



HAL
open science

Contribution à l'analyse et à la modélisation des couplages électromagnétiques au sein de torons de câbles à grand nombre de liaisons : application aux câblages aéronautiques

Charles Jullien

► To cite this version:

Charles Jullien. Contribution à l'analyse et à la modélisation des couplages électromagnétiques au sein de torons de câbles à grand nombre de liaisons : application aux câblages aéronautiques. Autre. INSA de Rennes, 2013. Français. NNT : 2013ISAR0002 . tel-00873246

HAL Id: tel-00873246

<https://theses.hal.science/tel-00873246>

Submitted on 15 Oct 2013

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.

Résumé

Cette thèse porte sur l'analyse et la modélisation des interactions électromagnétiques sur des torons aéronautiques constitués de câbles multiconducteurs représentatifs de la réalité industrielle. En effet les évolutions technologiques (introduction de matériaux composites, augmentation des fonctions électriques,...) conduisent à revoir les niveaux d'exigence des couplages électromagnétiques sur torons de câbles. Ainsi, les outils de dimensionnement de ces couplages s'avèrent indispensables pour décider des choix technologiques d'architectures des câblages. Dans ce contexte, les codes numériques basés sur la théorie des lignes de transmission permettent de calculer les couplages électromagnétiques au sein de torons multiconducteurs. Ces modèles numériques doivent être alimentés par la description géométrique des sections droites de toron. Un outil logiciel de génération de sections droites de toron a été validé dans un premier temps par comparaison à une référence bibliographique, puis par une étude expérimentale d'un toron réel d'A380. Cette étude de suivi de positionnement de conducteur dans le toron a mis en évidence que le cheminement des câbles au sein du toron dépendait de leur rigidité. Ainsi, la bifilaire torsadée non blindée est le câble dont le cheminement est le moins maîtrisé. De plus, ce type de câble très couramment utilisé pour transmettre des données en mode différentiel, est à l'origine de couplages spécifiques qu'il est essentiel d'analyser pour correctement les modéliser.

Par conséquent, le premier cas étudié est composé d'une bifilaire torsadée agresseur et d'une monofilaire victime. Les simulations numériques ont montré que les courants induits le long de la monofilaire victime présentaient un motif propre à la torsade de la bifilaire agresseur. Ce motif a été expliqué par une approche analytique et confirmé par expérimentations. La prise en compte des torsades dans une simulation numérique induisant des temps de calculs prohibitifs, un modèle simplifié de câble torsadé basé sur un moyennage des paramètres linéiques a été développé et validé. L'effet des extrémités dé-torsadées résultant de la connectivité a également été évalué d'un point de vue numérique et expérimental.

Les cas d'étude ont ensuite été complexifiés à des couplages entre bifilaires torsadées jusqu'à traiter un toron réel de plus de 60 conducteurs. Un banc expérimental a été développé. La modélisation numérique de ce toron complexe a été réalisée et les résultats numériques de couplages électromagnétiques confrontés aux données expérimentales. En vue de réduire considérablement les temps de calculs, le modèle simplifié a été appliqué à ce toron. Sa potentialité a été démontrée. Une analyse statistique de la dispersion des couplages électromagnétiques au sein de ce toron complexe a finalement été abordée.

Abstract

This thesis focuses on the analysis and the modeling of electromagnetic interactions on aeronautical bundles made of multicore cables representative of the industrial reality. Indeed, technological changes (introduction of composite materials, increased electrical functions, ...) force to reconsider the requirement levels of electromagnetic coupling on cable bundles. Thus, the design tools of these electromagnetic couplings are essential to help to technological choices of architectures wiring.

In this context, numerical software based on transmission line theory can calculate the electromagnetic coupling in complex bundles. These numerical models need the geometric description of bundles cross sections.

A software tool for generating bundles cross sections was initially validated by comparison to a bibliographic reference, followed by an experimental study of a real bundle arising from an A380. This analysis of conductors positioning along the bundle showed that the cable routing depends on the cable stiffness. Thus, the unshielded twisted cable appears to be the cable which routing is less controlled. In addition, this type of cable most commonly used to transmit data in differential mode can generate specific couplings which are important to analyze for correctly modeling this cable.

Therefore, the first case studied is composed of a twisted pair cable aggressor and a single victim wire. Numerical simulations have shown that the induced currents along the victim wire had a behavior specific to the twist of the twisted pair cable aggressor. This pattern has been explained by an analytical approach and confirmed by experiments. Taking into account twists in numerical simulation leads to prohibitive computational time. Therefore, a simplified model based on averaging parameters per unit length of twisted cable was developed and validated. The effect of untwisted ends resulting from connection was also assessed numerically and experimentally.

Case studies were complicated to coupling between twisted pair cables and finally to a real bundle with more than 60 wires. An experimental bench was developed. Numerical modeling of the complex bundle has been carried out and numerical results of electromagnetic couplings compared to experimental data. In order to significantly reduce the computation time, the simplified model was applied to this bundle. Its efficiency has been demonstrated. A statistical analysis of the dispersion of electromagnetic couplings within this complex bundle was finally addressed.

Thèse

2013

CHARLES JULLIEN



THESE INSA Rennes présentée par
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne
pour obtenir le titre de

Charles Jullien

DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES

ECOLE DOCTORALE : MATISSE

Spécialité : Electronique et Télécommunications

LABORATOIRE : IETR

Contribution à l'analyse et à la modélisation des couplages électromagnétiques au sein de torons de câbles à grand nombre de liaisons – Application aux câblages aéronautiques

Fabien Terrade
Ingénieur, Dassault Aviation / invité

Thèse soutenue le 12.02.2013
devant le jury composé de :

Françoise Paladian
Professeur, Université Blaise-Pascal, Clermont-Ferrand / présidente
Farhad Rachidi-Haeri
Professeur, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne / rapporteur
Marc Hélier
Professeur, Université Pierre et Marie Curie, Paris / rapporteur
Bernard Démoulin
Professeur Emérite, Université de Lille 1 / examinateur
Michel Dunand
Expert, Safran Engineering Services / Co-encadrant
Isabelle Junqua
Docteur, Ingénieur, ONERA / Co-encadrant
Philippe Besnier
CR CNRS, HDR, IETR / Directeur de thèse



N° d'ordre : 13 ISAR 02 / D 13-02

Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

20, Avenue des Buttes de Coësmes • CS 70839 • F-35708 Rennes Cedex 7

Tel : 02 23 23 82 00 - Fax : 02 23 23 83 96

*A mes parents,
A ma chère et tendre,
A péquélet,*

« Si fortune me tourmente, l'espérance me contente. »

Remerciements

Je souhaite remercier tout d'abord les organismes partenaires de la thèse qui ont permis le financement, l'accueil et l'encadrement de la thèse : Labinal/Safran Engineering Services – site de Villemur-Sur-Tarn, ONERA – site de Toulouse et Laboratoire IETR – INSA de Rennes ainsi que l'ANRT qui a contribué au financement.

Je remercie beaucoup M. Marc Hélier et M. Farhad Rachidi d'avoir accepté de rapporter sur la thèse. Je remercie aussi M. Bernard Démoulin d'avoir été examinateur, Mme Françoise Paladian d'avoir accepté de présider le jury et M. Fabien Terrade d'avoir assisté à la soutenance de thèse en tant qu'invité.

Je remercie grandement mes encadrants de thèse. Tout d'abord, mon Directeur de thèse Philippe Besnier, je te remercie d'avoir accepté de diriger ce travail. Tu as toujours été présent pendant toute la durée de la thèse et ce, malgré la distance. Je te remercie pour tes qualités humaines, pour tes idées et pour m'avoir permis notamment de partir à Singapour en conférence, ce qui m'a donné la chance de rencontrer beaucoup de gens intéressants et a fait de cette thèse en plus d'une grande expérience scientifique, une grande expérience humaine. Je garderai de très bons souvenirs de nos aventures, notamment Villemurienne (la neige quel calvaire !), Polonaise et Singapourienne.

Je remercie beaucoup Michel Dunand, mon encadrant industriel. Tu m'as énormément apporté dans mon apprentissage de l'industrialisation et de l'ingénierie. Je te remercie aussi pour nos longues discussions passionnantes et motivantes qui m'ont permis d'aller plus loin dans mes recherches scientifiques et dans l'amélioration de mes connaissances.

Enfin je remercie particulièrement Isabelle Junqua, mon encadrante ONERA. Tu m'as donné ma chance pour un stage de Master 2 puis pour ce travail de thèse et je t'en suis grandement reconnaissant. Ta gentillesse et ta patience ont été mises à rude épreuve, notamment pendant la rédaction de l'article IEEE, mais tu as toujours été d'une grande pédagogie dans tes explications. Tu fais preuve de grandes qualités humaines et j'ai beaucoup apprécié de travailler à tes côtés pendant presque 4 ans.

Vous avez su me donner votre confiance et la liberté qui m'a permis de m'épanouir tout au long de la thèse. J'espère que l'on pourra continuer encore notre collaboration au travers de projets, thèses ou articles.

Je tiens aussi à remercier Jérôme Sol de l'IETR de Rennes et Lamine Kone du laboratoire TELICE avec qui j'ai effectué un bon nombre de mesures et avec qui j'ai beaucoup appris.

Je souhaite remercier l'ensemble des équipes avec lesquelles j'ai travaillé. Tout d'abord, l'équipe Hyperfréquence de l'IETR, je remercie les doctorants du Laboratoire qui m'ont accueilli pendant mes séjours Rennais. Je remercie plus particulièrement Emmanuel Amador et Christophe Lemoine qui m'ont accueilli en première année et m'ont aidé à faire mes premiers pas dans la thèse. Je remercie aussi George, Abdou, Ionut et Sofian pour leur gentillesse et les sorties resto/repas maison. (George, j'ai toujours la photo de la pizza que l'on a faite chez toi !).

Puis je remercie l'équipe du département R&T de Safran Engineering Services pour son accueil, sa gentillesse et sa disponibilité pour répondre à mes questions. Je remercie particulièrement toute l'équipe de Villemur (Monique Delcasse, Jean-Luc Biesse, Jean-Marc Blineau, Laurent Azemard et Anca Goleanu) notamment Jérôme Genoulaz pour sa pédagogie et ses conseils concernant la CEM et Stéphane Brendle pour sa disponibilité et ses conseils concernant les mesures et la fabrication des harnais de câbles. Je tiens aussi à remercier M. Serge Roques qui m'a

donné un grand nombre d'éléments pour pouvoir effectuer mes travaux et M. Philippe Bigot qui a accepté de cofinancer la thèse.

Enfin je remercie toute l'équipe du DEMR de l'ONERA pour son accueil pendant ces 3,5 ans. Je remercie les doctorants pour leur accueil et leur gentillesse notamment Laurent Patier, Laura Pebernet, Jean-Baptiste Laurent, Romain Garnier et Julien Vincent. Je remercie plus particulièrement l'équipe CEM pour sa disponibilité et sa gentillesse (Elodie Bachelier, François Issac, Laurent Guibert, Nathanaël Muot mais aussi l'équipe AMM dont Thibault Volpert, Vincent Gobin, Thomas Crépin et Bastian Michielsen). Je remercie notamment Daniel Prost qui a partagé son bureau avec moi pendant toutes ces années, Michael Ridel qui m'a beaucoup apporté sur les connaissances du câblage et Wilfrid Quenum qui m'a aidé à effectuer un grand nombre de mesures sur les harnais de câbles et à monter les bancs d'essais associés. Je tiens à remercier particulièrement Solange Bertuol pour sa pédagogie et sa gentillesse tout au long du stage de Master 2 et de la thèse (Aveyron en force ;-). Tu as su me formater à la programmation Fortran 77 avec VI en terminal linux et limiter mes fautes d'orthographe. Je tiens aussi à remercier Jean-Philippe Parmantier qui m'a accueilli dans son équipe et m'a donné ma chance de rejoindre le monde de la CEM à la sortie de mon stage de la DGA. Tu as de grandes qualités humaines et je te remercie de ta patience pour mes questions de « 5min pas plus ».

Bon nombre des personnes que j'ai citées au dessus sont devenues mes amis et je les remercie de toute de leur aide et de toute leur gentillesse investies dans cette thèse.

Je remercie aussi mes amis montpelliérains d'avoir pu venir sur Toulouse plusieurs fois pendant la thèse, notamment Angélique Pagès et Guilhem Sendras pour leur amitié et leurs encouragements. Vous êtes toujours les bienvenus à Villemur.

Enfin je souhaite profondément remercier ma famille, mes parents pour leur soutien sans faille tout au long de ces années et ma chère et tendre qui a su me supporter notamment en dernière année et m'aider à toujours voir le bon côté des choses.

A vous tous, un grand merci.

Introduction

L'étude des couplages électromagnétiques dans les câblages aéronautiques est un sujet d'importance croissante. En effet, les évolutions technologiques (avions composites, augmentation des fonctions électriques, avènement des communications sans-fil, ...) conduisent à des niveaux d'exigence très importants en ce qui concerne les limitations des couplages électromagnétiques. Un aéronef comme l'A380 ne contient pas moins de 400 km de câbles. A titre d'exemple, les avions ayant une structure en composite peuvent présenter une susceptibilité accrue de par les câblages installés. Il est alors nécessaire de posséder des outils de dimensionnement permettant de décider de choix technologiques qui vont déterminer l'architecture des câblages. La question de la nécessité ou non d'utiliser des câbles blindés est par exemple une préoccupation essentielle. Dans le cas d'une structure composite, on fera éventuellement appel à d'autres technologies de protections pour des raisons de réduction de masse.

De nombreuses études ont traité du sujet du couplage électromagnétique des harnais de câbles. Dans les années 80, C.Baum a développé un formalisme de résolution des équations de lignes de transmissions. Ce formalisme traite de la combinaison sous forme d'ondes, des courants et tensions qui se propagent sur les lignes de transmission. Depuis les années 90, J-P.Parmantier a développé à l'ONERA le logiciel CRIPTE permettant la résolution numérique matricielle de l'équation BLT du formalisme de C.Baum. Néanmoins, il reste toujours aussi difficile de modéliser des torons particulièrement complexes tels que ceux que l'on trouve dans le domaine aéronautique. Il y a deux obstacles essentiels qui apparaissent. Le premier est celui de l'aléa du positionnement des câbles dans le toron. Ce constat imposerait une vision moins déterministe de la simulation ou de la prédiction des résultats. Le second obstacle a trait à la complexité des modèles à mettre en œuvre qui peuvent notamment exiger des simulations de lignes de transmission fortement non uniformes, éventuellement discrétisées par des tronçons de lignes uniformes d'un très grand ensemble de conducteurs élémentaires. Ceci justifie probablement des tentatives récentes menées par plusieurs équipes de chercheurs visant à extraire des modèles simplifiés plus facilement exploitables.

C'est dans ce contexte que cette thèse s'inscrit. En effet, elle porte sur les interactions électromagnétiques dans des torons aéronautiques de câbles multiconducteurs représentatifs de la réalité industrielle. L'objectif de cette thèse est plus précisément de dégager des modèles fiables qui s'appliquent à des torons de dimensions industrielles. Un logiciel de positionnement aléatoire de câbles dans l'espace (TWISTCAB) a été récemment mis au point à l'ONERA. Nous visons d'une part à vérifier le degré de réalisme de ce modèle basé sur une description aléatoire d'entrelacement de câbles. D'autre part, compte tenu de la complexité des torons réels, nous examinons les possibilités de réduction de complexité de ces modèles.

Tout d'abord, nous consacrons le premier chapitre de cette thèse à l'état de l'art académique sur le sujet de la modélisation des câblages et complétons cette vision académique par un exposé de l'expertise industrielle sur la conception et la mise en œuvre des harnais aéronautiques.

Le second chapitre est consacré à la présentation des outils théoriques et numériques qui seront utilisés tout au long de cette thèse.

Le troisième chapitre illustre les potentialités de TWISTCAB à travers la simulation d'un premier cas d'étude qui nous permet d'établir un ensemble de comparaisons avec les résultats expérimentaux et numériques provenant d'une autre méthode. Le réalisme de la méthode de positionnement aléatoire de TWISTCAB est ensuite confronté à un toron réel. Pour cela, Labinal a fourni un toron générique d'un A380. Celui-ci a été découpé en tronçons afin de suivre le

cheminement des câbles à l'intérieur et de relever leur position pour identifier le conducteur dont la position est la plus variable. Par ailleurs, il a permis d'identifier des propriétés liées au toron global.

Les liaisons bifilaires torsadées ayant été identifiées comme particulièrement difficiles à modéliser et ayant une position particulièrement aléatoire dans les torons, nous avons ensuite focalisé notre étude sur l'identification des couplages entre une ligne bifilaire torsadée et un environnement très simplifié. Le chapitre 4 est consacré pour l'essentiel à l'examen des mécanismes particuliers des couplages entre une ligne bifilaire et une ligne monofilaire. Les comportements particuliers observés à partir de simulations numériques, font l'objet d'une validation expérimentale et sont consolidés par une approche théorique simple.

Le dernier chapitre est consacré aux stratégies de simulations d'un toron véritablement complexe (61 conducteurs sur 3m). En particulier, nous éprouvons la validité de méthodes de modélisations simplifiées introduites au chapitre précédent.

Sommaire

Remerciements.....	4
Introduction.....	6
1. CEM du câblage : Etat de l'art académique et industriel	12
1.1. De la bifilaire torsadée à la modélisation de toron complexe	13
1.1.1. Approche historique des câbles et de la CEM	13
1.1.2. Etat de l'art de Maxwell à Baum.....	14
1.1.3. Traitement de la non-uniformité	15
1.2. L'apport du monde industriel notamment aéronautique	17
1.2.1. L'avion plus électrique et normalisation	17
1.2.2. Complexité des torons aéronautiques	19
1.3. Position du problème	22
2. Description des outils théoriques et numériques	24
2.1. La théorie des lignes de transmission	25
2.1.1. Des équations de Maxwell à la théorie des lignes de transmission	25
2.1.2. Cas d'un fil mince dans l'espace.....	28
2.1.3. Cas d'un fil mince au-dessus d'un plan de masse.....	30
2.1.4. Cas de plusieurs fils au-dessus d'un plan de masse	34
2.2. La topologie électromagnétique	36
2.2.1. Définition	36
2.2.2. Application à la théorie des lignes de transmission	37
2.3. Les outils informatiques CRIPTE et outils périphériques	40
2.3.1. CRIPTE	41
2.3.2. LAPLACE.....	43
2.3.3. Génération des sections de lignes de transmission non uniformes par TWISTCAB	45
2.4. Conclusion	52
3. Validation du logiciel TWISTCAB pour la simulation de torons au profil géométrique aléatoire	54
3.1. Comparaison sur un cas de référence et traitement spécifique des couplages de mode commun	55
3.1.1. Présentation du cas de référence	55
3.1.2. Méthode RDSI.....	56
3.1.3. Méthode TWISTCAB	57
3.1.4. Comparaison des résultats de courant de mode commun	60
3.1.5. Analyse statistique sur les courants de mode commun	61
3.1.6. Modèles équivalents pour le mode commun.....	65
3.1.7. Comparaison des résultats de mode différentiel et utilisation des modèles équivalents	68
3.2. Etude de la non-uniformité dans un harnais industriel et ses conséquences sur la stratégie de simulation	71
3.2.1. Introduction – Description du harnais industriel	71
3.2.2. Analyse des groupes de conducteurs.....	73
3.2.3. Analyse d'une section du toron	77
3.2.4. Analyse des conducteurs dans la partie blindée	77
3.2.5. Modélisation des sections du toron par TWISTCAB	84

3.3.	Conclusion	90
4.	Modélisation et identification du couplage entre une bifilaire et son environnement filaire simplifié	92
4.1.	Introduction aux différentes étapes	93
4.2.	Description du cas d'étude	93
4.2.1.	Présentation des configurations	93
4.2.2.	Stratégie de modélisation	96
4.2.3.	Etude de convergence sur le nombre de tubes pour décrire une torsade	97
4.3.	Résultats Préliminaires de simulation pour des configurations simples.....	99
4.3.1.	Présentation des résultats de simulation	99
4.3.2.	Confirmation de l'allure du courant par mesure champ proche	105
4.4.	Interprétation des résultats préliminaires par méthode simplifiée	111
4.4.1.	Introduction	111
4.4.2.	Présentation de la méthode	112
4.4.3.	Application de la méthode simplifiée	115
4.4.4.	Conclusion	122
4.5.	Validation expérimentale des résultats numériques	122
4.5.1.	Introduction à la validation expérimentale	122
4.5.2.	Description du banc de mesures	123
4.5.3.	Description de la modélisation et simulation	127
4.5.4.	Comparaison simulation/mesure sans détorsadage d'extrémité	128
4.5.5.	Comparaison simulation/mesure avec détorsadage d'extrémité	131
4.5.6.	Comparaison avec des câbles droits	132
4.5.7.	Conclusion	134
4.6.	Proposition de modèles équivalents simplificateurs	134
4.6.1.	Introduction aux modèles équivalents	134
4.6.2.	Méthode toron uniforme équivalent à partir de la moyenne des paramètres linéiques L_{ij} et C_{ij}	135
4.6.3.	MinMax Equivalent Model	138
4.7.	Conclusion	139
5.	Couplage entre câbles dans un environnement complexe	142
5.1.	Approche par une étude de couplage entre une bifilaire et deux câbles voisins	143
5.1.1.	Modification du cas d'étude, du banc expérimental et de la modélisation	143
5.1.2.	Présentation des résultats.....	145
5.2.	Approche par un toron aéronautique réel	157
5.2.1.	Introduction	157
5.2.2.	Description du banc de mesures	159
5.2.3.	Modélisation et simulation du harnais complexe	167
5.2.4.	Confrontation des résultats de simulations et de mesures	170
5.2.5.	Evaluation des modèles simplifiés	177
5.2.6.	Analyse Statistique	181
5.3.	Conclusion	188
6.	Conclusion	190
7.	Annexes	194
7.1.	Annexe 1 : Paramètres d'entrées de TWISTCAB	194
8.	Bibliographie.....	196
9.	Liste des publications associées à la thèse.....	200

9.1.	Publications parues dans les revues	200
9.2.	Communications scientifiques internationales	200
10.	Liste des figures	202

1. CEM du câblage : Etat de l'art académique et industriel

Résumé:

Dans ce chapitre introductif, nous restituons tout d'abord l'étude des câblages dans le contexte historique de la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM). Au-delà de cette mise en perspective qui permet de mesurer le rôle central joué depuis l'origine par ces derniers, l'objectif est de donner une vision générale de ce qui a été et se fait pour traiter de la CEM des câblages. Cette vision n'est pas exhaustive, loin s'en faut, tant il est difficile de mentionner l'ensemble des contributions à ce domaine. Il s'agit davantage de donner un aperçu de l'évolution des recherches consacrées à ce vaste sujet depuis désormais de nombreuses années. Par la suite, nous nous attardons sur les techniques actuelles de conception et de réalisation de câblages afin d'apporter un éclairage plus précis sur les besoins CEM des industriels câbleurs. Nous nous appuyons plus précisément sur l'expertise de Labinal (groupe Safran) qui occupe une position mondiale de premier plan comme systémier du câblage électrique pour l'aéronautique.

La première partie de ce chapitre retrace le début du câblage et les premiers problèmes de CEM qui y furent liés. On y évoque tout d'abord l'avènement de l'électromagnétisme associé aux travaux de Maxwell jusqu'à la théorie des lignes de transmission et la topologie électromagnétique appliquée aux lignes de transmission telle qu'elle a été développée par C. E. Baum. Ce formalisme met notamment en évidence l'importance de la détermination des paramètres linéiques des câbles dont les valeurs dépendent notamment de l'évolution spatiale de la géométrie transversale des torons (ensemble de câbles regroupés formant une liaison point à point). Puis, le traitement des lignes de transmission non-uniformes s'est avéré nécessaire. Ainsi certains travaux discutent de la non-uniformité des lignes de transmission résultant de la modification des positions relatives des câbles conducteurs tout au long de la ligne de transmission qu'ils constituent. En effet, de nombreux travaux et études ont contribué à apporter des modélisations de plus en plus proches de la réalité du toron. Néanmoins, les modèles détaillés requièrent des temps de calculs importants. Les modèles simplifiés sont, quant à eux, peu exploités, leur emploi étant en effet restreint à des configurations spécifiques.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée au savoir-faire industriel des câblages rencontrés en avionique. On y mentionne particulièrement l'avènement de l'avion « plus électrique ». En effet, depuis les 30 dernières années, l'électronique et l'informatique sont devenues des pôles incontournables dans un aéronef, que ce soit pour des raisons de sécurité, de qualité ou de confort. Pour intégrer ces équipements électroniques reliés par des câblages, il est nécessaire de se conformer à des directives et normes internationales que nous décrivons succinctement. Il en découle la complexité de fabrication d'un harnais de câble. Nous illustrons ce propos par la description du processus suivi par la société Labinal. La complexité des torons réels du monde aéronautique permet de mesurer la difficulté d'obtention d'une modélisation fine du comportement CEM. De tels modèles seraient particulièrement utiles et cette situation justifie ce travail de thèse.

Nous terminons donc par l'exposé des buts assignés à cette thèse. La problématique traitée porte précisément sur la complexité d'un toron réel et l'établissement de modèles pertinents. L'objectif de notre thèse est donc de contribuer à développer des modèles performants et éventuellement de moindre complexité, dont l'enjeu est d'être suffisamment représentatif des phénomènes mis en jeu dans des torons de dimension industrielle, tout en conservant des temps de calcul raisonnables.

1.1. De la bifilaire torsadée à la modélisation de toron complexe

1.1.1. Approche historique des câbles et de la CEM

A l'origine, les câbles viennent du domaine maritime et leurs premières utilisations datent de l'Égypte antique aux alentours de 1500 ans avant J.C. (1). Mais la notion même de câble fut explicitée au XV^e siècle où un câble était défini par des cordages en chanvre, commis en grelin. Cet assemblage de plusieurs cordages (ou cordes), aussi appelé aussières, constituait des torons de plusieurs dizaines de centimètres de diamètre. Ils étaient utilisés pour relier un navire à son ancre (2). Leur fabrication est illustrée sur la Figure 1-1.



Figure 1-1 Photo d'une gravure (3) montrant le métier du cordage dans la marine

C'est au début du XVIII^e siècle que Stephen Gray (physicien britannique considéré comme le premier à avoir mis en évidence le phénomène de conduction électrique) utilisa un fil métallique pour conduire des charges électriques (4). Naquirent de ses expériences les notions de matériaux conducteurs et isolants. Il a fallu attendre le télégraphe au milieu du XIX^e siècle pour voir apparaître le câble électrique, qui est composé de plusieurs fils électriques.

Avec l'avènement de l'électricité dans les villes et dans les systèmes de communication au XIX^e siècle sont apparus les premiers problèmes de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM). En effet, Alexandre Graham Bell est connu pour avoir découvert le téléphone, c'est-à-dire un moyen de communication pour restituer le son correspondant à la vibration d'un ressort d'acier placé à l'extrémité d'un fil électrique. Avec son assistant, Thomas Watson, il mettra au point un premier prototype de téléphone et en 1876. A. G. Bell lancera officiellement le téléphone à l'occasion de l'Exposition du centenaire de la fondation des Etats-Unis à Philadelphie.

Mais A. G. Bell est aussi l'un des pionniers dans la résolution des problèmes de CEM. A l'issue de l'installation des premières lignes téléphoniques, de nombreuses critiques sont apparues dans l'utilisation de son invention. La plupart des lignes téléphoniques étaient installées à côté des lignes du télégraphe et des grésillements avaient lieu lorsque deux personnes se téléphonaient (5). A. G. Bell comprit que ce grésillement était dû au couplage entre les lignes du télégraphe et celles du téléphone. Il mit alors au point un système de câble permettant de limiter le couplage entre les deux systèmes de communications : la paire torsadée (6). En effet, en torsadant les deux câbles

qui acheminent le signal aller et le signal retour, le champ magnétique induit par la propagation des courants électriques en sens inverse tend à s'annuler. Le rayonnement d'un système sur un autre diminue fortement et le couplage devient négligeable.

Cet exemple historique montre que la maîtrise des perturbations des équipements électroniques en termes de CEM, passe non seulement par l'élaboration de moyens de protection des équipements, mais aussi par la compréhension de la propagation des perturbations induites sur les câbles et l'étude des couplages entre les différents conducteurs au sein des réseaux électriques qu'ils soient terrestres ou embarqués dans un véhicule.

1.1.2. Etat de l'art de Maxwell à Baum

De nombreuses études sont basées sur la théorie de lignes de transmissions pour représenter des problèmes de couplages sur câbles. Cette théorie provient des équations de James Clerk Maxwell et Faraday (7)(8) en champ électrique et magnétique pour aboutir à un système à deux équations en courant et tension comme on le verra dans le chapitre suivant. Elle est issue des travaux de J. C. Maxwell, Lord Kelvin et Oliver Heaviside. Mais les premières publications sur les équations de télégraphistes simples furent d'O. Heaviside en 1885 (9). Elles ont été validées par plusieurs travaux notamment sur les câbles sous-marins de communication. C'est au début du XXe siècle que la modélisation des couplages de câbles devint importante. On peut citer les travaux principalement de John Renshaw Carson et de Sergei Alexander Schelkunoff qui ont permis d'étendre les connaissances sur les effets de couplage de proximité (10) ou encore sur la théorie électromagnétique des lignes de transmission coaxiale (11).

Plusieurs voies de recherches sont apparues dans la modélisation des problèmes de couplages sur câbles. Avec les nouvelles contraintes citées plus haut, il était déterminant de pouvoir prédire si un câblage peut résister à une illumination par une onde foudre ou encore si une onde radio n'endommage pas un équipement en bout d'un toron. On voit alors apparaître deux voies de traitement de ce problème :

- Traitement du problème par une physique « fine » comme Samuel Sensiper en 1955 (12) qui a résumé les travaux des années 50 sur la propagation d'ondes électromagnétiques sur des structures hélicoïdales dont des conducteurs. Ici la notion de physique « fine » est définie comme une modélisation qui tente de représenter exactement la topologie de deux conducteurs.
- Traitement du problème dans sa globalité comme Hiroshi Amemiya en 1967 (13) qui a utilisé des circuits équivalents de Thévenin pour analyser dans le domaine temporel la propagation d'une onde sur des lignes de transmission parallèles. Ici l'auteur fait l'approximation que toutes ces lignes de transmission sont similaires et que seules les conditions de charges en extrémités déterminent le comportement du système à étudier. A l'inverse de la physique « fine », l'analyse globale permet de résoudre un problème dans sa globalité par l'intermédiaire d'approximations plus ou moins importantes qui conditionnent la nature de la réponse.

