harnais de puissance. Il s'agit d'un modèle physique prenant en compte les phénomènes de propagation de manière exacte. Cette généralisation nous a particulièrement offert une facilité d'identification numérique des calculs des paramètres linéiques RLCG. Notre démarche est pédagogique et a visé à mettre en lumière la particularité de l'approche ligne de transmission s'appuyant sur des "ports, boucles ou encore tubes" par rapport à une approche électrique s'appuyant généralement sur une analyse nodale. Pour ce faire, nous avons établi le pont entre ces deux approches afin de tirer le meilleur parti de chacune, en déclinant le modèle des lignes de transmission en un modèle circuit équivalent pouvant être facilement interconnecté avec des terminaisons.

Pour modéliser l'onduleur, nous avons proposé un modèle comportemental linéaire, simple mais pertinent, prenant en compte à la fois le mode différentiel et le mode commun. Nous avons également proposé un modèle comportemental original d'une machine électrique : ce modèle est passif, sa passivation est forcée en utilisant la technique de macromodeling Vector-Fitting (VF). Les paramètres des modèles des onduleurs et des machines ont été identifiés expérimentalement.

Les modèles des composants d'une chaîne électromécanique (onduleur, harnais et machine) développées sont fréquentiels. Ils sont interconnectés et résolus à l'aide d'un formalisme d'analyse nodale modifié (MNA) symbolique. L'atout majeur de nos modèles réside dans leur capacité à simuler rapidement les surtensions dans une chaîne : temps de calcul <30ms pour une chaîne bifilaire et <500ms pour une chaîne triphasée. Le second atout réside dans la représentation de toute la complexité de la chaîne, tout en prenant en compte de manière exacte les phénomènes de propagation et les effets fréquentiels (de peau et de proximité). Nos modèles ont été validés expérimentalement sur une chaîne bifilaire excitée par un onduleur en MOSFET-SiC ; l'erreur relative du modèle par rapport aux mesures est inférieure à <6%.

Durant nos travaux, nous avons mené une large investigation expérimentale en fonction de différents paramètres de la chaîne (technologie onduleur : IGBT-Si et MOSFET-SiC, longueur du harnais, blindage du harnais, techniques MLI et points de fonctionnement). D'une part, ces investigations ont montré que la commutation rapide d'un onduleur basé sur la technologie SiC impacte fortement les surtensions pour des harnais courts (<10m) dans le cas où les charges présentent une impédance élevée en haute fréquence (>1MHz). D'autre part, nous avons montré qu'une impédance d'entrée de la machine faible en haute fréquence (>1MHz) masque très

significativement l'effet craint d'aggravation des surtensions en fonction d'une commutation rapide au niveau de l'onduleur SiC. Tout de même, en fonction des paramètres de la chaîne, un onduleur en SiC peut augmenter les surtensions de près de 20% par rapport à un onduleur IGBT. Cela constitue un stress supplémentaire pour le système d'isolation électrique pouvant créer des décharges partielles (DP).

Concernant le phénomène des DP, il est indésirable et doit être absent dans une machine avec un système d'isolation électrique basse tension. Dans l'optique de prendre en compte l'absence de DP comme une contrainte dès les premières phases de conception d'une chaîne électromécanique, en nous basant sur une large investigation expérimentale et une analyse bibliographique, nous avons proposé une amélioration d'une formule de DAKIN pour aboutir à un modèle analytique de seuil d'apparition des décharges partielles (PDIV). Cette dernière prend en compte, en plus de la permittivité et de l'épaisseur, la pression, la température, ainsi que des facteurs de correction basés sur des travaux issus de la littérature : le facteur de vieillissement, le facteur lié à la longueur de contact et le facteur relatif à l'extinction des DP.

PERSPECTIVES

Pour faire suite à nos travaux, plusieurs pistes se révèlent importantes à exploiter.

Concernant les phénomènes de surtension, à notre sens, il convient de :

- Comprendre davantage par une simulation triphasée l'impact bénéfique de l'impédance d'entrée d'une machine vis-à-vis de la commutation rapide de la technologie SiC.
- Comprendre par une simulation triphasée les causes de l'augmentation des surtensions avec l'augmentation de la fréquence de découpage et la diminution de la vitesse de rotation.
- Identifier analytiquement et/ou numériquement les paramètres du modèle d'onduleur et de la machine. Autrement dit, rendre ces modèles physiques (boite blanche) au lieu de comportementaux (boite noire).
- Développer et intégrer un script sur l'oscilloscope pour effectuer des analyses statistiques sur les fronts des surtensions. Cela permettra une meilleure compréhension de la rapidité des surtensions.
- Calculer analytiquement et/ou numériquement des paramètres RLCG avec des méthodes rapides tel que : PEEC ou MoM.
- Evaluer l'effet des incertitudes et des tolérances des variables de la chaîne sur les paramètres des modèles et sur les surtensions.
- Paralléliser les calculs pour réduire d'avantage les différents temps de calculs.

Concernant les phénomènes de décharges partielles, à notre sens, il convient de :

- Automatiser les mesures de décharge partielle (montée de la tension, mesure des DP puis descente de la tension) pour minimiser les erreurs de la mesure manuelle.
- Effectuer un post-traitement multicritères aidant à distinguer entre la dispersion due à la mesure des DP et celle due aux éprouvettes de test.
- Approfondir l'impact du torsadage sur le fil extrudé en PEEK.
- Étudier l'origine des fortes dispersions observées sur les fils imprégnés en vernis.
- Caractériser expérimentalement la permittivité des isolants en fonction de l'épaisseur, la température, la fréquence, et l'humidité.
- Approfondir la compréhension de l'effet de l'humidité sur le PDIV.

En vue d'une démarche de conception par optimisation, à notre sens, il convient de :

- Intégrer le modèle de décharge dans un modèle de conception d'une machine électrique.
- Appliquer notre modèle de la théorie ligne de transmission modifié sur un bobinage d'une machine électrique. Cela permettra de simuler la contrainte électrique inter-spores et par conséquent dimensionner l'isolation au plus juste.
- Intégrer nos modèles de surtensions et de décharges partielles dans une démarche de conception multiniveau et multi-physique (électrique, magnétique, thermique, mécanique)

afin de concevoir une chaîne sans décharges partielles. L'objectif pourra être de minimiser la masse de la chaîne tout en dimensionnant le Système d'Isolation Electrique (SIE) répondant à un optimum entre la masse du filtrage et le surplus de masse de la machine due au renforcement du SIE, pour garantir l'absence des décharges partielles.

ANNEXE.A

PRECISION DE MESURE D'IMPEDANCE

Pour mesurer une impédance en fonction de la fréquence jusqu'à 120MHz d'un onduleur, d'un harnais, d'une machine, d'un stator et d'inductance en Litz, nous avons utilisé un analyseur d'impédance KEYSIGHT E4990A. Ci-dessous un aperçu de sa précision, en fonction de la valeur d'impédance mesurée et la fréquence de mesure, elle se situe entre 0.08% et 10%.



Figure A-1 Analyseur d'impédance KEYSIGHT E4990A-120MHz.

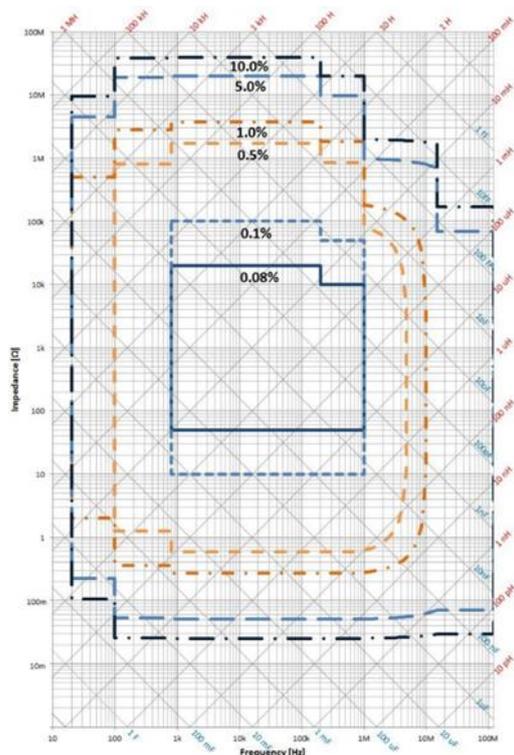


Figure A-2 Précision de l'analyseur d'impédance E4990A avec une mesure à quatre point (issue de la datasheet).

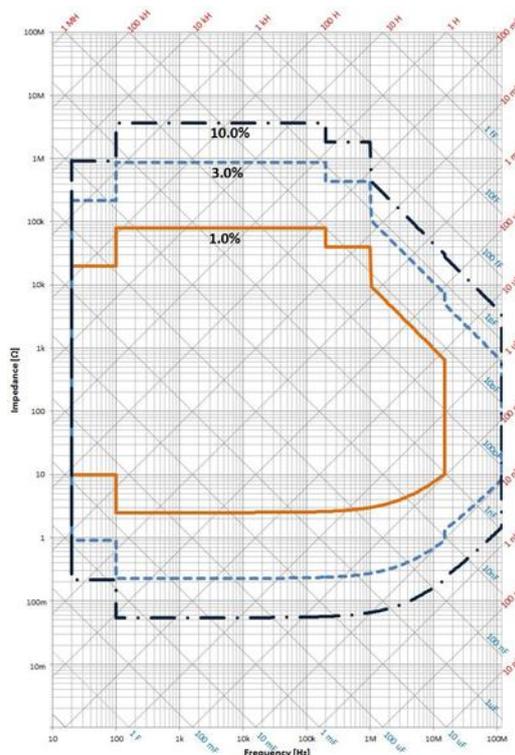


Figure A-3 Précision de l'analyseur d'impédance E4990A utilisant la sonde 42941A (issue de la datasheet).

ANNEXE.B

CARACTERISTIQUES DE LA STATION DE CALCUL

Les caractéristiques techniques et la version des principaux logiciels utilisés dans cette thèse sont données ci-dessous.

Processeur :

Intel Core i7 7820X 8 cœurs – 3.6GHz – 11Mo – Skylake-X

RAM :

DDR4 Corsair Vengeance LPX Black 4x4Go 3200 MHzCAS 16

Carte graphique :

MSI GeForce GTX 1060 – 6Go

Système d'exploitation :

Windows 10 - 64 bits

Version Matlab-Simulink :

R2018a

Version FEMM :

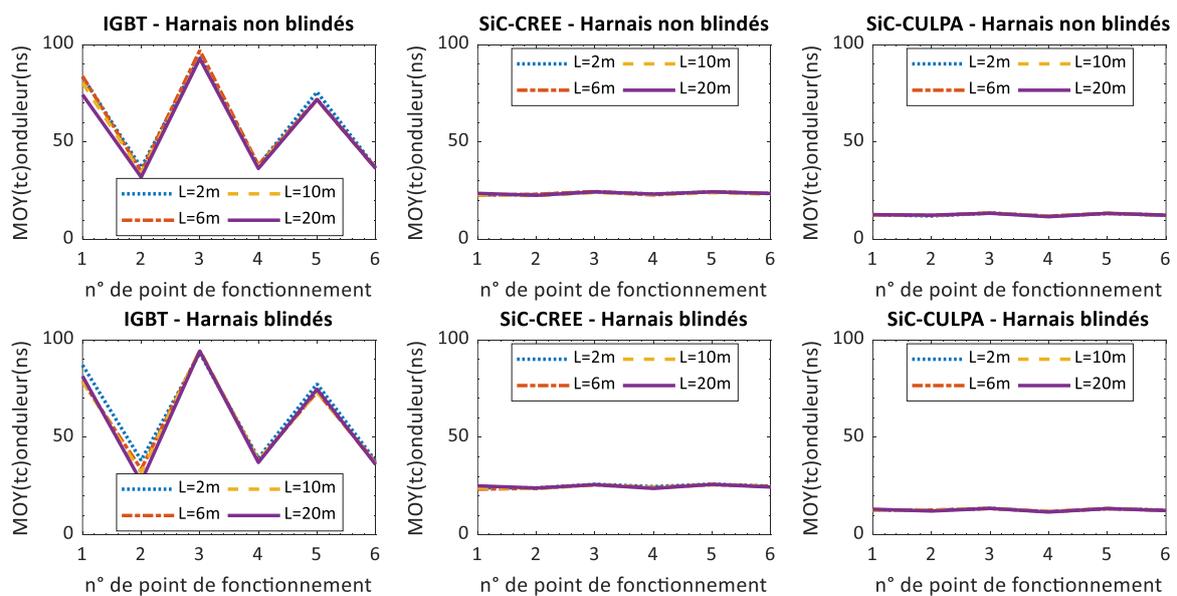
4.2 – 25Feb2018 64 bits

ANNEXE.C

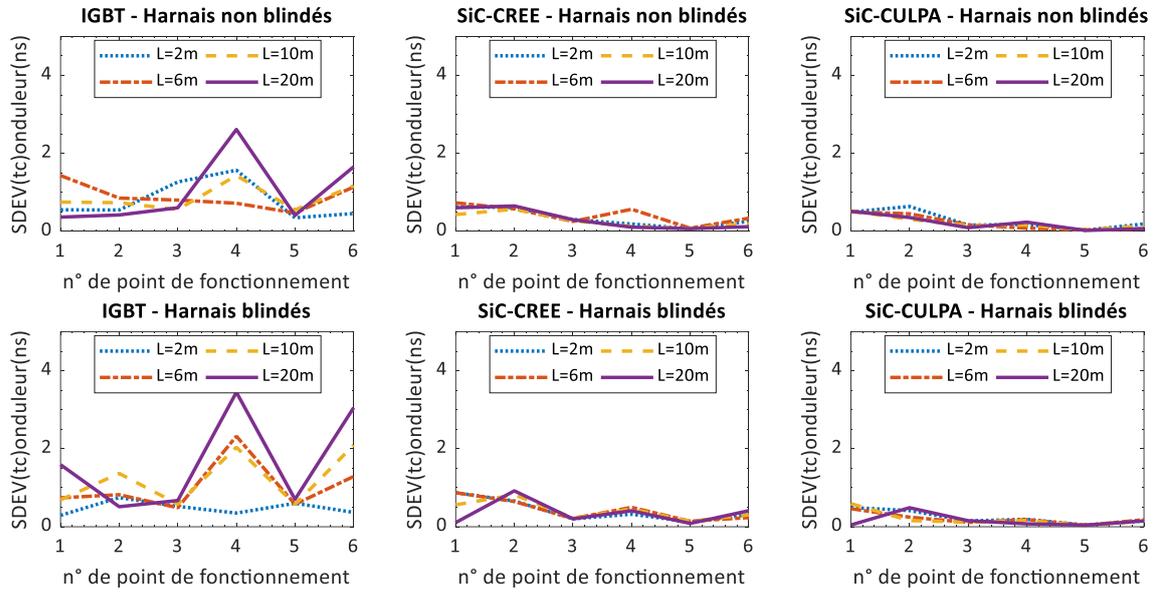
RESULTAT DE MESURES EXPERIMENTALES DES SURTENSIONS

C.1 IMPACTS DES POINTS DE FONCTIONNEMENT DEFINIS DANS LE PLAN COUPLE-VITESSE

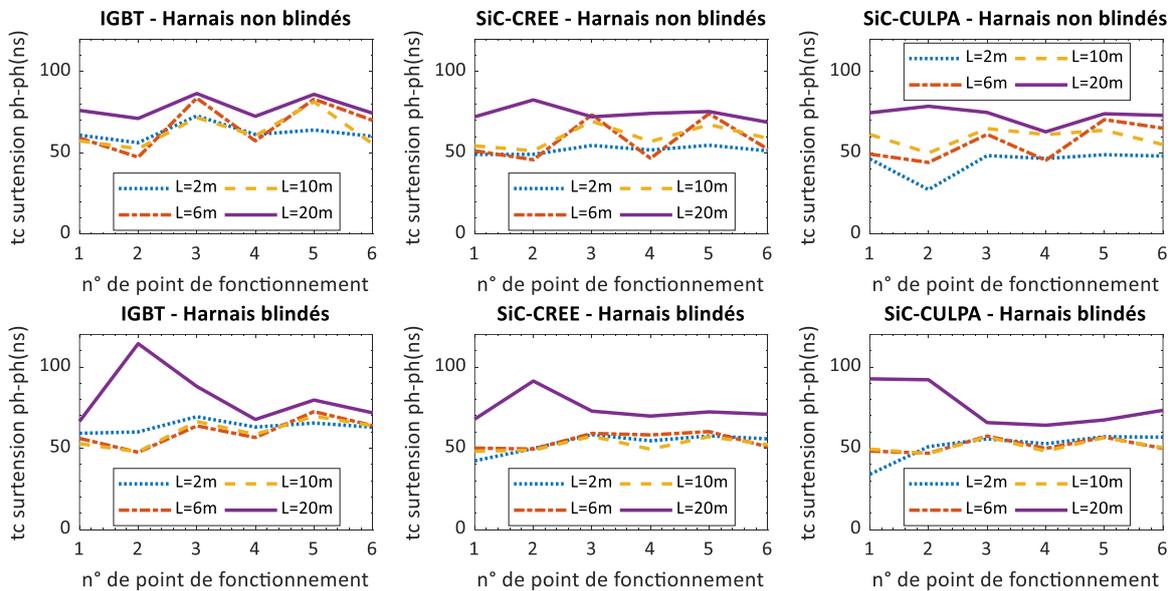
C.1.1 MOY(TEMPS DE COMMUTATION) D'ONDULEURS.



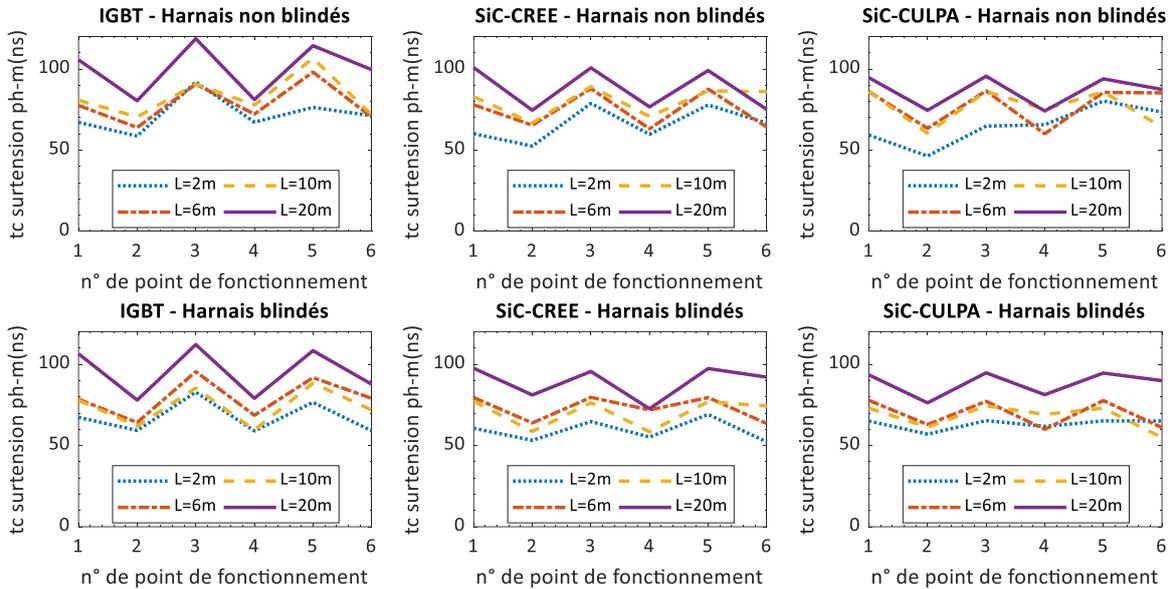
C.1.2 SDEV(TEMPS DE COMMUTATION) ONDULEURS



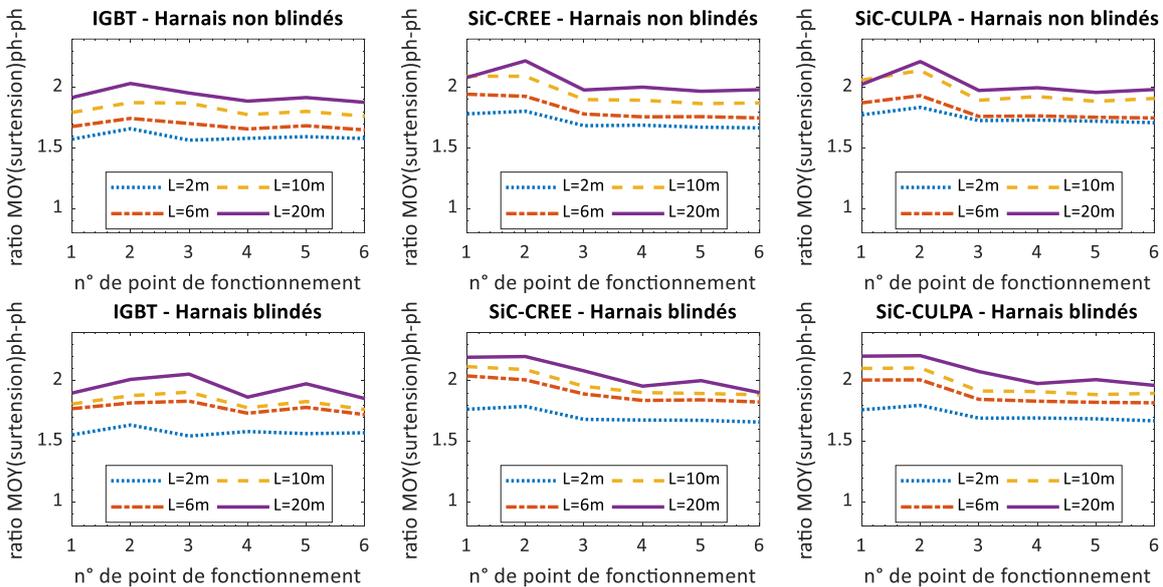
C.1.3 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-PH