Mais avec l'augmentation des systèmes électriques à bord des véhicules, les problèmes de couplages entre câbles furent une nouvelle fois mis en avant. Ici aussi le problème des couplages fut traité selon les deux voies que nous venons d'exposer. La limite provint du traitement de torons multiconducteurs complexes (cheminement complexe ainsi que le nombre important de conducteurs). En effet, avant l'approche topologique et les moyens de résolution numérique, il était impossible de traiter des torons complexes par le calcul analytique. Néanmoins, les approches de modélisation de câble par la physique « fine » furent développées dans les années 50-70. On peut citer notamment les travaux de Morse et Spencer (14) sur le champ magnétique

rayonné par une paire torsadée ou encore les travaux de Clayton R. Paul sur le couplage entre des paires torsadées (15)(16).

Cependant, l'ensemble de ces modèles ne traite que des cas simples où le nombre de conducteurs est faible et où l'on se place dans des conditions idéales peu représentatives de la réalité. Il faut attendre la seconde moitié du XXe siècle pour voir apparaître des modèles traitant des torons complexes industriels. En effet, la physique appliquée à l'étude des interactions électromagnétiques entre les conducteurs est difficile à mettre en œuvre lorsque le nombre de ces derniers augmente et lorsque leurs géométries se complexifient. Par exemple, le modèle développé par C. R. Paul qui repose sur une méthode analytique simple pour traiter du couplage entre une onde et une paire torsadée (17), peut difficilement être appliqué à un toron complexe. Lorsque le nombre de paramètres qui doivent être pris en compte devient trop important, on ne peut résoudre ce type de problèmes de manière analytique que dans le cas de configurations idéales. La topologie électromagnétique appliquée à la théorie des lignes de transmission offre alors une possibilité de traiter de manière simple et rapide des cas complexes. Cette approche naquit de la nécessité de faire face aux enjeux associés à de nouvelles sources de perturbation électromagnétique découverte à la sortie de la seconde guerre mondiale comme les impulsions électromagnétiques d'origine nucléaire (IEMN). Dans le même temps, les réglementations aéronautiques sont renforcées sur le plan de la CEM. Ces besoins conduisirent au développement d'une théorie simplificatrice permettant de répondre à ces contraintes et basée sur la topologie électromagnétique. Elle fut développée dans les années 70 sous l'instigation de Carl E. Baum (18)(19). Ce formalisme permet de modéliser l'effet des perturbations électromagnétiques quelconques sur des réseaux de câbles multifilaires. Dans ce formalisme, les modèles de lignes de transmission font intervenir pour le calcul d'interaction entre câbles, les sections transversales des lignes formant les réseaux de câbles. Les paramètres linéiques de chaque section sont alors déterminés, par exemple à l'aide d'un code de calcul électrostatique. Ces informations sont ensuite utilisées pour les calculs de propagation sur le toron dont on a décrit la topologie. Mais c'est au début des années 90 en France que la topologie électromagnétique fut remise au goût du jour, notamment par Jean-Philippe Parmantier (20) et Philippe Besnier (21). En effet, avant cette époque, les moyens informatiques étaient insuffisants pour traiter des cas complexes et les outils numériques n'étaient pas développés pour appréhender la réalité des interactions électromagnétiques au niveau d'un toron de câbles. Des logiciels comme CRIPTE (22) développé à l'ONERA depuis le début des années 90 ont permis de traiter des cas complexes comme les études de couplages sur câbles d'un avion (23). En effet, pour des torons complexes, l'objectif est la simplification du traitement de structures telles que les harnais dans leur environnement électromagnétique. Le principe est basé sur le découpage en tubes de structure réelle, représentant des câblages. Ces tubes sont reliés entre eux par des jonctions qui représentent les discontinuités. On peut ainsi représenter de manière synthétique une architecture complète d'un câblage sous la forme d'un réseau composé de tubes interconnectés par des jonctions. Un tube représente une ligne de transmission uniforme. La description sera complétée par les différentes conditions aux limites du réseau et les sources d'excitation.

1.1.3. Traitement de la non-uniformité

Néanmoins, la plus grande difficulté réside dans la description topologique d'un toron réel qui ne répond pas exactement aux hypothèses d'uniformité des lignes de transmission considérées. La non-uniformité géométrique entraîne une difficulté importante sur le plan du calcul et de la résolution numérique des équations de propagation. C'est d'ailleurs dans les années 80 que C. R. Paul a mis en évidence l'intérêt de la prise en compte d'un paramètre jusqu'alors très peu étudié : le traitement de la non-uniformité géométrique (24)(25). En effet les torons multiconducteurs étudiés se résument soit à des paires parfaitement torsadées, soit à des câbles parallèles. Dans ses articles, C. R. Paul montre que la sensibilité de la position des conducteurs est très importante

dans les calculs de courant sur ces derniers. Cette non-uniformité a d'abord été traitée de façon globale pour prendre en compte le maximum de configurations de couplage. Deux approches de résolution ont émergé. Tout d'abord, par des résolutions analytiques, C. E. Baum (26) et Jürgen Nitsch (27) y ont grandement contribué dans le début des années 90. Mais ces méthodologies sont limitées par leur complexité de mise en œuvre mais aussi par la nécessité de discrétiser le toron de câbles.

Puis, P. Besnier (21) et Christophe Castanié (28) ont montré que l'on pouvait représenter la non-uniformité géométrique des torons de câbles en les discrétisant de manière plus ou moins fine. Cette discrétisation engendre un nombre important de matrices de paramètres linéiques à calculer. Cette méthode peut, en la combinant à la topologie électromagnétique, prendre en compte des torons complexes et non-uniformes. Néanmoins, les temps de calcul et la taille des réseaux topologiques réduisent l'efficacité de ce traitement.

Depuis les années 2000, plusieurs approches ont alors été développées : l'approche statistique et l'approche par modèles simplifiés ou réduits de la complexité permettant de se rapprocher au mieux de la réalité du toron tout en limitant les temps de calcul et la taille des réseaux de câbles. Différentes méthodes ont été utilisées et sont principalement basées sur des analyses statistiques comme le montrent, par exemple, B. L. Michielsen dans (29) et plus récemment I.S. Stievano dans (30). En effet, les puissances de calculs ayant considérablement augmentées, il est désormais possible de gérer des calculs complexes en grande quantité pour des approches de type Monte-Carlo. Dans ces articles, les modèles sont basés sur la mise en cascade de tronçons élémentaires de ligne de transmission dont les variables aléatoires sont les paramètres linéiques de ces derniers. Ces modèles ont l'avantage de pouvoir traiter de problèmes de couplages très variés. Mais ils ont des limites comme l'a montré C. E. Baum dans (31) où il met en évidence qu'il est important de connaître l'ensemble des propriétés statistiques de tous les paramètres pour pouvoir effectuer une analyse. Or, il est extrêmement difficile de contrôler toutes ces propriétés lorsque l'on effectue des modélisations aléatoires car il faut connaître les distributions probabilistes des paramètres d'entrée pour évaluer la distribution des paramètres de sortie.

L'approche par simplification ou réduction part d'un constat : une modélisation totale du toron même si l'on n'a pas une description précise permet de se rapprocher de la réalité moyennant une marge qui convient plus ou moins à l'étude que l'on veut faire. Par exemple dans (32), les auteurs montrent qu'une modélisation à partir d'un relevé topologique visuel permet d'obtenir des résultats pour un courant sur un fil. Ces résultats sont proches des mesures effectuées aux extrémités lorsque les charges sont connues. Mais cette proximité n'est que relative car associée à la tolérance entre résultats de mesures et de simulation que les auteurs se sont fixés. Dans l'optique de la minimisation de cette marge, il est nécessaire de décrire au mieux le toron réel tout en diminuant les temps de calculs. Pour faire cela, on peut soit réduire le nombre de conducteurs, soit réduire la taille des réseaux. Cependant, si l'on veut garder une marge faible avec une simplification optimisée, la représentation du toron devient spécifique au scénario de couplage étudié et non plus une représentation universelle.

Dans le premier cas, on trouve différentes méthodes pour limiter le nombre de conducteurs que ce soit au niveau du câblage (33) ou que ce soit au niveau de sa représentation topologique (34). Au niveau du câblage, G. Andrieu montre que l'on peut, dans un toron complexe et pour un problème de diaphonie, regrouper les conducteurs voisins sous la forme de conducteurs équivalents, à condition que leurs charges d'extrémités soient similaires. Ces travaux sont toujours en cours de développement comme l'indique une publication datée de 2011 (35) où les auteurs appliquent le modèle proposé non plus entre un conducteur agresseur et un toron victime mais entre un toron agresseur et un toron victime. Au niveau de la topologie des réseaux, les auteurs ont montré qu'en connectant entre eux les conducteurs chargés en basse impédance (c'est-à-dire chargés par des impédances faibles devant l'impédance caractéristique de mode commun), on peut condenser les matrices des paramètres linéiques qui interviennent dans les tubes. Cette

condensation s'effectue par des moyennages des termes par blocs dans la matrice L puis le même traitement est effectué sur les autres matrices. Ici aussi, ces travaux sont toujours en cours de développement. Les auteurs de (36) en 2012 ont traité un harnais aéronautique complet en utilisant ce type de méthode pour diminuer fortement les temps de calculs. Ce modèle est cependant limité aux approximations faites sur les distances entre conducteurs et la taille des conducteurs liés aux types de référence électrique (goulottes, barre de bus, ...).

Dans le deuxième cas, les modèles généralement proposés se limitaient à considérer un toron uniforme (32) (donc une géométrie pour le modéliser) et semblaient être suffisants pour comparer simulations et mesures. En parallèle, des modèles de moyennage de matrices L et C se sont développés mais principalement pour des aspects de couplage d'ondes sur des paires torsadées. En effet, Sergio A. Pignari a montré récemment (37) qu'il était possible de réduire la taille des réseaux en moyennant les matrices de paramètres linéiques termes à termes sur l'ensemble des géométries qui discrétisent le toron. Ainsi le réseau constitué se ramène à une seule géométrie pour représenter le toron complet. Cependant, les travaux de S. A. Pignari se limitent à des simulations de couplage d'une onde sur une ou plusieurs paires torsadées pour évaluer des courants de mode commun et de mode différentiel. On remarque ici que la limite du modèle proposé tend vers une utilisation essentiellement sur des câbles élémentaires et a fortiori, il n'y a pas encore de test et de validation de ce modèle pour un couplage interne dans un toron.

1.2. L'apport du monde industriel notamment aéronautique

1.2.1. L'avion plus électrique et normalisation

L'introduction de l'électronique depuis un peu plus de 40 ans dans les véhicules, tend aujourd'hui vers l'élaboration d'un avion plus électrique, dont la complexité des systèmes embarqués croît continuellement. De la même manière les harnais ont pris une part de plus en plus importante, puisque l'on peut atteindre jusqu'à 400 km de câbles dans un A380. Ceci est illustré par la vision des pôles d'innovations des systèmes plus électriques dans la Figure 1-2 par SAFRAN, dont le programme AMPERES qui a pour objectif la définition et l'optimisation des architectures systèmes.

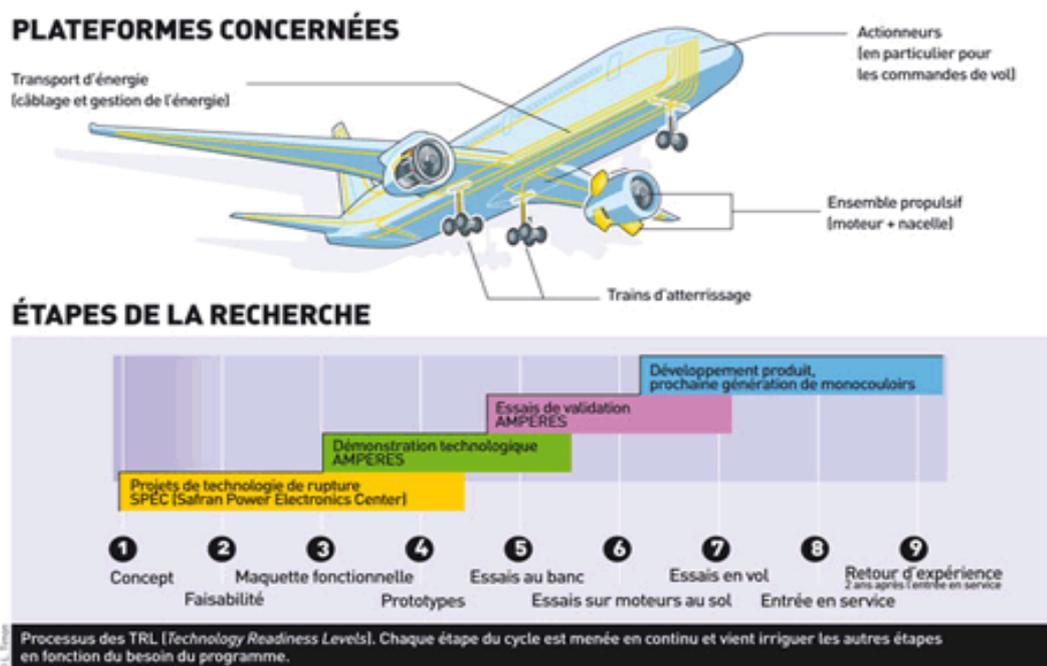


Figure 1-2 Vision des pôles de développement de l'avion plus électrique par SAFRAN

L'électronique intervient aussi bien sur les organes de confort (climatisation, systèmes vidéo passagers, inclinaison des sièges, éclairages cabines, ...), les organes de communication (GPS, systèmes radio, systèmes de navigation, ...) que sur les organes de sécurité (freinage électrique, capteurs, ...). Ceci a nécessité l'introduction des réseaux de communications type Ethernet, permettant d'augmenter le nombre et la complexité des échanges d'informations entre les différents équipements. Si de nombreuses fonctions mécaniques sont maintenant entièrement pilotées électroniquement, et si les agréments offerts par ces nouvelles fonctionnalités de plus en plus complexes sont indéniables, leur coexistence devient d'autant plus difficile à gérer.

A la vue du nombre et de la longueur des câbles, ces derniers peuvent devenir des voies préférentielles de propagation des perturbations électromagnétiques qu'elles soient externes (foudre, micro-ondes de forte puissance, ...) ou internes (diaphonie, court-circuit, ...). Ce type de perturbations est arrivé depuis ces 15 dernières années avec l'augmentation des communications. Par exemple, des mesures de sécurité par précaution ont été mises en place pour éviter tout incident et consistent à éteindre son téléphone portable pendant la durée du trajet et tout appareil électronique pendant le décollage et l'atterrissage de l'avion. Les fonctionnalités intégrées dans les aéronefs doivent donc répondre aux deux critères de la CEM suivants :

- Supporter, sans dysfonctionnement, les contraintes électromagnétiques extérieures
- Ne pas perturber leur environnement et ne pas s'auto-perturber

Le risque étant un dysfonctionnement ou une perte d'un équipement, événement dont l'importance est liée à son utilisation (de l'éclairage cabine à une perte de capteurs), la compatibilité électromagnétique ne peut pas être évitée dans la conception d'un avion. Il est nécessaire de pouvoir prévenir les défaillances des systèmes embarqués car ils peuvent être soumis à des contraintes importantes comme illustré sur la Figure 1-3. Ainsi des solutions ont été développées comme la ségrégation des torons de câbles en routes de différents niveaux pour séparer les circuits sensibles de ce qui génère un champ proche rayonné important ou encore le blindage des câbles les rendant plus résistants aux perturbations extérieures. Compte tenu de l'évolution de l'électronique dans les aéronefs, la CEM prend de plus en plus d'importance aux côtés des contraintes mécaniques et aérodynamiques dans les phases de développement d'un produit.



Figure 1-3 Avion foudroyé

Si cette croissance de l'électronique embarquée est à l'origine d'une évolution des services proposés par les avionneurs pour les clients en termes de sécurité et de qualité, elle est accompagnée de l'évolution des normes et réglementations. L'émissivité et la susceptibilité y sont abordées. Au niveau européen, plusieurs directives sont dédiées aux aspects CEM appliqués à l'aviation. En effet, l'unification des marchés a conduit à mettre en place des dispositions législatives des états membres sous forme de règles techniques promulguées par la Commission

de l'Union Européenne à Bruxelles. Une directive générale permettant le rapprochement des législations des pays membres concernant la CEM a été établie. Elle se nomme Directive 2004/108/CE et est applicable à tous les systèmes électroniques sauf aux avions et à leurs équipements qui dépendent de la Directive 1592/2002. Elle a donné naissance à l'agence européenne de la sécurité aérienne. Cependant, ces directives excluent les câblages et accessoires de câbles qui n'ont pas d'obligation de porter la mention CE. En conséquence, chaque avionneur doit définir ses propres règles d'installation de câblages. Ceci implique aussi le recours à la simulation pour pré dimensionner les câbles et harnais de câbles. Néanmoins, de nouvelles directives et règlements ont un impact direct sur le développement de solutions pour le respect de la CEM au niveau câblages comme par exemple la directive 2008/294/CE qui concerne la possibilité d'utiliser des téléphones portables à l'intérieur d'un avion en toute sécurité pour les passagers. Au niveau international, des normes civiles sont mises en place par le comité RTCA en ce qui concerne les aspects CEM. Ces normes sont établies par des groupes de travail constitués d'avionneurs, d'équipementiers et de laboratoires. Elles définissent les conditions de test des équipements pour que les essais soient effectués de la même façon dans tous les laboratoires. Il existe différents types de normes comme la DO160 (aéronautique) ou MILSTD (militaire). L'objectif est de proposer, d'harmoniser et de formaliser les méthodes et moyens d'essai pour la qualification des aéronefs ainsi que leurs sous-ensembles électriques et électroniques. Cependant ces normes ne concernent pas le câblage en tant que système.

La création de règles d'installation et de ségrégation (routes de câblage) CEM des câbles aéronautiques est effectuée par les avionneurs eux-mêmes et sont propres à chacun d'entre eux. Ces règles sont des directives avionneurs (appelées aussi EMC Guidelines). On peut citer par exemple les directives SPX pour Eurocopter, ESP pour Bombardier et ABD pour Airbus.

1.2.2. Complexité des torons aéronautiques

La quantité des équipements électriques et électroniques augmentant depuis ces 50 dernières années (capteurs, actionneurs, calculateurs et autres systèmes), les harnais de câbles assurant les connexions entre ces différents équipements ont une topologie complexe, comme illustré Figure 1-4, complexité à laquelle s'ajoutent l'installation et l'environnement constitué par l'avion. De nombreux facteurs rendent difficile la caractérisation des harnais pour leur comportement CEM :

- Les conducteurs qui composent les harnais sont de natures très différentes. Ils ont leurs propres diamètres (d'autant plus grands que la puissance transmise est importante), diélectriques (qui peut être résistant au feu ou au frottement) et longueurs (pouvant atteindre plusieurs dizaines de mètres).
- Le cheminement des harnais est tel que la distance par rapport au plan de référence électrique peut être variable le long du parcours. Or, celle-ci joue un rôle primordial en termes de CEM. Par ailleurs, des harnais peuvent se rapprocher les uns des autres, ce qui représente également une situation critique sur le plan CEM.
- La connectique et notamment les équipements en extrémité dimensionnent aussi les harnais de câbles. En effet ces charges terminales sont directement impliquées dans la CEM des câbles et sont très différentes les unes des autres (allant d'un alternateur à un éclairage de cabine). Pour terminer, il faut ajouter que ces impédances d'extrémités sont connues dans les bandes fréquentielles de fonctionnement. Leur caractérisation dans toute la bande utile d'un point de vue CEM est envisagée pour le futur.

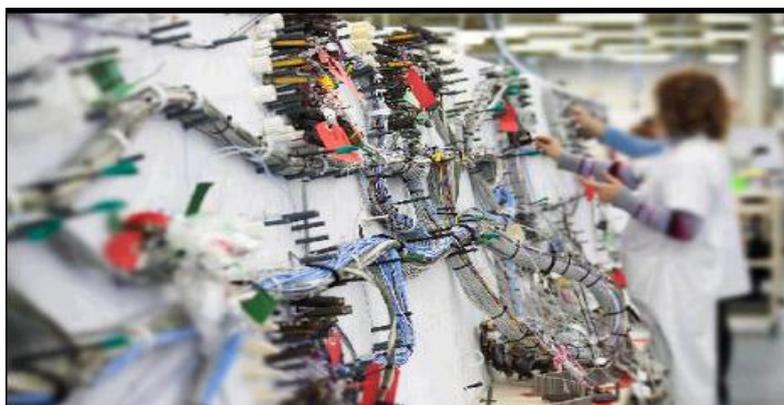


Figure 1-4 Complexité d'un harnais aéronautique

Les harnais sont des éléments d'interconnexion qui portent, pour un programme avion une référence identique pour tous les avions de ce programme. Toutefois, le câblage électrique entre deux avions du même programme est différent du fait des personnalisations demandées par les clients (compagnies aériennes). Les harnais de même numéro sont donc gérés « en configuration » et diffèrent en nombre de fils, de branches et de longueurs, entre deux avions du même programme. Il faut ajouter par ailleurs que la réalisation à l'identique n'est pas envisageable du fait de la réalisation manuelle des opérations d'assemblage, d'installation, mais aussi concernant les composants (câbles, connecteurs, etc...) qui diffèrent entre deux fournisseurs pour la même référence qualifiée et entre deux lots du même fournisseur. Nous allons illustrer l'origine de cette diversité par un exemple de fabrication de harnais au sein de Labinal.

Cette diversité des harnais débute avec les différentes longueurs des conducteurs qui les constituent. Leur prédécoupe est effectuée de manière automatique à l'aide de la machine de la Figure 1-5. Même si pour cette découpe, la précision est importante par rapport à la quantité de câbles à découper, une incertitude sur la longueur de ces derniers peut être introduite une fois le câble installé mais pas connectorisé, où l'opérateur redécoupe le câble à la longueur qui convient. Cette longueur peut varier en fonction du cheminement du câble dans le harnais.



Figure 1-5 Découpeuse de câble

Tous les harnais sont assemblés câbles par câbles à la main sur des planches de câblage. Si l'assemblage se fait par des gestes répétés, il subsiste une diversité dans le positionnement des conducteurs qui n'est pas complètement figé. En effet, les opérateurs déroulent les câbles sur des tables d'assemblage présentées en Figure 1-6. De plus, d'un opérateur à l'autre, lors d'un changement d'équipe par exemple, les gestes peuvent être différents, ce qui donne un facteur de diversité supplémentaire.



Figure 1-6 Tables d'assemblage des câbles

Pour rassembler les câbles entre eux, les opérateurs les fixent avec des frêtes et des tyrapes autour des torons de câbles afin de réduire l'encombrement. Par ailleurs, certains harnais sont enrubannés afin de répondre à des contraintes électromécaniques à l'aide de rubans de polymères hautes températures. D'autres parties quant à elles sont blindées, préférentiellement par surtressage (directement réalisées sur le harnais pour des raisons de gain de masse et d'efficacité), afin de les protéger contre des perturbations de type foudre ou agressions hautes fréquences. D'autres types de protections qui se présentent sous forme de gaines pré-réalisées à base de tubes ou de tresses de fils (polymères ou métalliques) pouvant être elles aussi surtressées, sont également utilisées pour protéger localement les harnais contre des agressions spécifiques (feu, vibrations, humidité,...). Une fois le harnais fini, il est testé, protégé, puis lové et rangé dans un carton pour être livré chez le client. Ce rangement implique un mouvement mécanique de torsion du harnais et donc un réarrangement des conducteurs, soit finalement une certaine liberté des positions relatives des câbles constituant le harnais.

Certains harnais sont directement intégrés dans les meubles de distributions électriques des avions et des hélicoptères comme présenté en Figure 1-7. On remarque sur cette photo que les conducteurs ont des positions qui varient par rapport à la référence électrique. Les branches des harnais sont à proximité les unes des autres favorisant les couplages, ce qui peut être source de perturbations CEM.



Figure 1-7 Montage des harnais dans un meuble électrique

Les harnais sont installés dans la structure comme sur la Figure 1-8. Lors de l'installation, les branches des harnais sont maintenues en certains points de la carlingue, laissant un certain débattement de leur position entre deux points de fixation. Ce débattement se traduit par une variation de la position du toron par rapport à la référence métallique de la carlingue de l'avion ou par rapport aux autres torons avoisinants. On peut donc supposer que certains couplages seront favorisés ou non selon leur position.

Enfin, les harnais et les équipements peuvent subir des modifications au cours de la vie d'un avion, soit pour répondre à de nouvelles contraintes mécaniques lors de la production ou tout simplement à la suite d'une évolution du produit. Ces changements peuvent aller du simple ajout d'un point de fixation sur la carlingue, à une modification de parcours suite à un encombrement trop important ou une modification du nombre de câbles associés au retrait ou à l'ajout d'une fonction.

Nous avons vu que la diversité est liée aux processus industriels de réalisation et de montage des harnais, ainsi qu'à leurs propriétés intrinsèques (topologie, environnement, enchevêtrement du câblage, ...). A cette diversité peut correspondre une diversité de la réponse électromagnétique du câblage et donc d'une partie ou de la totalité d'un avion.



Figure 1-8 Installation de harnais dans un fuselage

1.3. Position du problème

Dans les paragraphes précédents, nous avons vu qu'il ne pouvait y avoir de position précise du câblage dans un avion. Cependant, des zones et un encombrement standard sont tout de même connus dans le cheminement des harnais.

Les solutions actuelles qui consistent à blinder systématiquement les harnais ou les câbles peuvent conduire à un surpoids et par conséquent à une surconsommation de carburant. Dans l'optique de réduire la consommation en kérosène des avions du futur, comme présenté en Figure 1-9, il est important de diminuer ce poids. Pour cela, aucune étude n'a permis jusqu'ici de caractériser d'un point de vue CEM des torons industriels et d'établir des modèles pour optimiser leur comportement électromagnétique. Ainsi certains câbles pourraient être réalisés sans recours à un blindage, ce qui pourrait constituer une forte diminution de poids sur toute la longueur des harnais tout en respectant un niveau de susceptibilité acceptable pour les équipements concernés. Les difficultés de justification du non recours à un blindage tiennent essentiellement à la complexité et à la diversité des harnais. Des règles de modélisation de ces harnais peuvent être développées suivant le type de couplage étudié. En ayant une connaissance plus précise de la « marge » CEM, il sera possible de trouver des solutions technologiques permettant de diminuer les couplages entre victimes et perturbateurs. Cette « marge » est la différence entre les niveaux de courant avec les protections actuelles et la limite donnée pour la sécurité d'un vol.

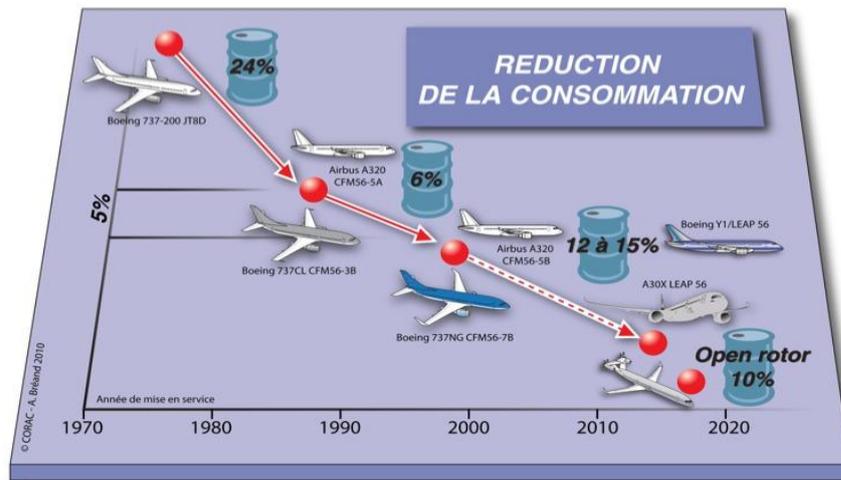


Figure 1-9 Présentation de l'évolution en gain de la consommation des avions jusqu'en 2020 par le CORAC (Conseil pour la Recherche Aéronautique Civile)

Pour relever ce défi, nous nous proposons d'étudier la réalité d'un toron de câbles pour en retirer des propriétés liées au positionnement des câbles. A partir de ces propriétés, l'objectif est d'enrichir notre modélisation afin de se rapprocher du toron réel ainsi que de déterminer les situations les plus contraignantes dans un couplage entre câbles (types de câbles, types de mesures, ...). Une fois ces contraintes définies, une étude de base sur le câble identifié dans une configuration déterminée devrait offrir l'ensemble des informations pour tenter d'établir des modèles simplifiés. Nous viserons également la réduction des temps de calculs tout en conservant des approximations raisonnables sur les modèles. Ceux-ci pourront être, par la suite, utilisés dans des configurations plus complexes représentatives d'un toron standard d'un avion.

2. Description des outils théoriques et numériques

Résumé:

L'objectif de ce chapitre est de donner au lecteur toutes les informations utiles sur les outils théoriques et numériques qui ont été mis en œuvre dans ces travaux de thèse.

Dans un premier temps, nous allons rappeler les fondements de la théorie des lignes de transmission. On mettra alors en évidence l'importance des paramètres linéiques et leur dépendance à la géométrie intrinsèque des torons. Dès que le nombre de conducteurs devient trop important, il est nécessaire de passer à un autre formalisme pour résoudre les équations des télégraphistes, comme par exemple la topologie électromagnétique. Cette approche vise à représenter les torons multiconducteurs sous forme de réseaux de tubes modélisant des tronçons de lignes de transmission uniformes.

Dans une deuxième partie, on présentera les logiciels et codes de calcul développés à l'ONERA. Le logiciel principal CRIPTTE permet de résoudre l'équation de réseau BLT régissant la topologie électromagnétique appliquée aux lignes de transmission. Ce logiciel modulaire fait appel notamment à un code de calcul qui permet de déterminer les paramètres linéiques de chacun des tubes ou tronçons de lignes de transmission uniformes. Ce code, nommé LAPLACE calcule la matrice capacité par la résolution des équations de Laplace à partir de la géométrie de la section de la ligne de transmission et en déduit la matrice inductance. Ainsi ces codes de calcul offrent la possibilité de modéliser et de simuler les torons de câbles multiconducteurs.