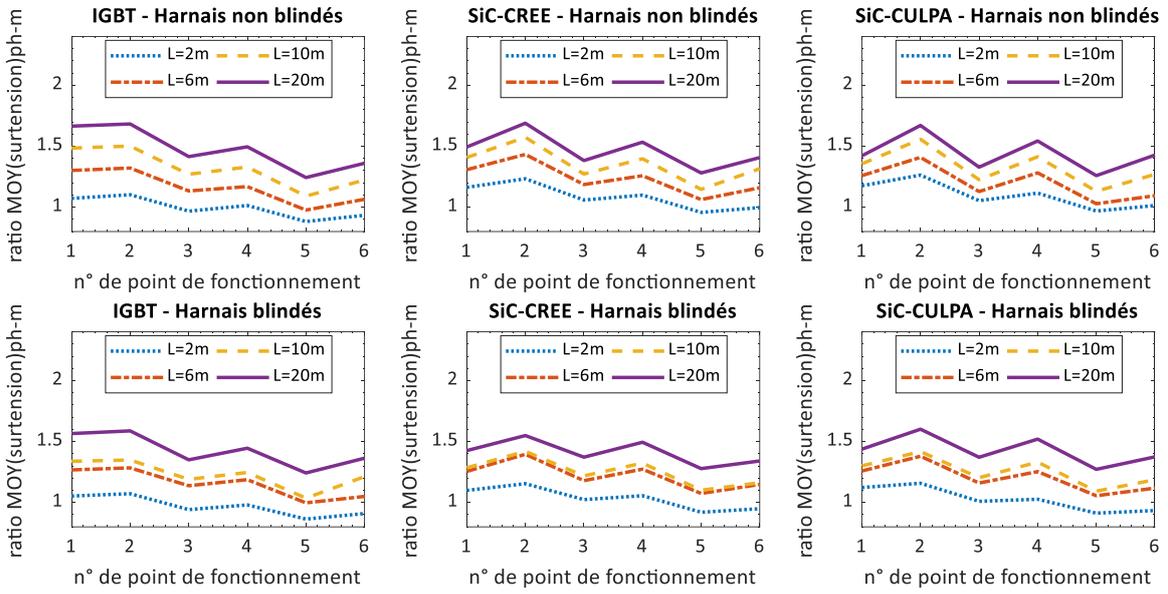
C.1.4 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-M



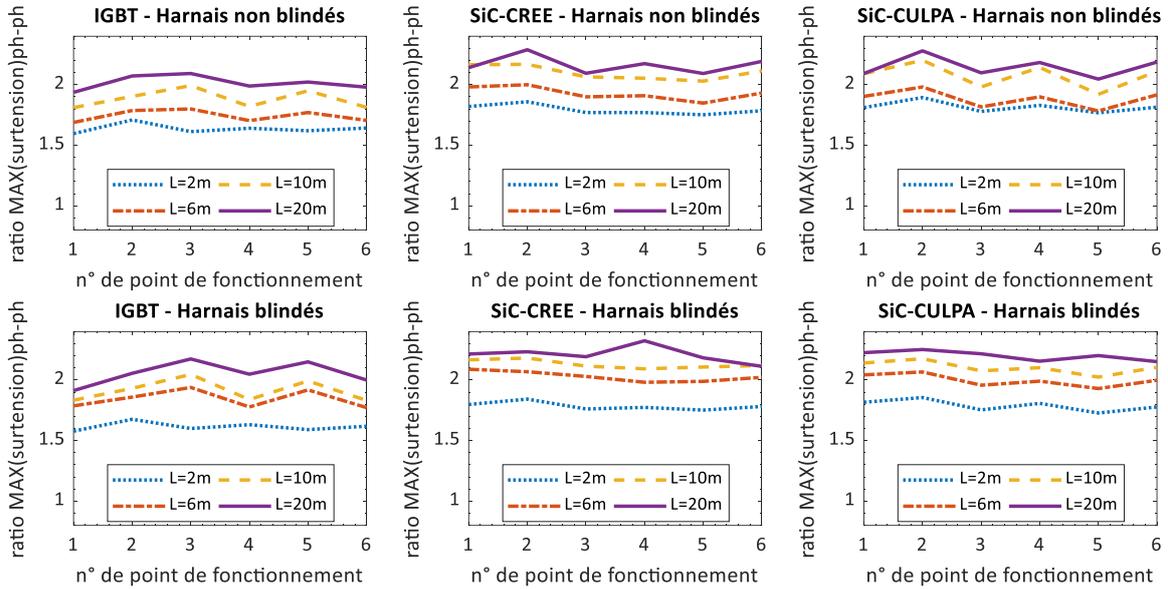
C.1.5 MOY(SURTENSION) PH-PH



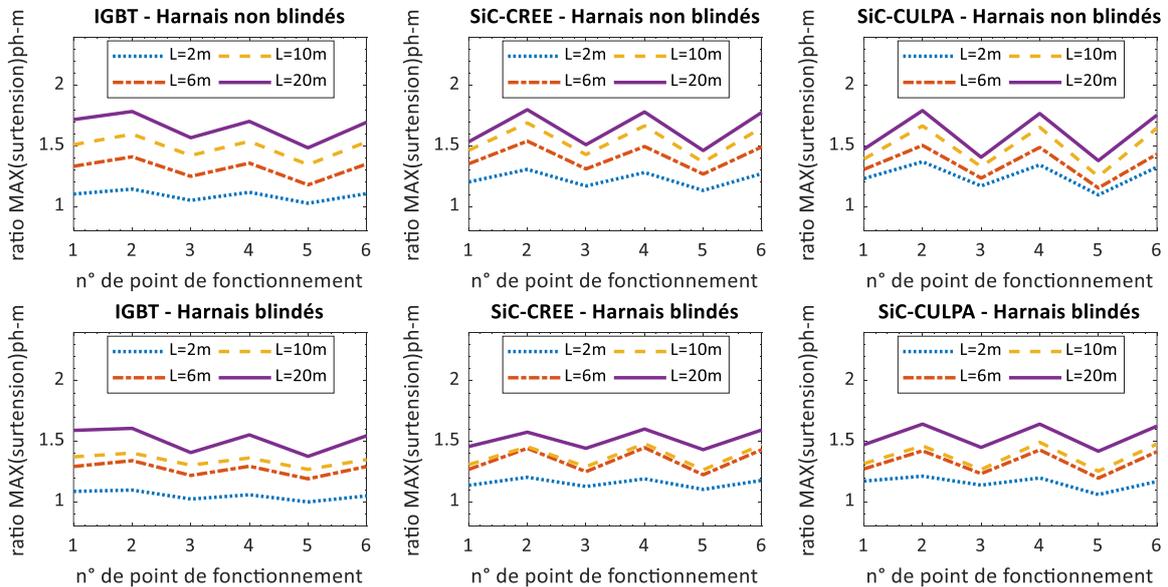
C.1.6 MOY(SURTENSION) PH-M



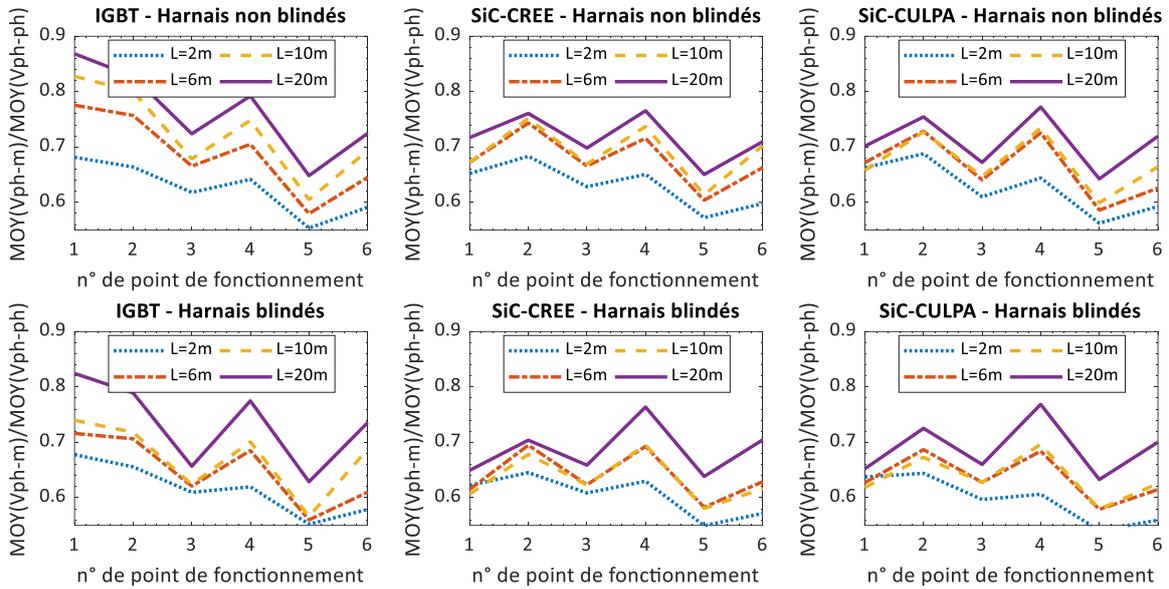
C.1.7 MAX(SURTENSION) PH-PH



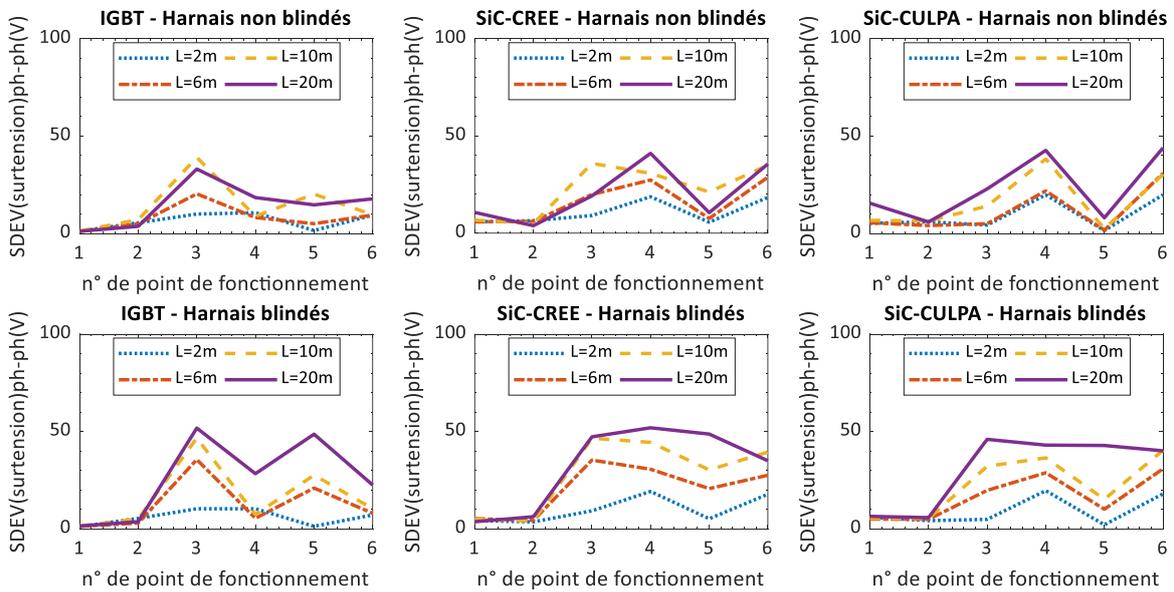
C.1.8 MAX(SURTENSION) PH-M



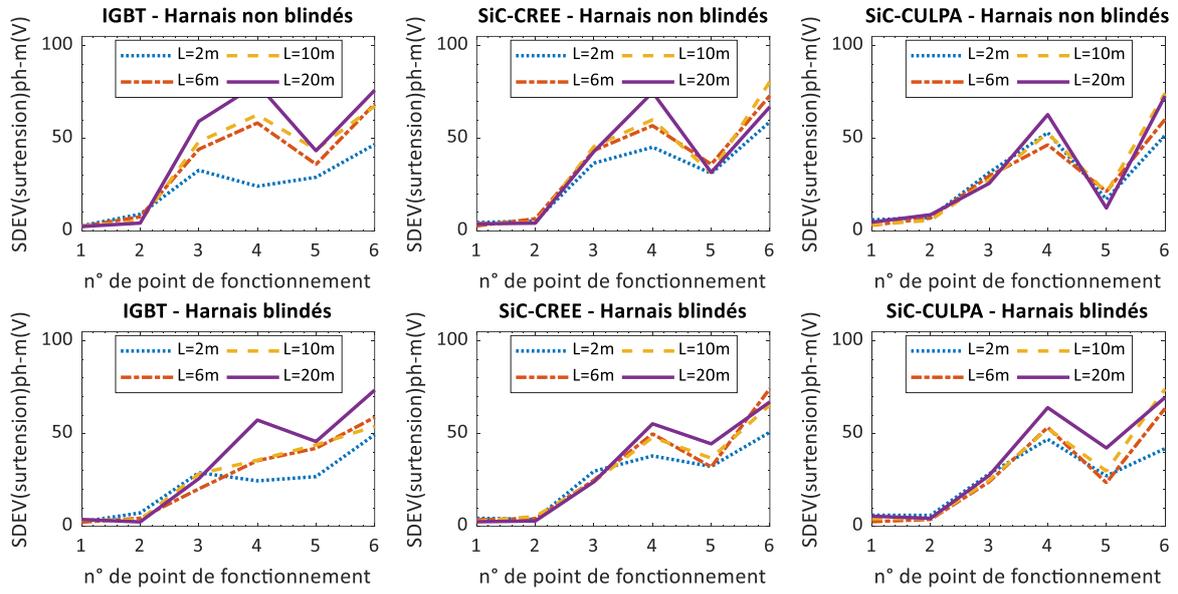
C.1.9 MOY(SURTENSION PH-PH)/ MOY(SURTENSION PH-M)



C.1.10 SDEV(SURTENSION) PH-PH

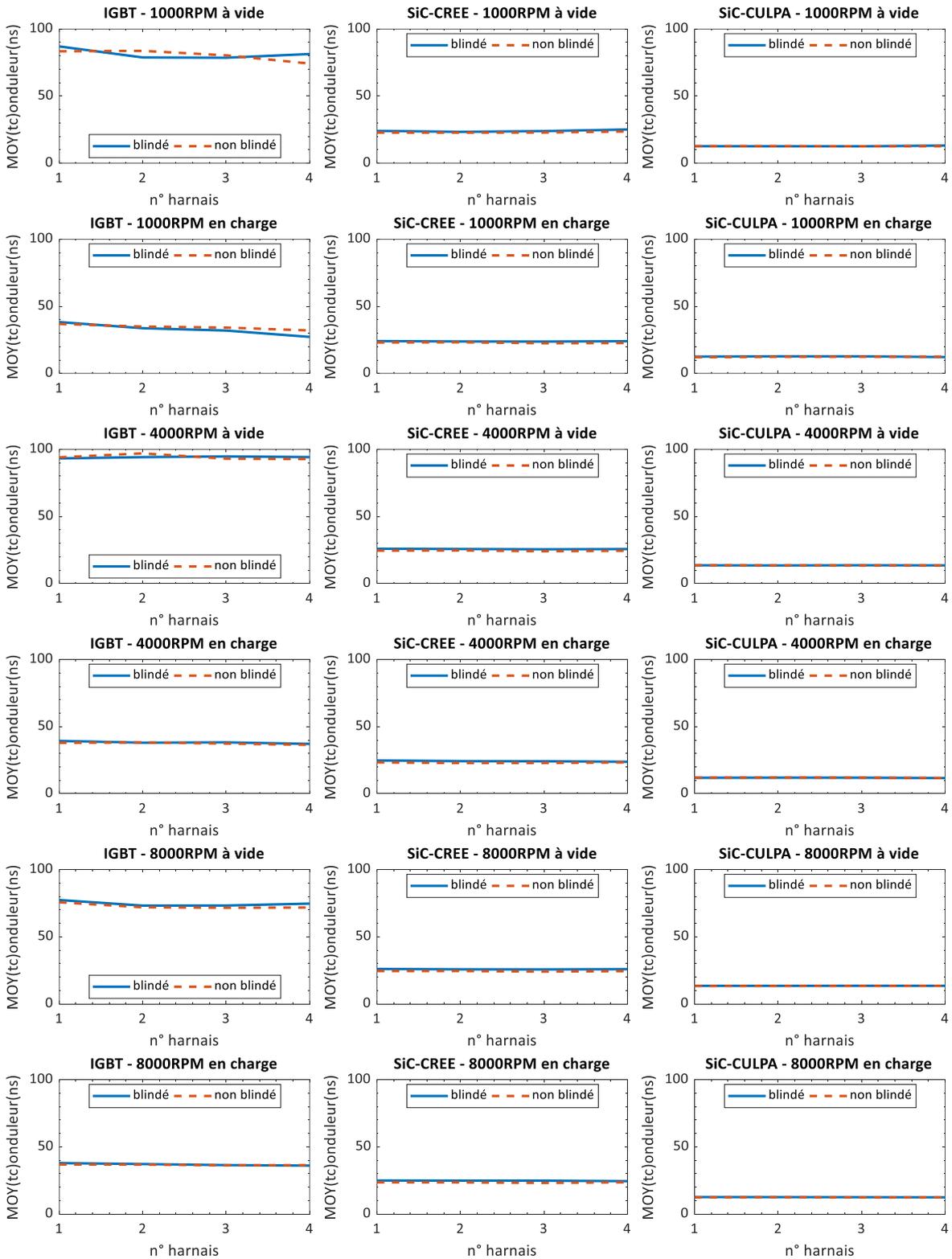


C.1.11 SDEV(SURTENSION) PH-M

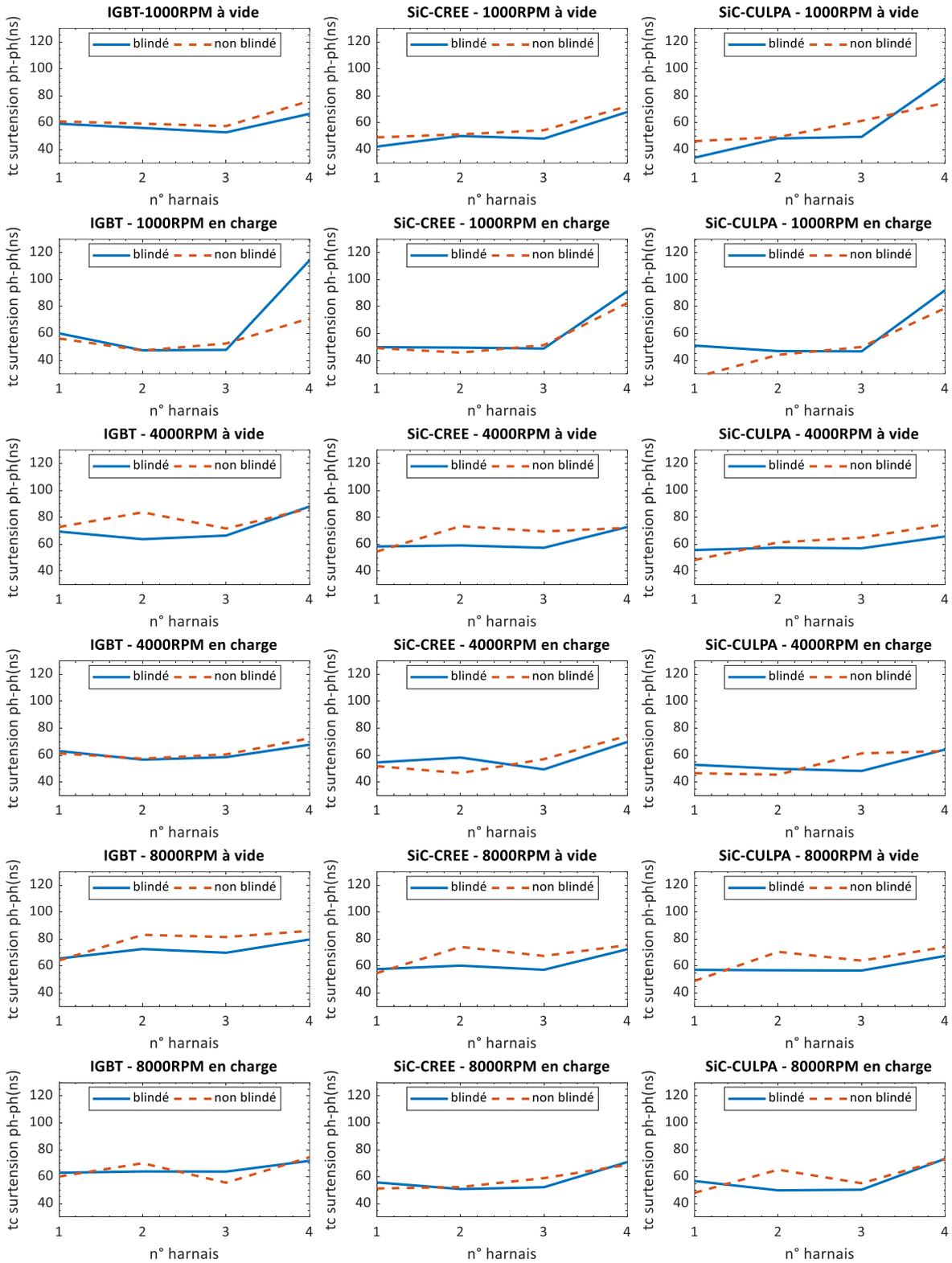


C.2 IMPACTS DU HARNAIS

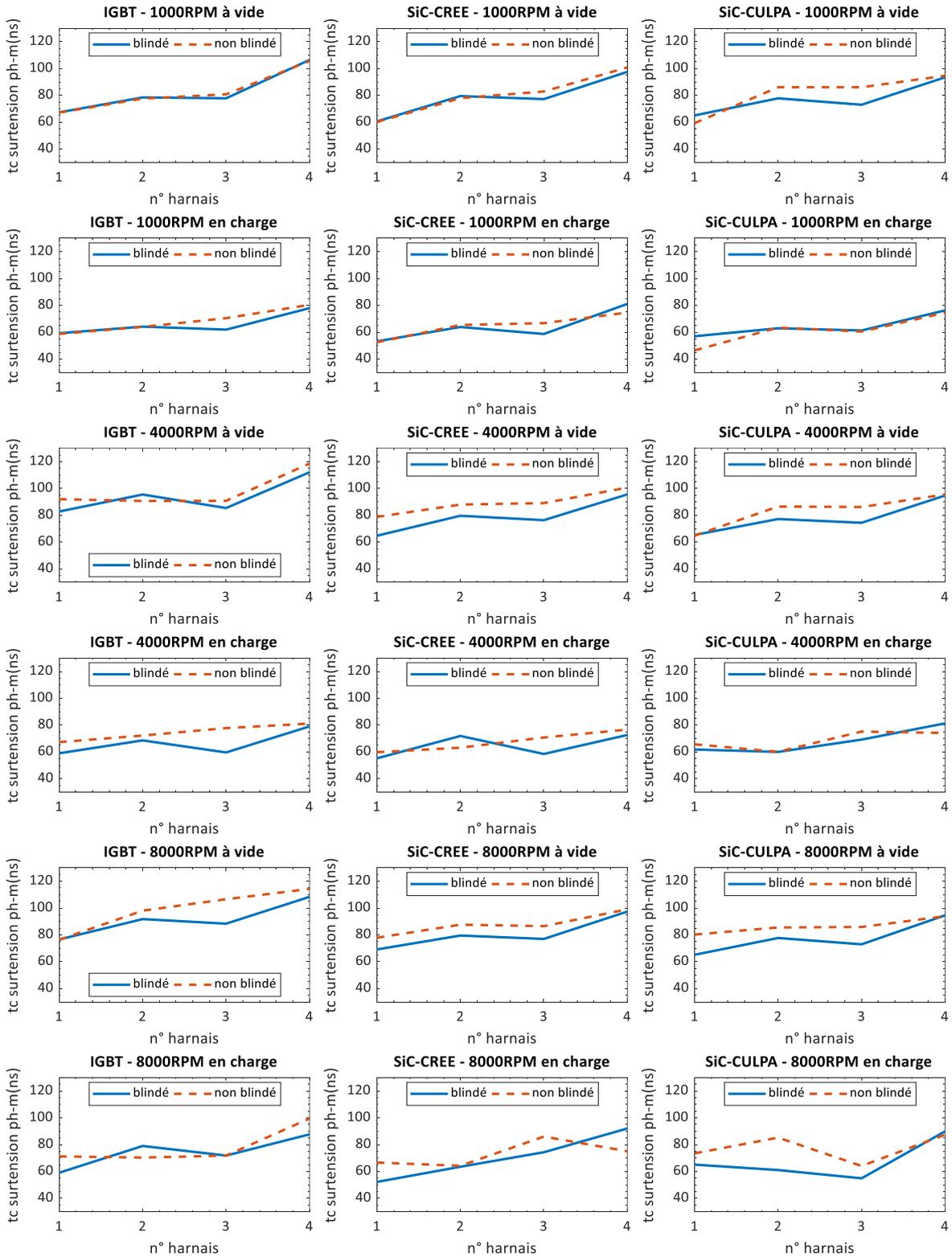
C.2.1 MOY(TEMPS DE COMMUTATION) ONDULEURS