Enfin, les paramètres d'entrées de LAPLACE sont les géométries des torons de câbles. Or nous avons vu dans le chapitre précédent que l'agencement des câbles dans un toron est fortement non-uniforme et revêt un caractère aléatoire. Le logiciel TWISTCAB conçu à l'ONERA a spécifiquement été développé à cet effet. Il permet de générer des sections géométriques de torons de câbles en plaçant de manière aléatoire les conducteurs dans un espace d'encombrement restreint.

2.1. La théorie des lignes de transmission

2.1.1. Des équations de Maxwell à la théorie des lignes de transmission

Tout d'abord, nous supposons que les équations de Maxwell sont connues et validées. Elles constituent les postulats de base de l'électromagnétisme et réunissent les différents théorèmes (Gauss, Ampère et Faraday). Si l'on se place dans un milieu linéaire, homogène et isotrope (hypothèses LHI), elles sont données par :

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad [1]$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} - \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \vec{J} \quad [2]$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad [3]$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \vec{0} \quad [4]$$

On distingue alors dans ces grandeurs, des vecteurs et des scalaires. Toutes ces grandeurs sont dépendantes des variables de l'espace et du temps (x, y, z et t) qui ont été omises pour simplifier les notations. Pour des questions pratiques, les vecteurs ne sont pas identifiés dans le texte avec une flèche mais en gras conformément à la notation anglo-saxonne en précisant que nous parlons de vecteurs. On retrouve ainsi :

- Le vecteur **D** qui constitue l'excitation électrique en C/m^2 ou As/m^2
- Le scalaire ρ est la densité volumique de charge en C/m^3 ou As/m^3
- Le vecteur **H** est le champ magnétique ou excitation magnétique en A/m
- Le vecteur **J** est la densité de courant en A/m^2
- Le vecteur **B** est l'induction magnétique en Vs/m^2 (ou Tesla, T)
- Le vecteur **E** est le champ électrique ou induction électrique en V/m

Les champs électriques et magnétiques peuvent être reliés à des potentiels scalaires et des potentiels vecteurs en utilisant une jauge appropriée. Le champ électrique est alors relié à un potentiel scalaire noté ϕ et exprimé en V et l'induction magnétique est, quant à elle, reliée à un potentiel vecteur noté **A** et exprimé en Vs/m . Ainsi les potentiels (scalaires et vecteurs) et les champs (électriques et magnétiques) ont les mêmes propriétés de propagation s'ils sont associés à une jauge.

L'équation [3] nous indique que la divergence de l'induction magnétique est nulle. Or l'analyse vectorielle montre que la divergence d'un rotationnel est toujours identiquement nulle. On peut alors définir le potentiel vecteur **A** par :

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A} \quad [5]$$

En substituant dans l'équation [4], l'induction magnétique par le rotationnel de son potentiel vecteur et en utilisant la propriété de la divergence précédemment citée, on obtient :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} + \overrightarrow{rot} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{0} \quad [6]$$

Par ailleurs, l'analyse vectorielle montre que le rotationnel d'un gradient est toujours identiquement nul. On peut alors définir le potentiel scalaire φ , sous la forme :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad} \varphi \quad [7]$$

Ainsi le vecteur \mathbf{A} et le scalaire φ respectent les équations [3] et [4] qui constituent les équations homogènes de Maxwell. Les équations [1] et [2] doivent également être vérifiées et sont les équations inhomogènes de Maxwell comprenant les sources (ρ et le vecteur \mathbf{J}). Or en prenant les hypothèses LHI énoncées au préalable, on relie l'excitation électrique au champ électrique par la permittivité diélectrique ϵ du milieu de propagation:

$$\text{div}(\epsilon \vec{E}) = \rho \quad [8]$$

On peut alors introduire l'équation [7] dans l'équation [8] et obtenir l'équation suivante :

$$\Delta \varphi + \frac{\partial(\text{div} \vec{A})}{\partial t} = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad [9]$$

Des mêmes hypothèses, on en déduit que le vecteur induction magnétique \mathbf{B} est proportionnel au vecteur champ magnétique \mathbf{H} selon la valeur de la perméabilité magnétique μ du milieu de propagation. Ainsi l'équation [5] devient:

$$\mu \vec{H} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad [10]$$

Ainsi on peut remplacer dans [2] le vecteur champ magnétique \mathbf{H} par [10] et le vecteur d'excitation électrique \mathbf{D} par [7]. On obtient alors :

$$\overrightarrow{rot} \frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} - \frac{\partial}{\partial t} \epsilon \left(-\overrightarrow{grad} \varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \vec{J} \quad [11]$$

L'identité des opérateurs vectoriels concernant le double rotationnel conduit à la relation suivante :

$$\overrightarrow{grad} \text{div} \vec{A} - \Delta \vec{A} - \frac{\partial}{\partial t} \epsilon \mu \left(-\overrightarrow{grad} \varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \mu \vec{J} \quad [12]$$

On peut alors distribuer la dérivée liée au temps et on obtient alors :

$$\Delta \vec{A} - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} - \overrightarrow{\text{grad}} \left(\varepsilon\mu \frac{\partial \varphi}{\partial t} + \text{div} \vec{A} \right) = -\mu \vec{J} \quad [13]$$

On peut alors appliquer la jauge de Lorenz à l'équation [13] pour la transformer en équation d'ondes (à l'identique de celle que l'on trouve pour \mathbf{E} ou \mathbf{B}). En effet, cette jauge est le lien entre le potentiel scalaire et le potentiel vecteur associés aux champs électrique et magnétique. La jauge de Lorenz dépend donc du milieu. Si l'on considère que l'on est dans le vide, on a : $\varepsilon\mu=1/c^2$. Cette jauge s'écrit donc :

$$-\frac{1}{c^2} \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \text{div} \vec{A} \quad [14]$$

On en déduit que [9] et [13] se transforment suivant les expressions des équations d'onde [15] et [16] :

$$\Delta \varphi - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad [15]$$

$$\Delta \vec{A} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\mu \vec{J} \quad [16]$$

On remarque que le découplage introduit par la jauge de Lorenz permet de lier le potentiel scalaire à la densité volumique de charge, tandis que le potentiel vecteur est associé à la densité de courant. Par ailleurs, ces deux équations sont des équations de d'Alembert dont les ondes se propagent à la vitesse c .

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à la résolution de l'équation [16] qui nous sera utile pour l'établissement de la théorie des lignes de transmission. Les équations de d'Alembert possèdent comme solution des ondes planes harmoniques. En régime harmonique, désormais, l'équation [16] peut se mettre sous une forme dépendante de la norme d'un vecteur d'onde k (défini en fonction de la pulsation $\omega=2\pi f$ et de la vitesse c , $k=\omega/c$) et de la variable d'espace r (définie en cartésien comme $\vec{r} = x\vec{x} + y\vec{y} + z\vec{z}$). L'équation [16] devient donc :

$$\Delta \vec{A}(r) + k^2 \vec{A}(r) = -\mu \vec{J}(r) \quad [17]$$

Cette équation se résout au moyen de la fonction de Green qui permet, en résumé, de décomposer le potentiel vecteur (ou toute autre grandeur comme le champ électrique, magnétique ou encore le potentiel scalaire sous la forme de l'équation [17]) comme la superposition des contributions des éléments de courants de l'ensemble de l'espace des sources.

Or la fonction de Green dyadique est en réalité la solution de :

$$\Delta \overline{G}_A(r, r') + k^2 \overline{G}_A(r, r') = -Id \delta(r - r') \quad [18]$$

Où \overline{G}_A est le tenseur de Green, Id est le tenseur identité (ou dyade identité), δ est la fonction de Dirac et $r'=r+dr$. On peut montrer (propriétés de l'analyse fonctionnelle et du calcul vectoriel) que le potentiel vecteur s'écrit pour un volume ϕ :

$$\vec{A}(r) = \mu \int_{\Phi} \vec{J}(r') G_A(r, r') d^3 r' [19]$$

En espace libre, le tenseur de Green est noté G_0 et devient une fonction de Green scalaire donnée par :

$$G_0(r, r') = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} [20]$$

La théorie des lignes de transmission provient de l'approximation de la fonction de Green pour le cas d'un fil mince situé à proximité d'un plan conducteur infini. C'est ce que nous illustrons par la suite.

2.1.2. Cas d'un fil mince dans l'espace

Nous supposons l'existence d'un champ électrique d'excitation E^e à la surface du fil mince et tangentiel à celui-ci. Le développement détaillé est semblable à celui issu de (38). Nous prendrons les notations du repère indiqué sur la Figure 2-1.

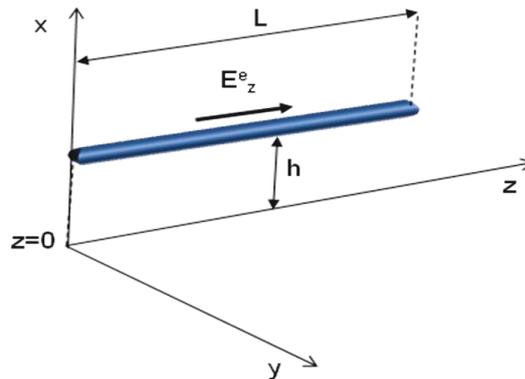


Figure 2-1 Fil mince dans l'espace (x,y,z)

Les conditions aux limites du champ électrique sur le fil imposent que le champ diffracté par le courant induit sur le fil soit de la forme :

$$\vec{E}_z^s(h, z) = -\vec{E}_z^e(h, z) [21]$$

Le champ diffracté $E_z^s(h, z)$ et plus généralement $E^s(r)$ satisfait les équations de Maxwell. Nous faisons donc une nouvelle fois intervenir les potentiels A et ϕ et l'équation [7] devient en régime harmonique:

$$\vec{E}^s = -j\omega\vec{A} - \text{grad}\phi [22]$$

A l'abscisse $x=h$ et pour un fil de longueur L, on peut insérer l'équation [21] et [19] dans l'équation [22] et ainsi obtenir :

$$\vec{E}^e(h, z) - j\omega\mu \int_0^L I(z') \vec{z} G_0(z, z') dz' - \text{grad}\phi(h, z) = \vec{0} [23]$$

La relation (23) fait intervenir le potentiel scalaire et le relie au champ excitateur. D'autre part, nous introduisons également une seconde équation liant ce potentiel scalaire au courant $I(z')$ sur la ligne. Nous faisons pour cela intervenir une nouvelle relation constitutive associée aux équations de Maxwell et qui représente l'équation de conservation de la charge.

Ainsi, si l'on prend la divergence de l'équation [2], on aboutit à :

$$\operatorname{div}(\overrightarrow{\operatorname{rot}} \vec{H}) - \frac{\partial}{\partial t}(\operatorname{div} \vec{D}) = \operatorname{div} \vec{J} \quad [24]$$

En combinant les équations de Maxwell inhomogènes [1] et [2] et en appliquant les relations d'analyse fonctionnelle, on constate en effet que ρ et \vec{J} sont reliés. D'où, la relation suivante, dite relation de continuité ou de conservation de la charge :

$$-\frac{\partial \rho}{\partial t} = \operatorname{div} \vec{J} \quad [25]$$

Soit en régime harmonique :

$$-j\omega\rho = \operatorname{div} \vec{J} \quad [26]$$

On peut donc l'appliquer au conducteur mince où la divergence de la densité de courant va être remplacée par la divergence du courant sur la ligne. Le caractère filiforme du conducteur permet de considérer que seule la composante du courant suivant l'axe z est non nulle. On a donc :

$$-j\omega\rho(h, z) = \frac{\partial I(z)}{\partial z} \quad [27]$$

Nous utilisons par la suite l'équation d'onde en potentiel scalaire [15] dont la solution est de même forme que la solution [19] de l'équation [10] sous forme harmonique. On obtient alors :

$$\varphi(r) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{\Phi} \rho(r') \overline{G_{\varphi}}(r, r') d^3 r' \quad [28]$$

Dans le contexte de la densité de charge pour un fil mince suivant la direction z , on aboutit à :

$$\varphi(r) = \frac{1}{\varepsilon_0} \int_0^L \rho(z') G_0(z, z') dz' \quad [29]$$

En substituant la densité de charge exprimée à l'équation [27] dans [29], nous obtenons pour le potentiel φ (en $x=h$) :

$$\varphi(h, z) = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{1}{j\omega} \int_0^L \frac{\partial I(z')}{\partial z'} G_0(z, z') dz' \quad [30]$$

A ce stade, les 2 équations couplées (23) et (30) nous donnent, pour $x=h$, le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{E}^e(h,z) - j\omega\mu \int_0^L I(z') \vec{z} G_0(z,z') dz' - \overrightarrow{\text{grad}}\varphi(h,z) = \vec{0} \\ \varphi(h,z) = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{1}{j\omega} \int_0^L \frac{\partial I(z')}{\partial z'} G_0(z,z') dz' \end{array} \right. \quad [31]$$

Ces 2 équations couplées représentent la relation entre le potentiel scalaire sur la ligne et le courant sur la ligne pour un fil mince dans l'espace. On note que ce système d'équations couplées possède une forme proche de celle des équations des télégraphistes que nous allons maintenant établir.

2.1.3. Cas d'un fil mince au-dessus d'un plan de masse

Nous ajoutons désormais la contribution d'un plan de masse en $x=0$. Cette contribution peut être représentée de manière équivalente pour le demi-espace $x>0$ par un conducteur image dont la distribution de courant est en sens opposé au courant sur le fil réel comme présenté dans la Figure 2-2.

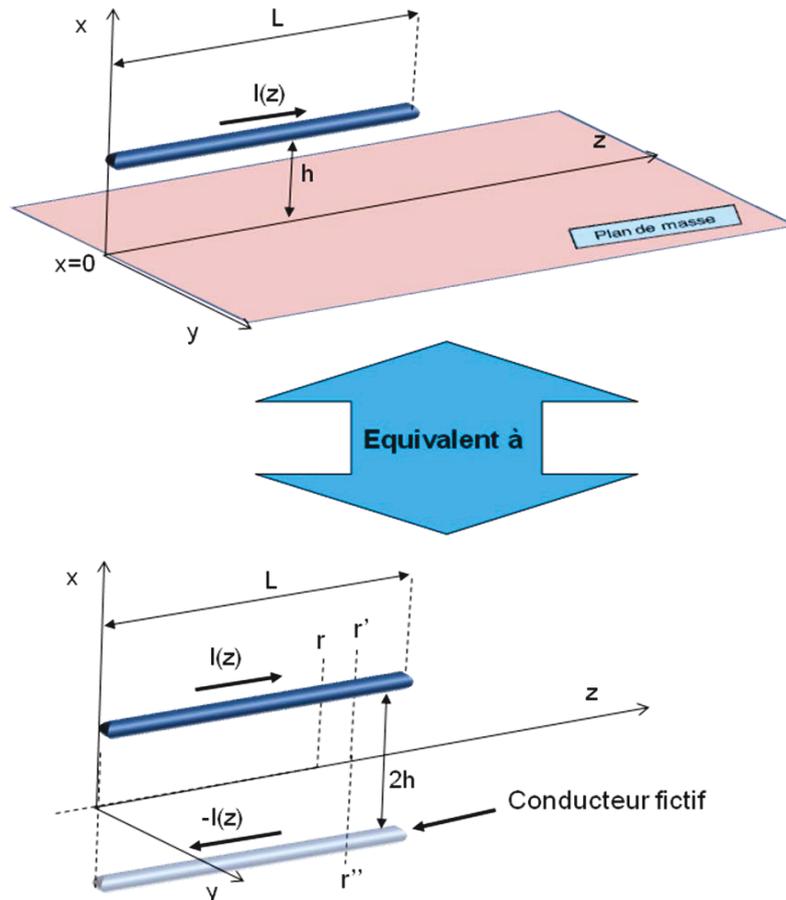


Figure 2-2 Equivalence entre le fil au-dessus d'un plan de masse et le fil avec son conducteur image

Le courant et le potentiel sur la ligne sont la contribution d'une source et de la source de l'image. Ceci revient à modifier la fonction de Green sous la forme où :

$$G_0(r, r') = \frac{1}{4\pi} \left(\frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} - \frac{e^{-jk|\vec{r}-(\vec{r}'-2h\vec{x})|}}{|\vec{r}-(\vec{r}'-2h\vec{x})|} \right) [32]$$

La fonction de Green calculée sur le conducteur mince et au point source ($z=z'$) est singulière. On suppose cependant que le fil est plein et possède pour diamètre a . Dans ces conditions, le potentiel ou le champ est calculé à la surface du fil. La fonction de Green adaptée définitivement est donc de la forme :

$$G_0(z, z') = \frac{1}{4\pi} \left(\frac{e^{-jk\sqrt{(z-z')^2+a^2}}}{\sqrt{(z-z')^2+a^2}} - \frac{e^{-jk\sqrt{(z-z')^2+4h^2}}}{\sqrt{(z-z')^2+4h^2}} \right) [33]$$

La théorie des lignes de transmission s'obtient finalement en considérant deux approximations :

- Le champ est quasi-statique, c'est-à-dire :

$$\vec{E}^s = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{grad}} \varphi \approx -\overrightarrow{\text{grad}} \varphi(x, z) [34]$$

De ce fait, nous pouvons introduire le potentiel diffracté au sens de la théorie des lignes sous la forme :

$$V^s(z) = -\int_0^h E_x^s(x, z) dx [35]$$

D'où l'introduction du potentiel diffracté quasi-statique V^s tel que :

$$V^s(z) = \varphi(h, z) - \varphi(0, z) = \varphi(h, z) [36]$$

- D'autre part, si h est largement inférieur à la longueur d'onde et L est largement supérieur à h , la fonction de Green décroît très rapidement en $|z-z'|$. Par ailleurs, le courant peut être considéré localement constant sur le support non-nul de la fonction de Green. En dehors des extrémités de la ligne, l'intégration de $G_0(z, z')$ ne dépend pas de z' et est donnée par :

$$\int_0^L I(z') G_0(z, z') dz' \approx I(z) \int_0^L G_0(z, z') dz' \approx I(z) \frac{1}{4\pi} 2 \ln\left(\frac{2h}{a}\right) [37]$$

De même, on a :

$$\int_0^L \frac{\partial I(z')}{\partial z'} G_0(z, z') dz' \approx \frac{\partial I(z)}{\partial z} \int_0^L G_0(z, z') dz' \approx \frac{\partial I(z)}{\partial z} \frac{1}{4\pi} 2 \ln\left(\frac{2h}{a}\right) \quad [38]$$

En introduisant la différence de potentiel quasi-statique $V^s(z)$ et substituant [37] et [38] dans [31] et [32], on obtient finalement comme dans (39) :

$$\begin{cases} \frac{\partial V^s(z)}{\partial z} + j\omega \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{a}\right) I(z) = E^e(h, z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + \frac{j\omega \varepsilon 2\pi}{\ln\left(\frac{2h}{a}\right)} V^s(z) = 0 \end{cases} \quad [39]$$

Où :

- $j\omega \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{a}\right) = j\omega L$, L représente l'inductance linéique externe de la ligne sans perte située au-dessus d'un plan de masse.
- $\frac{j\omega \varepsilon 2\pi}{\ln\left(\frac{2h}{a}\right)} = j\omega C$, C représente la capacité linéique de la ligne de transmission formée par le conducteur filaire et le plan de masse.

Ces équations sont valables pour un milieu sans pertes diélectriques ni magnétiques et où les conducteurs présentent une conductivité infinie. Les pertes peuvent cependant être introduites au moyen d'une résistance linéique R et d'une conductance linéique G. Les équations des lignes de transmission deviennent donc :

$$\begin{cases} \frac{\partial V^s(z)}{\partial z} + (R + j\omega L) I(z) = E^e(h, z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} + (G + j\omega C) V^s(z) = 0 \end{cases} \quad [40]$$

La résistance linéique R dépend de la fréquence (38). En basse fréquence, on considère que le courant se répartit de manière homogène dans la coupe transversale du conducteur et on définit alors classiquement R_{BF} par :

$$R_{BF} = \frac{1}{\sigma S} \quad [41]$$

Où σ est la conductivité du conducteur dont la section est S. En haute fréquence, le courant se répartit sur la couronne extérieure du conducteur, phénomène appelé effet de peau. Cette couronne est définie par l'épaisseur de peau δ reliée à la conductivité σ , la pulsation ω et la perméabilité du conducteur μ et donnée par :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad [42]$$

Lorsque l'épaisseur de peau est négligeable devant le rayon r du conducteur, on peut décrire la résistance $R_{HF}(\omega)$ par l'équation :

$$R_{HF}(\omega) = \frac{1}{2\pi r \sigma \delta} \quad [43]$$

En effet, un conducteur est composé la plupart du temps en aéronautique de plusieurs brins. Mais comme le montre la référence (39), les différences entre équations analytiques et modèle numérique sont très faibles et presque inexistantes en basse fréquence. Dans la suite de la thèse, nous considérerons alors que les conducteurs sont pleins.

La conductance linéique est principalement associée aux pertes dans le diélectrique autour des conducteurs. Ces pertes ne sont importantes que lorsque les câbles sont collés au conducteur de référence. Si l'on considère le cas contraire et que l'on se situe dans un milieu homogène et infini, on peut calculer la conductance linéique d'un câble à partir de la tangente de perte ($\text{tg}(\theta)$ calculée avec les composantes, réelle et complexe, de la permittivité du diélectrique), de la capacité du conducteur (C) et de la variation fréquentielle (ω) comme dans l'équation suivante :

$$G = C \omega \text{tg}(\theta) \quad [44]$$

On peut alors définir Z et Y qui représentent respectivement l'impédance et l'admittance de la ligne et sont égales à :

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L \\ Y &= G + j\omega C \end{aligned} \quad [45]$$

En différenciant les équations [39] et en les combinant, on parvient aux équations couplées suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 V^s(z)}{\partial z^2} - ZYV^s(z) &= \frac{\partial E^e(z)}{\partial z} \\ \frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} - YZI(z) &= -YE^e(z) \end{aligned} \quad [46]$$

En résolvant par exemple l'équation en différence de potentiel, on obtient les solutions des équations homogènes suivantes pour la tension et le courant :

$$\begin{aligned} V &= Ae^{-\gamma z} + Be^{+\gamma z} \\ I &= \frac{1}{Z_c}(Ae^{-\gamma z} - Be^{+\gamma z}) \end{aligned} \quad [47]$$

Où γ est le coefficient de propagation complexe de la ligne, sa partie réelle est la constante d'atténuation et la partie imaginaire est la constante de phase. Ce coefficient est donné par l'équation suivante :

$$\gamma = \sqrt{ZY} \quad [48]$$

On peut par ailleurs définir l'impédance caractéristique de la ligne Z_c . Cette impédance est égale au rapport V/I , si la ligne est de longueur infinie, et est définie par :

$$Z_c = \frac{V}{I} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad [49]$$

Si l'on considère une ligne sans perte, on peut relier le coefficient de propagation directement aux valeurs des paramètres linéiques et de la vitesse de propagation dans la ligne, v :

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} = j\omega\frac{1}{v} \quad [50]$$

Ceci montre la dépendance de la vitesse de propagation aux paramètres linéiques, or, ces derniers sont calculés directement à partir de la position géométrique du conducteur comme on va le voir dans la suite du chapitre.

2.1.4. Cas de plusieurs fils au-dessus d'un plan de masse

Si l'on passe à un cas multiconducteur, on peut reprendre les mêmes développements. Ce couplage fil à fil est modélisé par des matrices impédances et admittances linéiques dont les termes extradiagonaux traduisent les mutuelles inductives et capacitives qui existent entre les différents conducteurs.

On peut donc généraliser les équations [39] où les termes scalaires deviennent des matrices :

$$\begin{aligned} \frac{\partial[V^s(z)]}{\partial z} &= -[Z][I(z)] + [E^e(z)] \\ \frac{\partial[I(z)]}{\partial z} &= -[Y][V^s(z)] \end{aligned} \quad [51]$$

Par analogie au modèle de ligne précédent, la résolution de ces équations différentielles nous amène à définir la matrice de coefficient de propagation $[\gamma]$ et la matrice impédance caractéristique $[Z_c]$:

$$\begin{aligned} [\gamma] &= \sqrt{[Z][Y]} \\ [Z_c] &= [\gamma][Y]^{-1} = [\gamma]^{-1}[Z] \end{aligned} \quad [52]$$

Les matrices des paramètres linéiques deviennent plus complexes à déterminer car les mutuelles traduisant les couplages entre fils doivent être calculées. Une des hypothèses principales de la théorie des lignes de transmission repose sur la présence d'un conducteur de référence qui assure le retour de courant. On référencera tous les conducteurs dans la suite par rapport à un plan de masse (pour l'exemple de l'utilisation de cette théorie).

Par ailleurs, les éléments de la matrice inductance peuvent se calculer de manière analytique dans le cadre d'un toron multiconducteur sous réserve que les rayons des conducteurs soient petits devant les distances entre conducteurs et devant la hauteur au-dessus du plan supposé métallique et infini. Ce calcul fait intervenir la théorie des images et est illustré par un exemple à deux conducteurs sur la Figure 2-3.

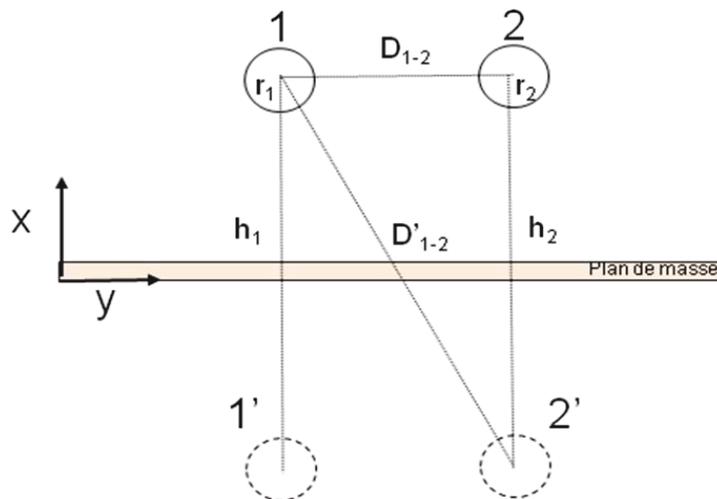


Figure 2-3 Application de la théorie des images

Mais elles restent une bonne approximation pour des conducteurs proches et quelle que soit leurs tailles car elles ne dépendent pas de l'environnement électrique des conducteurs.

$$L_{i-i} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_i}{r_i}\right)$$

$$L_{i-j} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D'_{ij}}{D_{ij}}\right) \quad [53]$$

Dans l'hypothèse d'un milieu de propagation homogène, le calcul de la matrice capacité est obtenu à partir de l'inversion de la matrice inductance. En effet, nous avons vu dans la relation [49] que la capacité était directement liée à l'inductance par la vitesse de propagation dans le milieu. Ainsi, la matrice capacité peut être déduite de la matrice inductance précédemment calculée comme le montre l'équation suivante :

$$[C] = \frac{1}{v^2} [L]^{-1} \quad [54]$$

Dans le contexte d'un milieu de propagation non homogène (hypothèse la plus réaliste dans de nombreuses configurations industrielles de torons), on procèdera à un calcul numérique de la matrice capacité au moyen de la résolution de l'équation de Laplace du potentiel scalaire pour l'hypothèse électrostatique.

Ainsi comme nous l'avons vu pour le cas monoconducteur, le calcul des tensions et courants dépend principalement des matrices de paramètres linéiques. Or ces paramètres, que l'on soit dans un cas simple ou complexe de toron, ne sont calculés qu'à partir de la nature et de la position géométrique des conducteurs dans l'espace. Par ailleurs, dans un contexte de lignes de transmission à nombre élevé de conducteurs et interconnectées pour former un réseau, la résolution des équations [50] devient rapidement délicate. La démarche topologique représente alors un substitut très pratique d'emploi.

2.2. La topologie électromagnétique

2.2.1. Définition

La démarche topologique consiste à représenter les interactions électromagnétiques sous forme de graphe d'interaction de façon à découper un problème complexe en sous-problèmes élémentaires. Cette démarche repose sur deux hypothèses principales :

- Approximation sur la pénétration de l'énergie entre les différents volumes issus du découpage en sous-problèmes appelés volumes topologiques délimités par des frontières topologiques. Chaque source peut être étudiée par l'intermédiaire du théorème de superposition reposant sur la linéarité du problème.
- Approximation dite de « bon blindage » qui suppose que l'énergie d'un volume topologique pénétrant dans un sous-volume topologique qui lui est propre ne rétroagit pas sur le volume dont la source est issue.

Sous ces hypothèses, on résout chacun des sous-problèmes élémentaires indépendamment les uns des autres. Puis on réassemble le problème initial à l'aide d'un formalisme de réseaux.

Deux outils de représentation existent pour appréhender la topologie, le diagramme topologique et le graphe d'interactions. Ce dernier offre une plus grande simplicité dans son utilisation car il a une meilleure lisibilité, où un volume topologique correspond à un nœud et où un transfert d'énergie à travers une frontière topologique correspond à une arête comme illustré sur la Figure 2-4.

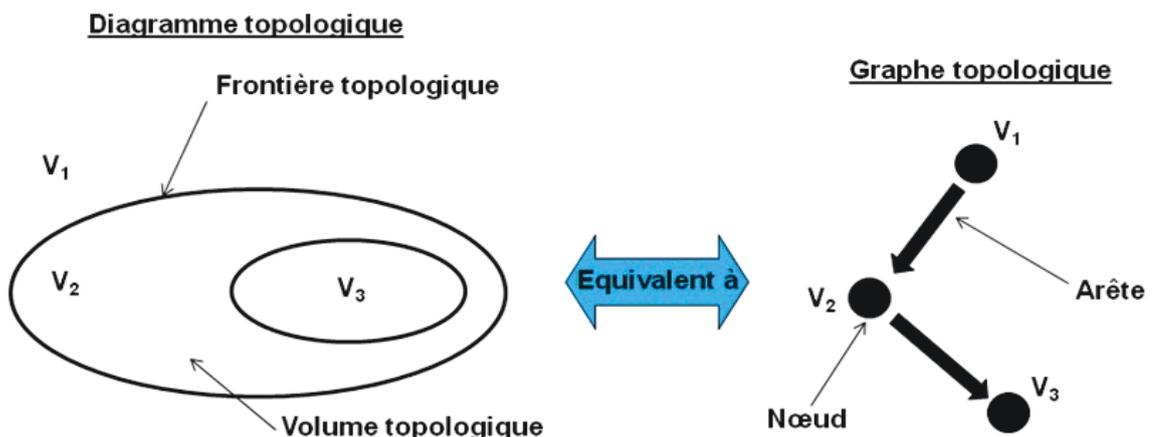


Figure 2-4 Equivalence entre diagramme topologique et graphe d'interactions

Aux nœuds et arêtes d'un graphe d'interactions on associe des tubes et des jonctions comme présenté en Figure 2-5 constituant un réseau. Afin de quantifier les interactions, les tubes sont support de deux vecteurs d'ondes se déplaçant en sens contraire, notés W_1 et W_2 .

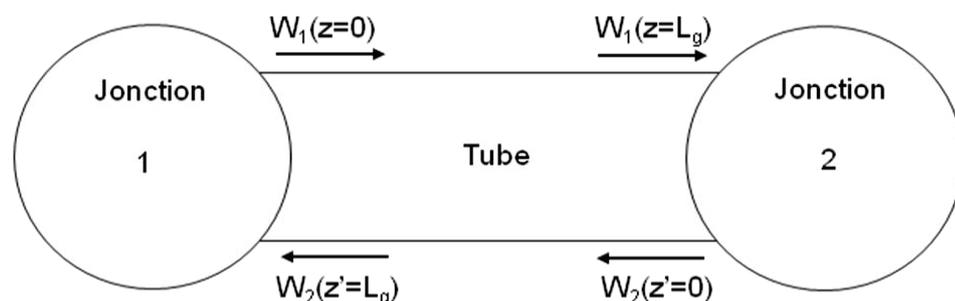


Figure 2-5 Définition des ondes sur un tube d'un réseau

La présence de sources dans le volume topologique est prise en compte par les relations de propagations suivantes:

$$\begin{aligned} [W_1(z = L_g)] &= [\Gamma] [W_1(z = 0)] + [W_1^s] \\ [W_2(z' = L_g)] &= [\Gamma] [W_2(z = 0)] + [W_2^s] \end{aligned} \quad [55]$$

Où $[\Gamma]$ est la matrice de propagation des ondes dans le tube, $[W_1^s]$ et $[W_2^s]$ sont les vecteurs ondes sources se propageant dans les sens respectifs des vecteurs d'ondes $[W_1]$ et $[W_2]$.

Les ondes entrantes et sortantes d'une jonction quelconque sont reliées par l'intermédiaire d'une matrice de répartition $[S_i]$ et sont données par :

$$\begin{aligned} [W_1(0)] &= [S_1] [W_2(L_g)] \\ [W_2(0)] &= [S_2] [W_1(L_g)] \end{aligned} \quad [56]$$

Pour résumer, les deux matrices caractéristiques du réseau sont :

- La matrice de propagation, $[\Gamma]$ qui explicite les ondes qui se propagent sur le tube
- La matrice de répartition, $[S]$, qui explicite les ondes entrantes et sortantes d'une jonction

Si l'on combine l'équation [55] et [56], on aboutit à l'équation caractéristique des réseaux, connue sous le nom d'équation BLT pour les trois auteurs Baum, Liu et Tesche (18) et dont la forme condensée est :

$$([\mathcal{I}_d] - [S][\Gamma])[[W(0)]] = [S][[W^s]] \quad [57]$$

Où :

- $[[W(0)]]$ est le supervecteur associé aux ondes sortantes des jonctions qui composent le réseau topologique.
- $[[S]]$ est la supermatrice associée à la répartition des ondes entrantes et sortantes des jonctions qui composent le réseau topologique.
- $[[W^s]]$ est le supervecteur associé aux ondes sources sur les tubes qui composent le réseau topologique.
- $[[Id]]$ est la supermatrice identité.
- $[[\Gamma]]$ est la supermatrice associée à la propagation des ondes sur les tubes qui composent le réseau topologique.

2.2.2. Application à la théorie des lignes de transmission

Une fois ces notions définies, on peut associer la topologie électromagnétique à la théorie des lignes de transmission. Cette notion de réseau permet de découper un harnais en branches de réseau représentant un toron c'est-à-dire, comme vu précédemment, une liaison point à point. La notion de topologie électromagnétique appliquée aux lignes de transmission permet de mettre en équation les interactions électromagnétiques sur un réseau de câbles et ainsi obtenir directement les expressions des ondes à chaque extrémité du réseau. Ce découpage topologique revient à négliger les couplages inductifs et capacitifs entre les différentes branches du réseau. Le transfert d'énergie d'une branche à l'autre s'effectue donc via les connexions entre branches (jonctions). Si l'on doit prendre en compte le rayonnement d'un harnais sur un autre, on les décrira alors sous la forme d'un seul tube incluant les deux harnais. Par ailleurs, chaque matrice de répartition, de

propagation ou vecteur d'onde source peut être déterminée indépendamment l'une de l'autre. Dans une application de la topologie électromagnétique à la théorie des lignes de transmission, le vecteur onde source de l'équation BLT peut être déterminé à partir de générateurs de tensions/courants localisés ou de la résultante du couplage d'une onde électromagnétique externe sur le réseau de câbles.

Le formalisme topologique appliqué aux lignes de transmission découle directement d'un changement de variables. Les vecteurs inconnus $[V(z)]$ et $[I(z)]$ sont remplacés par deux ondes $[V(z)]_+$ et $[V(z)]_-$ (à l'image de W_1 et W_2 précédemment) qui se propagent en sens inverse. On a alors :

$$\begin{aligned} [V(z)]_+ &= [V(z)] + [Z_c][I(z)] \\ [V(z)]_- &= [V(z)] - [Z_c][I(z)] \end{aligned} \quad [58]$$

Dans toute analyse de CEM, il y a la présence d'une source qu'elle soit par rayonnement ou par conduction. Ces sources peuvent être représentées par des générateurs de tension source $[V^t(z)]$ comme vu précédemment mais aussi de courant source $[I^s(z)]$, exprimés comme des ondes sources selon la même définition que [57].

Par ce changement de variables, les équations [50] sont découplées où $[V(z)]_+$ et $[V(z)]_-$ sont les ondes sources devenant alors :

$$\begin{aligned} \frac{\partial [V(z)]_+}{\partial z} + [\gamma][V(z)]_+ &= [V^t(z)]_+ \\ \frac{\partial [V(z)]_-}{\partial z} - [\gamma][V(z)]_- &= [V^t(z)]_- \end{aligned} \quad [59]$$

On obtient donc deux ondes ayant des directions opposées comme présenté dans la Figure 2-6.

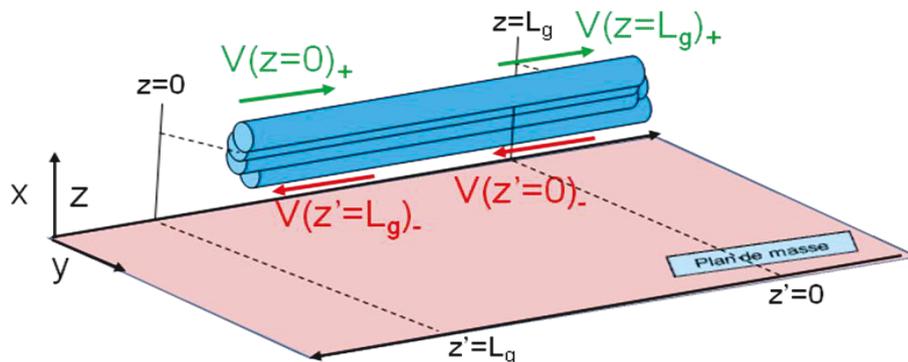


Figure 2-6 Schéma du changement de variable sur l'onde rétrograde

En résolvant les équations [27] pour une ligne de transmission de longueur L_g et en réalisant le changement d'origine pour l'onde rétrograde, on obtient :

$$\begin{aligned}
[V(z = L_g)]_+ &= e^{-[\gamma]L_g} [V(z = 0)]_+ + \int_0^{L_g} e^{-[\gamma](L_g-z)} [V^t(z)]_+ dz \\
[V(z' = L_g)]_+ &= e^{-[\gamma]L_g} [V(z' = 0)]_+ + \int_0^{L_g} e^{-[\gamma](L_g-z')} [V^t(z')]_+ dz'
\end{aligned} \tag{60}$$

On remarquera la dépendance de ces équations à la matrice de propagation $[\gamma]$ qui traduit les caractéristiques de propagation (atténuation et vitesse) dépendantes de la géométrie et de la nature des câbles du toron.

L'équation [57] permet de résoudre les équations [60] où les supervecteurs d'ondes inconnues $[[W(0)]]$ et d'ondes sources $[[W_s]]$ ainsi que les supermatrices de propagation $[[\Gamma]]$ et de paramètres de répartition $[[S]]$ sont définis ainsi :

$$\begin{aligned}
[[W(0)]] &= \begin{bmatrix} [V(z = 0)]_+ \\ [V(z' = 0)]_+ \end{bmatrix} & [[\Gamma]] &= \begin{bmatrix} e^{-L_g[\gamma]} & [0] \\ [0] & e^{-L_g[\gamma]} \end{bmatrix} \\
[[W^s]] &= \begin{bmatrix} \int_0^{L_g} e^{-[\gamma](L_g-z)} [V^t(z)]_+ dz \\ \int_0^{L_g} e^{-[\gamma](L_g-z')} [V^t(z')]_+ dz' \end{bmatrix} & [[S]] &= \begin{bmatrix} [0] & [S_1] \\ [S_2] & [0] \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{61}$$

Une fois l'équation BLT résolue, le retour aux tensions et courants en tout point de la ligne z_0 s'obtient à l'aide des relations suivantes :

$$\begin{cases} [V(z_0)] = \frac{1}{2} ([V(z = z_0)]_+ + [V(z' = L_g - z_0)]_-) \\ [Zc][I(z_0)] = \frac{1}{2} ([V(z = z_0)]_+ - [V(z' = L_g - z_0)]_-) \end{cases} \tag{62}$$

Lors du traitement de réseaux contenant un grand nombre de tubes, les temps de calculs peuvent devenir très importants. Une solution consiste alors à découper le réseau en sous-réseaux qui seront compactés en jonctions équivalentes et qui renferment toutes les informations physiques des sous-réseaux originaux sous la forme de paramètres de répartition équivalents et d'ondes sources équivalentes (s'il y a présence de sources internes aux sous-réseaux). On parle alors de compactage comme illustré par la Figure 2-7.

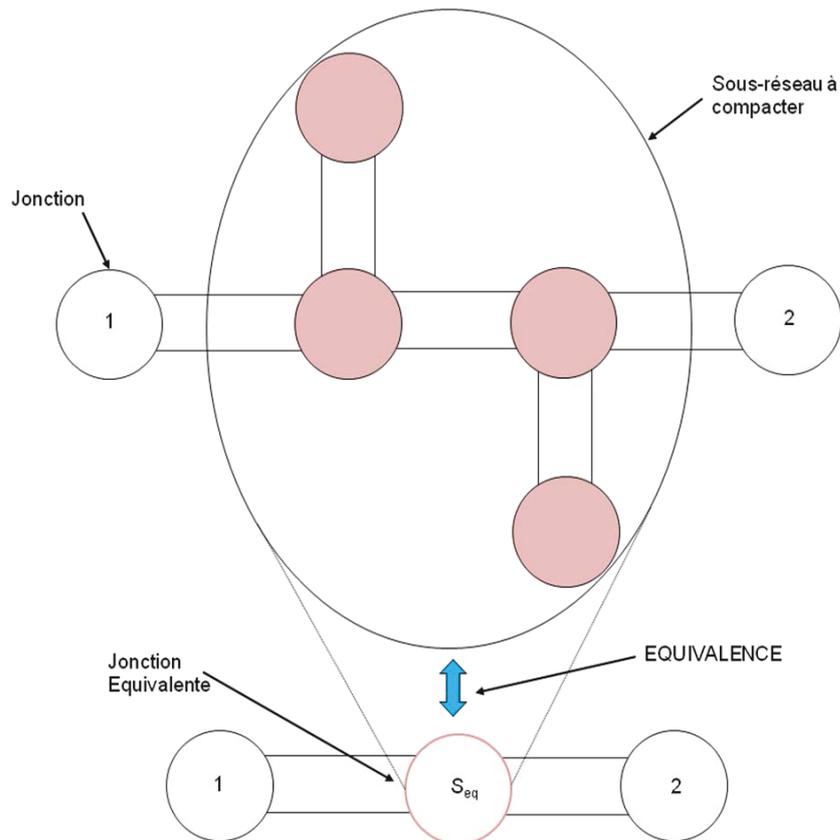


Figure 2-7 Exemple du compactage sur un sous-réseau

Dans ce compactage, toutes les informations concernant les charges et les paramètres linéiques de la ligne sont conservées. Ainsi, les matrices de répartition et de propagations sont cohérentes pour la suite du calcul BLT. Plus d'explications sur le compactage sont données dans (40) et (28). Mais l'on soulignera que le fait de compacter un sous-réseau enlève la possibilité de déterminer le courant et la tension à un point précis à l'intérieur de ce sous-réseau. En effet, on perd alors des informations sur les longueurs des sous-réseaux, en revanche, on garde l'ensemble des tensions et des courants aux extrémités des sous-réseaux.

On voit que la résolution de cette équation BLT appliquée à l'ensemble d'un réseau multiconducteur nécessite la détermination préalable de nombreux paramètres. Ces paramètres sont :

- Les générateurs perturbateurs pour le calcul des vecteurs d'ondes sources
- Les charges et les connexions de réseau pour le calcul des matrices de répartition
- Les paramètres électriques linéiques R , L , C et G de câblage pour le calcul de la matrice de propagation

En dehors de réseaux topologiques élémentaires, l'équation BLT est résolue au moyen de codes de calcul appropriés, tel l'outil CRIPTE, utilisé tout au long de cette thèse et dont nous décrivons les caractéristiques essentielles dans le paragraphe suivant.

2.3. Les outils informatiques CRIPTE et outils périphériques

Depuis les années 90, la topologie électromagnétique s'impose comme un formalisme capable de faire l'analyse d'un problème de couplage électromagnétique sur des systèmes complexes de grandes dimensions comme par exemple un avion (23). L'ONERA a développé et développe des

outils informatiques basés sur les principes topologiques et permettant de calculer les couplages électromagnétiques sur des harnais de câbles :

- CRIPTE qui est consacré au calcul des couplages électromagnétiques sur des réseaux de câbles par résolution de l'équation BLT.
- LAPLACE, outil inclus dans CRIPTE, qui permet de calculer les matrices des paramètres linéiques [L] et [C] d'un câble multiconducteur.
- TWISTCAB qui génère automatiquement des coupes géométriques de sections de droites de torons.
- NUTLA qui prend en compte des lignes de transmission non uniformes avec des fonctionnalités réduites (28) et TUBEQ qui permet de réduire la taille des tronçons de lignes multiconducteurs par condensation de matrice (34).

Nous allons dans les paragraphes 2.3.1, 2.3.2 et 2.3.3 nous focaliser sur les 3 outils utilisés dans ces travaux de thèse, à savoir, CRIPTE, LAPLACE et TWISTCAB.

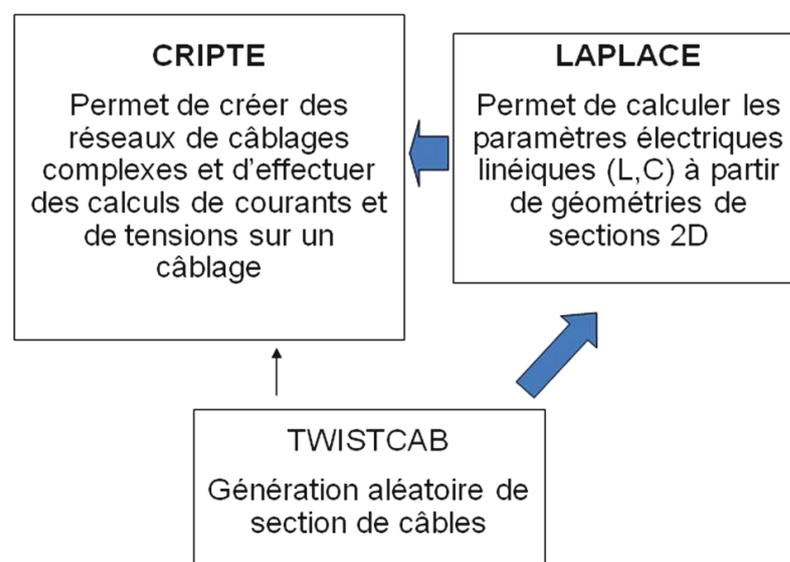


Figure 2-8 Résumé et dépendance des logiciels permettant de traiter des réseaux de câblages

2.3.1. CRIPTE

Le logiciel CRIPTE pour Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique, est composé de deux grands modules (22), un éditeur et un calcul.

Le module éditeur est utilisé pour créer/modifier un réseau de câblage depuis sa description topologique jusqu'à la définition du calcul à effectuer. Il dispose d'une interface graphique construite sous Motif/X11. Il propose diverses fonctionnalités permettant de créer des fichiers « tubes » (contenant les paramètres linéiques de câbles), des fichiers « jonctions » (paramètres S, Z ou Y de connexions ou de charges terminales de câbles), des fichiers « sources » à appliquer aux tubes, de visualiser les résultats, ...

Le module calcul permet d'effectuer des calculs « BLT » (calculs de courants et tensions sur le câblage) ou « SEQ » (compactage de sous-réseaux sous forme de jonctions équivalentes et de générateurs de Thévenin équivalents). C'est un code dit « en ligne » dont les calculs sont effectués après la lecture d'un fichier de description du réseau appelé carte BATCH créé avec le module éditeur. Par ailleurs, le module calcul a été codé en Fortran 77 pour fonctionner principalement sur une plateforme Linux offrant une large gamme de systèmes d'exploitation. La souplesse qu'offre l'interface logiciel de CRIPTE avec ce type de systèmes d'exploitation donne la possibilité de l'utiliser avec des shell-scripts pour incrémenter des lancements de calcul, créer ses propres

modules externes pour lancer un calcul, ou encore automatiser les post-traitements. Ces différents avantages sont illustrés sur la Figure 2-9.

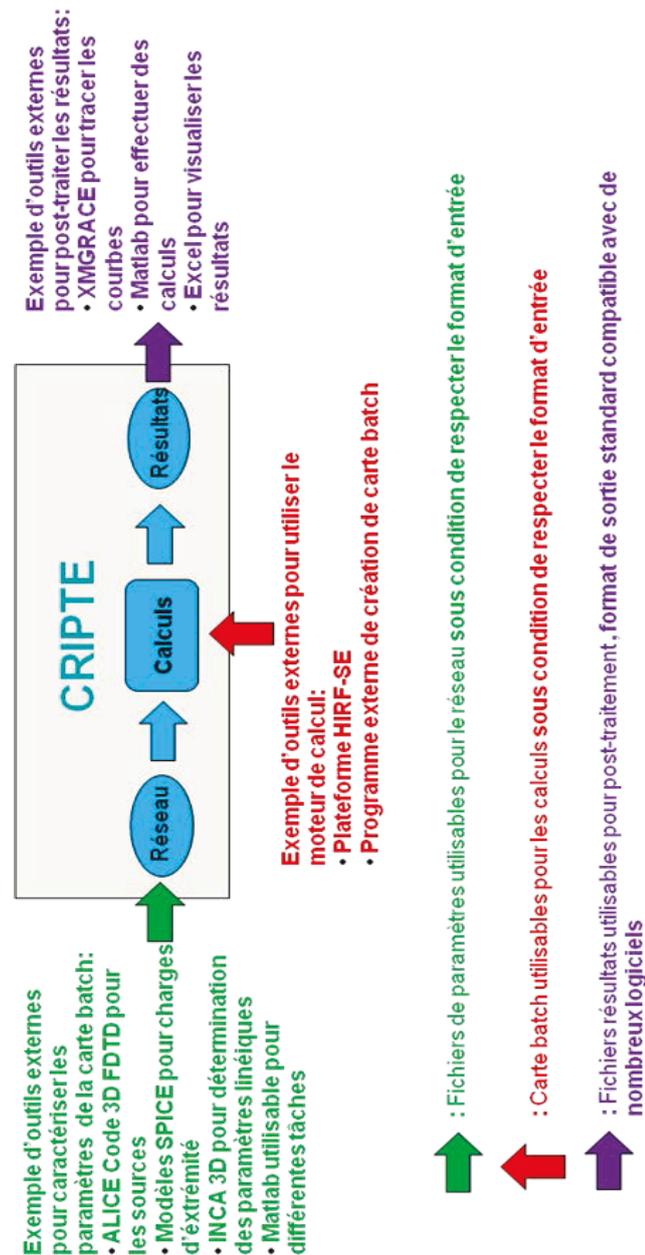


Figure 2-9 Organigramme pour le choix d'entrées/sorties

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 2.2.2, la résolution d'un problème de réseau de câbles avec la topologie électromagnétique nécessite de calculer un nombre important de paramètres. Pour répondre à cette problématique, le logiciel CRIPTE a été conçu de façon modulaire pour faciliter la déportation de calcul et de processus. En effet, on peut lancer plusieurs modules en parallèle (par exemple le calcul des jonctions en même temps que le calcul des matrices L et C) sur une ou plusieurs machines et à différents moments. Sa conception de code en ligne lui confère une grande souplesse d'utilisation comme par exemple une compatibilité avec d'autres codes commerciaux (41). Il est aussi possible d'utiliser des résultats de mesures comme paramètres d'entrées, par exemple des charges terminales. Le logiciel CRIPTE est structuré en 4 domaines :

- Réseau : création d'un réseau topologique et définition du calcul

- Calcul : lancement d'un calcul sur un réseau avec appel au module de calcul
- Outils : création des tubes, jonctions, sources
- Post-traitement : visualisation des résultats

Chaque partie est composée soit de modules indépendants soit de modules propres à CRIPTE. Rappelons que la théorie des lignes de transmission repose sur l'approximation de petites dimensions transversales du câble en rapport à la longueur d'onde. Théoriquement, cela restreint l'intérêt de ce formalisme à une centaine de MHz pour un câble de 1m à quelques centimètres de la référence électrique. Néanmoins, le principal gain de ce modèle est sa facilité d'utilisation pour des temps de calculs courts mais aussi dans la fiabilité de ses résultats numériques comme nous le verrons dans les chapitres suivants. Enfin, même s'il existe des valeurs limitantes dans les paramètres du logiciel CRIPTE comme le nombre de tubes, celui de connexions sur un tube ou encore le nombre maximum de conducteurs dans un tube, avec les ordinateurs actuels, ces limites peuvent être étendues.

2.3.2. LAPLACE

Les tubes d'un réseau topologique de câbles sont caractérisés dans CRIPTE par des fichiers contenant les matrices de paramètres linéiques R, L, C et G des câbles associés. Ces paramètres permettent la construction de la matrice de propagation $[\Gamma]$ associée à l'équation BLT et de la matrice impédance caractéristique $[Z_c]$. Ils dépendent de la nature des câbles (rayon, diélectrique, matériau, ...) et de la géométrie de section droite du toron (référence électrique comprise). Les paramètres primaires peuvent être déterminés de manière analytique comme vu dans le paragraphe 2.1.3 de manière expérimentale ou numériquement. Le code de l'ONERA développé depuis 1992 qui permet de calculer ces paramètres linéiques se nomme LAPLACE.

Son principe est de résoudre l'équation de Laplace à l'aide d'un maillage surfacique par la méthode des moments. La section transversale du toron, qui peut être générée automatiquement par le logiciel TWISTCAB décrit dans le paragraphe 2.3.3 est donc composée de contours sur lesquels on définit des fonctions de base. Un contour est considéré comme une frontière topologique séparant 2 milieux caractérisés par leur permittivité diélectrique relative, définis respectivement par : ϵ_{droit} et ϵ_{gauche} . Deux types de contours sont implémentés dans LAPLACE et illustrés sur la Figure 2-10:

- Les contours polygonaux pour modéliser les références de type plan de masse ou raceways. Ces contours sont définis par des sommets et des segments qui portent les fonctions de bases réparties de manière uniforme ou non.
- Les contours circulaires pour modéliser les conducteurs et les blindages. Ces contours sont définis par des fonctions de base périodiques de type sinus et cosinus pour prendre en compte de manière optimale la répartition des charges sur le conducteur.

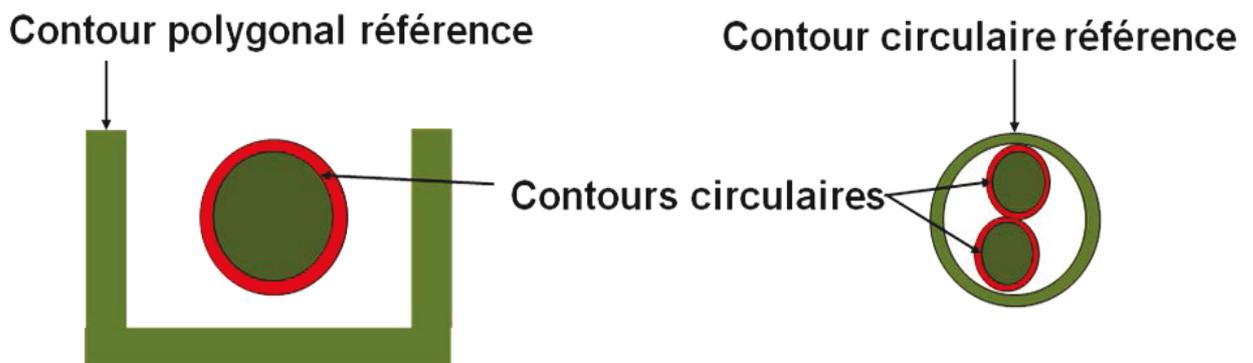


Figure 2-10 Exemple de contours : un toron dans un raceway et un toron blindé

Dans le cas d'un conducteur, on indique le côté métallique par $\epsilon=0$. Le nombre de fonctions de base choisi pour décrire un contour impacte directement le temps et la précision de calcul. Cependant, l'expérience montre que 20 fonctions de base pour les contours circulaires et 100 fonctions de base pour les contours polygonaux sont suffisantes pour avoir des matrices L et C cohérentes.

La matrice capacité est obtenue en définissant des circuits entre conducteurs. Pour n contours métalliques, on va distinguer n-1 circuits. En effet, chaque conducteur métallique est relié par un circuit à la référence du système étudié. Le choix de la référence se porte nécessairement sur un blindage ou une structure polygonale comme présenté sur la Figure 2-11.

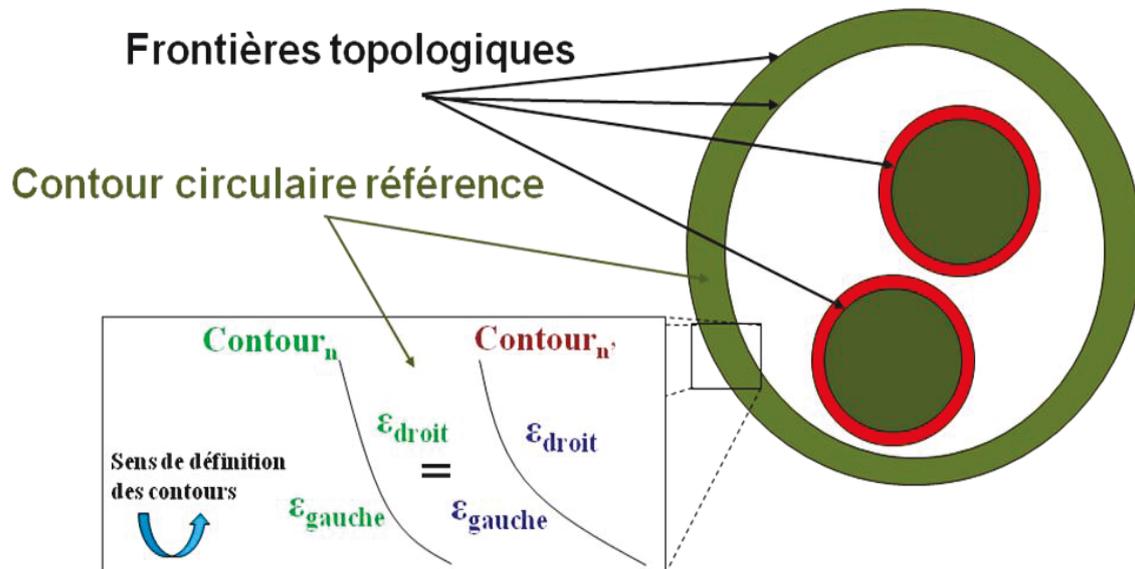


Figure 2-11 Schéma définissant les différentes notions pour une géométrie de section droite

Comme énoncé précédemment, le calcul de la matrice capacité repose sur la résolution de l'équation de Laplace en deux dimensions, dans un domaine homogène par morceaux, par la méthode des moments. Plus précisément, on énonce tout d'abord les charges sur les contours de surface qui sont composées de l'intégrale sur la surface des densités linéiques de charges sur la frontière. On définit ensuite la transformation qui lie ces charges aux fonctions potentielles dépendantes de la position. On aboutit alors à la relation en notation tensorielle suivante:

$$q_i = C_i^j \phi_j [63]$$

Où q_i est la charge sur le contour de surface i , ϕ_j est le potentiel sur l'ensemble des contours et C_i^j est la capacité entre un contour i et un contour j . On résout alors cette équation par l'intermédiaire de la représentation intégrale du potentiel. On applique alors les relations intégrales de Green que l'on résout par la méthode des moments avec comme condition aux bornes de la frontière celle de Dirichlet. On peut alors isoler le terme capacité et en déduire tous les termes de la matrice [C].

En ce qui concerne la matrice inductance, la relation [24] est utilisée en inversant la matrice capacité $[C_0]$ calculée sans diélectrique et où c est la vitesse de la lumière :

$$[L] = \frac{1}{c^2} [C_0]^{-1} [64]$$

Ainsi, le code LAPLACE doit effectuer deux calculs de matrices capacités, un calcul avec les diélectriques pour obtenir la matrice capacité complète et un second calcul sans diélectrique pour obtenir la matrice inductance selon [64].

2.3.3. Génération des sections de lignes de transmission non uniformes par TWISTCAB

Un logiciel a été développé à l'ONERA pour générer automatiquement des sections de toron de câbles de manière aléatoire (42) et qui se nomme TWISTCAB. Ce logiciel est programmé en Fortran 77 et possède une interface en lignes de commande ce qui permet une grande liberté d'utilisation ainsi qu'une compatibilité totale avec les systèmes sur lesquels sont installés CRIPTÉ et LAPLACE. Les coupes géométriques ainsi générées sont sauvegardées au format d'entrée de LAPLACE. TWISTCAB introduit la notion de « groupe » de conducteurs qui impose que certains conducteurs restent toujours placés les uns à côté des autres. Cette notion permet à la fois de spécifier les câbles multiconducteurs (bifilaires, trifilaires) ainsi que les torons élémentaires (appelés sous-torons) à l'intérieur d'un toron donné comme présentée dans la Figure 2-12.