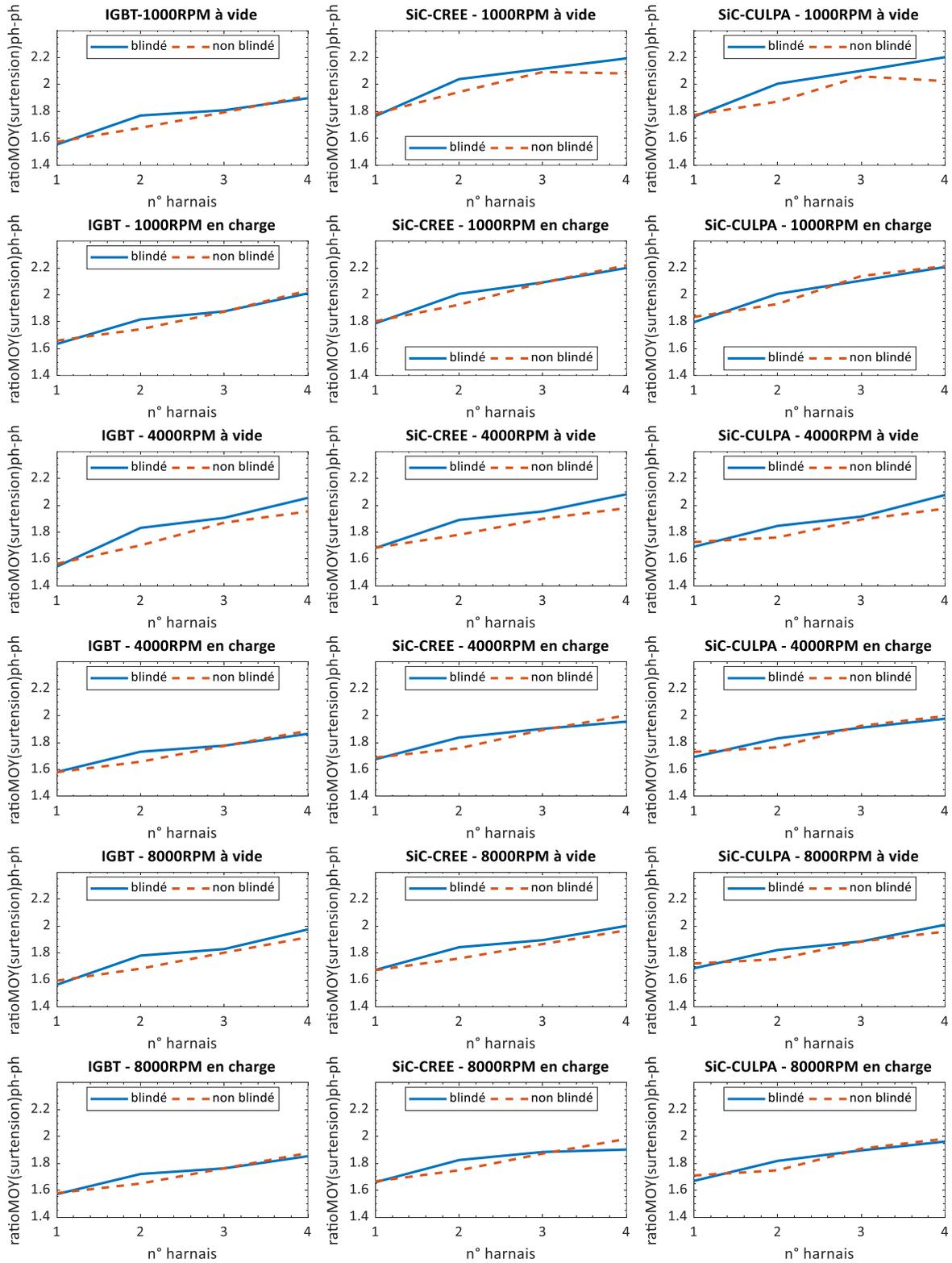
C.2.2 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-PH



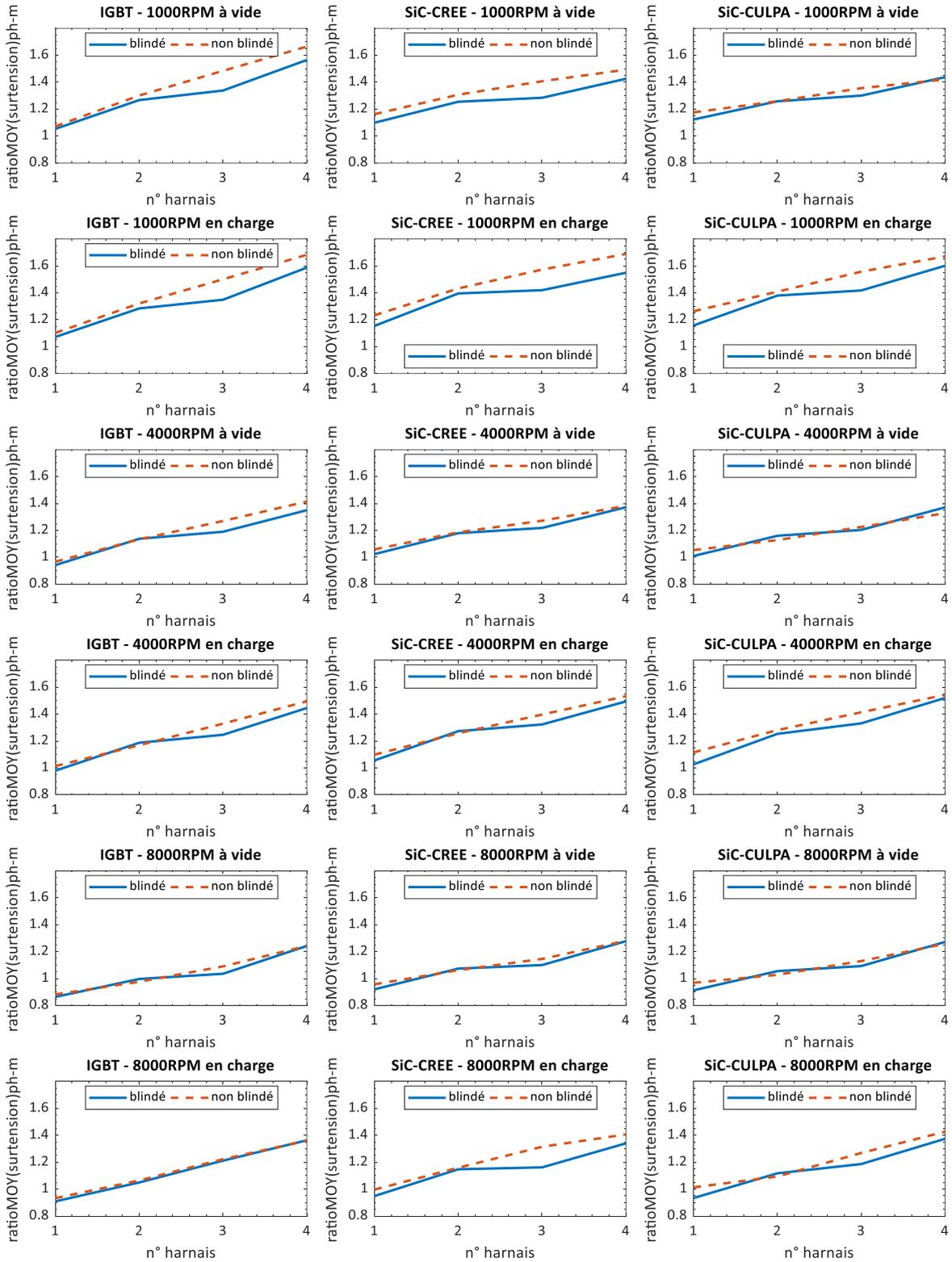
C.2.3 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-M



C.2.4 MOY(SURTENSION) PH-PH

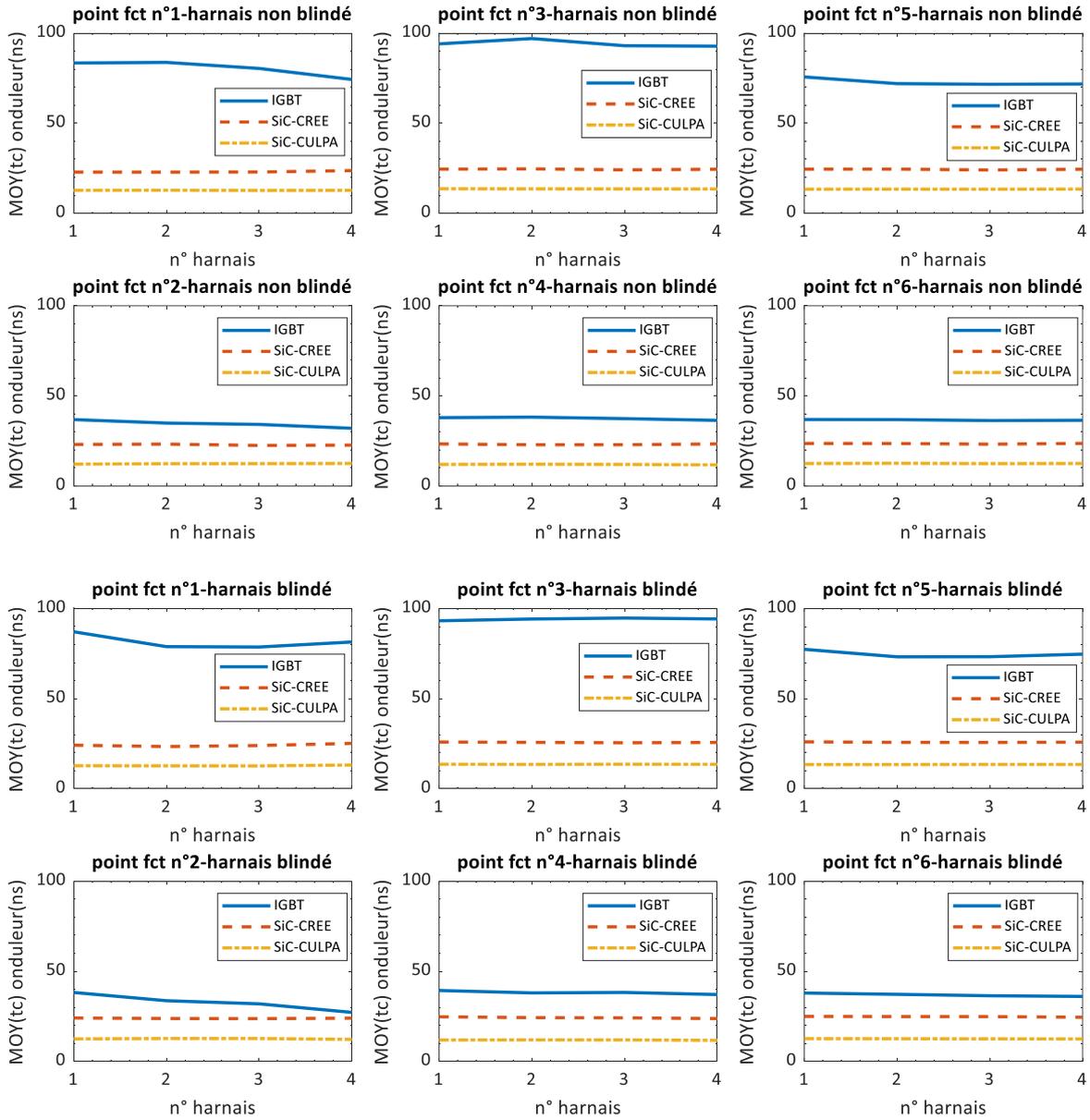


C.2.5 MOY(SURTENSION) PH-M

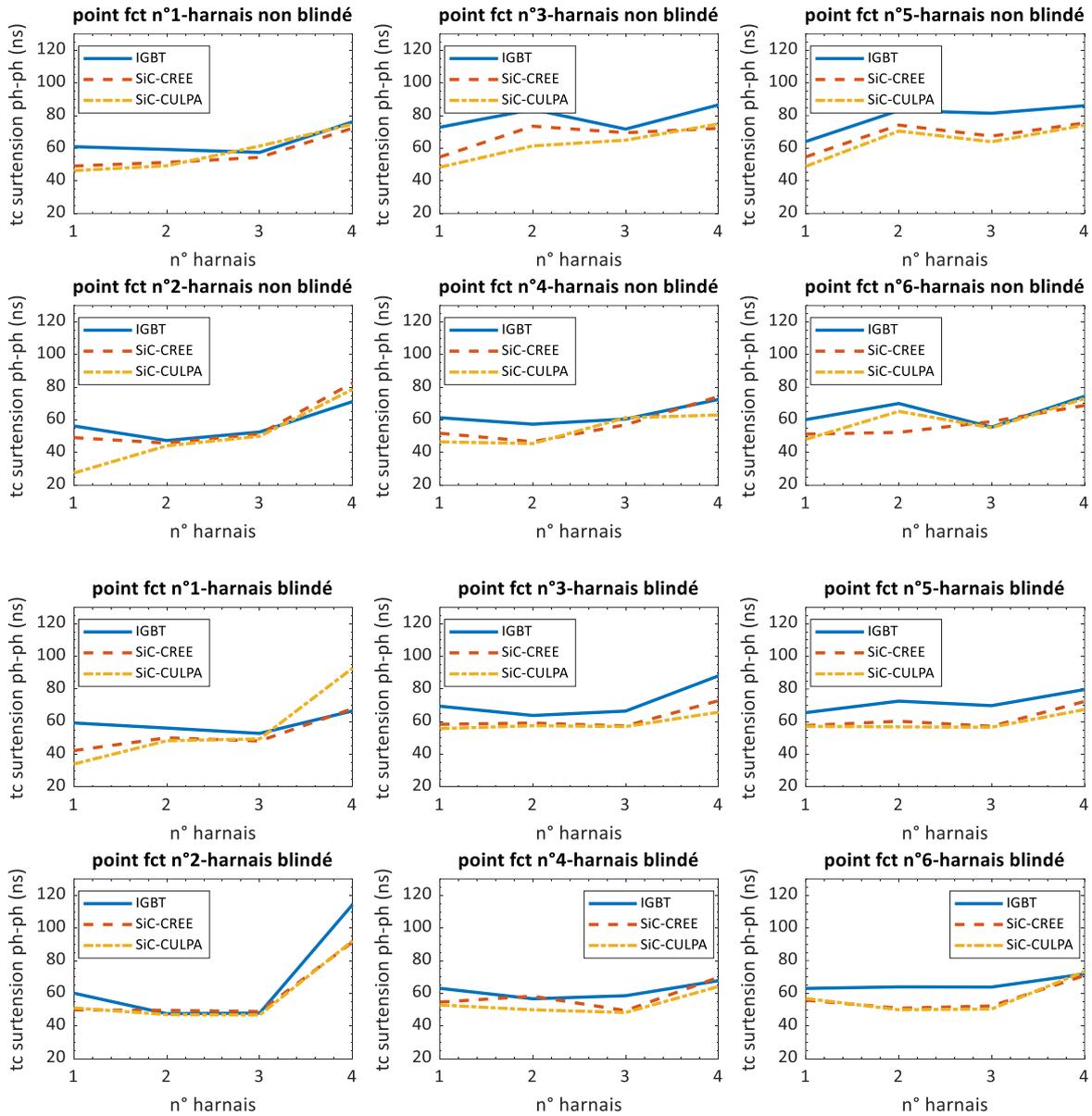


C.3 IMPACTS DE LA TECHNOLOGIE SiC

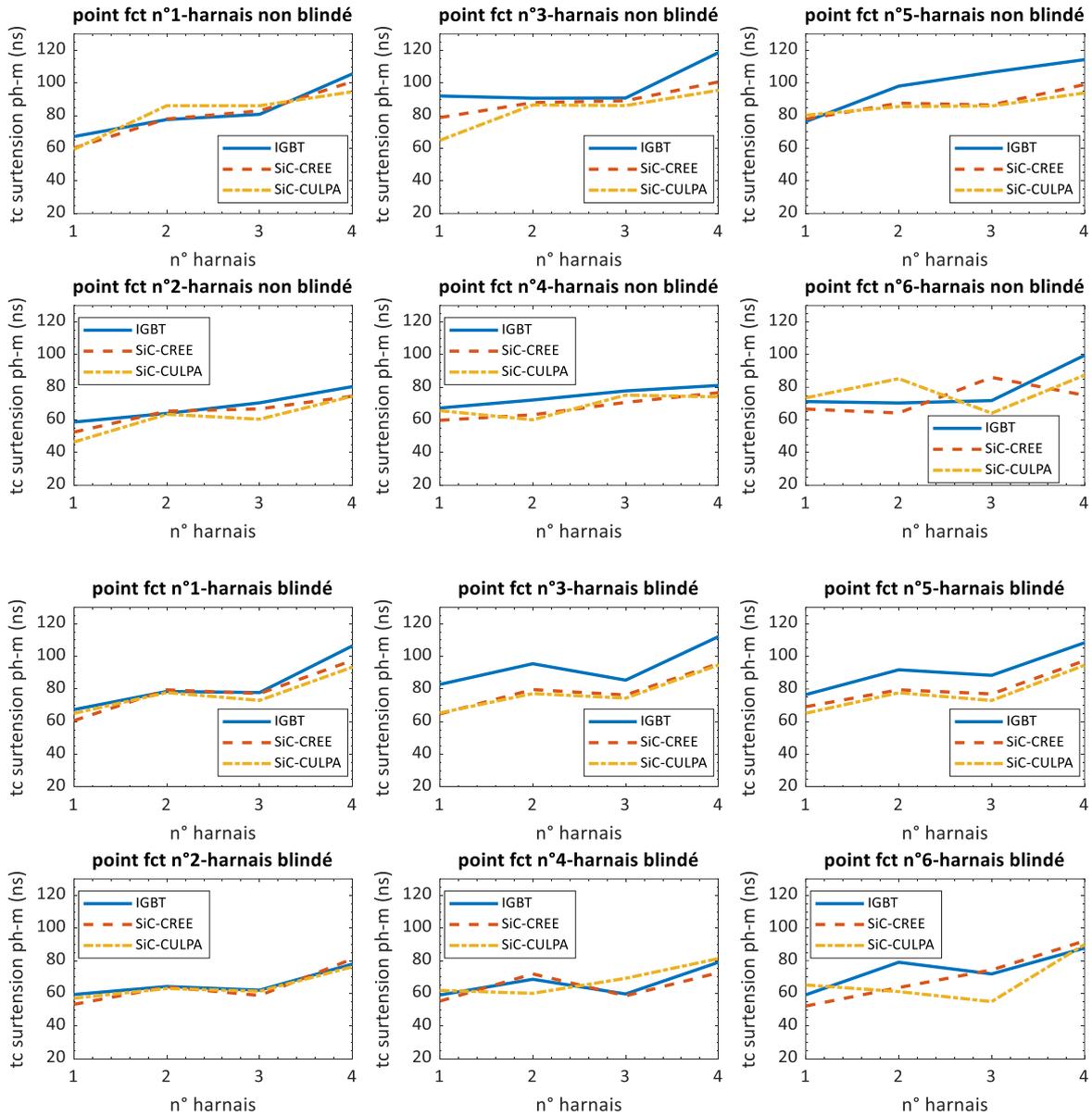
C.3.1 MOY(Temps de Commutation) Onduleurs



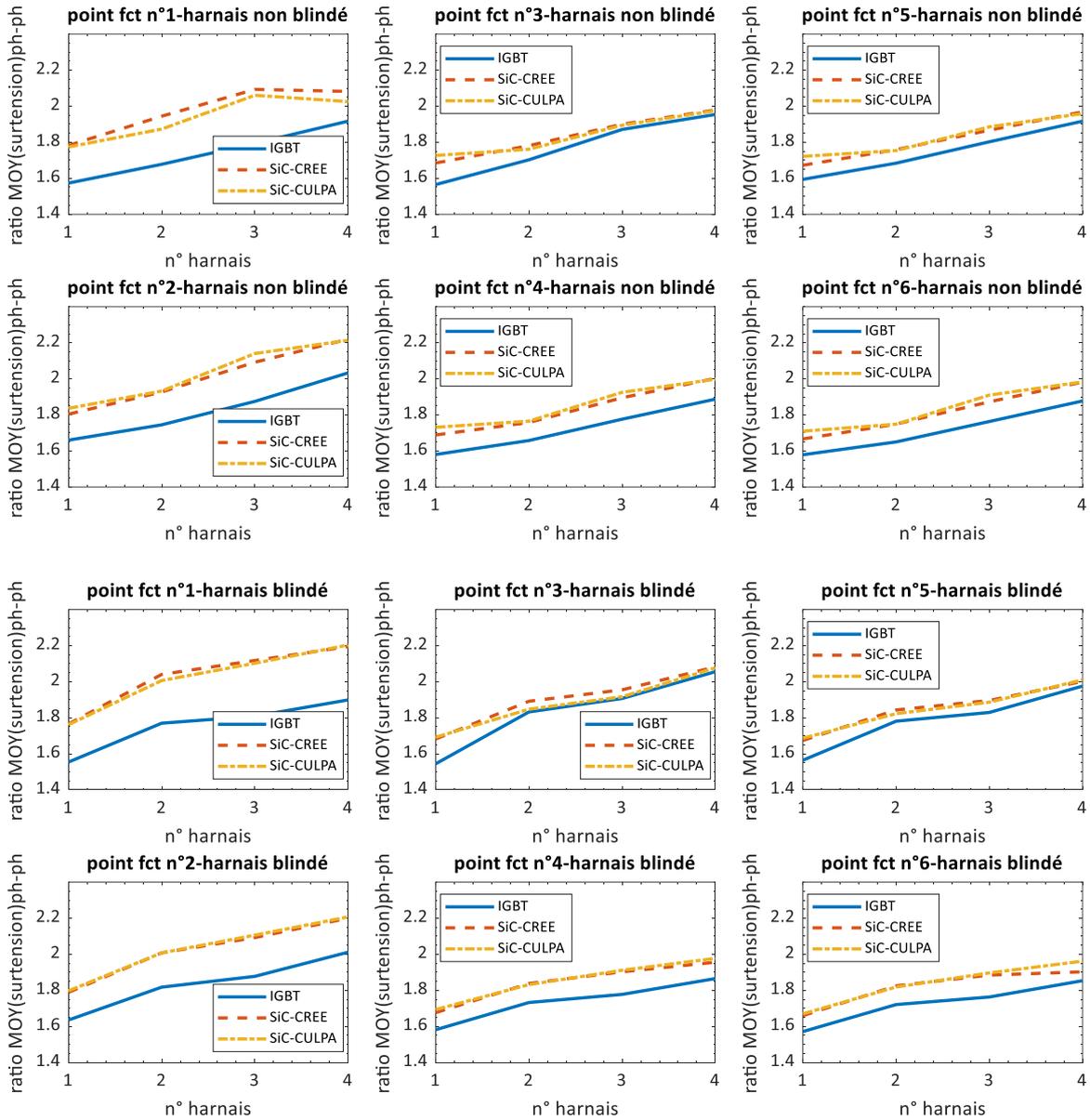
C.3.2 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-PH



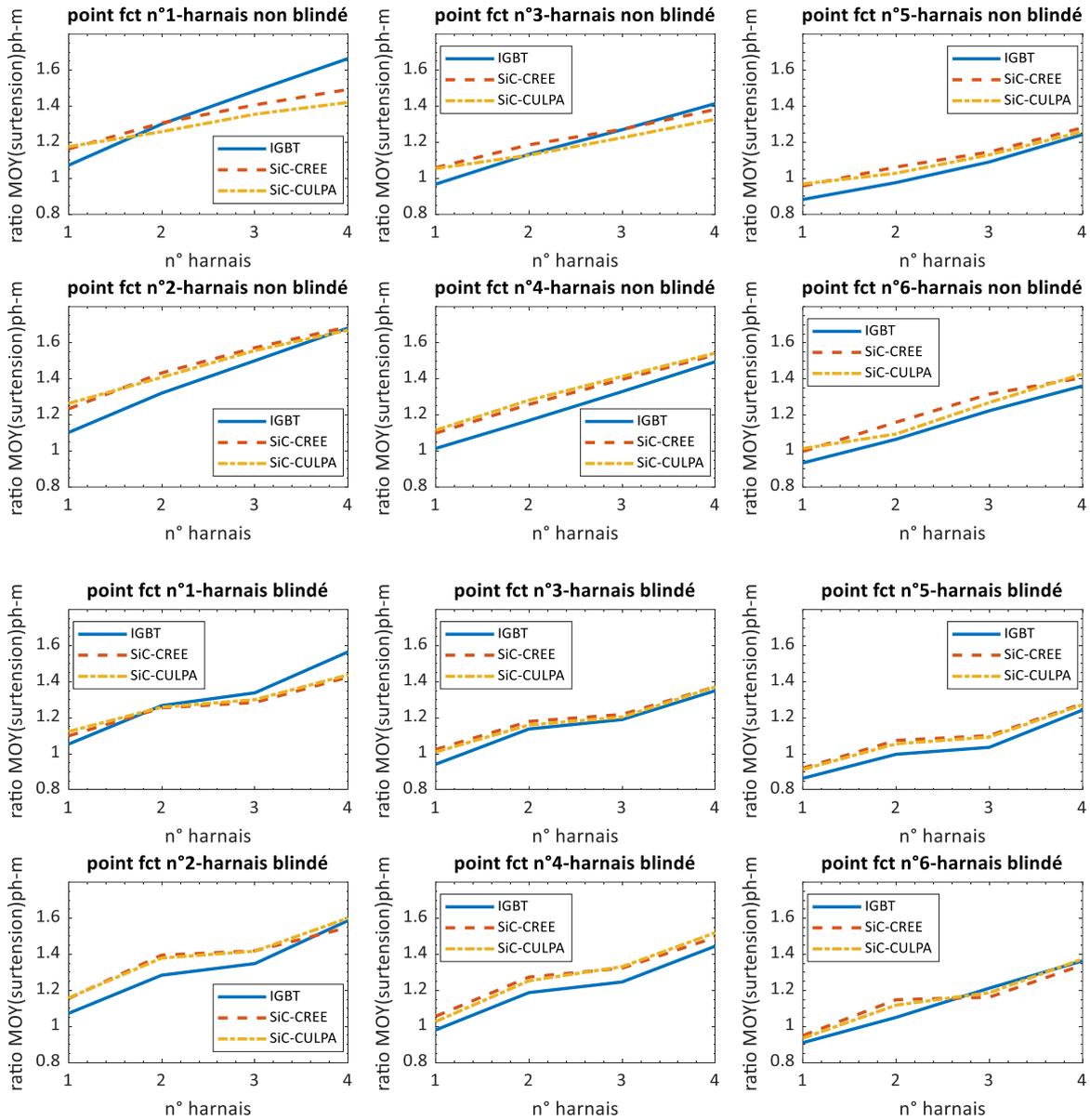
C.3.3 TEMPS DE COMMUTATION DES SURTENSIONS PH-M



C.3.4 MOY(SURTENSION) PH-PH

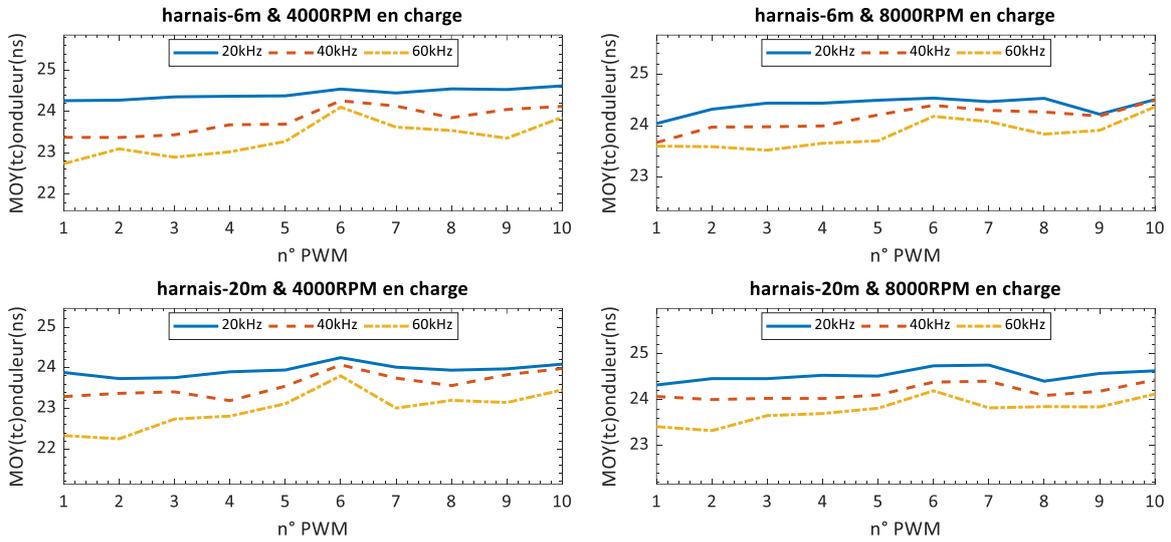


C.3.5 MOY(SURTENSION) PH-M

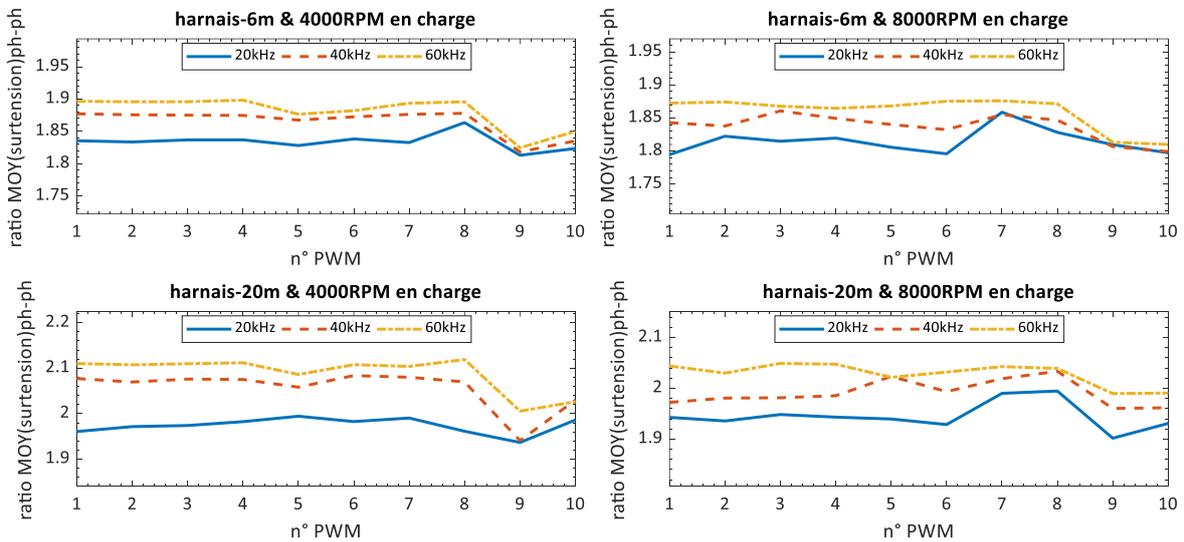


C.4 INFLUENCE DE LA MLI & DE LA FREQUENCE DE DECOUPAGE

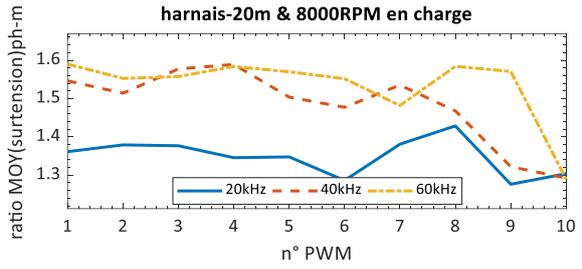
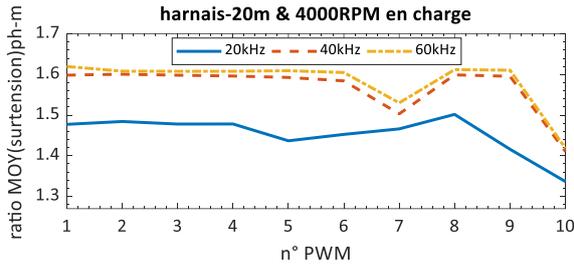
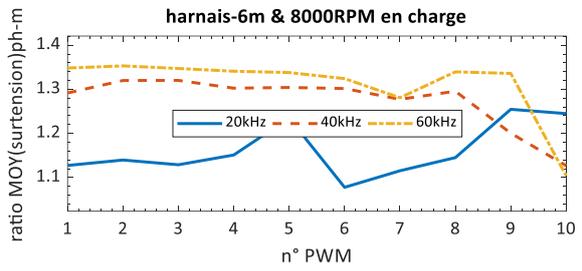
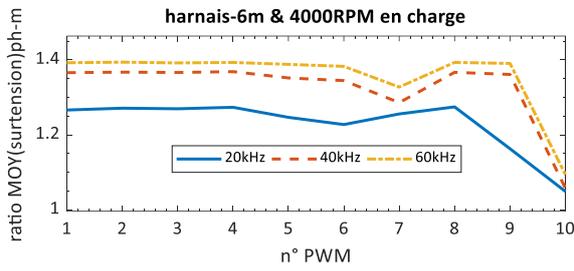
C.4.1 MOY(TEMPS DE COMMUTATION) ONDULEURS



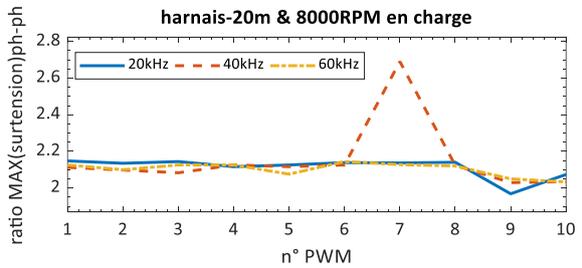
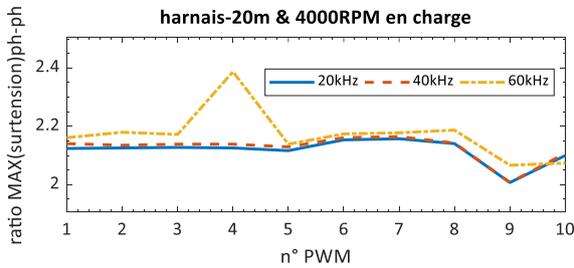
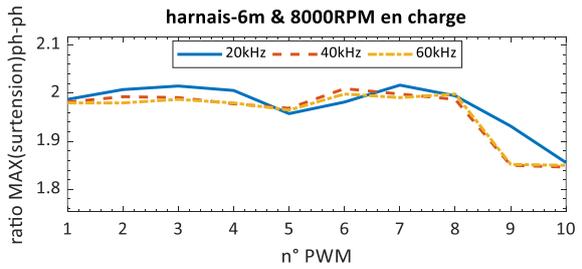
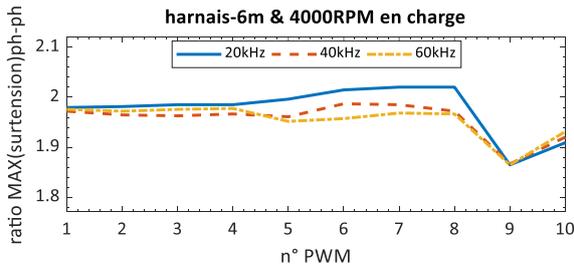
C.4.2 MOY(SURTENSION) PH-PH



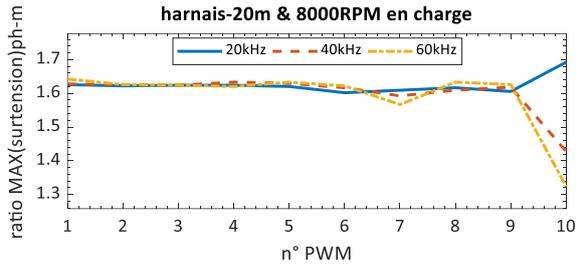
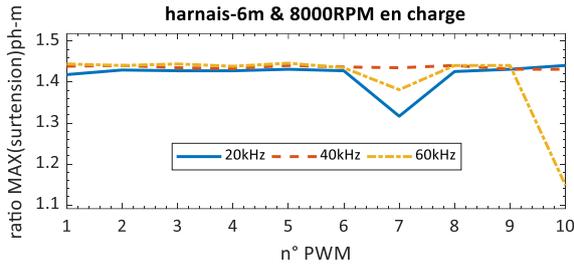
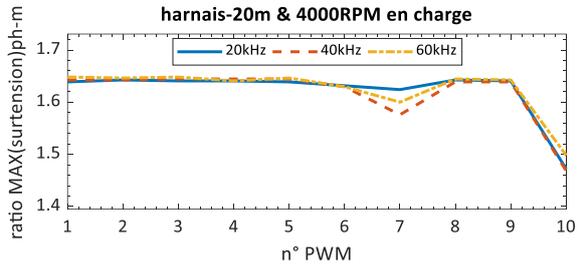
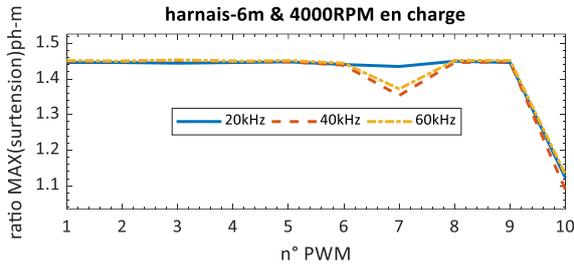
C.4.3 MOY(SURTENSION) PH-M



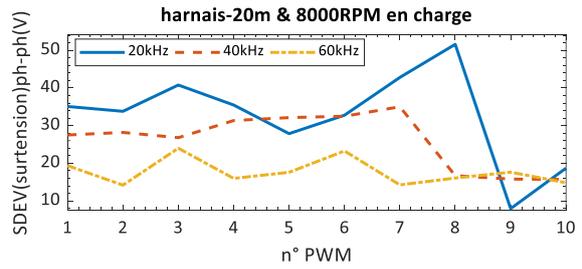
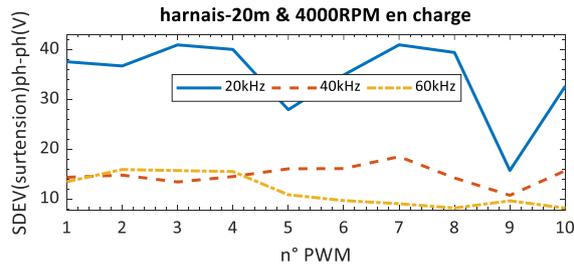
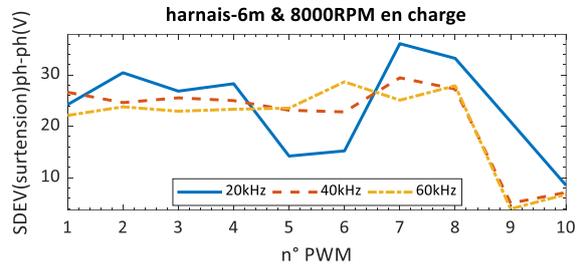
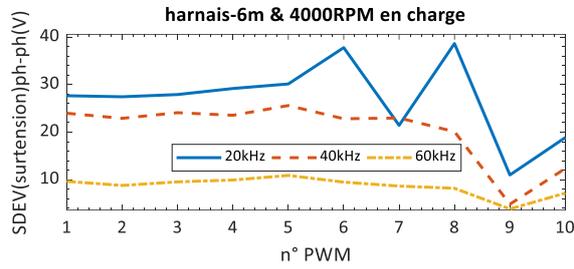
MAX(surtension) ph-ph