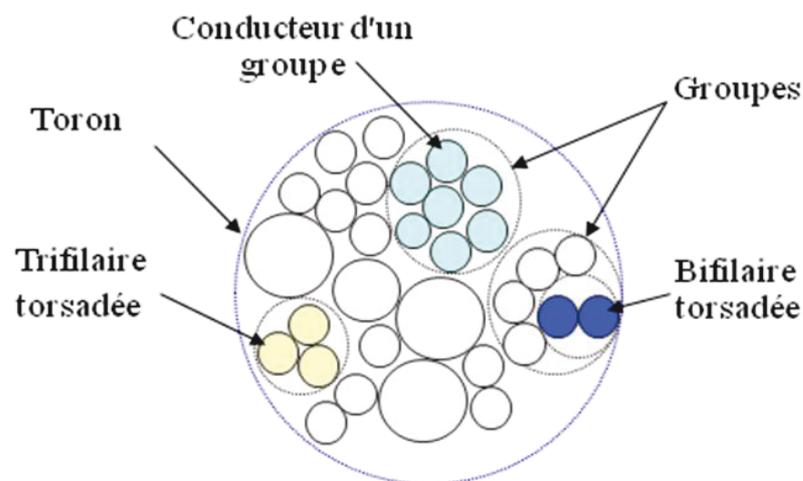


Figure 2-12 Schéma de groupes de conducteurs

Même si l'on veut représenter un toron au niveau des groupes, il est quasiment impossible de prévoir la forme géométrique qu'il va avoir dans la réalité. Ici aussi on voit que la notion de position exacte d'un câble dans l'espace par rapport à sa référence est illusoire.

Les industriels responsables de la fabrication de harnais ne peuvent pas monter des harnais de câbles avec un contrôle de la position de chaque conducteur sans engendrer un temps de fabrication et des coûts très importants. En effet, lorsqu'un harnais de câbles est monté, l'opérateur vient placer les conducteurs sélectionnés et préalablement coupés les uns à côté des autres en les maintenant à l'aide de tyrap comme illustré sur la Figure 2-13.



Figure 2-13 Photo d'une opératrice montant un harnais

On aboutit alors à des harnais de câbles comme présenté sur la Figure 2-14 où les torons qui le composent sont non-uniformes. Par conséquent, le positionnement d'un conducteur au sein du harnais présente un caractère aléatoire.



Figure 2-14 Photo d'un harnais fini d'un A380

Pour répondre à cette problématique, le logiciel TWISTCAB génère deux types de sections, celles dites aléatoires et celles dites entrelacées pouvant inclure des câbles torsadés :

- Les sections aléatoires sont une suite de géométries de torons générées indépendamment les unes des autres. Elles ont comme paramètres d'entrée les éléments constitutifs des câbles (nombre de conducteurs, valeurs des diélectriques, ...).
- Les sections entrelacées sont une suite de sections décrivant la continuité du parcours d'un conducteur au sein d'un toron sur toute sa longueur à partir d'une géométrie initiale générée aléatoirement.

2.3.3.1. Principe de génération de sections aléatoires

Le principe de génération d'une section aléatoire est le suivant. On détermine un conducteur « courant » autour duquel on va placer par voisinage autant de conducteurs que l'on peut en prenant en compte la notion de groupes de conducteurs (par exemple une trifilaire non-blindée constitue un groupe de 3 conducteurs).

La sélection du premier conducteur courant se fait de manière aléatoire dans la liste des conducteurs du toron chronologiquement entrés par l'utilisateur. Le conducteur « courant » suivant est tiré aléatoirement et par ordre de priorité :

- i. Soit parmi les conducteurs déjà placés et appartenant au « groupe courant » (groupe d'appartenance du conducteur courant précédent) s'il reste de l'espace autour de lui.
- ii. Soit parmi les conducteurs du groupe courant qui ne sont pas encore placés.
- iii. Soit parmi les conducteurs non placés et n'appartenant pas au « groupe courant ». Ainsi, si ce conducteur appartient à un groupe, le « groupe courant » devient ce nouveau groupe.

Dans un second temps, on établit une liste de voisinage au conducteur courant selon les règles suivantes :

- Tous les conducteurs du « groupe courant » sont voisins du conducteur courant.
- Si le conducteur courant n'appartient pas à un groupe, les conducteurs « voisins » sont tirés aléatoirement. Ce nombre de conducteurs voisins est adapté en fonction de l'encombrement autour du conducteur courant, lui-même variable selon le placement aléatoire.

Le voisinage passe par un positionnement qui consiste à placer les conducteurs voisins d'un conducteur courant dans l'ordre où ils apparaissent dans la liste de voisinage. Ce placement est défini par son secteur angulaire et sa distance au conducteur courant, illustré en Figure 2-15.

Pour obtenir le secteur angulaire :

- On tire aléatoirement un angle plan de référence propre à chaque conducteur courant de façon à découper l'espace autour du conducteur courant en secteurs angulaires d'excursion angulaire variable autour de l'angle plan de référence. Ainsi on brise la régularité de disposition des conducteurs autour du conducteur courant.
- On tire aléatoirement un secteur angulaire autour du conducteur courant.
- Dans ce secteur angulaire, on vient placer le conducteur à une distance d du conducteur courant tirée aléatoirement et comprise entre 2 valeurs limites D_{\min} et D_{\max} . D_{\min} est la distance minimale tolérée entre 2 conducteurs, fixée ici à 0.1mm et pondérée par un coefficient de proximité CP entré par l'utilisateur. D_{\max} est la distance maximale définie comme la somme de D_{\min} et par le coefficient de proximité CP. Ce coefficient est compris entre 0 et 1.

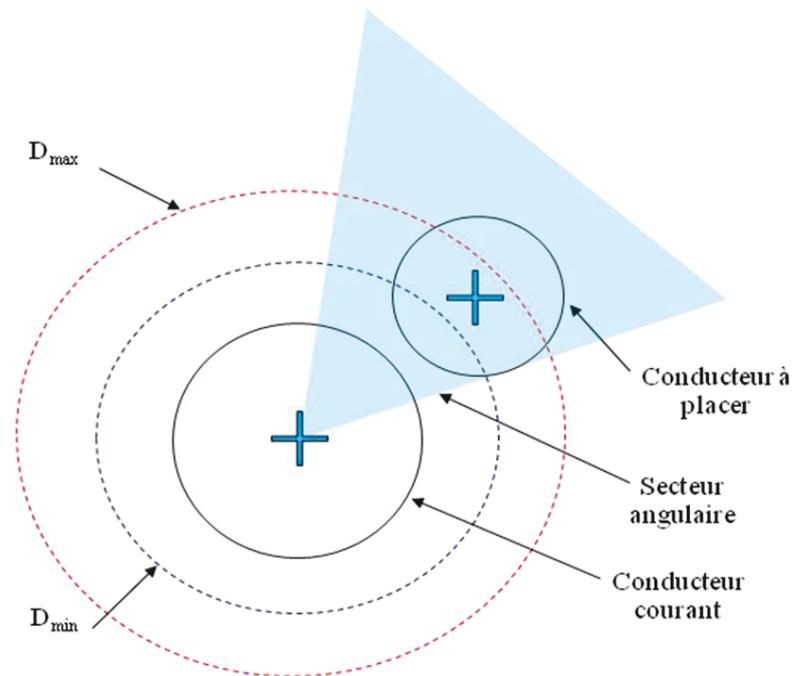


Figure 2-15 Exemple de placement d'un conducteur autour d'un conducteur courant

Deux contraintes sont tout de même à respecter : la non-superposition des conducteurs et la compacité du toron ainsi créé qui doit conserver le rayon d'encombrement courant. Le rayon d'encombrement courant est le rayon minimal du cercle contenant tous les conducteurs placés. C'est la valeur minimale entre différents calculs comme le calcul barycentrique, le calcul de distance moyenne ou encore l'inscription dans un parallélépipède. Ensuite on optimise la position du centre du toron en fonction du rayon d'encombrement et de la géométrie du toron de façon à ce que tous les conducteurs placés soient à l'intérieur du cercle. Si le conducteur à placer ne respecte pas la deuxième contrainte, il est mis dans une liste tampon. Il sera placé ultérieurement avant de sélectionner un autre conducteur courant. Ainsi on respecte dans la mesure du possible les notions de voisinage déterminées sur la section ou la composition générique. Finalement, si les conditions précédentes ne sont pas réunies, le conducteur est tout de même placé en augmentant le rayon d'encombrement courant.

Toute cette procédure permet d'assurer la compacité du toron comme mis en évidence dans le chapitre 3. Des routines de vérification permettent de contrôler si des conducteurs ne sont pas encore placés. Si c'est le cas, on place alors de force les conducteurs sans respecter les contraintes de voisinage détaillées précédemment. Même si cela est rare, il est important pour le bon fonctionnement du logiciel que ce type de procédure puisse être appliqué.

On obtient au final une section de toron qui respecte les contraintes de non-superposition des conducteurs et de compacité comme présenté dans l'exemple de la Figure 2-16.

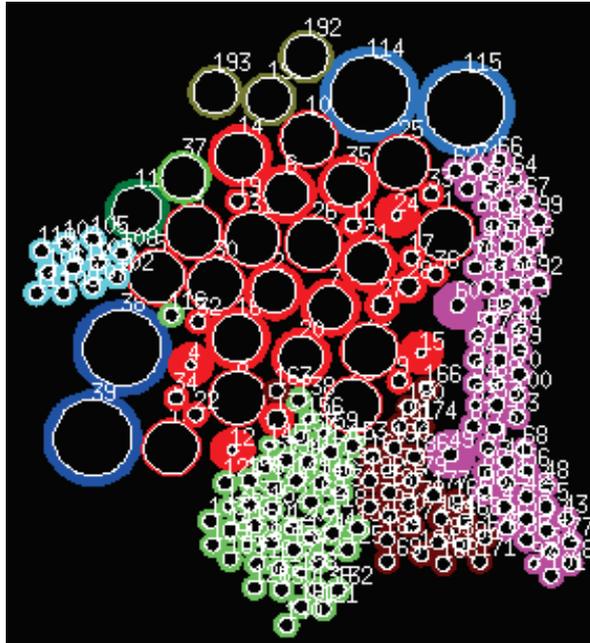


Figure 2-16 Exemple de géométrie générée par TWISTCAB pour un toron de 193 conducteurs

2.3.3.2. Principe de génération de sections entrelacées

La section initiale du toron est celle générée par le principe de génération de sections aléatoires décrit ci-dessus. Cette section initiale fixe les conducteurs courants et leurs listes de voisinage pour l'ensemble des sections entrelacées qui seront générées. La génération d'une section résulte de la technique de placement décrite ci-dessus dans laquelle le secteur angulaire et la distance au conducteur courant ont été tirés aléatoirement autour de leurs valeurs initiales de la section précédente et pondérés par le coefficient de proximité CP. Tout ceci est illustré sur la Figure 2-17.

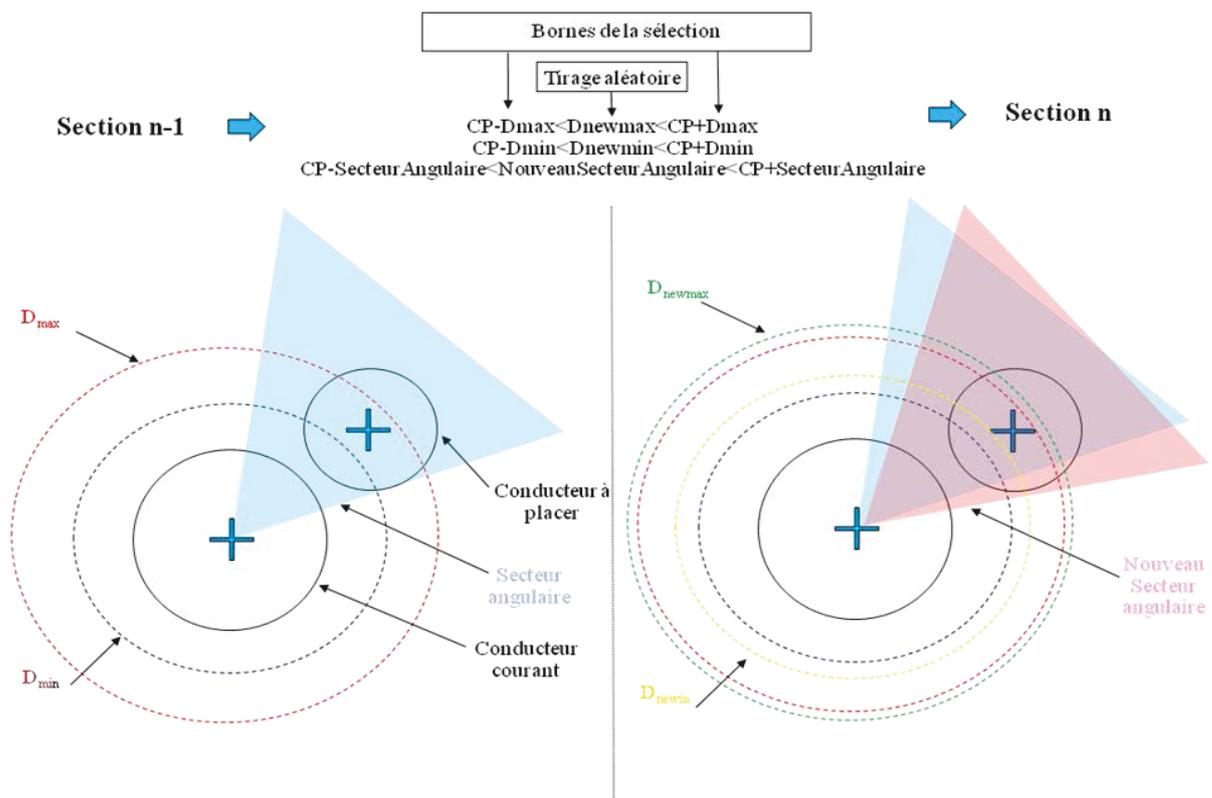


Figure 2-17 Explication du passage d'une section n-1 à n

2.3.3.3. Prise en compte du torsadage des câbles

Une fonction permet de prendre en compte les câbles torsadés. Les câbles torsadés définis par leur pas de torsadage, en nombre de torsades par mètre appelé Pastorsadagegroupe sont considérés comme des groupes dans les générations de sections aléatoires et entrelacées. La section initiale d'un toron comprenant des câbles torsadés est créée en plusieurs étapes successives illustrées sur la Figure 2-18 :

- On génère aléatoirement chacun des câbles torsadés indépendamment les uns des autres. On obtient alors les coordonnées initiales des conducteurs élémentaires dans le référentiel du groupe ainsi que le rayon d'encombrement du groupe.
- On génère aléatoirement une section de toron en substituant les câbles torsadés par leur conducteur équivalent de rayon d'encombrement précédemment calculé. On obtient alors les coordonnées du barycentre du groupe.
- On applique un changement de repère pour replacer dans la section initiale complète du toron chacun des conducteurs élémentaires des câbles torsadés.

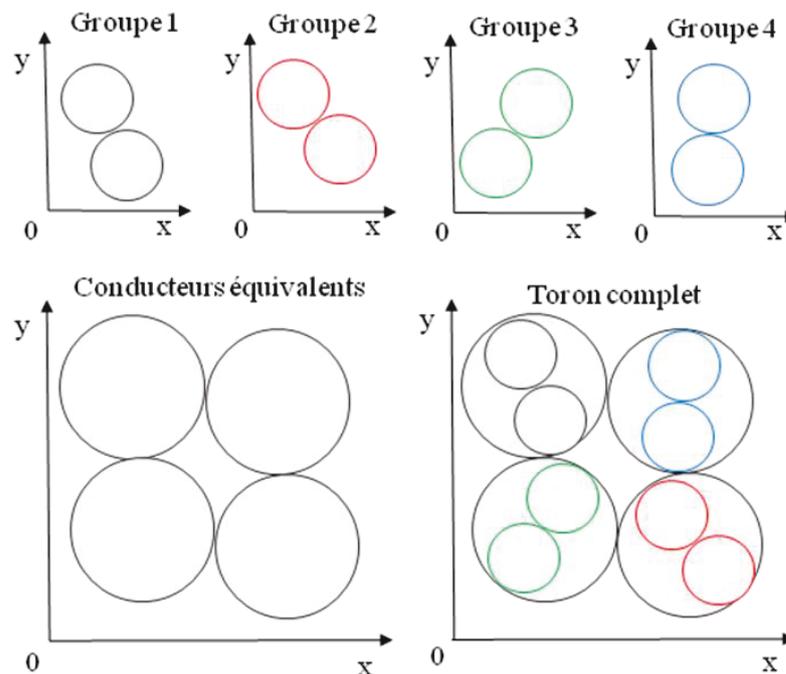


Figure 2-18 Exemple de torsadage pour un toron composé de 4 paires torsadées

En ce qui concerne la suite de la génération du toron, le principe devient plus complexe. La longueur du câble est rentrée par l'utilisateur et est comprise entre 0 et 1 mètre. En effet, on impose que les torsadages soient définis sur un mètre c'est-à-dire que le câble revient à sa position initiale au bout de 1 m. Le pas de torsadage étant défini sur un mètre, TWISTCAB sélectionne le plus grand pas de torsadage dans le toron. La discrétisation est fixée à 8 sections par torsade (1 section tous les 45°). Nous verrons par la suite au chapitre 0 que cette valeur est pertinente. On déduit alors l'angle temporaire de discrétisation associé à chaque groupe. Les angles temporaires de torsadage sont calculés ainsi :

$$\theta_{temporaire}^{groupe} = \frac{360 \times Pas_{tortasavage}^{groupe}}{N_{section}} [65]$$

Où $\theta_{temporaire}^{groupe}$ est l'angle temporaire du groupe et $N_{section}$ est le nombre de sections. Les angles déterminés, le logiciel transforme les coordonnées stockées en coordonnées polaires pour effectuer la rotation de chaque groupe indépendamment. Puis il effectue la même opération pour les conducteurs équivalents calculés précédemment. Il change à nouveau de système de coordonnées avant de translater l'ensemble des conducteurs dans le toron. On obtient alors la deuxième géométrie, TWISTCAB continue les mêmes calculs en tenant compte des nouvelles coordonnées pour créer les nouvelles géométries. Dans l'exemple précédent, si l'on considère que chaque groupe possède son propre pas de torsadage et que le groupe 1 a le plus grand pas de torsadage, il est alors sélectionné comme pas de référence. Par ailleurs on considèrera que le toron complet est torsadé et on a alors les angles suivants :

Groupe	Pas de torsadage $Pas_{temporaire}^{groupe}$	Angle temporaire $\theta_{temporaire}^{groupe}$
Groupe 1	90 torsades/mètre	45°
Groupe 2	76 torsades/mètre	38°
Groupe 3	66 torsades/mètre	33°
Groupe 4	50 torsades/mètre	25°
Toron	13 torsades/mètre	6.5°

Tableau 1 Exemple d'angle temporaire pour un toron de 4 paires torsadées

Une fois les angles calculés, le logiciel peut alors créer une nouvelle géométrie et la sauvegarder pour passer au calcul de la suivante. Ce processus en 2 étapes (génération de groupe torsadé et génération du toron avec conducteur équivalent) est plus rapide qu'un processus direct en une seule étape. Un exemple de génération de câble torsadé est donné dans la Figure 2-19.

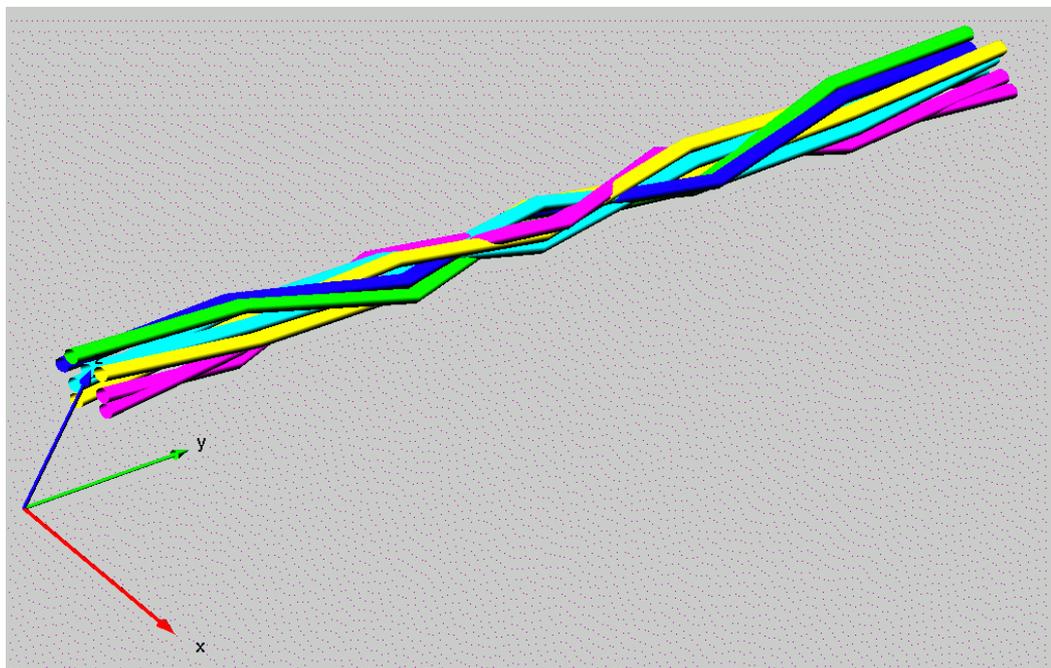


Figure 2-19 Visualisation du torsadage de l'exemple de 4 paires torsadées avec NUTLA

On se reportera à l'Annexe 1 pour une description complète des paramètres d'entrées de TWISTCAB.

2.4. Conclusion

Nous avons présenté le cheminement qui nous conduira, tout au long de cette thèse, à utiliser le formalisme de la topologie électromagnétique appliqué aux lignes de transmission. Dans ce contexte, nous utiliserons le logiciel CRIPTE et le code de calcul LAPLACE dont nous avons présenté les principales fonctionnalités. Ces outils nous permettront d'effectuer des calculs de couplages électromagnétiques au sein du toron. Nous avons également fait observer les difficultés de détermination des paramètres linéiques liées à la variation continue et non déterministe des positions géométriques des conducteurs. Le logiciel TWISTCAB a vocation de pallier cette difficulté. Nous avons en particulier décrit le procédé qu'il utilise pour générer automatiquement des coupes de sections droites de câbles multiconducteurs. Cette génération se fait de manière aléatoire et permet également de créer des câblages entrelacés.

Cependant, l'outil TWISTCAB doit être confronté aux situations réelles rencontrées. Ces conditions d'utilisation doivent être adaptées aux configurations spécifiques des câblages. Une première approche consiste à évaluer le potentiel de TWISTCAB en le confrontant à des résultats de la littérature scientifique obtenus par d'autres méthodes. C'est précisément l'objet du chapitre suivant.

3. Validation du logiciel TWISTCAB pour la simulation de torons au profil géométrique aléatoire

Résumé:

L'objectif de ce chapitre est de valider le logiciel TWISTCAB comme outil de référence pour la simulation de torons complexes et représentatifs du contexte industriel. Nous rappelons que TWISTCAB permet de générer un toron dont le profil évolue aléatoirement sur sa longueur tout en respectant un certain nombre de contraintes.

Il reste cependant difficile de comparer les résultats obtenus, potentiellement sous la forme d'une statistique, à des mesures de référence. Les relevés expérimentaux sur un toron particulier dont on connaît la composition, supposent la mise au point d'un banc de test spécifique. C'est la démarche que nous adopterons aux chapitres 4 et 5 de ce manuscrit.

Dans un premier temps, nous nous attachons à une comparaison de TWISTCAB en utilisant une des rares références bibliographiques (43) fournissant des résultats de simulation et d'expérience sur un toron assez complexe et de profil aléatoire. Des comparaisons de simulation de courants de mode commun et de diaphonie sont ainsi effectuées. A cette fin, on modélise avec TWISTCAB et CRIPTE le cas d'étude décrit dans l'article sélectionné, lui-même traité avec une méthode dite RDSI qui sera explicitée dans ce chapitre. Ces comparaisons permettent d'établir différents constats selon la nature des observations effectuées. Les résultats tendent à montrer que TWISTCAB est bien adapté au problème posé. Toutefois, le cas de référence ne peut pas être considéré comme entièrement réaliste.

L'utilisation systématique de TWISTCAB entraîne des temps de calcul et de conception des réseaux très importants. Ceci est la conséquence d'une discrétisation fine du toron en nombreuses sections élémentaires pour lesquelles les paramètres linéiques doivent être entièrement recalculés, avant de résoudre le système d'équations de dimension importante qui en résulte.

C'est la raison pour laquelle nous avons proposé et évalué certains modèles simplifiés. Dans le contexte de l'exemple traité, nous évaluons le bien-fondé de ces modèles simplifiés pour des situations de couplage de type mode commun, tout en évoquant leurs limites en ce qui concerne l'examen des couplages en mode différentiel. Cependant, la perte d'informations liée à l'évolution de la position des conducteurs ne permet pas d'appliquer ce type de modèle au mode différentiel.

Sans indication particulière sur la nature de l'aléa rencontré au sein des torons réels, il n'est pas possible de préciser les paramètres d'entrée de TWISTCAB. Nous avons donc estimé qu'il est important d'examiner concrètement la nature de l'aléa de positionnement des câbles dans un toron. Ce type d'information peut en effet être déterminant dans le contexte d'une modélisation plus réaliste des torons rencontrés pour peu que l'on puisse établir des règles générales. La seconde partie de ce chapitre est consacrée à une analyse fine d'un véritable toron aéronautique où certaines propriétés intéressantes sont mises en évidence. En particulier, le profil aléatoire de positionnement du toron réel est comparé au profil aléatoire du toron généré par TWISTCAB. Nous pouvons éventuellement en déduire quelles sont les contraintes supplémentaires que l'on pourrait imposer à TWISTCAB.

3.1. Comparaison sur un cas de référence et traitement spécifique des couplages de mode commun

3.1.1. Présentation du cas de référence

Nous allons tout d'abord effectuer une comparaison de résultats issus de modélisation TWISTCAB avec des résultats issus d'un document de référence. Cela procurera un aperçu de l'efficacité théorique/numérique du code et de son fonctionnement pour une application donnée.

La première étape consiste à sélectionner un article répondant aux critères suivants :

- Un cas d'étude d'un toron multiconducteur modélisé par un positionnement aléatoire des conducteurs
- Des observables, comme des courants de mode commun ou de diaphonie, fonctions de la géométrie du toron
- Une description de l'ensemble des paramètres comme le type de câbles utilisés, le nombre de conducteurs dans le toron ou encore sa référence électrique
- Disponibilité de résultats de mesures sur les observables

L'article sélectionné est «*Hand-Assembled Cable Bundle Modeling for Crosstalk and Common-Mode Radiation*» de Sun, Shisuang, et al. (43) en raison des nombreux détails donnés sur le cas d'études ainsi que la correspondance à tous nos critères. Il présente des simulations de courant de mode commun et de mode différentiel ainsi que des résultats de mesures.

Le cas d'étude est un toron multiconducteur de 14 câbles monofilaires identiques. Ces câbles sont de jauge 20 recouverts d'un diélectrique en polychlorure de vinyle (PVC). La jauge 20 correspond à un diamètre d'âme de conducteur de 0.9mm et une épaisseur de diélectrique de 0.45mm. La longueur du toron est de 2m, il est situé à une hauteur moyenne de 2cm au-dessus d'un plan de masse en aluminium de 2.62m de long sur 1.20m de large. Les charges d'extrémités, uniquement de mode commun, varient d'une extrémité à l'autre. Elles sont de type résistive, de 10Ω à $100k\Omega$. Le conducteur n°2 est alimenté par un générateur de tension et chargé en mode commun sur 50Ω . Différents points de mesures de courants sont définis : P1 à 0.31m de la source, P2 à 0.5m et P3 à 1.69m comme présenté sur la figure (Figure 3-1).

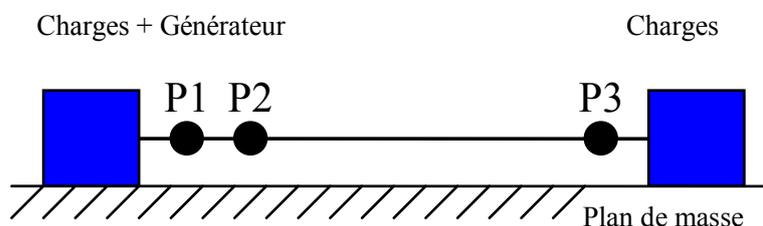


Figure 3-1 Schéma représentant le cas d'étude

L'intérêt de décrire finement un toron de câble ayant été illustré dans 1.1.3, nous allons donc présenter les deux approches de modélisation de l'aléatoire dans le positionnement des conducteurs. Les approches simplifiées seront, quant à elles, présentées par la suite.

3.1.2. Méthode RDSI

Dans cet article, la discrétisation utilisée pour modéliser ce toron est basée sur un modèle d'algorithme génétique : Random Displacement Spline Interpolation (RDSI). Tout d'abord, les conducteurs sont divisés en n segments uniformes selon l'axe z et leurs positions transversales sont décrites par les coordonnées x et y . Le toron est découpé en segments de longueur identique. Une fois cette représentation des conducteurs définie, deux hypothèses sont prises :

- Les diamètres de tous les conducteurs sont les mêmes et donc les conducteurs peuvent être interchangeables.
- La géométrie du toron dans le plan (x,y) est invariante selon l'axe z et donc le positionnement des conducteurs est uniquement possible sur cette géométrie prédéfinie comme par exemple sur la Figure 3-2.

Ainsi l'évaluation des matrices L et C est réalisée une seule fois pour l'ensemble du toron. Pour un segment, les matrices L et C sont déduites de la permutation adéquate des éléments de ces matrices initiales. Ceci montre que le point clé de ce modèle est de déterminer la distance entre les conducteurs.

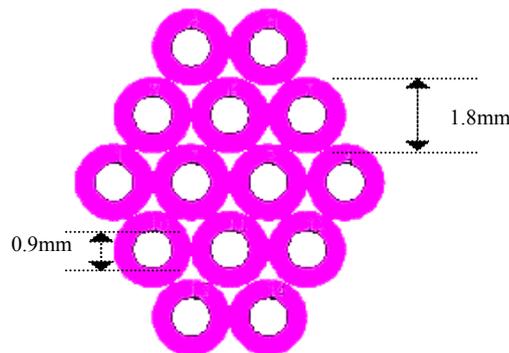


Figure 3-2 Géométrie initiale du harnais

Une interpolation linéaire est alors utilisée sur l'axe x et l'axe y pour fixer la position centrale des segments uniformes représentant les conducteurs. Une fois ces positions définies, un nombre aléatoire est généré issu d'une distribution Gaussienne. Les coordonnées en x et y sont donc la somme de la position initiale et de ce nombre aléatoire. Les positions suivent la distribution Gaussienne centrée sur 0 (donc autour de la position initiale). Le contrôle du positionnement dépend du choix de l'écart-type de la loi Gaussienne. Enfin les positions des segments déterminées, la longueur de ces segments doit respecter : $l < \lambda/10$ et leur nombre doit être supérieur à 10 pour avoir une continuité dans la construction du toron. La dernière étape consiste à ajuster les coordonnées de chaque conducteur pour les insérer dans la géométrie prédéfinie pour chaque segment du toron.

En résumé, cette méthode consiste à considérer une géométrie complète et maîtrisée, puis à effectuer un tirage aléatoire, basé sur RDSI, sur le numéro à attribuer à chacun des conducteurs sur cette même géométrie. Ceci permet à chaque tirage de l'ensemble des conducteurs d'avoir une distribution aléatoire de ces derniers comme présenté sur la Figure 3-3.



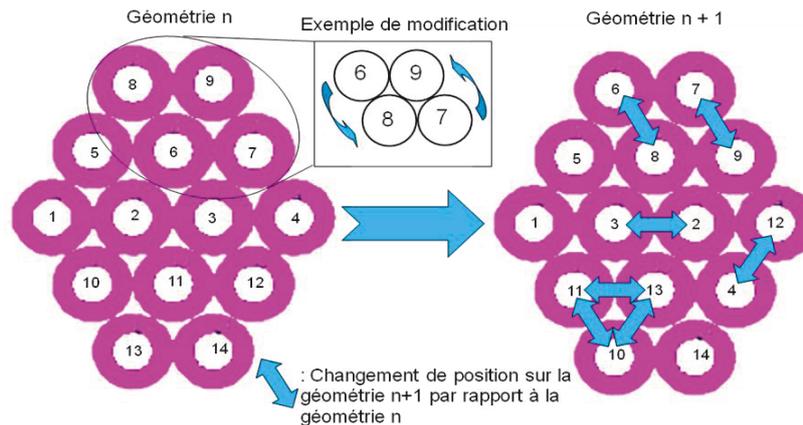


Figure 3-3 Exemple de fonctionnement du modèle RDSI

La géométrie de départ décrite dans la Figure 3-2 est donc l'unique géométrie utilisée pour discrétiser le toron. Cette discrétisation est effectuée tous les 0.02m donnant ainsi une distribution de 100 géométries pour décrire un toron de 2m. Par la suite, plusieurs réalisations aléatoires du toron complet sont effectuées afin de réaliser une étude statistique sur un échantillon de torons de taille suffisante.

Les résultats de cet article concernent principalement des moyennes, maximum et minimum du courant de mode commun induits par le générateur de tension appliqué au conducteur 2. Grâce à ces observables, les auteurs ont montré l'influence de la position des conducteurs dans le toron sur le calcul des courants. L'étude de convergence, quant à elle, porte sur l'observable du courant de mode commun dans le but de trouver un nombre optimum de simulations à effectuer tout en ayant des résultats convenables. Ainsi les auteurs ont montré qu'avec une distribution Gaussienne, 40 simulations permettent d'avoir un résultat convenable par rapport à une référence avec 128 simulations. Enfin une comparaison de résultats entre des mesures et des simulations est effectuée montrant une grande similarité malgré l'influence des divers paramètres expérimentaux (raccordements, effets de peau, ...). Au vu de l'ensemble de cette étude, une comparaison de ce modèle avec des simulations de courant de mode commun issues d'une modélisation à l'aide de TWISTCAB peut être effectuée.

3.1.3. Méthode TWISTCAB

La discrétisation issue de TWISTCAB est de principe très différent. En effet, on ne part pas d'une géométrie fixe en essayant de réintroduire la notion de placement contrôlé par une variable aléatoire supportée par une distribution Gaussienne (voir le paragraphe 2.3.3). En effet, le principe de TWISTCAB est de décrire des sections de torons de câbles le plus représentatif de la réalité en les plaçant de manière aléatoire dans un espace libre. Pour ceci, on doit expliciter au préalable la notion de tube. Le toron est en effet sectionné en tubes de longueur identique, constitués de segments de ligne de transmission uniforme. La disposition aléatoire des conducteurs au sein de chaque tube rend obligatoire le calcul des paramètres linéiques pour chacun d'eux. A partir de cette notion, on a une grande liberté pour créer ces géométries. Deux hypothèses principales sont tout de même indispensables :

- La non-superposition des conducteurs
- Le maintien de la compacité du toron, ce qui évite les singularités dans le positionnement d'un conducteur au sein d'un toron dont l'encombrement est en pratique représentable par un disque dont le diamètre est à peu près semblable tout au long du toron.

Il est nécessaire pour la création de la géométrie de connaître les informations sur la constitution des câbles :

- Rayon des conducteurs
- Rayon des diélectriques
- Type de référence (blindage ou plan de masse)
- Hauteur par rapport au plan de masse (distance entre le point le plus bas du toron et le plan de masse)
- Présence ou non d'un torsadage du câble
- Nombre de câbles unitaires

A l'aide de ces informations, une liste des conducteurs est dressée par ordre d'entrée par l'utilisateur dans le logiciel. Un tirage aléatoire des conducteurs est réalisé à l'aide d'un générateur de nombre de type PRNG (Pseudo Random Number Generators) : le LCG (Linear Congruential Generator) avec les paramètres de Park et Miller pour limiter le biais dans l'utilisation que l'on en fait. Pour en savoir plus sur cette méthode, le lecteur est invité à consulter la référence (44). Puis les conducteurs sont positionnés un à un dans un espace libre centré en $x=0$ et $y=0$ en respectant les deux hypothèses. Les coordonnées sont tirées aléatoirement toujours à l'aide du générateur initialisé précédemment en recherchant par avance l'espace vide autour des conducteurs déjà disposés jusqu'à placer l'ensemble des conducteurs. Cette recherche d'espace vide nécessite une vérification préalable du respect de l'hypothèse de compacité. Ainsi une fois le toron constitué, le calcul du diamètre du cercle le plus petit équivalent à celui du toron permet de déterminer son centre et de le positionner au-dessus du plan de masse. Un schéma de principe de TWISTCAB est donné Figure 3-4.

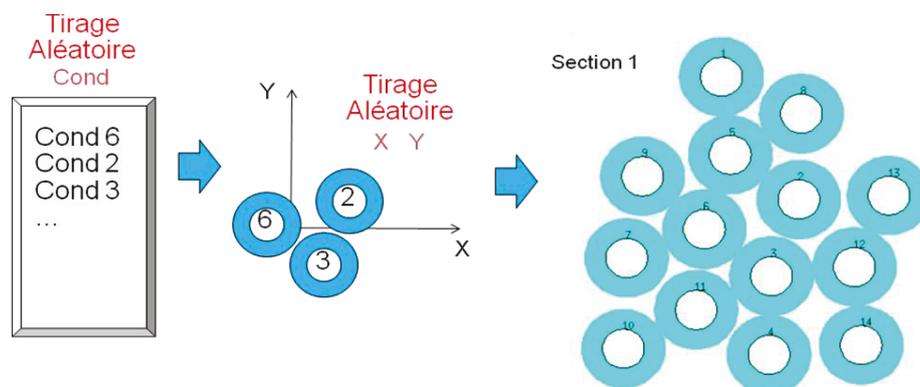


Figure 3-4 Schéma de principe du modèle TWISTCAB pour la création d'une géométrie

Ici chaque toron modélisé est constitué à partir d'une première géométrie identique à celle de la Figure 3-2. Pour les autres géométries, le moteur de génération aléatoire permet de définir les positions des conducteurs dans le plan X-Y, toujours en respectant les hypothèses de non-superposition et de compacité. Comme expliqué dans le paragraphe 2.3.3, la fonction de génération successive TWISTCAB confère au toron une cohérence dans le passage d'une géométrie à la suivante. Celle-ci est réalisée par un mouvement aléatoire faible (inférieur au diamètre d'un conducteur) de chaque conducteur nécessitant un calcul de repositionnement des conducteurs voisins comme présenté en Figure 3-5.

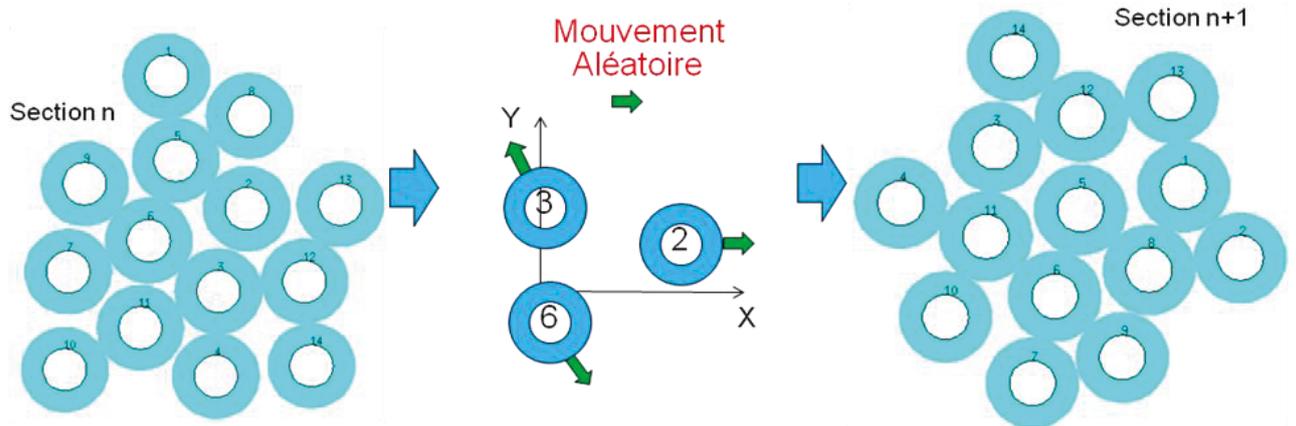


Figure 3-5 Exemple de fonctionnement du modèle TWISTCAB pour le passage d'une géométrie n à la géométrie n+1

Le toron est donc une succession de 100 géométries aléatoires censées représenter le plus possible un harnais réel. Un exemple de toron à génération aléatoire est donné Figure 3-6.

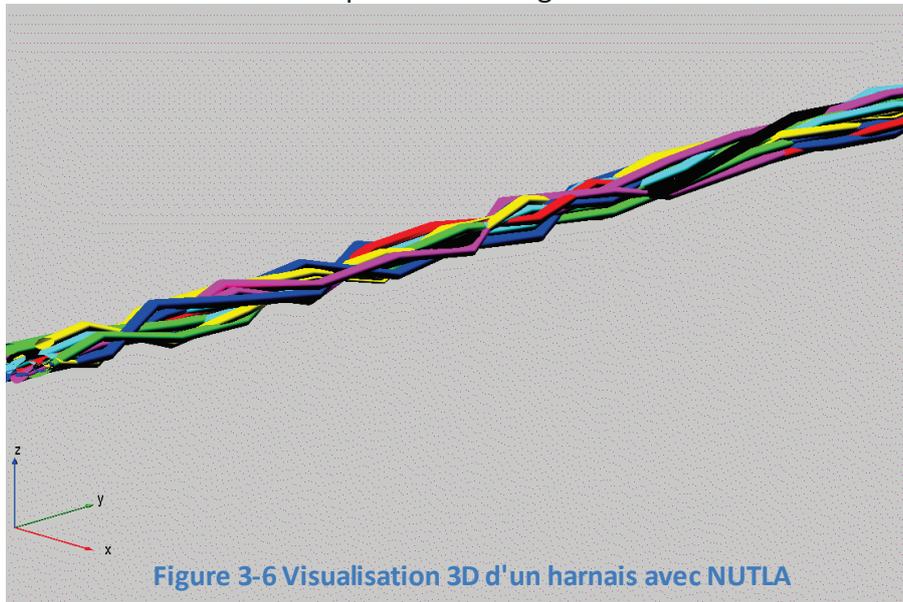


Figure 3-6 Visualisation 3D d'un harnais avec NUTLA

Si l'on compare, comme sur la Figure 3-7, une géométrie générée par TWISTCAB, celle de l'étude de référence et celle d'un toron réel, on observe que TWISTCAB modélise de manière plus réaliste le toron. Ceci est rendu possible par l'introduction des positions relatives entre conducteurs. Au contraire, la méthode RDSI rend compte de l'aléa par la commutativité des conducteurs dans le toron.

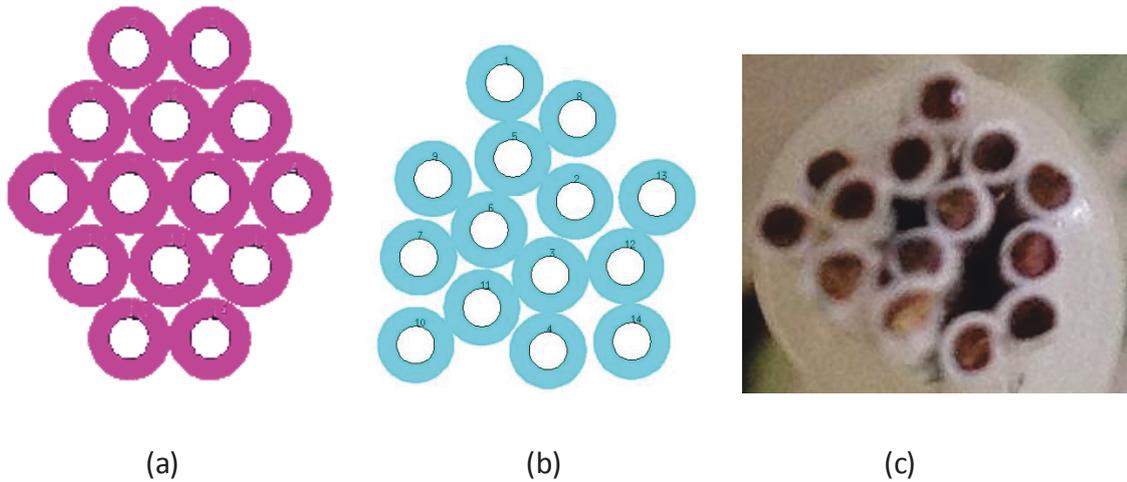


Figure 3-7 (a) Géométrie article de référence - (b) Géométrie issue de TWISTCAB –(c) Exemple d'un toron réel de 14 conducteurs identiques

3.1.4. Comparaison des résultats de courant de mode commun

Pour effectuer des simulations donnant des résultats de courant de mode commun afin d'extraire une statistique (estimations d'une moyenne d'une variance, des valeurs extrêmes, ...), on doit considérer un nombre important de distributions de toron. Un échantillon de 40 torons différents constitue sur le plan statistique un nombre assez grand pour permettre une analyse empirique des observations.

Sur la Figure 3-8, les courants de mode commun en termes de moyenne, maximum, écart-type sur l'ensemble des générations, en position P1 ont un comportement équivalent entre le modèle TWISTCAB et le modèle RDSI. En effet, on retrouve des fréquences de résonances similaires ainsi qu'une amplitude proche (<6dB). On distingue alors deux domaines : un en dessous de la fréquence de 50MHz dans lequel on retrouve des résultats identiques et le domaine de résonance dans lequel on observe plus de divergence entre les 2 modèles marquant une dépendance à la géométrie interne du toron. Pour avoir une meilleure vision de la dispersion des résultats par rapport à la moyenne, nous avons choisi d'afficher l'écart-type plutôt que le minimum.

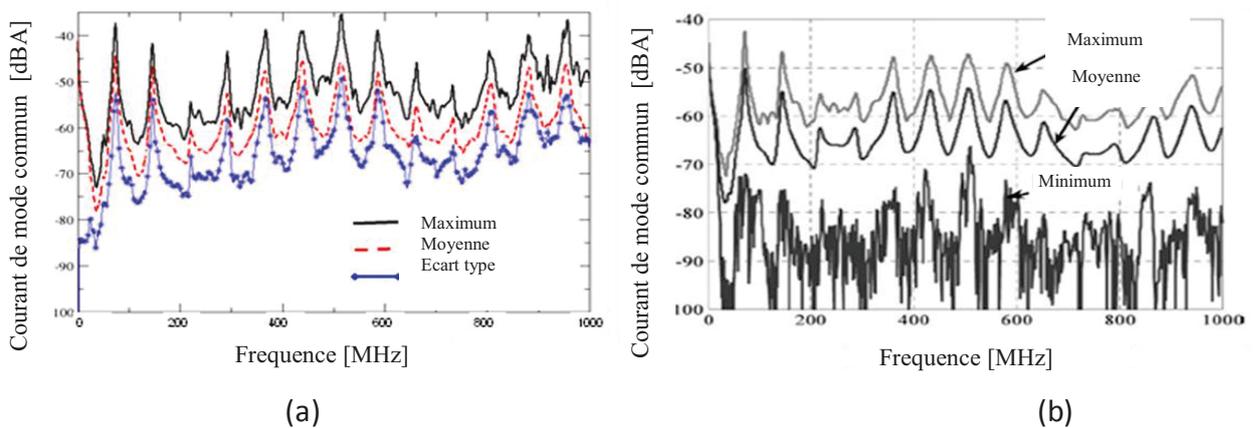


Figure 3-8 (a) Maximum, moyenne et écart-type du courant de mode commun au point P1 via TWISTCAB - (b) Maximum, moyenne et minimum du courant de mode commun au point P1 via étude de référence

Ainsi on obtient des résultats comparables si l'on confronte les maxima de courant en P1 du modèle TWISTCAB et des mesures de l'article de référence comme dans la Figure 3-9. On

peut souligner une assez bonne corrélation du maximum et de la moyenne entre le modèle TWISTCAB et le modèle RDSI.

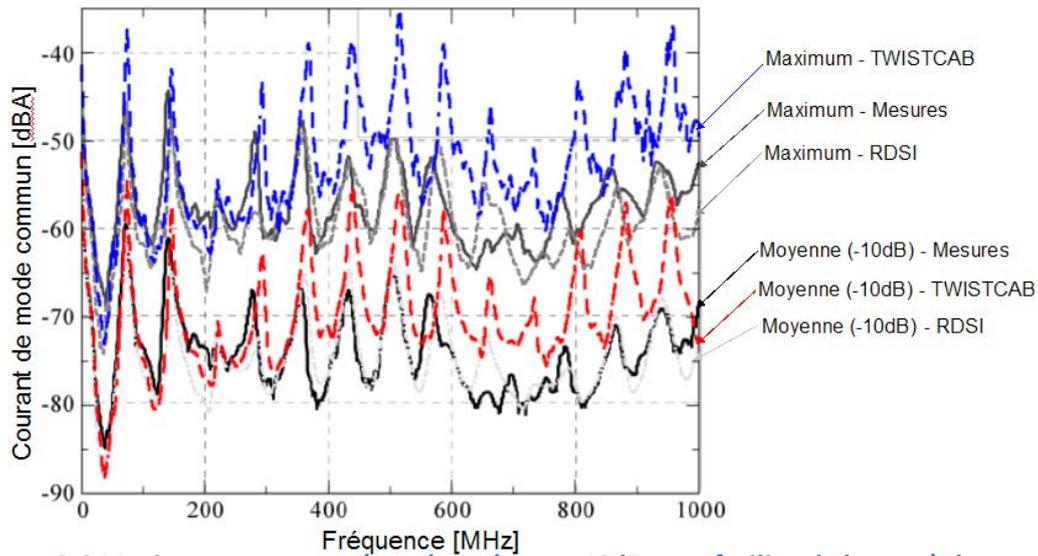


Figure 3-9 Maxima et moyenne (représenté avec -10dB pour faciliter la lecture) de mesures au point P1, simulation modèle RDSI et simulation modèle TWISTCAB

En examinant les courants de mode commun pour une génération de toron donnée, aux différents points de mesures P1, P2 et P3, on observe que l'influence de la position relative du point de mesures à la source est importante. La symétrie liée par les positions P1 et P3 est particulièrement soulignée à 450MHz avec la présence d'une résonance pour P3 et d'une antirésonance pour P1. Ici aussi les résultats observés dans l'article de référence concernant cette simulation sont similaires.

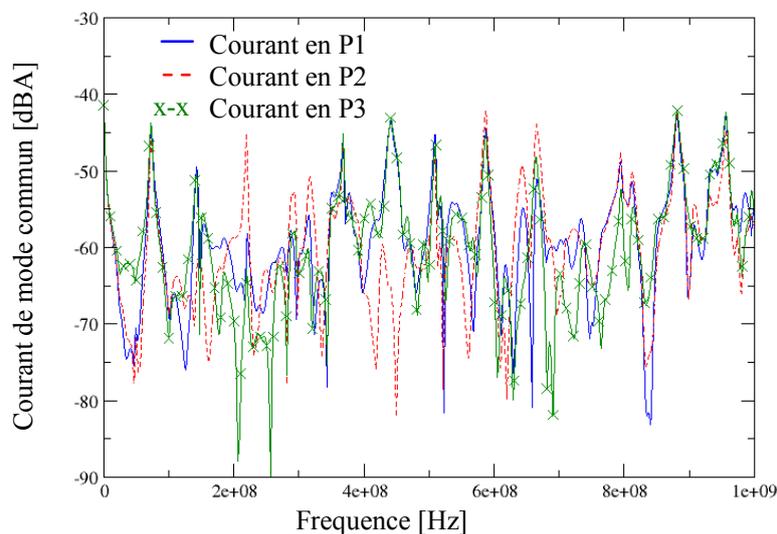


Figure 3-10 Comparaison du courant de mode commun aux positions P1, P2 et P3

3.1.5. Analyse statistique sur les courants de mode commun

Pour avoir une meilleure interprétation des résultats, il peut être utile d'effectuer une analyse statistique approfondie sur les résultats obtenus pour les différentes distributions de torons. Dans l'article de référence, cette étude porte sur les courants de mode commun à trois fréquences distinctes à la position P1. Les auteurs limitent cette approche par une approximation à une distribution Gaussienne. L'approche proposée ici pour traiter

statistiquement des résultats de courant de mode commun de torons calculés par CRIPTE, se veut la plus large possible pour s'adapter au mieux aux phénomènes observés. La loi de Weibull (45) (46) à deux paramètres englobe une grande variété de lois de probabilité. Elle inclut notamment la loi exponentielle ou encore la loi de Rayleigh. Elle est définie pour deux paramètres par :

$$f(x) = a \cdot b \cdot (x^{(b-1)}) \cdot e^{(-a \cdot x^b)} \quad [66]$$

Où a est le paramètre d'échelle, b est le paramètre de forme et X la valeur aléatoire à analyser. Sa fonction de répartition associée est :

$$F(x) = 1 - e^{(-a \cdot x^b)} \quad [67]$$

Les variables a et b , réelles et positives, permettent de caractériser la loi qui correspond le mieux aux échantillons étudiés. Pour estimer ces paramètres, on peut passer par la méthode du maximum de vraisemblance appliquée à la loi de Weibull à deux paramètres (46) et qui s'écrit :

$$L(x_1, \dots, x_N, a, b) = (ab)^N \left(\prod_{i=1}^N x_i^{b-1} \right) e^{-a \sum_{i=1}^N x_i^b} \quad [68]$$

Où N est le nombre de simulations et x_i sont les valeurs de courant à une fréquence donnée. Si l'on prend maintenant le logarithme népérien de cette expression, on parvient à :

$$\ln L(x_1, \dots, x_N, a, b) = N \ln(ab) + (b-1) \sum_{i=1}^N \ln(x_i) - a \sum_{i=1}^N x_i^b \quad [69]$$

A partir des deux équations précédentes, on obtient les équations de vraisemblance en annulant les dérivées partielles de l'équation ci-dessus. Ces équations deviennent alors un système de deux équations à deux inconnues :

$$\begin{cases} N = a \sum_{i=1}^N x_i^b \\ N + b \sum_{i=1}^N \ln(x_i) - ab \sum_{i=1}^N x_i^b \ln(x_i) = 0 \end{cases} \quad [70]$$

Ainsi la Figure 3-11, la Figure 3-12 et la Figure 3-13 illustrent la fonction de distribution de probabilité et la fonction de distribution cumulative pour une loi Gaussienne comme indiqué dans l'article de référence et pour une loi de Weibull. Ces lois sont appliquées sur les 40 échantillons de torons générés par TWISTCAB aux trois fréquences de l'article de référence : 506MHz, 528MHz et 550MHz. Ces fréquences ont été sélectionnées car elles correspondent aux extrema d'une résonance. Les courbes ont été normalisées au nombre maximum d'échantillons pour un intervalle de courant donné dans le but de faciliter leur lecture.

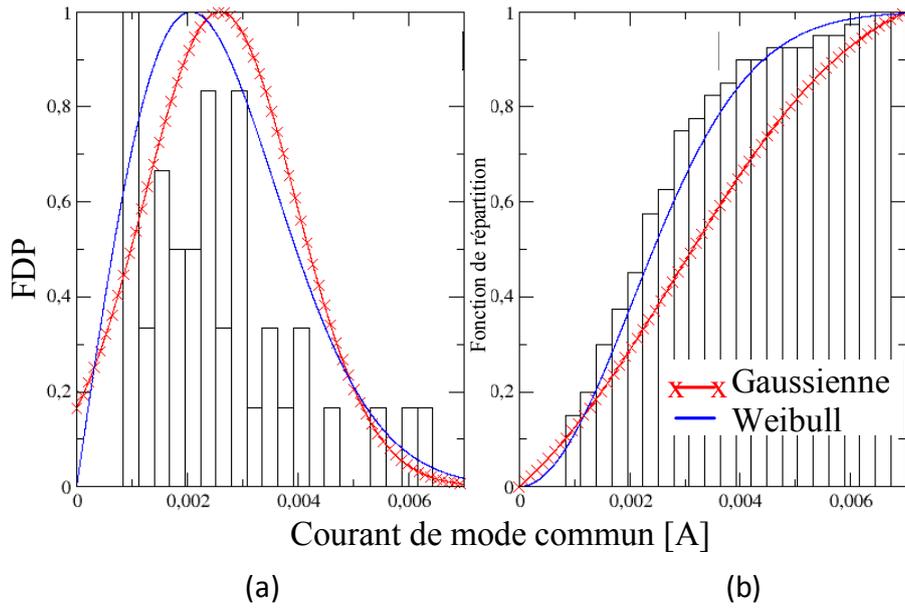


Figure 3- à 506MHz

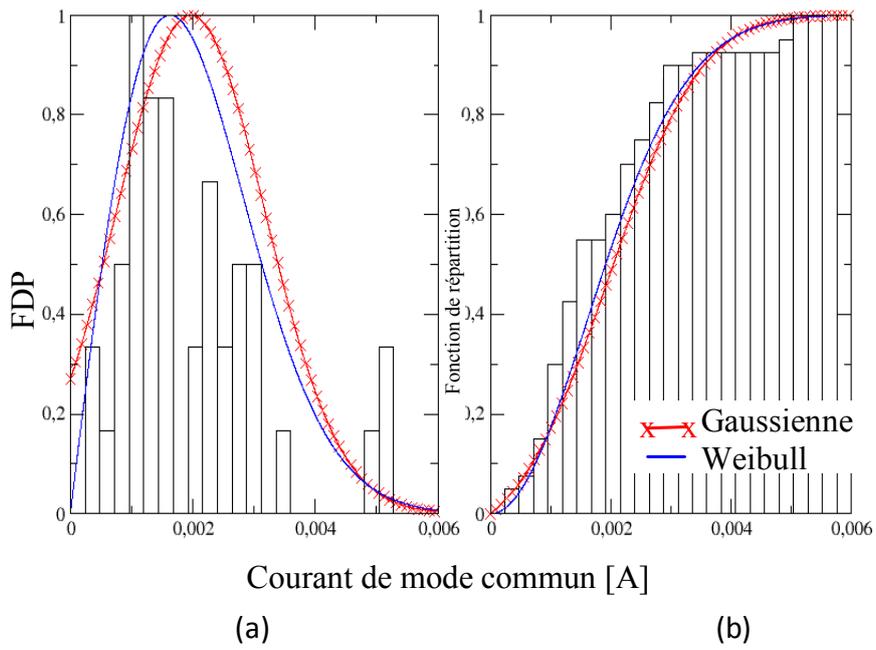


Figure 3-12 (a) Fonction de densité de probabilité à 528MHz - (b) Histogramme à 528MHz

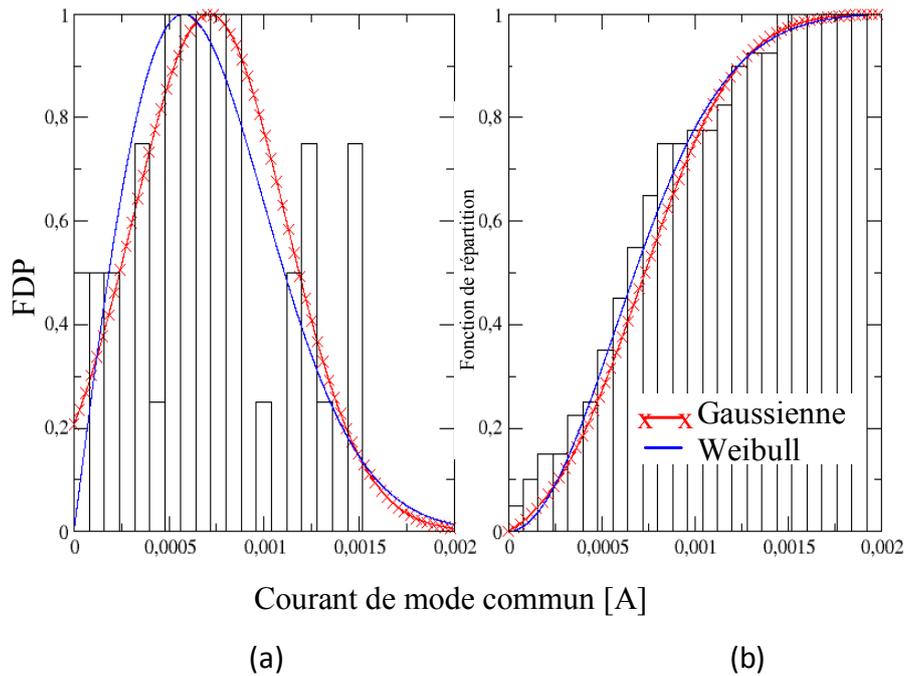


Figure 3-13 (a) Fonction de densité de probabilité à 550MHz - (b) Histogramme à 550MHz

L'ensemble de ces trois figures semble indiquer que la distribution de Weibull se rapproche plus de la distribution de nos échantillons que la loi Gaussienne. En effet, cette loi est statistiquement préférable à la loi Gaussienne avec des paramètres a et b optimisés pour expliquer les résultats. Ces paramètres sont pour chacune des fréquences :

	a	b
506 MHz	0.77	2.05
528 MHz	0.84	1.74
550 MHz	0.81	1.79

Tableau 2 Valeur des paramètres a et b en fonction de la fréquence

Ainsi pour les paramètres a et b à 506MHz, on se rapproche d'une loi de Rayleigh. En effet pour a=0.78 et b=2 qui s'obtiennent pour des données normalisées à la moyenne, la loi de Weibull se ramène à une loi de Rayleigh comme présenté ci-après:

$$\left. \begin{array}{l} a = \frac{1}{\sigma^2} \\ b = 2 \end{array} \right\} \Rightarrow f(x) = \frac{1}{\sigma^2} \cdot 2 \cdot (x^{2-1}) \cdot e^{\left(\frac{-1}{\sigma^2} \cdot x^2\right)} \quad [71]$$

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad [72]$$

Où σ est un paramètre appelé valeur dominante qui est réel et positif non nul. La loi de Weibull est par la suite confrontée avec les résultats de l'échantillon par l'utilisation d'un test d'ajustement à la loi de Weibull, ici le test de Kolmogorov-Smirnov avec une valeur critique adaptée (46). Ceci permet d'évaluer l'hypothèse de la loi de Weibull sur l'échantillon des résultats de simulation. Pour un seuil de risque à 1%, on constate que la valeur critique (reliée à la distance entre histogrammes empiriques et théoriques) n'est pas dépassée. On en conclut que l'histogramme expérimental possède une grande probabilité d'appartenir à la loi de Weibull. Cette opération a été renouvelée pour un ensemble de fréquences du signal observé. Si on compare l'écart maximum entre la fonction de distribution théorique et

numérique, on obtient une valeur en dessous de l'écart maximum imposé par le seuil de risque comme présenté dans la Figure 3-14. On peut donc en conclure que la loi de Weibull est suffisante pour notre échantillon et justifie notre choix de 40 torons pour décrire une situation donnée.