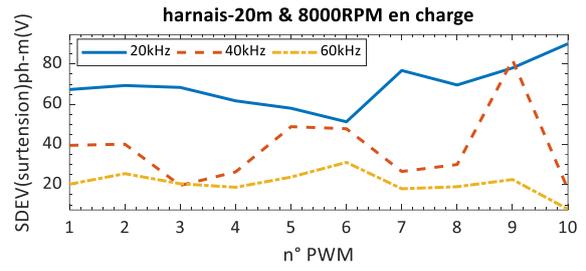
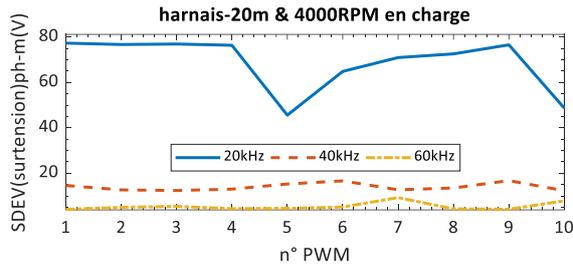
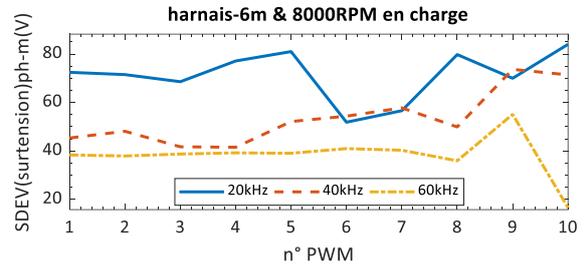
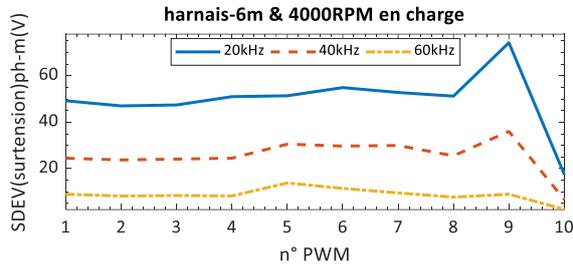
C.4.4 MAX(SURTENSION) PH-M



C.4.5 SDEV(SURTENSION) PH-PH



C.4.6 SDEV(SURTENSION) PH-M

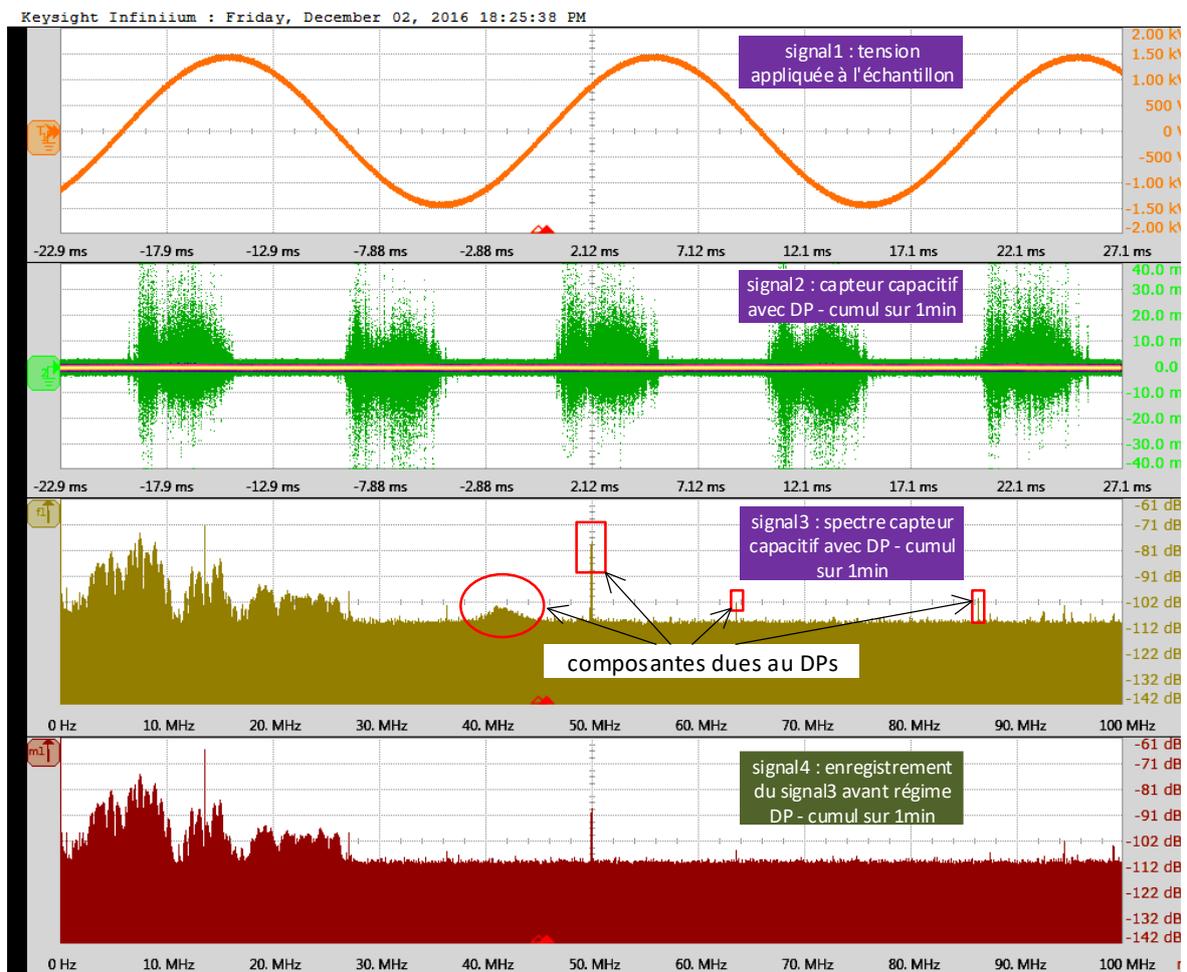


ANNEXE.D

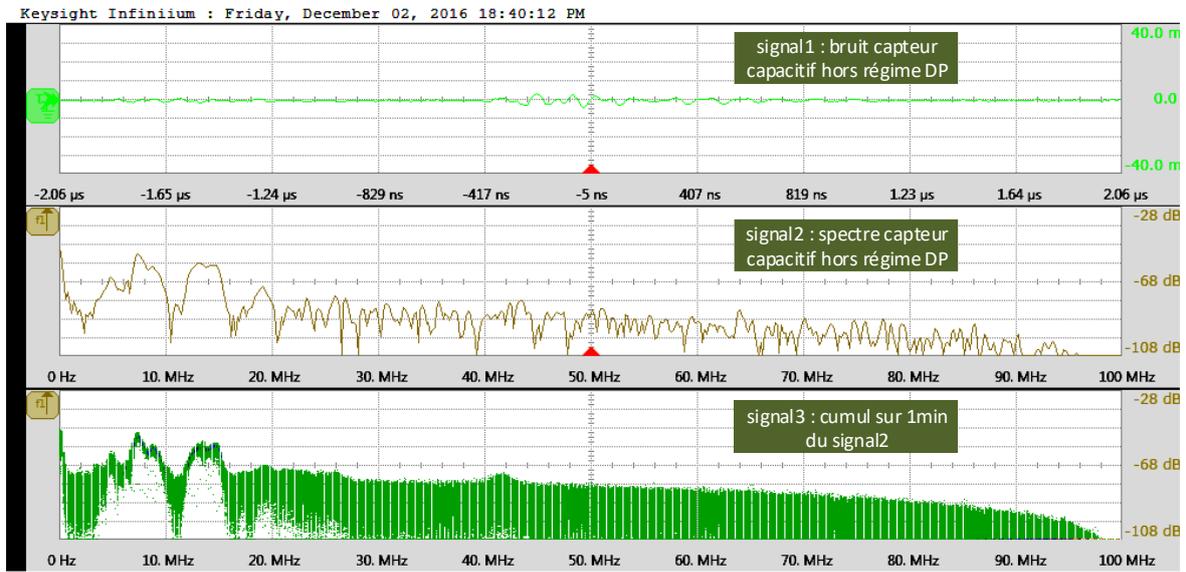
RESULTAT DE MESURES EXPERIMENTALES DES DECHARGES PARTIELLES

D.1 ANALYSE SPECTRALE DE LA MESURE CAPACITIVE DES DECHARGES PARTIELLES

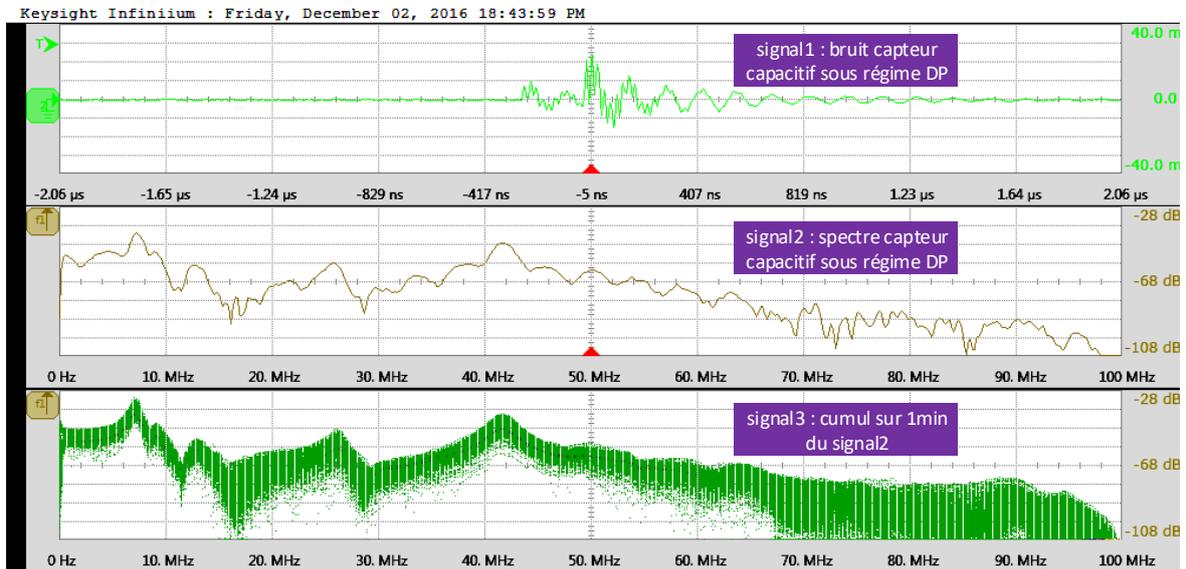
D.1.1 EXEMPLE DE MESURE DES DECHARGES PARTIELLES



D.1.2 SPECTRE DU SIGNAL DU CAPTEUR CAPACITIF HORS REGIME DE DECHARGES PARTIELLES



D.1.3 SPECTRE DU SIGNAL DU CAPTEUR CAPACITIF SOUS REGIME DE DECHARGES PARTIELLES



D.2 RESULTAT DE MESURE DU PDIV (Vpk) SUR PAIRES TORSADEES

D.2.1 FIL EMAILLE : PAIRES TORSADEES NON IMPREGNEES

N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP	Classe thermique 180					Classe thermique 200					Classe thermique 220				
		D0.5mm Grade2	D0.71mm Grade1	D0.71mm Grade2	D0.71mm Grade3	D1.00mm Grade2	D0.5mm Grade2	D0.71mm Grade1	D0.71mm Grade2	D0.71mm Grade3	D1.00mm Grade2	D0.5mm Grade2	D0.71mm Grade1	D0.71mm Grade2	D0.71mm Grade3	D1.00mm Grade2
Epr1	pdiv1	774	701	686	895	897	769	672	737	901	915	720	557	738	750	940
	pdiv2	769	660	676	864	907	721	646	750	864	874	687	550	660	692	871
	pdiv3	775	655	686	871	911	723	665	754	901	875	703	540	658	690	881
	pdiv4	768	676	682	887	871	725	666	725	902	868	692	539	659	686	901
	pdiv5	751	658	679	895	915	727	662	754	894	865	697	544	663	700	881
Epr2	pdiv6	793	578	774	904	939	759	684	757	904	922	694	580	631	758	919
	pdiv7	795	573	771	894	897	720	663	730	884	841	672	532	617	703	891
	pdiv8	785	569	778	851	861	718	666	717	881	861	677	537	626	660	881
	pdiv9	788	574	786	890	909	734	665	731	904	891	673	526	619	670	871
	pdiv10	800	573	754	861	887	738	675	735	881	857	689	539	639	660	891
Epr3	pdiv11	779	608	723	844	936	748	675	745	901	908	725	590	783	759	881
	pdiv12	755	585	717	853	905	742	660	710	870	844	694	563	768	690	851
	pdiv13	762	590	728	836	904	734	662	709	880	856	699	561	764	693	832
	pdiv14	769	581	711	834	911	738	668	737	865	882	700	560	772	680	881
	pdiv15	748	587	721	851	909	735	649	718	860	894	700	553	755	707	861
Epr4	pdiv16	768	610	718	870	936	779	675	751	928	857	713	611	711	700	948
	pdiv17	752	608	709	861	907	725	651	718	892	860	668	569	658	670	851
	pdiv18	748	602	713	868	911	723	658	710	884	837	673	561	636	651	849
	pdiv19	741	594	694	857	908	724	659	723	897	851	669	569	672	641	789
	pdiv20	751	597	713	864	909	728	652	728	877	843	675	563	668	660	856
Epr5	pdiv21	764	642	721	923	926	754	682	778	891	894	758	577	738	690	895
	pdiv22	728	614	701	887	857	750	662	747	905	905	692	546	703	656	905
	pdiv23	779	597	700	902	908	738	668	755	877	882	697	552	699	652	943
	pdiv24	748	595	699	901	897	733	663	725	864	884	699	544	710	670	895
	pdiv25	754	635	709	897	881	747	660	751	884	880	686	549	716	680	891
Ecart-type	σ (pdiv1-pdiv5)	9	17	4	13	16	18	9	11	14	18	11	7	31	24	25
	σ (pdiv6-pdiv10)	5	3	11	20	26	15	8	13	11	29	9	19	8	37	16
	σ (pdiv11-pdiv15)	11	9	6	8	12	5	8	15	14	24	11	13	9	28	19
	σ (pdiv16-pdiv20)	9	6	8	5	11	22	9	14	18	9	17	18	24	20	51
	σ (pdiv21-pdiv25)	17	19	8	12	24	8	8	17	14	9	26	12	14	14	19
σ (pdiv1-pdiv25)	18	35	31	23	20	15	9	17	16	23	20	19	52	31	35	
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	PDIVmini (P=0.5%)	720	519	638	815	852	698	640	691	846	814	643	508	557	607	793
	PDIVmoy (P=50%)	766	610	718	874	904	737	664	736	888	874	694	556	691	687	882
	PDIVmax (P=99.5%)	812	702	798	934	956	777	688	781	929	934	745	605	824	767	971

D.2.2 FIL EMAILLE : PAIRES TORSADEES IMPREGNEES

N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP	Paire torsadée C200D0.50mmG 2 imprégnée	Paire torsadée C200D0.71mmG 1 imprégnée	Paire torsadée C200D0.71mmG 2 imprégnée	Paire torsadée C200D0.71mmG 3 imprégnée	Paire torsadée C200D1.00mmG 2 imprégnée
Epr1	pdiv1	1768	2298	2625	2741	2440
	pdiv2	1790	1656	2147	2056	1874
	pdiv3	1824	1650	2041	2390	2165
	pdiv4	1779	1776	2208	2605	2168
	pdiv5	1870	1745	2594	2786	2070
Epr2	pdiv6	1782	2580	2386	2010	2061
	pdiv7	1759	2707	1718	2031	1885
	pdiv8	1734	2044	1854	2059	1861
	pdiv9	1694	1994	1553	2093	1905
Epr3	pdiv10	1799	2291	2014	2594	1875
	pdiv11	1853	2264	2189	2591	2300
	pdiv12	1554	2277	2014	2430	2288
	pdiv13	1679	1990	2014	2417	2441
Epr4	pdiv14	1571	1959	2179	2563	2229
	pdiv15	1626	2435	2165	2499	2492
	pdiv16	2001	2158	2925	2531	1887
	pdiv17	1902	2051	1908	2274	1773
	pdiv18	1977	2315	2581	2400	1806
Epr5	pdiv19	1952	2437	1732	2300	1814
	pdiv20	1891	2455	2401	2376	1745
	pdiv21	1625	1773	2739	2298	2072
	pdiv22	1758	1550	2387	2075	2099
Ecart-type	pdiv23	1715	1838	2486	2213	1888
	pdiv24	1717	1817	1870	2464	1884
	pdiv25	1946	1950	2761	2208	2042
	σ (pdiv1-pdiv5)	37	241	240	268	183
	σ (pdiv6-pdiv10)	37	283	284	220	73
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	σ (pdiv11-pdiv15)	107	183	81	69	99
	σ (pdiv16-pdiv20)	42	157	437	91	48
	σ (pdiv21-pdiv25)	106	132	323	128	92
	PDIVmini (P=0.5%)	1474	1284	1309	1787	1480
	PDIVmoy (P=50%)	1783	2080	2220	2360	2043
PDIVmax (P=99.5%)	2092	2877	3130	2933	2606	

D.2.3 FIL EXTRUDE EN PEEK : PAIRES TORSADEES NON IMPREGNEES

N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP	AWG20 Dcu0.81mm epPEEK033 μ m	AWG20 Dcu0.81mm epPEEK076 μ m	AWG20 Dcu0.81mm epPEEK178 μ m
Epr1	pdiv1	945	1527	2164
	pdiv2	953	1467	2093
	pdiv3	943	1442	2076
	pdiv4	952	1407	2046
	pdiv5	956	1485	2116
Epr2	pdiv6	935	1382	1714
	pdiv7	957	1372	1861
	pdiv8	956	1407	1838
	pdiv9	952	1400	2226
Epr3	pdiv10	964	1410	1942
	pdiv11	1131	1513	2206
	pdiv12	1123	1366	2010
	pdiv13	1117	1442	1822
	pdiv14	1109	1290	2036
Epr4	pdiv15	960	1261	2121
	pdiv16	955	1216	2079
	pdiv17	956	1370	2167
	pdiv18	974	1414	2216
	pdiv19	949	1321	2103
Epr5	pdiv20	962	1390	2019
	pdiv21	1119	1527	2234
	pdiv22	1099	1459	1764
	pdiv23	980	1479	1872
	pdiv24	976	1450	1772
Ecart-type	pdiv25	980	1344	1735
	σ (pdiv1-pdiv5)	5	40	40
	σ (pdiv6-pdiv10)	10	15	171
	σ (pdiv11-pdiv15)	64	94	129
	σ (pdiv16-pdiv20)	9	70	68
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	σ (pdiv21-pdiv25)	64	60	185
	σ (pdiv1-pdiv25)	69	78	163
	PDIVmini (P=0.5%)	819	1206	1588
	PDIVmoy (P=50%)	996	1406	2009
	PDIVmax (P=99.5%)	1173	1606	2431

D.3 RESULTAT DE MESURE DU PDIV (V_{PK}) EN FONCTION DES PARAMETRES SUR SUPPORT DE TEST

D.3.1 PDIV « FIL - MASSE » EN FONCTION DES PARAMETRES DE FIL C200

N° Eprovette (Epr)	N° Mesure DP	DiamFil=0.5mm-Grade2	DiamFil=0.71mm-Grade1	DiamFil=0.71mm-Grade2	DiamFil=0.71mm-Grade3	DiamFil=1.00mm-Grade2
Epr1	pdiv1	537	513	567	626	655
	pdiv2	537	512	559	635	656
	pdiv3	535	516	561	632	658
	pdiv4	532	509	566	632	662
	pdiv5	543	511	560	625	663
Epr2	pdiv6	536	503	552	632	670
	pdiv7	537	502	553	624	675
	pdiv8	535	502	559	632	673
	pdiv9	539	501	559	629	670
Epr3	pdiv10	537	505	550	628	672
	pdiv11	502	522	557	626	638
	pdiv12	499	518	554	632	634
	pdiv13	501	523	556	635	636
	pdiv14	502	516	556	635	648
Epr4	pdiv15	506	522	559	631	631
	pdiv16	530	509	559	662	658
	pdiv17	535	511	559	660	660
	pdiv18	522	516	560	658	658
	pdiv19	522	512	561	663	651
Epr5	pdiv20	525	503	554	653	642
	pdiv21	525	508	564	642	621
	pdiv22	523	512	556	639	612
	pdiv23	526	509	552	643	629
	pdiv24	525	516	559	645	621
Ecart-type	pdiv25	520	509	560	642	615
	σ (pdiv1-pdiv5)	4	2	3	4	3
	σ (pdiv6-pdiv10)	1	1	4	3	2
	σ (pdiv11-pdiv15)	2	3	1	3	6
	σ (pdiv16-pdiv20)	5	4	2	4	7
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	σ (pdiv21-pdiv25)	2	3	4	2	6
	σ (pdiv1-pdiv25)	13	6	4	12	19
	PDIVmini (P=0.5%)	491	495	547	608	600
PDIVmoy (P=50 %)	525	511	558	639	648	
PDIVmax (P=99.5%)	559	527	569	669	697	

D.3.2 PDIV EN FONCTION DE LA FORME GEOMETRIQUE DU SUPPORT DE FILS

N° Eprovette (Epr)	N° Mesure DP	Support Fil n°1 (plat)						Support Fil n°2 (Circulaire)						Support Fil n°3 (Pointu)					
		Fil Diam0.5mm-G2-C200			Fil Diam1.00mm-G2-C200			Fil Diam0.5mm-G2-C200			Fil Diam1.00mm-G2-C200			Fil Diam0.5mm-G2-C200			Fil Diam1.00mm-G2-C200		
		Sans papier	Film PI 25µm	Film PI 125µm	Sans papier	Film PI 25µm	Film PI 125µm	Sans papier	Film PI 25µm	Film PI 125µm	Sans papier	Film PI 25µm	Film PI 125µm	Sans papier	Film PI 25µm	Film PI 125µm	Sans papier	Film PI 25µm	Film PI 125µm
Epr1	pdiv1	536	768	1137	660	946	1083	552	851	1184	639	908	1212	559	1031	1370	653	1007	1368
	pdiv2	537	781	1151	649	942	1097	549	857	1168	662	911	1223	550	1045	1399	651	981	1406
	pdiv3	530	774	1133	655	936	1071	542	834	1155	665	905	1219	546	1042	1383	649	972	1403
	pdiv4	535	769	1126	652	939	1080	552	836	1165	672	909	1205	556	1047	1376	642	983	1392
	pdiv5	542	782	1119	651	935	1089	546	827	1157	666	907	1206	547	1037	1396	652	986	1430
Epr2	pdiv6	522	737	1107	703	888	1233	554	875	1245	682	912	1134	571	981	1304	704	956	1426
	pdiv7	512	730	1121	689	908	1216	553	854	1239	684	919	1136	563	970	1348	701	976	1444
	pdiv8	515	725	1114	687	905	1229	549	871	1240	686	915	1116	567	963	1329	700	943	1486
	pdiv9	525	728	1127	696	902	1218	552	860	1250	686	914	1120	560	959	1298	709	994	1389
	pdiv10	508	731	1138	683	878	1209	543	851	1230	682	916	1121	569	964	1338	717	962	1427
Epr3	pdiv11	539	737	1127	677	923	1329	594	912	1271	677	938	1269	581	918	1328	689	1039	1385
	pdiv12	542	740	1138	680	919	1332	588	919	1247	679	925	1278	569	908	1334	687	1018	1369
	pdiv13	540	734	1146	686	916	1314	595	921	1257	677	936	1277	564	904	1319	684	1028	1386
	pdiv14	547	731	1124	672	911	1319	590	908	1263	676	949	1273	560	905	1332	689	1020	1376
	pdiv15	539	733	1130	675	909	1287	591	904	1267	680	943	1267	561	909	1328	700	1032	1442
Epr4	pdiv16	528	778	1131	642	882	1318	511	820	933	677	936	1297	547	833	1252	672	1004	1372
	pdiv17	529	775	1117	624	874	1287	505	803	948	669	943	1286	530	844	1195	675	1025	1390
	pdiv18	532	751	1112	618	870	1297	496	800	911	672	946	1283	533	813	1208	660	1030	1342
	pdiv19	523	767	1126	617	874	1302	506	813	929	675	929	1293	532	824	1211	665	1010	1379
	pdiv20	530	752	1134	624	877	1293	505	806	935	670	949	1287	530	819	1212	663	1035	1386
Epr5	pdiv21	542	767	1129	693	899	1304	578	833	1314	675	979	1413	581	955	1161	648	1025	1358
	pdiv22	535	759	1106	682	898	1290	566	827	1321	663	986	1407	584	936	1150	649	1008	1400
	pdiv23	536	761	1123	690	905	1269	571	830	1308	669	962	1389	585	952	1153	646	994	1375
	pdiv24	537	778	1131	692	911	1273	570	834	1315	668	976	1390	576	945	1147	653	1004	1353
	pdiv25	540	772	1146	683	898	1276	576	832	1305	680	981	1394	585	950	1143	651	1021	1417
Ecart-type	σ(pdiv1-pdiv5)	4	6	11	4	4	9	4	11	10	11	2	7	5	6	11	4	12	20
	σ(pdiv6-pdiv10)	6	4	11	7	11	9	4	9	7	2	2	8	4	8	19	6	17	32
	σ(pdiv11-pdiv15)	3	3	8	5	5	16	3	6	8	1	8	4	8	5	5	5	8	26
	σ(pdiv16-pdiv20)	3	11	9	9	4	11	5	7	12	3	7	5	6	11	19	5	12	17
	σ(pdiv21-pdiv25)	3	7	13	5	5	13	4	2	5	6	8	10	4	7	6	2	11	25
	σ(pdiv1-pdiv25)	10	19	11	26	22	85	29	36	134	10	25	90	17	71	86	23	26	32
Statistiques PDIV avec un écartement de ±2.58σ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	PDIVmini (P=0.5%)	507	704	1099	601	848	1020	477	758	835	648	872	1027	516	756	1058	613	935	1313
	PDIVmoy (P=50%)	532	754	1128	667	906	1241	553	851	1182	673	936	1260	560	938	1280	672	1002	1396
	PDIVmax (P=99.5%)	557	804	1157	734	963	1461	629	944	1529	698	1000	1493	604	1120	1503	732	1069	1479

D.3.3 PDIV EN FONCTION DES DIMENSIONS GEOMETRIQUE DE L'ISOLANT

N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP	Dimensions Film PI = 1.25x7cm ²				Dimensions Film PI = 2.5x7cm ²				Dimensions Film PI = 5x7cm ²			
		Film PI 25µm	Film PI 50µm	Film PI 75µm	Film PI 125µm	Film PI 25µm	Film PI 50µm	Film PI 75µm	Film PI 125µm	Film PI 25µm	Film PI 50µm	Film PI 75µm	Film PI 125µm
Epr1	pdiv1	833	959	1110	1213	829	962	1090	1308	742	949	1063	1270
	pdiv2	843	935	1107	1192	795	935	1105	1300	720	922	1061	1277
	pdiv3	863	929	1093	1188	802	964	1106	1294	733	936	1052	1237
	pdiv4	853	928	1090	1187	805	943	1106	1328	740	923	1071	1274
	pdiv5	858	931	1106	1209	796	962	1113	1280	750	945	1047	1287
Epr2	pdiv6	853	940	1106	1089	822	966	1097	1346	745	929	1055	1203
	pdiv7	834	905	1114	1052	802	963	1097	1338	730	931	1080	1259
	pdiv8	846	942	1103	1073	800	964	1082	1315	721	919	1058	1274
	pdiv9	841	895	1095	1055	805	952	1103	1327	733	922	1066	1276
	pdiv10	833	926	1107	1066	798	943	1073	1348	740	935	1069	1250
Epr3	pdiv11	856	932	1099	1195	817	950	1052	1342	764	950	1061	1288
	pdiv12	833	948	1093	1165	792	946	1022	1341	768	938	1056	1239
	pdiv13	816	949	1090	1161	806	916	1024	1346	761	931	1045	1240
	pdiv14	823	929	1097	1162	803	946	1022	1342	768	894	1048	1254
	pdiv15	819	955	1099	1167	799	962	1028	1335	772	908	1065	1245
Epr4	pdiv16	809	953	1097	1240	808	970	1130	1338	778	940	1052	1223
	pdiv17	786	956	1079	1239	798	960	1120	1287	774	921	1045	1218
	pdiv18	774	959	1082	1240	800	949	1124	1294	762	932	1061	1216
	pdiv19	802	940	1079	1245	789	953	1127	1280	767	926	1056	1195
	pdiv20	800	950	1082	1228	788	943	1124	1297	769	918	1047	1199
Epr5	pdiv21	837	986	1090	1102	824	984	1110	1329	775	935	1034	1266
	pdiv22	815	929	1085	1083	800	987	1100	1295	752	946	1049	1254
	pdiv23	820	935	1083	1073	795	963	1105	1318	774	922	1030	1259
	pdiv24	813	931	1082	1116	805	953	1103	1281	758	922	1034	1269
	pdiv25	822	926	1080	1117	796	949	1076	1288	765	932	1038	1266
Ecart-type	σ (pdiv1-pdiv5)	11	12	8	11	12	12	7	16	10	11	8	17
	σ (pdiv6-pdiv10)	7	19	6	13	9	9	11	12	8	6	9	26
	σ (pdiv11-pdiv15)	14	10	3	13	8	15	11	4	4	20	7	18
	σ (pdiv16-pdiv20)	13	6	7	6	7	9	3	20	5	8	6	11
	σ (pdiv21-pdiv25)	9	22	3	17	11	16	12	18	9	9	7	5
	σ (pdiv1-pdiv25)	22	18	11	64	10	15	33	24	17	13	12	27
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	PDIVmini (P=0.5%)	770	892	1067	988	777	918	1003	1255	709	897	1022	1181
	PDIVmoy (P=50 %)	827	939	1094	1154	803	955	1090	1316	754	929	1054	1250
	PDIVmax (P=99.5%)	884	985	1121	1320	829	993	1176	1377	799	961	1085	1319

D.3.4 PDIV EN FONCTION DU NOMBRE DE SPIRE EN FILS EMAILLE

N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP	Fil D0.71mmC200 1 spire sans isolant	Fil D0.71mmC200 10 spires sans isolant	Fil D0.71mmC200 1 spire Film PI 25µm	Fil D0.71mmC200 1 spire Film PI 125µm	Fil D0.71mmC200 10 spire Film PI 25µm	Fil D0.71mmC200 10 spires Film PI 125µm
Epr1	pdiv1	576	563	793	1298	812	1242
	pdiv2	570	567	815	1218	815	1184
	pdiv3	566	566	795	1206	813	1178
	pdiv4	571	557	796	1220	808	1177
	pdiv5	570	559	788	1218	819	1179
Epr2	pdiv6	561	560	812	1307	809	1286
	pdiv7	560	564	809	1314	799	1263
	pdiv8	566	563	808	1311	798	1256
	pdiv9	557	559	809	1315	799	1252
	pdiv10	559	559	800	1318	805	1252
Epr3	pdiv11	550	569	813	1358	792	1253
	pdiv12	553	570	796	1351	800	1174
	pdiv13	559	559	820	1298	791	1237
	pdiv14	552	571	812	1358	800	1202
	pdiv15	559	559	817	1287	795	1226
Epr4	pdiv16	552	566	799	1256	802	1273
	pdiv17	554	563	824	1240	798	1245
	pdiv18	556	566	817	1295	805	1250
	pdiv19	559	564	799	1335	802	1254
	pdiv20	554	560	813	1307	800	1274
Epr5	pdiv21	564	561	816	1298	824	1256
	pdiv22	560	564	826	1223	808	1253
	pdiv23	559	559	813	1229	817	1250
	pdiv24	561	567	809	1228	798	1284
	pdiv25	559	557	815	1233	799	1281
Ecart-type	σ (pdiv1-pdiv5)	3	4	9	33	4	25
	σ (pdiv6-pdiv10)	3	2	4	4	4	13
	σ (pdiv11-pdiv15)	4	6	8	31	4	28
	σ (pdiv16-pdiv20)	2	2	10	34	2	12
	σ (pdiv21-pdiv25)	2	4	6	28	10	15
	σ (pdiv1-pdiv25)	6	4	10	48	8	35
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ $P(\text{PDIV}_{\min} < \text{PDIV} < \text{PDIV}_{\max}) = 99\%$	PDIVmini (P=0.5%)	544	552	783	1157	782	1149
	PDIVmoy (P=50%)	560	563	809	1281	804	1239
	PDIVmax (P=99.5%)	577	573	834	1404	826	1330

D.4 RESULTATS DE MESURES PDIV DES MATERIAUX SOUPLES ORGANIQUES

N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP	Aramide			Aramide - Mica		Polyimide (PI)				Polyétherimide (Pei)			Polyétheréthercétone (PEEK) 2			Polyétheréthercétone (PEEK) 1		
		0.050 mm	0.250 mm	0.610 mm	0.080 mm	0.250 mm	0.025 mm	0.050 mm	0.075 mm	0.125 mm	0.050 mm	0.150 mm	0.350 mm	0.050 mm	0.125 mm	0.150 mm	0.050 mm	0.125 mm	0.250 mm
Epr1	pdiv1	863	1566	1895	1138	1479	834	1003	1136	1365	986	1366	1841	1037	1351	1386	983	1335	1744
	pdiv2	849	1564	1888	1113	1478	836	1010	1148	1372	977	1304	1820	1007	1312	1396	977	1318	1715
	pdiv3	860	1567	1885	1146	1472	834	1000	1150	1382	960	1307	1783	1010	1301	1352	981	1298	1718
	pdiv4	863	1578	1895	1134	1479	849	983	1155	1362	962	1310	1795	997	1298	1359	981	1294	1747
	pdiv5	865	1584	1896	1147	1474	851	990	1143	1363	960	1297	1758	1007	1294	1348	979	1344	1711
Epr2	pdiv6	888	1503	1913	1106	1370	850	1008	1160	1353	984	1365	1823	1013	1319	1336	966	1377	1673
	pdiv7	884	1505	1885	1114	1362	851	1021	1161	1356	977	1370	1810	1014	1301	1351	969	1360	1591
	pdiv8	878	1498	1913	1117	1312	850	1006	1151	1365	970	1360	1831	1015	1276	1393	979	1358	1621
	pdiv9	888	1515	1877	1138	1349	853	1010	1157	1377	969	1365	1837	1010	1267	1359	963	1338	1616
Epr3	pdiv10	885	1520	1932	1131	1322	857	993	1165	1368	973	1355	1834	1008	1273	1403	960	1315	1592
	pdiv11	861	1503	1971	1127	1584	840	1025	1158	1298	938	1418	1817	1010	1346	1291	972	1331	1612
	pdiv12	871	1517	1970	1112	1563	846	1031	1162	1281	923	1421	1806	998	1332	1286	986	1294	1666
	pdiv13	873	1516	1973	1123	1585	861	1032	1167	1278	916	1440	1802	997	1312	1273	977	1349	1626
	pdiv14	860	1512	1960	1117	1590	851	1018	1172	1277	929	1370	1803	1001	1295	1246	981	1319	1679
Epr4	pdiv15	863	1525	1980	1124	1543	847	1020	1147	1280	928	1379	1800	1008	1301	1245	952	1308	1604
	pdiv16	907	1560	2018	1062	1315	851	996	1153	1426	962	1315	1755	1010	1250	1359	1000	1344	1629
	pdiv17	916	1551	2028	1068	1308	843	1001	1160	1355	960	1301	1718	1007	1202	1351	983	1339	1616
	pdiv18	914	1539	2000	1078	1300	847	994	1167	1420	936	1305	1711	1003	1188	1366	990	1302	1648
	pdiv19	928	1574	1994	1078	1302	850	998	1174	1423	940	1304	1679	990	1203	1346	973	1338	1609
	pdiv20	932	1587	1987	1085	1319	851	1004	1170	1329	945	1287	1659	996	1184	1338	986	1298	1656
Epr5	pdiv21	908	1532	1810	1146	1406	844	1008	1162	1379	922	1417	1778	1037	1261	1413	949	1345	1718
	pdiv22	905	1539	1834	1105	1392	837	990	1167	1385	919	1372	1734	1028	1239	1410	933	1339	1728
	pdiv23	946	1533	1881	1120	1383	840	1000	1137	1310	911	1365	1824	1022	1235	1385	948	1310	1666
	pdiv24	952	1541	1896	1129	1390	839	1001	1168	1390	908	1363	1837	1018	1222	1400	950	1311	1676
	pdiv25	957	1556	1887	1133	1396	841	1004	1153	1423	902	1380	1834	1013	1212	1372	942	1297	1711
Ecart-type	σ (pdiv1-pdiv5)	6	8	5	12	3	7	10	7	7	11	25	29	13	21	19	2	20	15
	σ (pdiv6-pdiv10)	4	8	20	12	22	3	9	5	9	6	5	10	3	20	25	6	21	30
	σ (pdiv11-pdiv15)	5	7	6	6	18	7	6	9	8	7	27	6	5	19	20	12	19	30
	σ (pdiv16-pdiv20)	9	17	15	8	7	3	4	8	40	10	9	33	7	24	10	9	20	18
	σ (pdiv21-pdiv25)	22	9	33	14	7	2	6	12	37	7	20	40	8	17	16	6	19	24
	σ (pdiv1-pdiv25)	31	27	56	24	96	7	13	10	46	25	43	51	11	48	47	16	23	49
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ $P(\text{PDIVmin}<\text{PDIV}<\text{PDIVmax})=99\%$	PDIVmini (P=0.5%)	812	1469	1781	1054	1170	828	973	1131	1239	881	1242	1657	981	1146	1228	928	1267	1537
	PDIVmoy (P=50%)	893	1539	1927	1116	1419	846	1006	1158	1357	946	1353	1788	1010	1271	1350	970	1326	1663
	PDIVmax (P=99.5%)	974	1609	2072	1177	1668	864	1038	1184	1474	1012	1465	1918	1040	1396	1473	1013	1386	1789

D.5 RESULTAT DES MESURES PDIV DES MATERIAUX SOUPLES INORGANIQUES

N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP	Aramide PI 25µm Aramide		Aramide PI 50µm Aramide		Papier inorganique 1			Papier inorganique 2			Papier inorganique-organique (Pio)		Pio PET350µm Pio	
		0.200 mm	0.400 mm	0.320 mm	0.240 mm	0.127 mm	0.254 mm	0.508 mm	0.076 mm	0.178 mm	0.381 mm	0.191 mm	0.254 mm	0.508 mm	0.460 mm
Epr1	pdiv1	1442	1854	1830	1632	1092	1240	1592	950	1097	1383	1298	1502	1805	2022
	pdiv2	1413	1863	1745	1636	1048	1216	1597	957	1090	1389	1297	1484	1768	2015
	pdiv3	1506	1782	1806	1551	1065	1220	1595	960	1103	1369	1310	1488	1771	2021
	pdiv4	1451	1850	1833	1583	1089	1237	1611	942	1099	1365	1307	1502	1776	2051
	pdiv5	1515	1745	1805	1506	1068	1228	1619	948	1103	1348	1293	1495	1778	2024
Epr2	pdiv6	1540	1912	1745	1481	1052	1349	1624	974	1144	1339	1372	1462	1819	1980
	pdiv7	1434	1836	1739	1529	1058	1302	1605	967	1162	1327	1421	1468	1814	2036
	pdiv8	1492	1823	1744	1594	1062	1325	1624	970	1165	1335	1386	1459	1786	2010
	pdiv9	1549	1952	1776	1590	1061	1344	1636	974	1174	1351	1385	1452	1812	2007
Epr3	pdiv10	1451	1851	1807	1492	1063	1345	1612	972	1158	1350	1377	1464	1785	1993
	pdiv11	1451	1834	1795	1551	1037	1336	1614	933	1153	1348	1269	1471	1788	1887
	pdiv12	1472	1830	1834	1547	1034	1310	1615	938	1147	1351	1302	1447	1810	1928
	pdiv13	1454	1836	1803	1575	1031	1293	1601	929	1160	1369	1288	1461	1798	1916
	pdiv14	1468	1902	1831	1561	1030	1291	1578	940	1181	1363	1287	1465	1758	1947
Epr4	pdiv15	1526	1884	1846	1557	1032	1297	1577	918	1188	1353	1267	1469	1777	1912
	pdiv16	1417	1864	1778	1553	1047	1304	1628	955	1162	1370	1236	1451	1753	1976
	pdiv17	1455	1887	1834	1468	1044	1254	1599	959	1165	1368	1256	1474	1776	1940
	pdiv18	1492	1905	1814	1585	1038	1273	1591	952	1174	1385	1220	1452	1783	1954
	pdiv19	1486	1881	1721	1452	1044	1259	1592	950	1171	1372	1237	1458	1759	1925
	pdiv20	1414	1860	1751	1493	1032	1261	1616	959	1182	1394	1228	1464	1770	2004
Epr5	pdiv21	1454	1870	1885	1537	1020	1322	1611	929	1160	1302	1291	1468	1793	1994
	pdiv22	1469	1901	1847	1632	1056	1311	1584	938	1153	1292	1283	1454	1783	2046
	pdiv23	1508	1921	1783	1508	1021	1335	1592	939	1157	1300	1294	1458	1792	1995
	pdiv24	1520	1867	1775	1594	1018	1339	1591	922	1174	1312	1301	1455	1787	2001
	pdiv25	1488	1884	1838	1649	1025	1321	1614	931	1161	1307	1304	1457	1797	2019
Ecart-type	σ (pdiv1-pdiv5)	39	47	32	49	16	9	10	7	5	14	6	7	13	12
	σ (pdiv6-pdiv10)	46	49	26	47	4	17	11	3	10	9	17	5	15	19
	σ (pdiv11-pdiv15)	27	30	19	10	2	17	17	8	16	8	13	9	18	20
	σ (pdiv16-pdiv20)	33	16	41	51	5	18	14	4	7	10	12	8	11	28
	σ (pdiv21-pdiv25)	24	20	41	54	14	10	12	6	7	7	8	5	5	20
	σ (pdiv1-pdiv25)	38	43	41	53	20	42	15	16	28	29	51	15	17	45
Statistiques PDIV avec un écartement de $\pm 2.58\sigma$ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	PDIVmini (P=0.5%)	1377	1753	1693	1417	996	1185	1565	906	1078	1276	1169	1428	1740	1869
	PDIVmoy (P=50%)	1475	1864	1799	1554	1047	1293	1605	948	1151	1350	1300	1467	1786	1984
	PDIVmax (P=99.5%)	1572	1974	1905	1692	1097	1400	1644	990	1225	1423	1432	1506	1831	2100