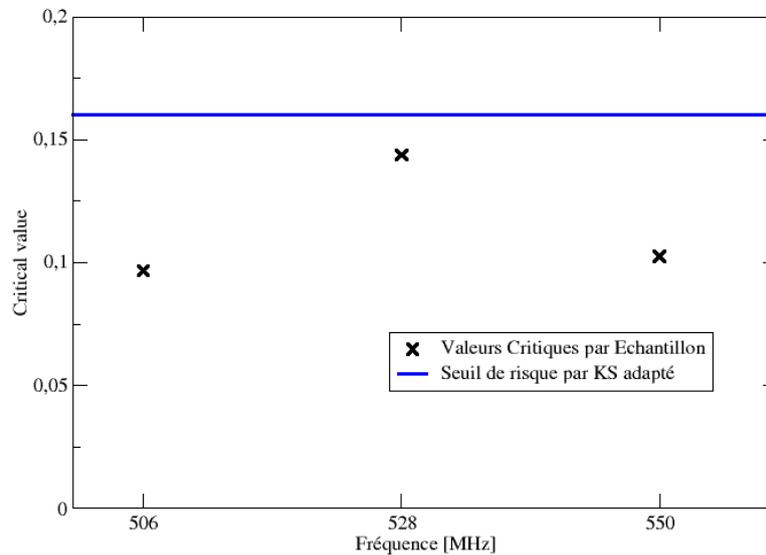


Figure 3-14 Valeurs de risques pour les 3 fréquences sélectionnées ainsi que le seuil de risque calculé par le test de KS-Massey

3.1.6. Modèles équivalents pour le mode commun

Dans cette partie, nous allons développer deux modèles équivalents pour répondre à une contrainte de temps de calcul. Le premier revient à considérer un conducteur équivalent et le deuxième est basé sur une modélisation uniforme du toron par distribution.

Pour avoir les résultats de courant de mode commun présentés dans les paragraphes précédents, il a été nécessaire de réaliser 40 tirages de 100 géométries différentes composées à leur tour de 14 conducteurs. Ceci représente 4000 géométries dont il faut déterminer les paramètres linéiques pour les insérer dans les réseaux CRIPTE. En tout 1568000 éléments de matrices sont calculés par le code LAPLACE. Ce raisonnement est explicité sur la Figure 3-15.

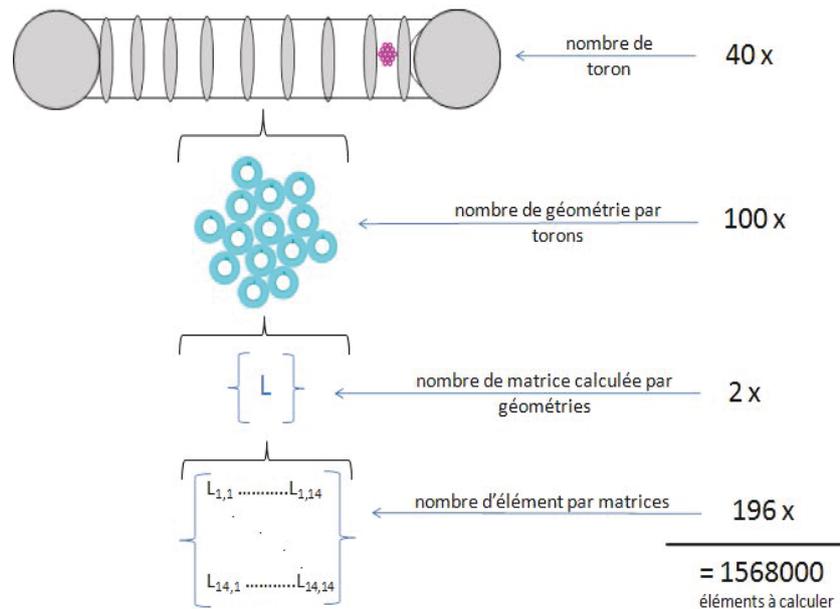


Figure 3-15 Schéma de la détermination du nombre d'éléments à calculer

Sur un ordinateur conventionnel de type bureautique (équipé d'un Processeur Intel Pentium 4© cadencé à 3,4GHz et de 1Go de RAM), le temps de calcul s'élève à 8h pour générer les géométries et effectuer les calculs des éléments de matrices linéiques. Le cas d'étude étant assez simple, on comprend la nécessité d'essayer de réduire ces temps de calcul en prévision du traitement d'un cas réaliste plus complexe. Une possibilité pour réduire ces temps de calcul est d'agir directement sur le nombre de géométries à utiliser. En effet, il est nécessaire de respecter la contrainte d'une discrétisation en $\lambda/10$ (21). Mais si l'on considère seulement le courant de mode commun, la contribution globale des conducteurs reste la même quelles que soient leurs positions relatives. Ainsi en partant de ce postulat, un conducteur équivalent regroupant l'ensemble des 14 conducteurs donnerait des résultats de courant de mode commun équivalent comme présenté en Figure 3-16.

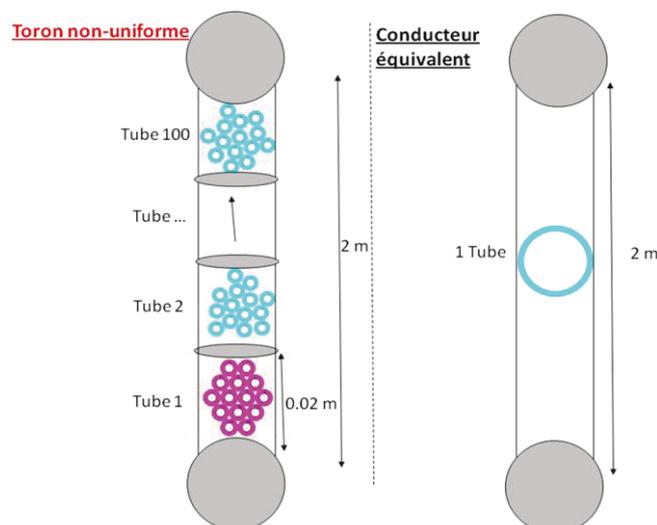


Figure 3-16 Principe du conducteur équivalent par rapport au toron non-uniforme

Pour réaliser ce modèle, on prend comme référence le diamètre du toron détaillé ainsi que la moyenne de l'épaisseur et de la valeur de la permittivité des diélectriques de chacun des conducteurs. Ceci permet de réduire la discrétisation du toron de 100 tubes à un seul

tube contenant un seul conducteur. Pour un résultat de courant de mode commun, la simulation ne prend que 5 minutes contre 8 heures pour le calcul initial, ce qui confirme l'intérêt de ce modèle. Cependant, les résultats ne se superposent pas complètement comme on peut l'observer sur la Figure 3-17.

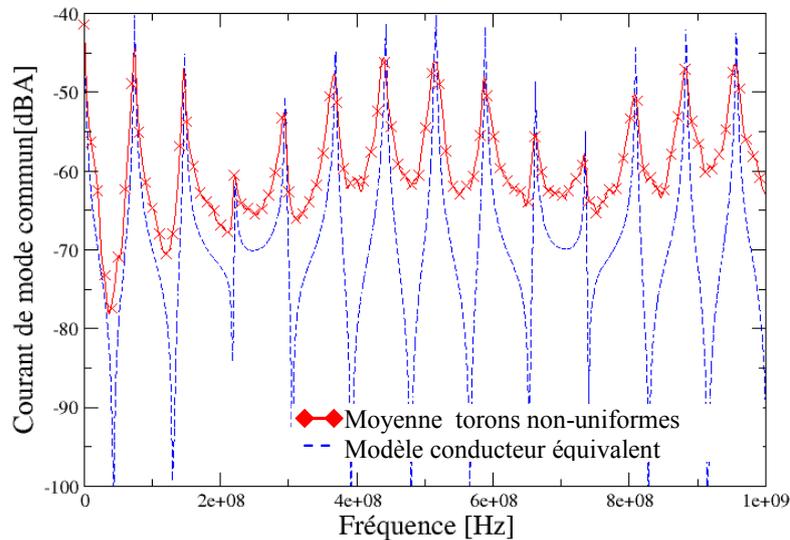


Figure 3-17 Comparaison de la moyenne du courant de mode commun pour le modèle détaillé et le modèle simplifié

En effet sur cette figure, le courant de mode commun a un comportement proche en basse fréquence quel que soit le modèle. Les résonances et antirésonances ont une dynamique supérieure de 30dB pour le modèle simplifié. Par ailleurs, plus la fréquence augmente, plus le comportement diverge, bien que les fréquences de résonances soient identiques. Ceci est dû à l'idéalisation de notre modèle qui ne prend pas en compte les modifications de permittivité du milieu, la disposition des conducteurs, ... De plus, ce modèle est dédié à une étude de mode commun et ne peut être utilisé pour un problème de diaphonie. Par conséquent, si l'on veut avoir une dynamique de courant de mode commun plus proche du modèle non-uniforme, on doit augmenter la complexité. Une discrétisation détaillée par un échantillon de torons composés d'un seul tube avec l'ensemble des conducteurs permet d'avoir des torons uniformes complexes comme présenté en Figure 3-18.

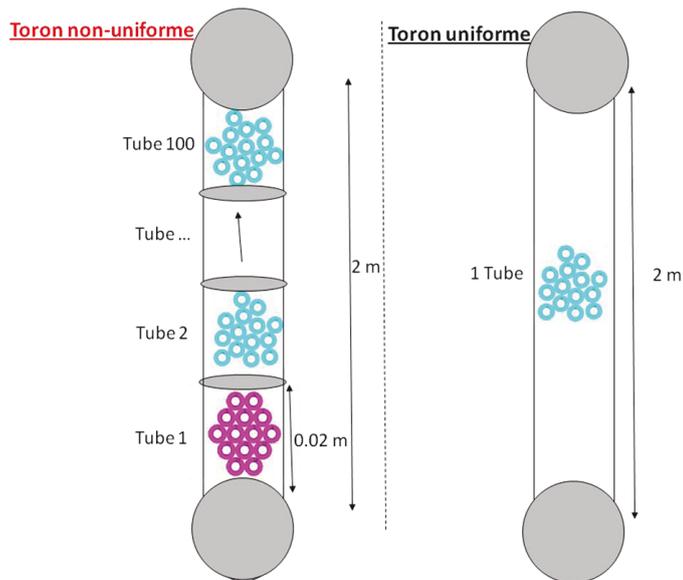


Figure 3-18 Principe du toron uniforme par rapport au toron non-uniforme

Ici aussi on réduit grandement le nombre de tubes passant de 100 à 1 mais en gardant autant de torons différents, soit 40 torons. Ainsi on peut comparer les courants de mode commun pour les trois modèles sur la Figure 3-19.

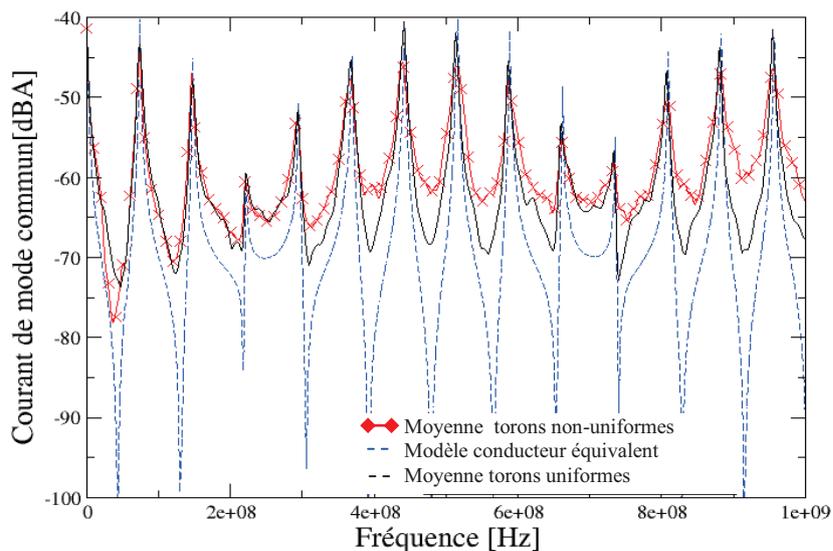


Figure 3-19 Comparaison de la moyenne du courant de mode commun pour le modèle détaillé, le conducteur équivalent et le modèle des torons uniformes

Le modèle des torons uniformes permet d'avoir des résultats plus proches (différence de dynamique <10dB) du modèle initial complexe dérivé d'une moyenne de torons non uniformes. Les différences de résultats avec le modèle non-uniforme sont minimales et concernent essentiellement la dynamique en haute fréquence (>250MHz). A ces fréquences, le peu de torons utilisés et l'absence d'interface entre tubes offrant certaines discontinuités peuvent expliquer les différences au niveau de la dynamique. De plus, ce modèle pourrait a priori être utilisé dans une problématique de diaphonie.

3.1.7. Comparaison des résultats de mode différentiel et utilisation des modèles équivalents

En effet, l'article de référence précité comporte des résultats de courant de diaphonie. Cette étude porte sur la diaphonie entre deux conducteurs sélectionnés arbitrairement et

positionnés aléatoirement dans le toron. Pour ceci, un échantillon de 16 torons a été utilisé pour l'étude de la diaphonie entre le conducteur 2 sur lequel le générateur est appliqué et le conducteur 3. Le paramètre de diaphonie est déterminé ainsi :

$$H(f) = \frac{V_j(f)}{V_i(f)} [73]$$

Nous comparons les résultats des maxima et minima des courants de paradiaphonie entre les conducteurs 2 et 3 pour notre modèle issu de TWISTCAB et l'article de référence dans la Figure 3-20 sur 16 torons générés.

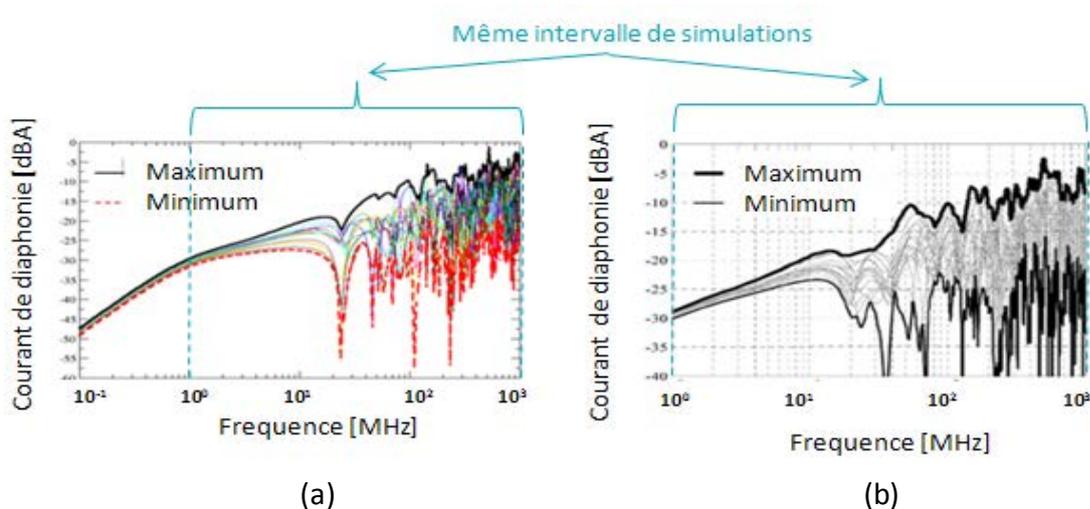


Figure 3-20 (a) Maximum, moyenne et minimum du courant de diaphonie via TWISTCAB - (b) Maximum, moyenne et minimum du courant de diaphonie via étude de référence

Malgré le peu de torons utilisés, les maxima et minima sont proches en basse fréquence (<1MHz) entre le courant de diaphonie de l'article de référence et celui issu du modèle Twistcab. Dans cette gamme de fréquence, la pente du courant est de 20dB/décade, ce qui traduit le couplage inductif entre les deux conducteurs. Au-delà de cette fréquence, les effets capacitifs prennent de l'ampleur, ce qui se traduit par la divergence entre les résultats issus des deux modèles.

Le nombre de torons est inférieur dans le cas d'étude de la diaphonie par rapport à l'étude du courant de mode commun. Mais la discrétisation reste néanmoins importante avec 100 tubes, soit 627200 éléments de matrices à calculer. Ainsi les temps de calcul sont toujours assez importants (avoisnant les 5h). On peut alors utiliser le deuxième modèle simplificateur détaillé plus haut pour l'appliquer à la problématique de la diaphonie entre les deux conducteurs. On obtient un échantillon de 16 torons uniformes (1 tube différent pour chaque toron). Le courant de diaphonie recueilli sur ces conducteurs pour le modèle simplificateur diverge alors du modèle détaillé. En effet si l'on compare la Figure 3-21 et la Figure 3-22, les motifs de ces courants en fonction de la fréquence ne sont pas identiques.

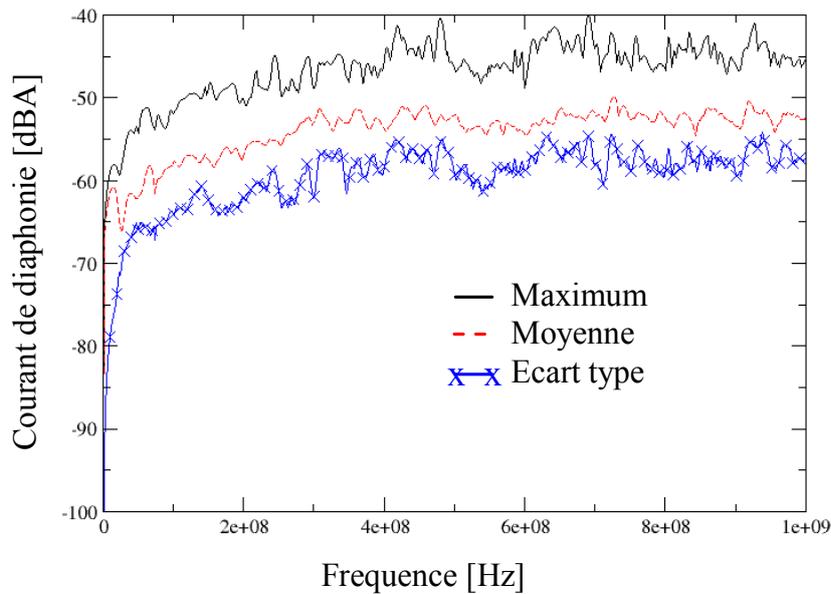


Figure 3-21 Maximum, moyenne et écart type du courant de diaphonie via TWISTCAB pour le modèle simplifié avec 1 tube/toron pour le

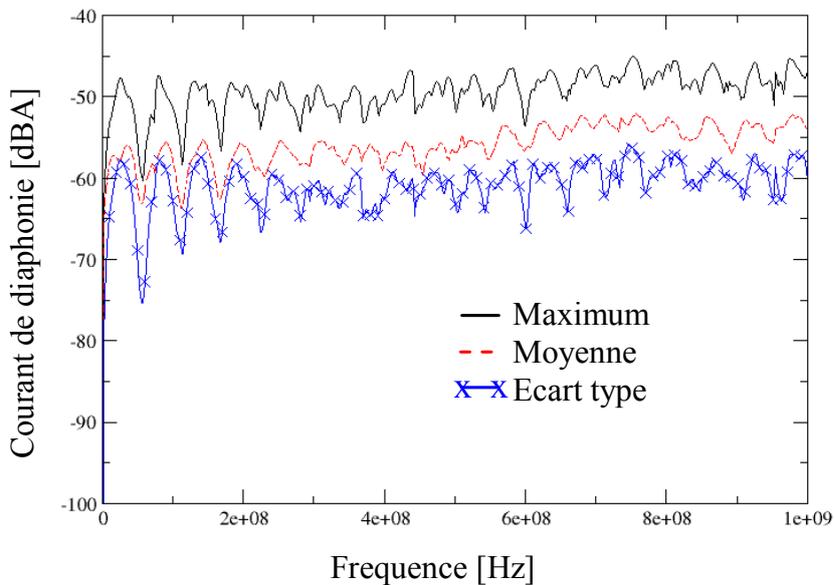


Figure 3-22 Maximum, moyenne et écart type du courant de diaphonie via TWISTCAB pour le modèle simplifié avec 1 tube/toron

Les résultats du modèle uniforme font apparaître des fréquences de résonance qui ne sont pas présentes sur les résultats du modèle non-uniforme. Ceci traduit une différence de comportement au niveau du calcul des courants. Si l'on reprend les équations de la partie II-1, ces calculs de courant sont directement liés aux matrices de paramètres linéiques. Or ces paramètres traduisent les couplages entre le toron et son environnement mais aussi les couplages entre les conducteurs. Même si chaque toron utilisé est différent, le fait de prendre un seul tube pour représenter l'ensemble du câble ne suffit pas à traduire le couplage entre les câbles comme le montre l'équation [74] :

$$I_{s3i} = j \cdot \omega \cdot V_{2i} \cdot C_{23i} \cdot \Delta \quad [74]$$

Où ω est la pulsation, V_{2i} est la différence de potentiel du conducteur 2 pour le tube i , I_{s3i} est le générateur de courant source sur le conducteur 3 pour le tube i lié au couplage capacitif avec le conducteur 2 et Δ est la longueur du tube. Enfin C_{23i} est le terme capacité entre le conducteur 2 et 3 pour le tube i et dépend directement de la position de ces conducteurs par rapport à la référence et la distance qui les séparent. Les positions peuvent être diamétralement opposées d'un tube à un autre. Si l'on utilise le modèle simplifié uniforme du toron, on a une perte d'information qui entraîne une non-modification des vitesses de propagation et donc des courants ne portant plus l'information du positionnement des conducteurs. La différence des résultats entre le modèle non-uniforme et le modèle uniforme, en est la conséquence.

Ainsi nous avons pu constater que les comparaisons des différents courants observés entre le modèle TWISTCAB et le modèle RDSI donnaient des résultats similaires. Le développement de modèles simplifiés de type conducteur équivalent ou toron uniforme a permis de réduire les temps de calcul et de conception des réseaux. Mais l'utilisation des torons uniformes pour l'observable de diaphonie n'est pas validée, à cause de la perte d'information sur le positionnement des conducteurs.

A ce stade nous pouvons conclure que TWISTCAB est un logiciel adapté à l'étude de l'aléa dans les torons complexes. Ce logiciel permet en particulier d'intégrer des contraintes (regroupement de conducteurs, entrelacement contrôlé, ...). Cependant l'ajustement de ces paramètres suppose une connaissance approfondie des propriétés des torons à modéliser. On peut considérer que l'identification de nouvelles propriétés intrinsèques au toron pourrait permettre de mieux déterminer les paramètres de simulations. Nous avons donc eu l'idée d'analyser de manière très pratique et concrète un harnais industriel que nous avons décortiqué. L'objectif est alors de déterminer quelle est l'évolution réelle des positions des câbles de ce toron suivant leur nature.

3.2. Etude de la non-uniformité dans un harnais industriel et ses conséquences sur la stratégie de simulation

3.2.1. Introduction – Description du harnais industriel

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, l'assemblage d'un toron de câble génère une méconnaissance de la position des conducteurs dans un harnais. Cependant leur regroupement par des tyrops donne des torons d'aspect visuel circulaire et compact comme on peut le remarquer sur la Figure 3-23. Mais qu'en est-il à l'intérieur du toron?

Avant de répondre à cette question, il faut appréhender l'échelle d'observation. En effet, lorsque l'on a une échelle macroscopique (au niveau du harnais), on constate que chaque toron qui compose un harnais est assimilable à un cylindre. Plus il y a de câbles, plus cette approximation semble évidente. Les tyrops augmentent cette perception et renforcent l'idée que le toron doit être compact. Certains travaux (47) (48) utilisent cette propriété dans différents logiciels de modélisation pour générer des sections de toron où la minimisation de l'espace d'encombrement est la contrainte principale.



Figure 3-23 Photo d'un toron de câbles tyrapé

Puis à l'échelle microscopique (au niveau d'une section transversale de toron), on pourrait s'attendre à visualiser un assemblage compact des conducteurs qui ne laisse presque pas d'espace libre entre eux. Cependant on ne trouve que peu d'informations qui pourraient infirmer ou confirmer cette hypothèse. Pour effectuer une telle observation, il est nécessaire au préalable d'avoir un harnais de câbles représentatif de ceux qui sont montés sur les chaînes d'assemblage.

L'idée est de récupérer un harnais aéronautique déjà construit. Celui qui a été sélectionné provient d'une route S (sensible) d'un A380. Ce harnais fut monté puis démonté sur avion pour cause de défaillance. Il a donc un historique d'utilisation et représente ce que l'on peut retrouver sur avion. Il est constitué de 61 câbles allant d'une monofilaire à une quadrifilaire blindée, soit au total 108 conducteurs sur plusieurs dizaines de mètres. Il est composé de plusieurs torons. Une première partie (Partie 1) du harnais sur plusieurs mètres n'est pas surtressée et n'a pas de blindage laissant à la vue des frètes qui constituent des groupes de conducteurs et des tyrapés qui constituent des branches de harnais comme illustré sur la Figure 3-24. La deuxième partie (Partie 2) du harnais sur plusieurs mètres est blindée. Par ailleurs il y a un surtressage en brins de matériau fluoropolymère ECTFE (Ethylène ChloroTriFluoroEthylène), utilisé pour une protection mécanique, afin de protéger cette partie du harnais comme présenté sur la Figure 3-25.



Figure 3-24 Photo de la partie 1 non-blindée et non-surtressée

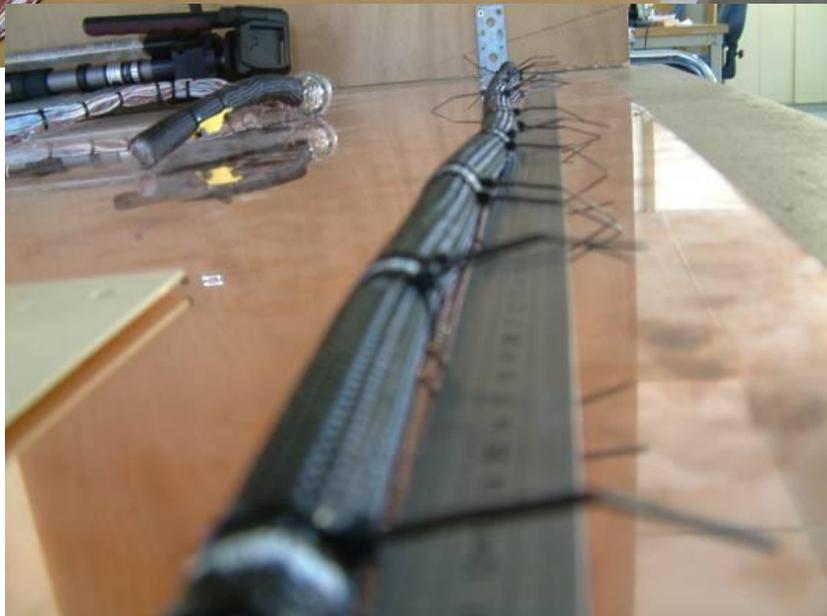


Figure 3-25 Photo de la partie 2 blindée et surtressée

3.2.2. Analyse des groupes de conducteurs

Une fois ce harnais sélectionné, il est intéressant de s'attarder sur la partie 1 non-blindée du harnais pour voir comment les groupes de conducteurs se comportent dans un toron. Chaque groupe est délimité par des frètes espacées d'une vingtaine de centimètres et des tyrops espacés d'une dizaine de centimètres qui permettent de maintenir les groupes entre eux. 4 groupes distinctifs le composent comme illustré sur la Figure 3-26 au niveau des épissures:

- Groupe 1: 4 bifilaires blindées
- Groupe 2: 5 monofilaires non blindées et 19 bifilaires non-blindées
- Groupe 3: 2 quadrifilaires blindées
- Groupe 4 : 31 autres câbles (3 trifilaires non-blindées, 16 monofilaires dont 11 blindées et 12 bifilaires dont 10 blindées)

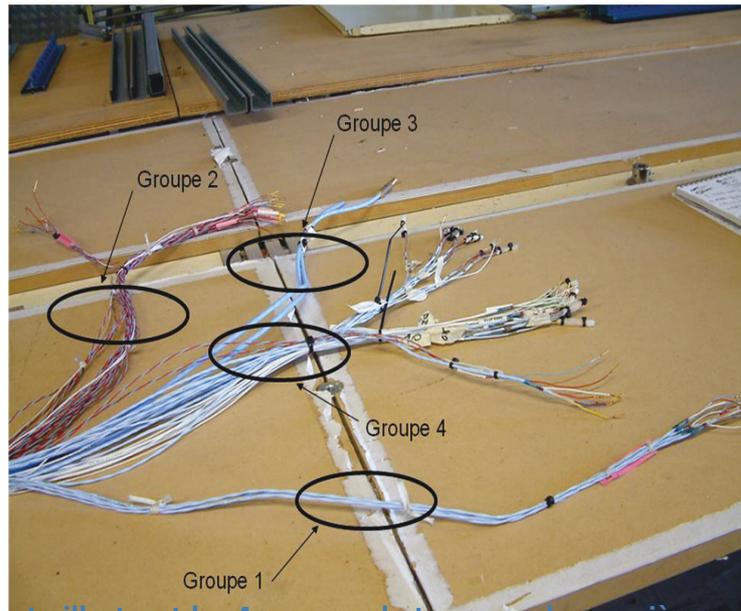


Figure 3-26 Photo illustrant les 4 groupes du toron sur la première partie du harnais

Grâce aux frètes et au tyrap, on peut suivre l'évolution des 4 groupes, leur encombrement et noter les zones de présence des groupes ainsi que leurs interpénétrations. Cette étude préliminaire concernant la partie 1 du toron est principalement visuelle. Un relevé de l'encombrement général de chaque groupe effectué tous les 10 cm sur 1.40m à partir des épissures ont permis de clarifier le comportement des groupes. Au préalable à la position du relevé, on mesure le diamètre du toron pour délimiter l'encombrement général par approximation circulaire. La mesure est effectuée avec une précision de +/- 1mm. Une fois l'encombrement circulaire défini, une zone d'encombrement par groupe est tracée dans ce dernier comme présenté en Figure 3-27.