D.6 PDIV EN FONCTION DE LA PRESSION

Configurations testées		"Fil - Fil" en Classe200 Diam0.50mm G2					"Fil - Fil" en Classe200 Diam1.00mm G2					"Fil - Fil" en Classe200 Diam0.71mm G2 avec imprégnation					"Fil Diam0.71mmG2Classe200 - Film Pl ep25µm - Masse"					"Fil Diam0.71mmG2Classe200 - Film Pl ep125µm - Masse"				
Pression (mbar)		977	750	515	250	87	977	750	515	250	87	977	750	515	250	87	989	750	512	250	85	989	750	512	250	85
N° Eprouvette (Epr)	N° Mesure DP																									
Epr1	pdiv1	748	643	557	519	426	870	738	690	580	474	1892	1526	1171	1100	748	824	741	711	549	457	1263	1120	939	713	588
	pdiv2	710	645	567	503	416	868	820	714	597	455	1902	1465	1351	1025	655	820	744	680	540	486	1230	1140	933	774	569
	pdiv3	709	635	564	530	462	877	826	700	638	486	1649	1532	1385	1032	769	810	750	659	516	496	1271	1127	993	841	574
	pdiv4	730	649	578	501	461	880	792	679	614	530	1534	1556	1321	1018	660	786	724	662	569	540	1254	1113	936	820	570
	pdiv5	707	646	576	515	437	891	806	724	636	574	1768	1537	1358	1117	713	817	758	683	553	509	1283	1099	952	775	615
Epr2	pdiv6	733	666	598	533	451	882	751	682	574	495	2192	2003	1503	1256	741	860	767	778	607	474	1321	1189	996	856	594
	pdiv7	724	683	608	528	455	897	786	686	573	485	2242	1773	1605	1022	730	834	798	795	645	567	1351	1263	1049	738	610
	pdiv8	742	682	593	542	423	870	772	684	585	539	2297	1761	1636	1170	693	854	744	802	643	462	1336	1257	1105	745	714
	pdiv9	735	676	595	530	461	878	751	690	610	492	2531	2066	1587	1102	720	809	783	649	595	499	1351	1177	1093	774	532
	pdiv10	744	686	615	536	479	877	785	686	595	496	2386	1776	1626	1025	692	839	808	744	567	522	1346	1243	952	864	628
Epr3	pdiv11						912	824	704	573	525	2369	1764	1626	1218	792	856	772	741	656	503	1287	1211	1022	783	533
	pdiv12						868	809	694	605	485	2466	1902	1624	1321	689	850	724	761	649	468	1290	1199	1185	976	554
	pdiv13						864	805	709	570	513	2225	1822	1387	1290	672	847	822	676	632	559	1310	1235	969	710	653
	pdiv14						877	816	724	578	505	2468	1820	1427	1144	735	820	776	710	692	445	1336	1308	1006	878	590
	pdiv15						891	779	706	559	518	2357	1747	1385	1297	694	844	786	738	601	584	1341	1242	1123	922	571
Epr4	pdiv16											1946	1742	1370	946	679	863	789	720	585	591	1385	1267	994	1028	604
	pdiv17											2085	1554	1411	967	792	858	786	723	638	587	1376	1264	1032	839	696
	pdiv18											1994	1858	1462	1042	745	843	806	735	701	530	1397	1263	1021	895	611
	pdiv19											2027	1838	1485	1093	703	844	808	703	634	552	1390	1269	1114	929	594
	pdiv20											2110	1595	1488	1195	731	860	767	768	638	512	1351	1247	1069	806	561
Epr5	pdiv21											2055	1681	1445	972	774	820	751	720	724	573	1376	1249	1174	1049	601
	pdiv22											2051	1803	1390	980	750	823	757	734	584	591	1355	1239	1093	759	660
	pdiv23											1860	1824	1459	948	713	817	767	738	595	526	1341	1137	1092	810	604
	pdiv24											1929	1858	1537	974	741	834	745	761	697	492	1276	1286	1021	871	641
	pdiv25											1957	1624	1476	963	710	829	741	757	632	499	1365	1295	1075	826	636
Ecart-type	σ(pdiv1-pdiv5)	8	31	16	22	43	142	31	76	41	46	142	31	76	41	46	14	11	19	17	27	18	14	22	44	17
	σ(pdiv6-pdiv10)	9	16	3	14	19	120	131	47	89	20	120	131	47	89	20	18	23	56	30	37	11	36	58	54	59
	σ(pdiv11-pdiv15)	16	5	8	11	19	8	31	16	22	43	89	55	111	65	43	12	31	29	30	53	23	38	80	96	41
	σ(pdiv16-pdiv20)	17	15	10	16	14	89	55	111	65	43	60	124	46	90	39	8	15	22	37	31	16	8	42	77	45
	σ(pdiv21-pdiv25)	7	7	8	5	18	9	16	3	14	19	74	90	48	11	24	6	9	15	55	39	35	56	49	100	23
	σ(pdiv1-pdiv25)	14	18	19	13	20	12	27	14	23	28	255	152	113	116	37	19	27	41	53	44	45	61	71	89	44
Statistiques PDIV avec un écartement de ±2.58σ P(PDIVmin<PDIV<PDIVmax)=99%	PDIVmini (P=0.5%)	691	614	537	490	396	848	721	661	533	432	1434	1344	1170	789	625	785	700	621	482	408	1210	1060	853	611	490
	PDIVmoy (P=50%)	728	661	585	524	447	880	791	698	592	505	2092	1737	1461	1089	722	835	768	726	618	521	1327	1218	1038	839	604
	PDIVmax (P=99.5%)	766	709	633	557	498	912	861	735	652	578	2749	2130	1752	1388	818	884	837	831	754	634	1444	1376	1222	1068	718

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] X. Giraud, M. Budinger, X. Roboam, H. Piquet, M. Sartor, and J. Faucher, "Optimal design of the Integrated Modular Power Electronics Cabinet," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 48, pp. 37–52, Jan. 2016.
- [2] X. Roboam, "New trends and challenges of electrical networks embedded in 'more electrical aircraft,'" in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 26–31.
- [3] T. Billard, C. Abadie, and B. Taghia, "Non-Intrusive Partial Discharges Investigations on Aeronautic Motors," in *SAE Technical Papers*, 2016, p. 18.
- [4] M. Q. Nguyen, "Etude de l'impact des contraintes aéronautiques sur les systèmes d'isolation des moteurs de conditionnement d'air," Université Paul Sabatier, 2012.
- [5] A. M. Etayo, J. Bourdon, L. Prisse, T. Meynard, and H. Piquet, "Optimization of parallelized power inverters using a direct modelling approach for More Electrical Aircraft," *Electr. Syst. Aircraft, Railw. Sh. Propulsion, ESARS*, 2015.
- [6] X. Giraud, "Méthodes et outils pour la conception optimale des réseaux de distribution d'électricité dans les aéronefs Ecole," UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 2014.
- [7] R. J. Kerkman, D. Leggate, and G. L. Skibinski, "Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 3, pp. 722–731, 1997.
- [8] L. F. BLUME and A. BOYAJIAN, "ABNORMAL VOLTAGES WITHIN TRANSFORMERS," *7th Midwinter Conv. A mericanz Inst. Electr. Eng.*, 1919.
- [9] J. M. Weed, "Prevention of Transient Voltage in Windings," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. XLI, pp. 149–159, Jan. 1922.
- [10] J. F. CALVERT, "Protecting Machines From Line Surges," pp. 139–146, 1934.
- [11] R. Rudenberg, "Performance of Traveling Waves in Coils and Windings," *Rüdenb. Travel. waves*, vol. 59, pp. 1031–1040, 1940.
- [12] B. T. J. Lewis, M. Sc, D. Ph, and A. Member, "the Transient Behaviour of Ladder Networks of the Type Representing Transformer and Machine Windings," no. 1691, 1954.
- [13] L. Gubbala, A. von Jouanne, P. Enjeti, C. Singh, and H. Toliyat, "Voltage distribution in the windings of an AC motor subjected to high dV/dt PWM voltages," *Proc. PESC '95 - Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 579–585, 1995.
- [14] E. Persson, "Transient effects in application of PWM inverters to induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1095–1101, 1992.
- [15] A. H. Bonnett, "Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 386–392, 1996.
- [16] F. Koliatene, "Contribution à l'étude de l'existence des décharges dans les systèmes de l'avionique," UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 2009.
- [17] V. Mihaila, "Nouvelle conception des bobinages statoriques des machines à courant alternatif pour réduire les effets négatifs des dV/dt," Université d'Artois, 2011.
- [18] J. Moeneclae, "Méthode de conception des bobinages des actionneurs électriques adaptés aux nouvelles contraintes de l'avionique," Université d'Artois, 2015.
- [19] B. Cella, "On-line partial discharges detection in conversion systems used in aeronautics," Université Toulouse 3 Paul Sabatier, 2016.
- [20] C. Abadie, "On-line non-intrusive partial discharges detection in aeronautical systems," Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 2017.
- [21] M. J. Scott *et al.*, "Reflected wave phenomenon in motor drive systems using wide bandgap

- devices,” in *2014 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications*, 2014, pp. 164–168.
- [22] B. Narayanasamy, A. S. Sathyanarayanan, A. Deshpande, and F. Luo, “Impact of cable and motor loads on wide bandgap device switching and reflected wave phenomenon in motor drives,” in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp. 931–937.
- [23] B. Narayanasamy, A. S. Sathyanarayanan, F. Luo, and C. Chen, “Reflected Wave Phenomenon in SiC Motor Drives: Consequences, Boundaries, and Mitigation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 10629–10642, Oct. 2020.
- [24] A. Barzkar and M. Ghassemi, “Precise Evaluation of Repetitive Transient Overvoltages in Motor Windings in Wide-Bandgap Drive Systems,” *Vehicles*, vol. 4, no. 3, pp. 697–726, Jul. 2022.
- [25] D. D’Amato, J. Loncarski, V. G. Monopoli, F. Cupertino, L. P. Di Noia, and A. Del Pizzo, “Impact of PWM Voltage Waveforms in High-Speed Drives: A Survey on High-Frequency Motor Models and Partial Discharge Phenomenon,” *Energies*, vol. 15, no. 4, p. 1406, Feb. 2022.
- [26] W. Zhou, “Reflected wave phenomenon in inverter-fed machines with fast-switching (high dv/dt) wide bandgap power converters causes, consequences and solutions,” UNIVERSITY OF BRISTOL, 2022.
- [27] S. S. Vala, K. Choksi, A. B. Mirza, and F. Luo, “Exploring Interactions Between Reflected Wave and Partial Discharge in WBG Motor Drives,” in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2022, pp. 1–5.
- [28] T. Lackie, Y. Jiang, L. Shillaber, and T. Long, “Motor Overvoltage Mitigation by Active Cancellation of Reflections Using Parallel SiC Devices with a Coupled Inductor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, pp. 1–18, 2023.
- [29] C. R. Paul, *Analysis of multiconductor transmission lines*, 2nd ed. 2008.
- [30] G. Metzger and J.-P. Vabre, *Électronique des impulsions*. Paris, 1966.
- [31] IEC/TS 61800-8, *Adjustable speed electrical power drive systems - Part 8 : Specification of voltage on the power interface*. 2010.
- [32] B. REVOL, “Modélisation et optimisation des performances CEM d’une association variateur de vitesse – machine asynchrone,” Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2003.
- [33] J. Genoulaz, “Contribution à l’Etude du Rayonnement des Câbles Soumis aux Signaux de l’Électronique de Puissance dans un Environnement aéronautique,” UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE DE LILLE, 2008.
- [34] A. Rocks and V. Hinrichsen, “Application of varistors for overvoltage protection of machine windings in inverter-fed drives,” in *2007 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 2007, pp. 335–340.
- [35] S. L. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux,” INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, 2002.
- [36] B. Banakara, “Analysis by Simulation of the Over-voltages in PWM-Inverter Fed Induction Motors,” *Int. J. Electr. Energy*, vol. 1, no. 1, pp. 29–33, 2013.
- [37] S. Amarir and K. Al-Haddad, “Mathematical analysis and experimental validation of transient over-voltage higher than 2 per unit along industrial ASDM long cables,” in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 1846–1851.
- [38] L. A. Saunders, G. L. Skibinski, S. T. Evon, and D. L. Kempkes, “Riding the reflected wave-IGBT drive technology demands new motor and cable considerations,” in *Proceedings of 1996 IAS Petroleum and Chemical Industry Technical Conference*, 1996, pp. 75–84.
- [39] C. Petrarca, G. Lupo, V. Tucci, and M. Vitelli, “the Influence of Coil Parameters on the Voltage Distribution in a Machine Stator Winding Fed By a Pwm Inverter,” *Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenom.*, pp. 490–493, 2000.
- [40] C. NEACSU, “Contribution à l’étude des défaillances statoriques des machines asynchrone,” Université de toulouse, 2002.

- [41] A. Rocks and V. Hinrichsen, "Effect of varistors for overvoltage protection in inverter-fed drives on the voltage distribution in the stator winding," *Conf. Rec. IEEE Int. Symp. Electr. Insul.*, pp. 624–627, 2008.
- [42] O. Magdun, S. Blatt, and A. Binder, "Calculation of stator winding parameters to predict the voltage distributions in inverter fed AC machines," in *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2013, pp. 447–453.
- [43] J. Moeneclaey, "Conception des bobinages des actionneurs de l'avion plus électrique," *Jci2012.Sciencesconf.Org*, 2013.
- [44] M. Kaufhold, H. Aninger, M. Berth, J. Speck, and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 2, pp. 396–402, Apr. 2000.
- [45] T. Billard, C. Abadie, and Lebey Thierry, "Partial discharge testing in aeronautic environment on magnet wire and feeder cables," *IEC*, pp. 2–5, 2016.
- [46] R. J. Beeckman, J. J. Harber, and S. J. Wentz, "Studies on magnet wire degradation with inverter driven motors," in *Proceedings: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference*, 1997, pp. 383–387.
- [47] E. J. Bartolucci and B. H. Finke, "Cable design for PWM variable-speed AC drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 2, pp. 415–422, 2001.
- [48] R. J. Beeckman, "Inverter drive issues and magnet wire responses," in *Proceedings: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference (Cat. No.99CH37035)*, pp. 139–141.
- [49] F. Pohlmann and R. Busch, "Investigations of magnet wire enamels and impregnants especially for inverter-fed motors," in *2000 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (Cat. No.00CH37132)*, 2000, vol. 2, pp. 587–591.
- [50] K. Inuzuka, H. Inano, N. Hayakawa, T. Hirose, M. Hamaguchi, and H. Okubo, "Partial Discharge Characteristics of Nanocomposite Enamelled Wire for Inverter-Fed Motor," in *2006 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2006, pp. 594–597.
- [51] R. M. Tallam and D. Leggate, "Control of a PWM voltage-source inverter in the pulse-dropping region to reduce reflected-wave motor overvoltage," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 2, pp. 873–879, 2013.
- [52] J. He, G. Y. Sizov, P. Zhang, and N. A. O. Demerdash, "A review of mitigation methods for overvoltage in long-cable-fed PWM AC drives," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, no. 1028348, pp. 2160–2166.
- [53] A. F. Moreira, "High Frequency Modeling for Cable and Induction Motor Over-voltage Studies in Long Cable Drives," *IEEE Ind. Appl. Soc. 36th Annu. Meet. Chicago, Illinois, USA*, 2001.
- [54] B. Sarrazin, "Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique," UNIVERSITÉ DE GRENOBLE, 2012.
- [55] D. Fabiani, "Accelerated Degradation of AC-Motor Winding Insulation due to Voltage Waveforms Generated by Adjustable Speed Drivers," University of Bologna, 2003.
- [56] A. Videt, "Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation," Ecole Centrale de Lille, 2008.
- [57] F. Rachidi and S. Tkachenko, *Electromagnetic Field Interaction with Transmission Lines: From Classical Theory to HF Radiation Effects*. WIT, 2008.
- [58] "European standard EN 2083 Aerospace series copper or copper alloy conductors for electrical cables," 2001.
- [59] Catalogue produits NEXANS, "A complete range of wire & cable solutions for aerospace applications," 2013.
- [60] I. Stevanovic, B. Wunsch, G.-L. Madonna, M.-F. Vancu, and S. Skibin, "Multiconductor cable modeling for EMI simulations in power electronics," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 5382–5387.

- [61] A. F. Peterson, S. L. Ray, and R. Mittra, *Computational Methods for Electromagnetics*. IEEE, 1997.
- [62] D. GUEZGOUZ, "Contribution à la modélisation du réseau électrique domestique en vue de la caractérisation du canal de propagation CPL," UNIVERSITÉ FRANÇOIS-RABELAIS DE TOURS, 2010.
- [63] R. T. Abraham and Clayton R. Paul, "Coupling of electromagnetic fields onto transmission lines: a comparison of the transmission line model and the method of moments," New York, 1982.
- [64] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility: Second Edition*. 2006.
- [65] C. Jullien, M. Dunand, and J. Genoulaz, "Développement de harnais de câble en vue de l'optimisation CEM d'une chaîne de conversion de puissance pour l'aéronautique." 2014.
- [66] J. Escané, "Réseaux électriques linéaires à constantes réparties," *Techniques de l'ingénieur Réseaux électriques linéaires*, vol. base docum, no. ref. article : d1100, pp. 1–18, 1999.
- [67] O. R. Leanos, "Wideband Line / Cable Models for Real-Time and Off-Line Simulations of Electromagnetic Transients," *Thesis*, 2013.
- [68] H. W. Dommel, *Electro-Magnetic Transients Program (EMTP) Theory Book*. Branch of Sytem Engineering Bonneville Power Administration Portland, Oregon 97208-3621, USA, 1987.
- [69] W. W. Everett, "Lumped Model Approximations of Transmission Lines: Effect of Load Impedances on Accuracy," in *1983 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1983, no. 1, pp. 1–5.
- [70] L. A. Pipes, "Steady-State Analysis of Multiconductor Transmission Lines," *J. Appl. Phys.*, vol. 12, no. 11, pp. 782–799, Nov. 1941.
- [71] J. A. B. Faria and J. F. B. da Silva, "Wave Propagation in Polyphase Transmission Lines a General Solution to Include Cases Where Ordinary Modal Theory Fails," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 1, no. 2, pp. 182–189, 1986.
- [72] D. Q. Nguyen, "Développement d'un outil d'investigation pour le diagnostic des phénomènes hautes fréquences dans des câbles électriques," Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2013.
- [73] C. Moler and C. Van Loan, "Nineteen Dubious Ways to Compute the Exponential of a Matrix, Twenty-Five Years Later," *SIAM Rev.*, vol. 45, no. 1, pp. 3–49, Jan. 2003.
- [74] N. J. Higham, *Functions of Matrices: Theory and Computation*. Philadelphia, PA, USA, 2008.
- [75] M. Kane, "Modèles analytiques originaux pour la détermination des paramètres linéiques des lignes et câbles multifilaires parcourus par des signaux large bande," ECOLE CENTRALE DE LYON, 1994.
- [76] R. A. Rivas, "Calculation of frequency-dependent parameters of power cables with digital images and partial subconductors," University of british Columbia, 2001.
- [77] H. W. Dommel, *EMTP Theory Book*. Microtran Power System Analysis Corporation, 1996.
- [78] D. da Silva, G. Fernandez, and R. A. Rivas, "Calculation of Frequency-Dependent Parameters of Pipe-Type Cables: Comparison of Methods," in *2006 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America*, 2006, no. September 2006, pp. 1–6.
- [79] F. Capelli and J.-R. Riba, "Analysis of formulas to calculate the AC inductance of different configurations of nonmagnetic circular conductors," *Electr. Eng.*, vol. 99, no. 3, pp. 827–837, Sep. 2017.
- [80] U. R. Patel and P. Triverio, "MoM-SO: A Complete Method for Computing the Impedance of Cable Systems Including Skin, Proximity, and Ground Return Effects," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 5, pp. 2110–2118, Oct. 2015.
- [81] Y. Yin and H. W. Dommel, "Calculation of frequency-dependent impedances of underground power cables with finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, no. 4, pp. 3025–3027, Jul. 1989.
- [82] A. W. Cirino, H. de Paula, R. C. Mesquita, and E. Saraiva, "Cable parameter variation due to skin and proximity effects: Determination by means of Finite Element Analysis," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, no. December, pp. 4073–4079.

- [83] A. Pagnetti, "Cable Modeling for Electromagnetic Transients in Power Systems," UNIVERSITE BLAISE PASCAL – CLERMONT II & UNIVERSITÀ DI BOLOGNA - FACOLTÀ D'INGEGNERIA, 2012.
- [84] A. Ducluzaux, "Extrait du Cahier Technique Schneider Electric n°83 : Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité," 1977.
- [85] J. D. Jackson, *Classical electrodynamics*, 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [86] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics (FEMM) - Version 4.2 - User Manuel." p. 161.
- [87] C. Jullien, J. Genoulaz, A.-L. Dieudonne, M. Dunand, and T. Godichon, "Adaptation de modele de cable triphasé blindé." 2016.
- [88] AFNOR, "NF EN 2083 : Aerospace series - Copper or copper alloy conductors for electrical cables - Product standard," 2001.
- [89] AFNOR, "dont la spécification est donnée par la norme DRA-EN2267-009A : Aerospace series - Cables, electrical, for general purpose - Operating temperatures between - 55°C and 200°C - Part 003 : Ink jet printable - Product standard," 1995.
- [90] Qiushi Chen and A. Konrad, "A review of finite element open boundary techniques for static and quasi-static electromagnetic field problems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 1, pp. 663–676, 1997.
- [91] D. Meeker, "Improvised Open Boundary Conditions for Magnetic Finite Elements," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 10, pp. 5243–5247, Oct. 2013.
- [92] A. Agrawal, K. Lee, L. Scott, and H. Fowles, "Experimental Characterization of Multiconductor Transmission Lines in the Frequency Domain," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-21, no. 1, pp. 20–27, Feb. 1979.
- [93] RTCA DO-160G, "Environmental Conditions and test Procedures for Airborne Equipment," 2010.
- [94] L. O. Barthold and G. K. Carter, "Digital Traveling-Wave Solutions I-Single-Phase Equivalents," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng. Part III Power Appar. Syst.*, vol. 80, no. 3, pp. 812–818, Apr. 1961.
- [95] A. von Jouanne and P. N. Enjeti, "Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1138–1145, 1997.
- [96] S. Amarir and K. Al-Haddad, "A new mathematical tool to investigate the influence of cable characteristics and IGBT fast switching on voltage transients and differential mode currents for PWM drives," *Math. Comput. Simul.*, vol. 81, no. 2, pp. 180–193, Oct. 2010.
- [97] G. Pietrini, D. Barater, C. Concari, M. Galea, and C. Gerada, "Closed-form approach for predicting overvoltage transients in cable-fed PWM motor drives for MEA," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–7.
- [98] G. Skibinski, R. Tallam, R. Reese, B. Buchholz, and R. Lukaszewski, "Common Mode and Differential Mode Analysis of Three Phase Cables for PWM AC Drives," in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, 2006, vol. 2, pp. 880–888.
- [99] L. Wang, C. Ngai-Man Ho, F. Canales, and J. Jatskevich, "High-Frequency Modeling of the Long-Cable-Fed Induction Motor Drive System Using TLM Approach for Predicting Overvoltage Transients," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2653–2664, Oct. 2010.
- [100] Y. Weens, N. Idir, R. Bausiere, and J. J. Franchaud, "Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 7, pp. 1876–1882, Jul. 2006.
- [101] H. Dommel, "Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single-and Multiphase Networks," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-88, no. 4, pp. 388–399, Apr. 1969.
- [102] H. W. Dommel and W. S. Meyer, "Computation of Electromagnetic Transients," *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 7, pp. 983–993, 1974.
- [103] F. H. Branin, "Transient analysis of lossless transmission lines," *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 11, pp. 2012–2013, 1967.

- [104] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, Jul. 1999.
- [105] U. V. Wali, R. N. Pal, and B. Chatterjee, "On the modified nodal approach to network analysis," *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 3, pp. 485–487, 1985.
- [106] L. O. Chua, C. A. Desoer, and E. S. Kuh, *Linear and Nonlinear Circuits*, McGraw-Hil. 1976.
- [107] AECMA-STAN, "prEN 2267-010 : Aerospace series Cables, electrical, for general purpose Operating temperatures between – 55 °C and 260 °C. Part 010: DR family, single UV laser printable Product standard," 2003.
- [108] AECMA-STAN, "prEN 2714-013 : Aerospace series Cables, electrical, single and multicore for general purpose Operating temperatures between – 55 °C and 260 °C. Part 013: DR family, screened (spiral) and jacketed, UV laser printable Product standard," 2003.
- [109] G. Suresh, H. A. Toliyat, D. A. Rendusara, and P. N. Enjeti, "Predicting the transient effects of PWM voltage waveform on the stator windings of random wound induction motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 23–30, Jan. 1999.
- [110] B. S. OYEGOKE, "Transient Voltage Distribution in Stator Winding of Electrical Machine Fed from a Frequency Converter," Helsinki University of Technology, 2000.
- [111] A. Juan *et al.*, "TRANSIENT VOLTAGE DISTRIBUTION ALONG LV MOTOR WINDINGS FED WITH PWM CONVERTERS . INSULATION AGEING ANALYSIS . Board Members :," 2005.
- [112] Kohji Maki, Hiroki Funato, and Liang Shao, "Motor modeling for EMC simulation by 3-D electromagnetic field analysis," in *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 103–108.
- [113] I. Rasoanarivo, C. Tyrel, N. Takorabet, and F.-M. Sargos, "High frequency modeling of the winding wires of AC machines," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1–12.
- [114] N. BOUCENNA, "Contribution à la modélisation en compatibilité électromagnétique des machines électriques triphasées," École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2014.
- [115] F. Medard, "Contribution à la modélisation prédictive des comportements hautes fréquences des moteurs de traction," Université Grenoble Alpes, 2015.
- [116] K. Hazim, G. Parent, S. Duchesne, and C. Geuzaine, "Frequency-Dependent Behavior of the Lumped Parameter Model of the Windings of Electrical Machines in Transient Simulations," in *23rd International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (COMPUMAG)*, 2022, p. 2.
- [117] S. P. Weber, E. Hoene, S. Guttowski, W. John, and H. Reichl, "Modeling induction machines for EMC-analysis," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 94–98, 2004.
- [118] D. Schlegel, G. Wrate, R. Kerkman, and G. Skibinski, "Resonant tank motor model for voltage reflection simulations with PWM drives," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272)*, 1999, pp. 463–465.
- [119] A. F. Moreira, T. A. Lipo, G. Venkataramanan, and S. Bernet, "High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, pp. 1297–1306, Sep. 2002.
- [120] A. Boglietti, A. Cavagnino, and M. Lazzari, "Experimental High-Frequency Parameter Identification of AC Electrical Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 1, pp. 23–29, 2007.
- [121] B. Mirafzal, G. L. Skibinski, R. M. Tallam, D. W. Schlegel, and R. A. Lukaszewski, "Universal Induction Motor Model With Low-to-High Frequency-Response Characteristics," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1233–1246, 2007.
- [122] N. Idir, Y. Weens, M. Moreau, and J. J. Franchaud, "High-Frequency Behavior Models of AC Motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 1, pp. 133–138, Jan. 2009.
- [123] K. Jia, G. Bohlin, M. Enohnyaket, and R. Thottappillil, "Modelling an AC motor with high accuracy in a wide frequency range," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 2, pp. 116–122, Feb. 2013.
- [124] I. Stevanovic, B. Wunsch, and S. Skibin, "Behavioral high-frequency modeling of electrical

- motors,” in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, vol. 2, no. 4, pp. 2547–2550.
- [125] Y. Ryu, B.-R. Park, and K. J. Han, “Estimation of High-Frequency Parameters of AC Machine From Transmission Line Model,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 3, pp. 1–4, Mar. 2015.
- [126] M. Cai, T. Craddock, and O. Wasynczuk, “High-frequency modeling, parameterization, and simulation of IPM motor drive systems,” in *2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, 2017, pp. 1–8.
- [127] Y. Chu, J. Z. Yu, and Z. Qian, “Robust and efficient RLGC extraction for transmission line structures with periodic three-dimensional geometries,” in *2015 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity*, 2015, pp. 203–208.
- [128] S. Grivet-Talocia and B. Gustavsen, *Passive Macromodeling*, vol. 14, no. 3. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2015.
- [129] B. Gustavsen, “Improving the Pole Relocating Properties of Vector Fitting,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 21, no. 3, pp. 1587–1592, Jul. 2006.
- [130] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene, and D. De Zutter, “Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 383–385, Jun. 2008.
- [131] K. Li, “Wide Bandgap (SiC/GaN) Power Devices Characterization and Modeling: Application to HF Power Converters,” Université Lille 1 - Sciences et Technologies, 2014.
- [132] R. Fu, “Modeling of Sic Power Semiconductor Devices For Switching Converter Applications,” University of South Carolina, 2013.
- [133] G. Grandi, D. Casadei, and U. Reggiani, “Common- and Differential-Mode HF Current Components in AC Motors Supplied by Voltage Source Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 16–24, Jan. 2004.
- [134] C. Purcarea, P. Mutschler, O. Magdun, A. Rocks, and A. Binder, “Time domain simulation models for inverter-cable-motor systems in electrical drives,” *2009 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE '09*, pp. 2–11, 2009.
- [135] Z. Chen, “Characterization and Modeling of High-Switching-Speed Behavior of SiC Active Devices,” 2009.
- [136] N. DOORGAH, “Contribution à la modélisation prédictive CEM d’une chaîne d’entraînement,” Université de Lyon, 2012.
- [137] J. Fabre, “Étude et mise en œuvre de modules de puissance MOSFET SiC pour leurs futures utilisations dans des convertisseurs ferroviaires 2,” 2013.
- [138] E. Rondon-pinilla, “Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d’interrupteurs à semi-conducteurs,” Ecole Centrale de Lyon, 2014.
- [139] J. CEZAR BRANDELERO, “Conception Et Réalisation D’Un Convertisseur Multicellulaire Dc/Dc Isole Pour Application Aeronautique,” UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 2015.
- [140] P. Musznicki, M. Rucinski, M. Turzynski, and S. Abramik, “Prediction of ringing frequencies in DC-DC boost converter,” in *2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2016, vol. 2016-Novem, pp. 672–675.
- [141] F. Costa, “Techniques de l’ingénieur : D3290 - CEM en électronique de puissance Sources de perturbations , couplages , SEM,” vol. 29, 1999.
- [142] C. Vermaelen, “CONTRIBUTION À LA MODÉLISATION ET À LA RÉDUCTION DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS LES SYSTÈMES D’ENTRAÎNEMENT À VITESSE VARIABLE,” ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN, 2003.
- [143] S. Hrigua, “Contribution à l’élaboration de modèles précis et à faible coût de calcul pour l’électronique de puissance et la CEM,” ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN, 2014.
- [144] C. Marlier, “Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques,” Université de Lille 1 - Sciences et Technologie, 2013.

- [145] R. Trincherio, "EMI Analysis and Modeling of Switching Circuits," POLITECNICO DI TORINO, 2015.
- [146] B. Taghia, B. Cougo, H. Piquet, D. Malec, A. Belinger, and J.-P. Carayon, "Overvoltage at motor terminals in SiC-based PWM drives," *Math. Comput. Simul.*, vol. 158, pp. 264–280, Apr. 2019.
- [147] D. G. Holmes and A. L. Thomas, *Pulse Width Modulation For Power Converters*. 2004.
- [148] J. SAINT-MICHEL, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif," *Tech. l'ingénieur Généralités sur les Mach. électriques tournantes*, vol. base docum, no. ref. article : d3420, 2001.
- [149] G. C. Stone, I. Culbert, E. A. Boulter, and H. Dhirani, *Electrical Insulation for Rotating Machines*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2014.
- [150] M. Chapman, N. Frost, and R. Bruetsch, "Insulation Systems for Rotating Low-Voltage Machines," in *Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, 2008, pp. 257–260.
- [151] N. Frost, M. Chapman, and R. Bruetsch, "Considerations for Rotating Low-Voltage Machine Insulation Designs," in *Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, 2008, pp. 571–574.
- [152] O. V. Thorsen and 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, no. 5, pp. 1186–1196, 1995.
- [153] O. V. Thorsen and M. Dalva, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 810–818, 1999.
- [154] M. E. H. Benbouzid and G. B. Kliman, "What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 2, pp. 238–244, Jun. 2003.
- [155] A. Bonnett and C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 14, no. 1, pp. 29–36, Jan. 2008.
- [156] V. Mihaila *et al.*, "Solutions d'isolation électrique pour les machines fonctionnant à Hautes Températures," in *Symposium de Génie Electrique*, 2014, p. 12.
- [157] D. Cozonac, "Conception d'une machine asynchrone haute température," Université d'Artois, 2015.
- [158] V. IOSIF, "Conception et mise au point des bobines inorganiques pour des actionneurs électriques capables de travailler aux températures extrêmes," Université d'Artois, 2016.
- [159] D. Malec, D. Roger, and S. Duchesne, "An Electrical Machine Made with Inorganic Rigid Coils: A Breakthrough Toward High Temperature Motors Designed for Aeronautics," in *2018 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2018, no. June, pp. 1–4.
- [160] IEC 60034-18-21, "Rotating electrical machines - Part 18-21 : Functional evaluation of insulation systems - Test procedures for wire - wound windings - Thermal evaluation and classification," 2012.
- [161] IEC 60085, "Electrical insulation – Thermal classification," 2004.
- [162] W. Tong, *Mechanical Design of Electric Motors*, CRC Press. 2017.
- [163] A. ANTON, "Émaux isolants et fils émaillés," *Tech. l'ingénieur Matériaux isolants en électrotechnique*, vol. base docum, no. ref. article : d2330, 2009.
- [164] C. LAURENT, "Diélectriques solides et charge d'espace," *Tech. l'ingénieur Matériaux isolants en électrotechnique*, vol. base docum, no. ref. article : d2305, 1999.
- [165] D. Fabiani, "Accelerated degradation of ac-motor winding insulation due to voltage waveforms generated by adjustable speed drives," University of Bologna, 2003.
- [166] R. Busch, F. Pohlmann, and K. Muller, "The influence of several environmental conditions on the partial discharge characteristics and on the lifetime of magnet wires under inverter pulse operation," in *Proceedings of 2001 International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM 2001). 2001 Asian Conference on Electrical Insulating Diagnosis (ACEID 2001). 33rd Symposium on Electrical and Ele*, 2001, pp. 645–648.

- [167] The Electro Mechanical Authority, "Failures in Three-Phase Stator Windings (date d'accès : 23-02-2019)." [Online]. Available: <https://easa.com/resources/>.
- [168] F. Guastavino *et al.*, "Electrical aging tests on enameled wire exposed to gamma irradiation," in *2011 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2011, pp. 595–598.
- [169] W. BOUGHANMI, "ECO-CONCEPTION DES MOTORISATIONS ELECTRIQUES : APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE," Université d'Artois, 2012.
- [170] G. C. Stone, "Partial discharge diagnostics and electrical equipment insulation condition assessment," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 12, no. 5, pp. 891–903, Oct. 2005.
- [171] G. C. Stone, "A Perspective on Online Partial Discharge Monitoring for Assessment of the Condition of Rotating Machine Stator Winding Insulation," *IEEE Electr. Insul. Mag.*, vol. 28, no. 5, pp. 8–13, 2012.
- [172] T. Billard, "Off-line and On-line Partial Discharges Detection in Low Voltage Motors of Electric Vehicle fed by a PWM Inverter using Non-Intrusive Sensor," Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 2014.
- [173] B. Cella, "On-line partial discharges detection in conversion systems used in aeronautics," Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 2015.
- [174] T. BILLARD, C. Abadie, and B. Taghia, "Advanced Partial Discharge Testing of 540V Aeronautic Motors Fed by SiC Inverter under Altitude Conditions," in *SAE Technical Paper*, 2017, p. 17.
- [175] IEC 60034-18-41, "Rotating electrical machines – Part 18-41: Partial discharge free electrical insulation systems (Type I) used in rotating electrical machines fed from voltage converters – Qualification and quality control tests," 2014.
- [176] IEC 60034-18-41/A1, "Rotating electrical machines - Part 18-41 : partial discharge free electrical insulation systems (Type I) used in rotating electrical machines fed from voltage converters - Qualification and quality control tests," 2019.
- [177] IEC 60034-18-42, "Rotating electrical machines – Part 18-42: Partial discharge resistant electrical insulation systems (Type II) used in rotating electrical machines fed from voltage converters – Qualification tests," 2017.
- [178] S. R. Campbell and G. C. Stone, "Examples of stator winding partial discharge due to inverter drives," in *Conference Record of the 2000 IEEE International Symposium on Electrical Insulation (Cat. No.00CH37075)*, pp. 231–234.
- [179] G. Stone, S. Campbell, and S. Tetreault, "Inverter-fed drives: which motor stators are at risk?," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 6, no. 5, pp. 17–22, 2000.
- [180] C. Neacsu, "Contribution à l'étude des défaillances statoriques des machines asynchrones : mise au point et réalisation d'un test non destructif de fin de fabrication," Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 2002.
- [181] D. Bogh, J. Coffee, G. Stone, and J. Custodio, "Partial-discharge-inception testing on low-voltage motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 1, pp. 148–154, Jan. 2006.
- [182] A. Cavallini, G. C. Montanari, and M. Tozzi, "Electrical aging of inverter-fed wire-wound induction motors: from quality control to end of life," in *2010 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, 2010, pp. 1–4.
- [183] Jinkyu Yang *et al.*, "Experimental evaluation of using the surge PD test as a predictive maintenance tool for monitoring turn insulation quality in random wound AC motor stator windings," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 19, no. 1, pp. 53–60, Feb. 2012.
- [184] J. P. Bellomo, S. Dinculescu, and T. Lebey, "Lifetime of conventional and corona resistant enamels," in *Conference Record of the 1998 IEEE International Symposium on Electrical Insulation (Cat. No.98CH36239)*, vol. 1, pp. 173–176.
- [185] A. Cavallini, M. Conti, D. Fabiani, and G. C. Montanari, "Evaluation of corona-resistant magnet wires through partial discharge and space charge measurements," in *Proceedings: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference (Cat. No.01CH37264)*, pp. 11–16.

- [186] M. Nguyen *et al.*, “Silica nanofilled varnish designed for electrical insulation of low voltage inverter-fed motors,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 17, no. 5, pp. 1349–1356, Oct. 2010.
- [187] H. Kikuchi and H. Hanawa, “Inverter surge resistant enameled wire with nanocomposite insulating material,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 19, no. 1, pp. 99–106, Feb. 2012.
- [188] M. SZCZEPANSKI, “Development of methods allowing the test and the comparison of low-voltage motors insulation systems running under partial discharges (fed by inverter),” Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 2019.
- [189] L. Benmamas, “Méthodes d’évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage de machines électriques destinées à la traction automobile,” Université Paris-Saclay, 2017.
- [190] B. Cella, A. Engler, and R. De Maglie, “On-Line Partial Discharges Sensing Method in Aeronautics for AC and PWM Voltages: Optimizations and Limitations,” in *2018 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2018, pp. 426–434.
- [191] K. Kimura, S. Ushirone, T. Koyanagi, and M. Hikita, “PDIV characteristics of twisted-pair of magnet wires with repetitive impulse voltage,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 14, no. 3, pp. 744–750, Jun. 2007.
- [192] Peng Wang, A. Cavallini, G. C. Montanari, and Guangning Wu, “Effect of rise time on PD pulse features under repetitive square wave voltages,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 20, no. 1, pp. 245–254, Feb. 2013.
- [193] F. Gutfleisch and L. Niemeyer, “Measurement and simulation of PD in epoxy voids,” *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 2, no. 5, pp. 729–743, 1995.
- [194] G. Saporta, *Probabilités, analyse des données et statistique*, Troisième. 2011.
- [195] “IEEE Guide for the Statistical Analysis of Electrical Insulation Breakdown Data,” *IEEE Std 930-2004 (Revision IEEE Std 930-1987)*, pp. 1–41, 2005.
- [196] AFNOR, “NF X06-050 : Etude de la normalité d’une distribution.”
- [197] Fournisseur, “DataSheet : PEEK Insulated Wire” 2019.
- [198] IEC 60317-0-1, “Specifications for particular types of winding wires –Part 0-1: General requirements – Enamelled round copper wire,” 2014.
- [199] IEC 60317-8, “Specifications for particular types of winding wires - Part 8: Polyesterimide enamelled round copper wire, class 180,” 2011.
- [200] IEC 60317-13, “Specifications for particular types of winding wires - Part 13: Polyester or polyesterimide overcoated with polyamide-imide enamelled round copper wire, class 200,” 2012.
- [201] IEC 60317-57, “Specifications for particular types of winding wires - Part 57 : polyamide-imide enamelled round copper wire, class 220,” 2010.
- [202] IEC 60851-5, “Winding wires - Test methods - Part 5: Electrical properties,” 2008.
- [203] L. Lusuardi, A. Cavallini, M. G. de la Calle, J. M. Martinez-Tarifa, and G. Robles, “Insulation design of low voltage electrical motors fed by PWM inverters,” *IEEE Electr. Insul. Mag.*, vol. 35, no. 3, pp. 7–15, May 2019.
- [204] “IEEE Standard Test Procedure for Thermal Evaluation of Systems of Insulating Materials for Random-Wound AC Electric Machinery,” *IEEE Std 117-2015 (Revision IEEE Std 117-1974)*, pp. 1–34, 2016.
- [205] IEC 60270, “High-voltage test techniques –Partial discharge measurements,” 2000.
- [206] L. Elorza Azpiazu, G. Almandoz, A. Egea, G. Ugalde, and X. Badiola, “Study of Partial Discharge Inception Voltage in Inverter Fed Electric Motor Insulation Systems,” *Appl. Sci.*, vol. 13, no. 4, p. 2417, Feb. 2023.
- [207] T. W. Dakin, H. M. Philofsky, and W. C. Divens, “Effect of electric discharges on the breakdown of solid insulation,” *Trans. Am. Inst. Electr. Eng. Part I Commun. Electron.*, vol. 73, no. 2, pp. 155–162, 1954.
- [208] U. Daisuke, Muto Makoto, Oya Tsuneo, Aoi Takahiro, “A Study on Partial Discharge Phenomena of Winding Wires,” *Furukawa Review*, No. 45, pp. 13–21, 2014.

- [209] N. Hayakawa, F. Shimizu, Xie Peng, and H. Okubo, "Partial discharge inception voltage for magnet wire of inverter-fed motors under surge voltage application," in *2010 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2010, pp. 1–4.
- [210] S. Okada *et al.*, "Partial Discharge Characteristics of Foamed Magnet Wire Under AC Voltage Application," in *Proceedings of the 21st International Symposium on High Voltage Engineering*, 2019, p. pp 99-109.
- [211] N. Hayakawa, M. Morikawa, and H. Okubo, "Partial discharge inception and propagation characteristics of magnet wire for inverter-fed motor under surge voltage application," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 14, no. 1, pp. 39–45, Feb. 2007.
- [212] M. Kaufhold, H. Aninger, M. Berth, J. Speck, and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 2, pp. 396–402, Apr. 2000.
- [213] W. Pfeiffer and M. Paede, "About the influence of the frequency on the partial discharge characteristics of enamelled wires," in *Proceedings: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference (Cat. No.99CH37035)*, 1999, pp. 485–488.
- [214] A. Cavallini, "Reliability of low voltage inverter-fed motors: What have we learned, perspectives, open points," in *2017 International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM)*, 2017, pp. 13–22.
- [215] W. G. Dunbar, D. L. Schweickart, J. C. Horwath, and L. C. Walko, "High frequency breakdown characteristics of various electrode geometries in air," in *Conference Record of the Twenty-Third International Power Modulator Symposium (Cat. No. 98CH36133)*, pp. 221–224.
- [216] F. Alrumayan, I. Cotton, and A. Nelms, "Partial Discharge Testing of Aerospace Electrical Systems," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 2, pp. 848–863, Apr. 2010.
- [217] F. Loubeau, "Analyse des phénomènes de vieillissement des matériaux d' isolation électrique de machines de traction électrique," Université Grenoble Alpes, 2016.
- [218] E. SILI, "Etude et caractérisation des décharges partielles et du vieillissement du polyimide en environnement aéronautique," Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2012.
- [219] IEEE Power and Energy Society, "IEEE Standard for High-Voltage Testing Techniques - IEEE Std 4™-2013 (Revision of IEEE Std 4-1995)," 2013.
- [220] M. Fenger, G. C. Stone, and B. A. Lloyd, "The impact of humidity on PD inception voltage as a function of rise-time in random wound motors of different designs," in *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2002, pp. 501–505.
- [221] P. Wang, Y. Gu, Q. Wu, A. Cavallini, Q. Zhang, and J. Zhang, "Influence of Ambient Humidity on PDIV and Endurance of Inverter-fed Motor Insulation," in *2019 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2019, pp. 201–204.
- [222] Y. Kikuchi, T. Murata, Y. Uozumi, and N. Fukumoto, "Effects of Ambient Humidity and Temperature on Partial Discharge Characteristics of Conventional and Nanocomposite Enamelled Magnet Wires," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 15, no. 6, pp. 1617–1625, 2008.

« C'est dans tes cordes, grouille-toi et fais-le »

Hubert PIQUET

« All models are wrong, but some are useful »

George E. P. BOX

« Il est important de comprendre que le rythme de la recherche est dans l'ensemble lent : vous pouvez reprendre votre copie pendant des heures, des jours, des mois. Il y a aussi l'alternance entre le travail systématique et le progrès par illuminations, dans lequel un élément se présente à vous sans que vous y ayez vraiment réfléchi »

Cédric VILLANI

« Agir d'abord, rectifier ensuite s'il y a lieu, reprendre tout à zéro s'il le faut, mais ne jamais rester inactif à la recherche du parfait »

Jean COCTEAU