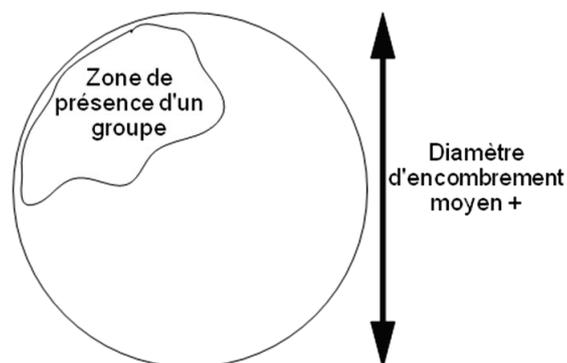


Figure 3-27 Schéma de la zone de présence de groupe

Ainsi on peut suivre l'encombrement de chaque groupe en chaque section comme illustré en Figure 3-28. A partir des résultats obtenus, on observe que les groupes comportant le plus de conducteurs peuvent se séparer en deux et se retrouver mélangés aux autres groupes. En effet, on voit apparaître la notion d'interpénétration des groupes entre eux.

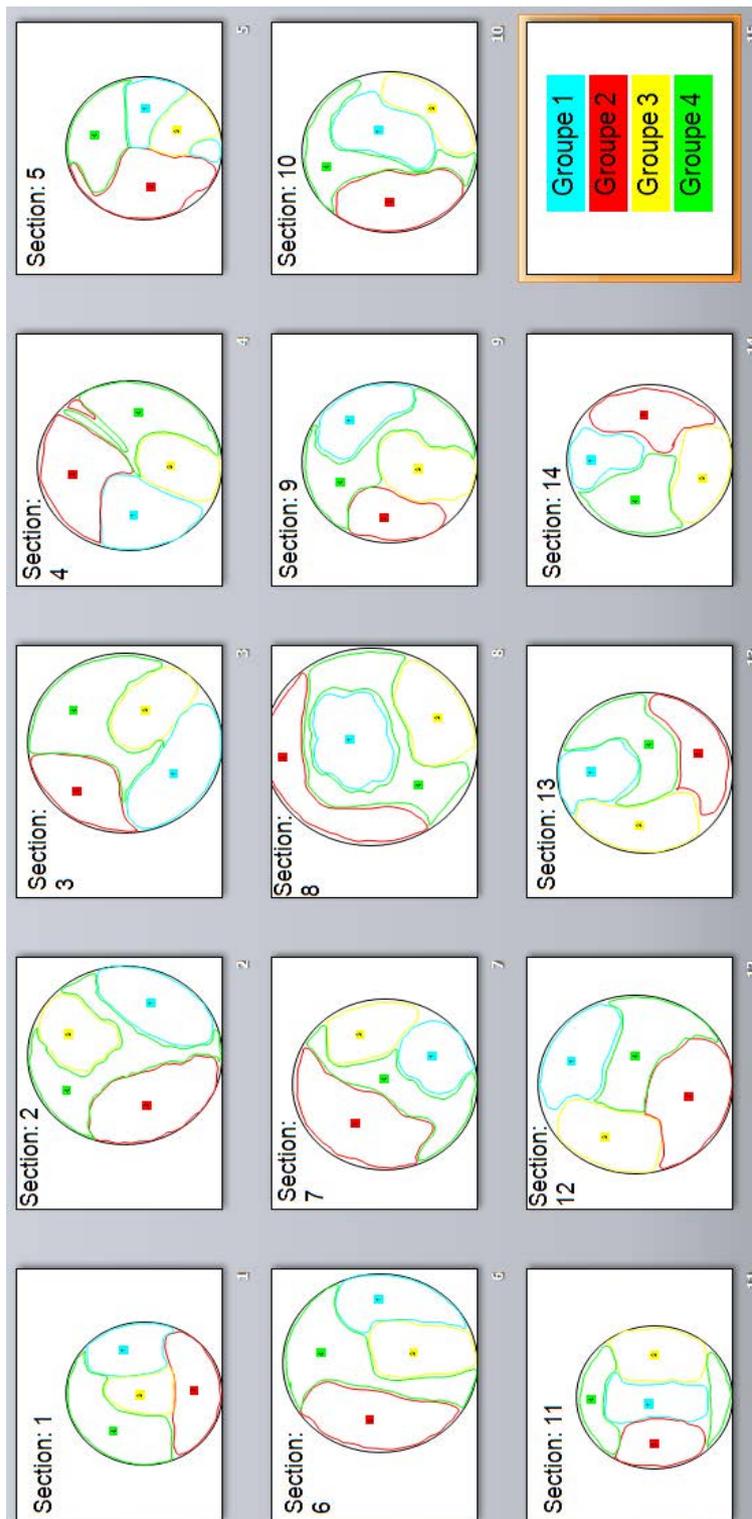


Figure 3-28 Visualisation de l'encombrement de chaque groupe

Le groupe 4 notamment, se trouve séparé en 2 à la section 11 et a tendance à s'étendre dans tout le toron pour les autres sections. Par ailleurs, on observe que les groupes évoluent de manière aléatoire sur toute la longueur du toron. L'ensemble de ces observations est confirmé par une visualisation globale en 3D réalisée avec Open Office sur la Figure 3-29 et la Figure 3-30.

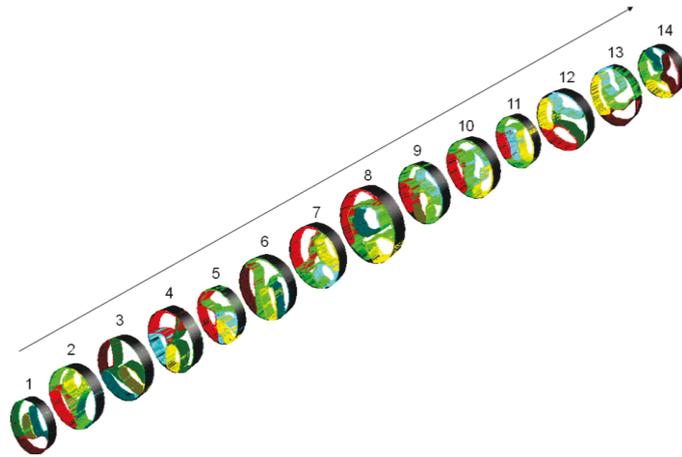


Figure 3-29 Visualisation 3D des encombrements des groupes

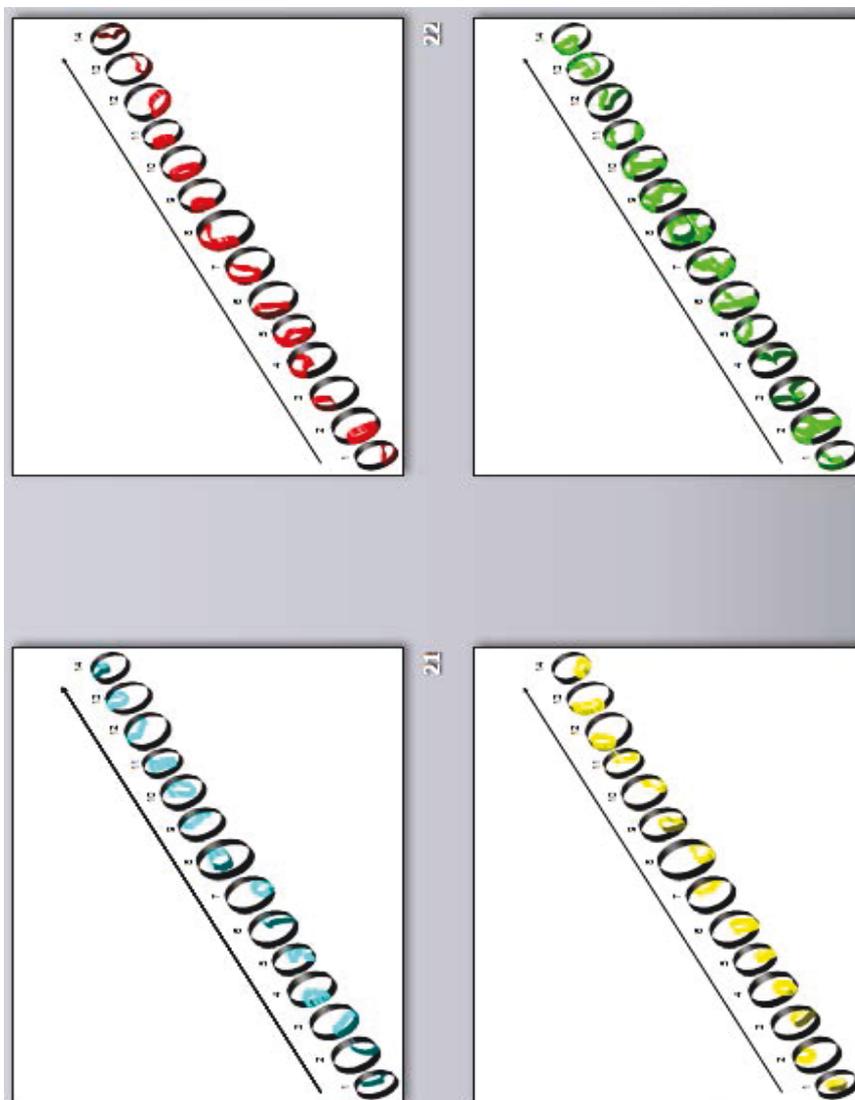


Figure 3-30 Visualisation 3D des encombrements de chaque groupe indépendamment

Les 4 groupes montrent un certain effet de vrillage mais qui n'est pas régulier. Ici on voit donc que les groupes de conducteur ne sont pas forcément « étanches » par rapport à leurs voisins. Même si la taille du groupe et le type de conducteur apparaissent comme des facteurs importants dans ce mouvement le long du toron, l'évolution de la position relative

des câbles tout au long du parcours du toron est difficilement prévisible. Ainsi, un second toron issu du processus de production identique de composition ne serait pas identique au niveau des positions des groupes et de leurs mouvements. Tout ceci confirme déjà qu'à l'échelle des groupes qui composent le toron sur une partie non-blindée (Partie 1), la connaissance exacte du cheminement de ces derniers est très improbable.

3.2.3. Analyse d'une section du toron

En effectuant au préalable des découpages de tronçons de la partie 1 du toron (partie non-blindée), ils ont été plongés dans de la résine afin de fixer la géométrie du toron et de pouvoir observer l'intérieur d'un toron. On remarque des nœuds et des ventres suivant la position du tyrap, ce qui explique une plus grande disparité de diamètre du toron comme présenté en Figure 3-31. Une des premières remarques que l'on peut faire est l'espace entre les conducteurs. Alors que les travaux cités précédemment et faisant référence à ce sujet mentionnaient toujours un encombrement minimal afin de maximiser les effets de couplage censés être proche de la réalité, on observe ici que les espaces inter conducteurs sont nombreux et de tailles pouvant dépasser leur propre diamètre.

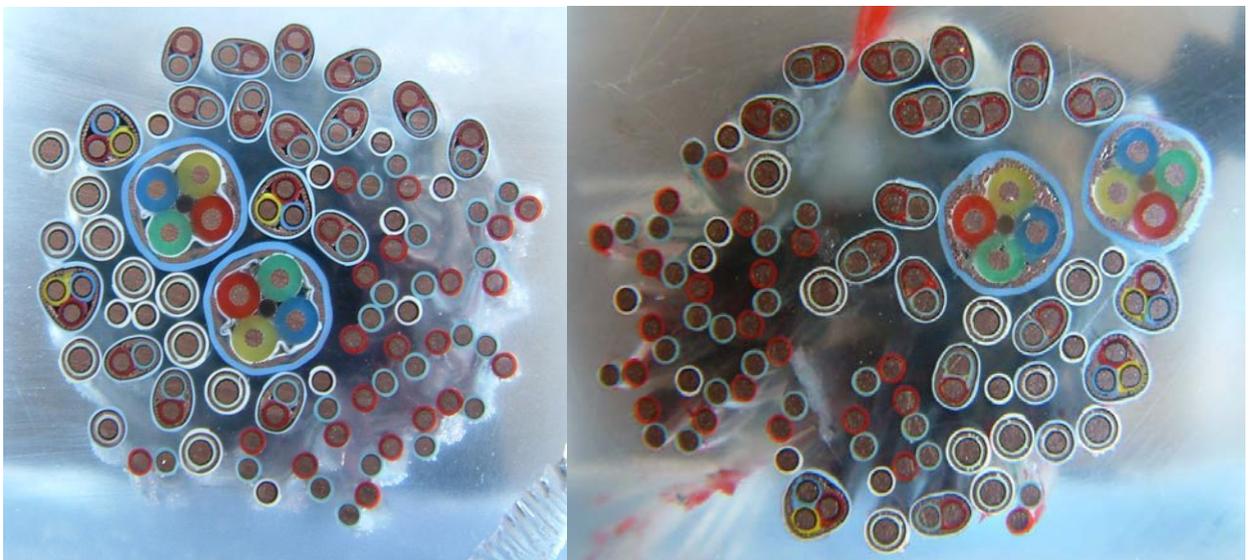


Figure 3-31 Photo d'une inclusion faite à partir d'un morceau de toron plongé dans de la résine

Par ailleurs lorsque l'on observe l'espace entre les conducteurs dans la partie blindée du harnais (Partie 2), on constate aussi la présence d'espaces importants entre les conducteurs malgré la présence de protections qui compriment le toron. On constate aussi que le diamètre du toron varie de 17.7mm à 19.8mm sur les sections mesurées sur la partie blindée. Au niveau des diamètres de ce toron, la variation est deux fois moins importante que dans la première partie du toron (partie non-blindée). Néanmoins ces variations peuvent être expliquées par la « vie » du toron. Comme vu précédemment, le toron sélectionné a été installé sur avion puis démonté avant d'être rendu à Labinal. Or dans une installation de harnais, il est possible que les harnais endurent des contraintes mécaniques fortes pouvant aller jusqu'au pliage. Ces efforts engendrent un aplatissement du toron au niveau de l'angle de pliage, augmentant le diamètre équivalent.

3.2.4. Analyse des conducteurs dans la partie blindée

Pour l'étude interne du toron, il est préférable d'étudier la partie 2 du toron car les conducteurs sont naturellement protégés par le blindage. Cette partie est composée des

câbles, d'un enrubannage de téflon, d'une tresse blindée et d'un surtressage en brins de fluoropolymère (ECTFE) comme présenté en Figure 3-32. Toutes ces protections montrent que l'installation de cette partie du harnais est effectuée dans une zone non pressurisée soumise à différentes contraintes qu'elles soient électromagnétiques, mécaniques ou de tenue au feu. En effet, ce toron est installé dans l'aile de l'avion. Ceci indique qu'il est situé dans une zone sensible aux perturbations et où les protections sont maximales. Il est intéressant d'observer les positions des conducteurs à l'intérieur de cette partie du harnais.

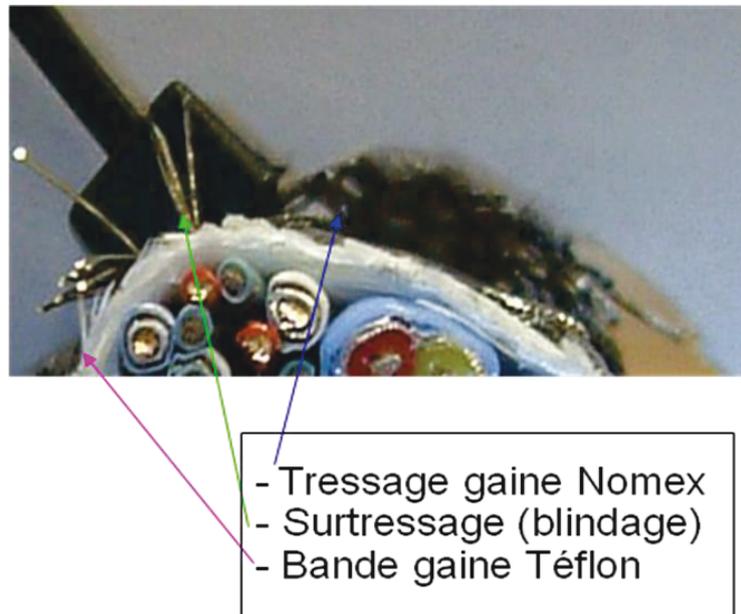


Figure 3-32 Photo des protections du harnais

Ce type de mesure n'a été effectué dans aucune étude à notre connaissance. Le protocole de mesure des positions des conducteurs est par conséquent à définir. Pour réaliser ces relevés de position, il faut tout d'abord identifier ce que l'on veut mesurer. Le toron comprenant 62 câbles, soit un nombre de conducteurs élémentaires encore plus important, il serait complexe et long de mesurer la position de l'ensemble des conducteurs sur une longueur de toron. Il est donc nécessaire de réduire le nombre de conducteurs à suivre. Pour cela, il faut revenir à l'objectif de départ qui est de définir la réalité du toron en termes de position des conducteurs. On va alors déterminer le ou les câbles qui bougent le plus dans le toron de façon à prendre en compte ce mouvement dans nos modèles de section par tirage aléatoire. Par conséquent, le but de cette mesure est d'identifier le câble ayant la plus grande dispersion dans la section de toron. Dans ce toron, apparaissent 5 types différents de câbles. On peut réduire le suivi à un ou plusieurs câbles de chaque type limitant ainsi le nombre de câbles à mesurer.

Par ailleurs, le toron blindé faisant plusieurs dizaines de mètres, il est nécessaire de prendre une longueur plus petite pour effectuer une étude rapide. Des observations sur les diamètres au niveau de la première partie du harnais montrent tout de même que la variation du diamètre de toron est de l'ordre de plusieurs millimètres (de 16mm à 22mm) pour 1.40m. Or cette variation est minimisée dans la deuxième partie due aux protections. Ainsi la vitesse de fluctuation limite les variations spatiales, on a donc sélectionné une longueur de 2m qui sera considérée comme représentative de la longueur du toron total comme présenté en Figure 3-33.

Pour mesurer la position des conducteurs à l'intérieur du toron, un test destructif doit être mis en place. En effet, pour avoir accès à l'intérieur du toron, on doit le découper en tronçons. Avant ce découpage, la fixation de deux tyrops entre lesquels on effectue la

découpe est essentielle pour maintenir un tronçon de toron dense et afin de peu l'endommager comme illustré en Figure 3-34. De plus, la longueur constante des tronçons doit être suffisante pour éviter une dislocation de ces derniers. Pour garder le même référentiel et pouvoir reconstituer le toron complet, une ligne a été tracée dessus, offrant un repère visuel. Une numérotation des tronçons est effectuée pour faciliter le suivi des mesures. Le découpage se fait avec un sécateur à toron et on obtient alors 20 tronçons de longueur identique comme présenté en Figure 3-35.



Figure 3-33 Photo de l'échantillon prélevé du toron

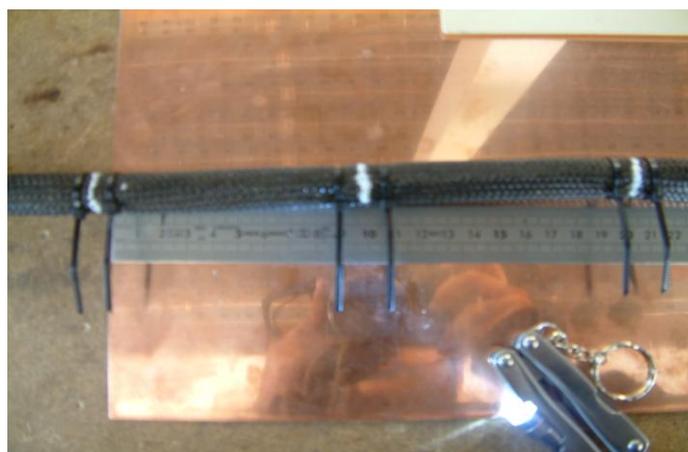


Figure 3-35 Photo des tronçons découpés

Par la suite, un test de continuité électrique permet de repérer l'évolution d'un conducteur donné dans le tronçon comme présenté en Figure 3-36. Ainsi on peut observer les différences de position traduisant le cheminement des conducteurs sur les 10 cm de chaque tronçon. Avec une photo précise des sections, on identifie la position de chaque conducteur à chaque extrémité de tous les tronçons comme présenté en Figure 3-37. L'extrémité côté gauche est considérée comme entrée dénommé IN et l'extrémité côté droit est considérée comme sortie dénommé OUT. Gauche et droite sont définis dans le sens de l'incrémentation du numéro d'identification du tronçon.

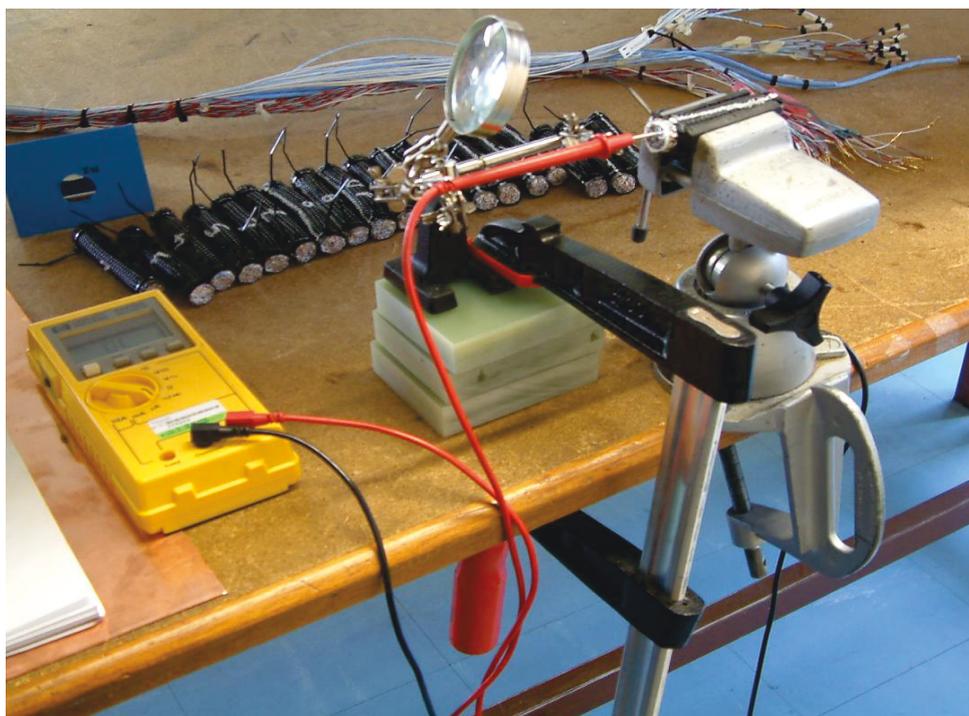


Figure 3-36 Photo du dispositif de suivi des conducteurs



- ① Groupe1: KD24
- ② Groupe2: KD24
- ③ Groupe3: MLC24
- ④ Groupe4: MLC24
- ⑤ Groupe5: MLC24
- ⑥ Groupe6: MLB24
- ⑦ Groupe7: DRB24
- ⑧ Groupe8: MLA22

Figure 3-37 Principe d'identification

Ici les câbles suivis sont des groupes: 2 quadrifilaires blindées (en vert), 3 trifilaires blindées (en jaune), une bifilaire torsadée blindée (en bleu ciel), une bifilaire torsadée non-blindée (rose) et une monofilaire blindée (en blanc). On identifie aussi le contour du tronçon

permettant de voir l'évolution du diamètre du toron. L'ensemble des relevés de positions se trouve à l'annexe 4.

Malgré cela il est difficile de pouvoir suivre les conducteurs d'un tronçon à un autre. En effet pour valider ces mesures de position, il faut prendre en compte le découpage du toron. Comme nous l'avons vu précédemment, cette découpe se fait avec un sécateur à toron constitué de deux lames affûtées, qui en se frottant l'une contre l'autre, découpent le toron. Elle entraîne alors un mouvement global des conducteurs à gauche du toron vers le bas et à droite vers le haut comme présenté en Figure 3-38. Ceci explique la différence que l'on peut rencontrer entre les photos des extrémités OUT et celles des extrémités IN qui suivent.

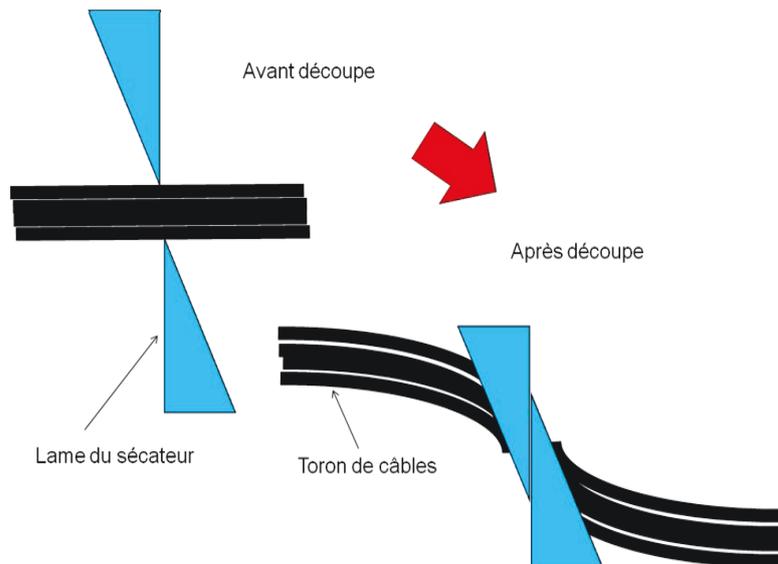


Figure 3-38 Schéma de la découpe d'un sécateur

Ainsi pour prendre en compte ce phénomène dans l'observation des diamètres de sections et les positions des conducteurs, on doit moyenner ces valeurs entre les valeurs IN et OUT des coordonnées. Ces coordonnées sont définies par le repère cartésien dont l'origine est au niveau de la marque longitudinale du toron et la tangente en ce point. On obtient alors des valeurs moyennées décorréélées du découpage du toron comme présenté en Figure 3-39.

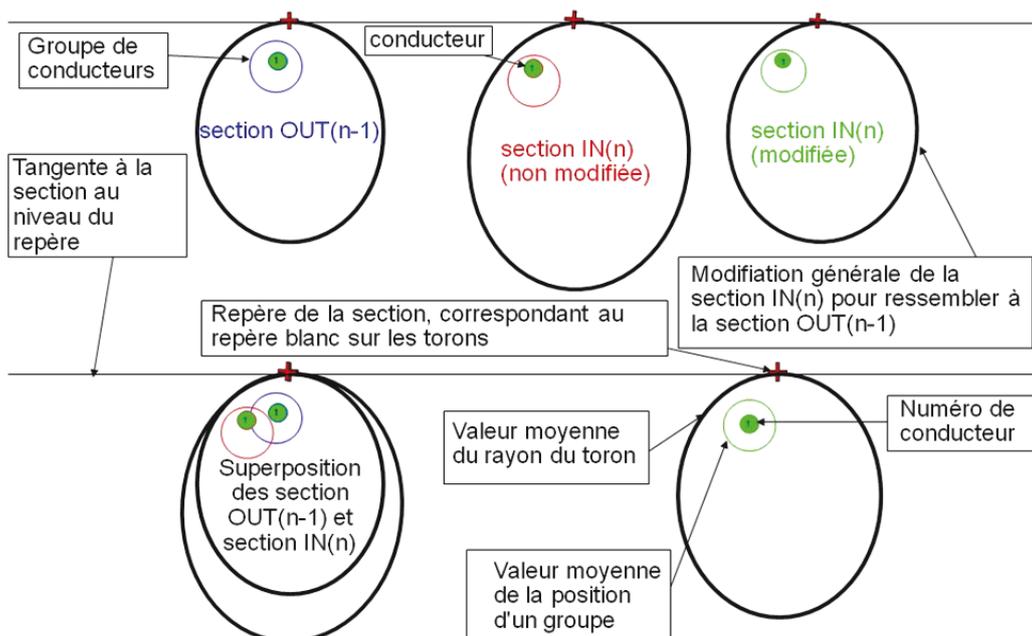


Figure 3-39 Principe de la prise en compte du découpage

Ce procédé de prise en compte du découpage permet de suivre les conducteurs et de les visualiser en 3D de la même manière que les groupes comme sur la Figure 3-40 puis d'effectuer une analyse en fonction du type de câbles.

Ensemble des sections en 3-D

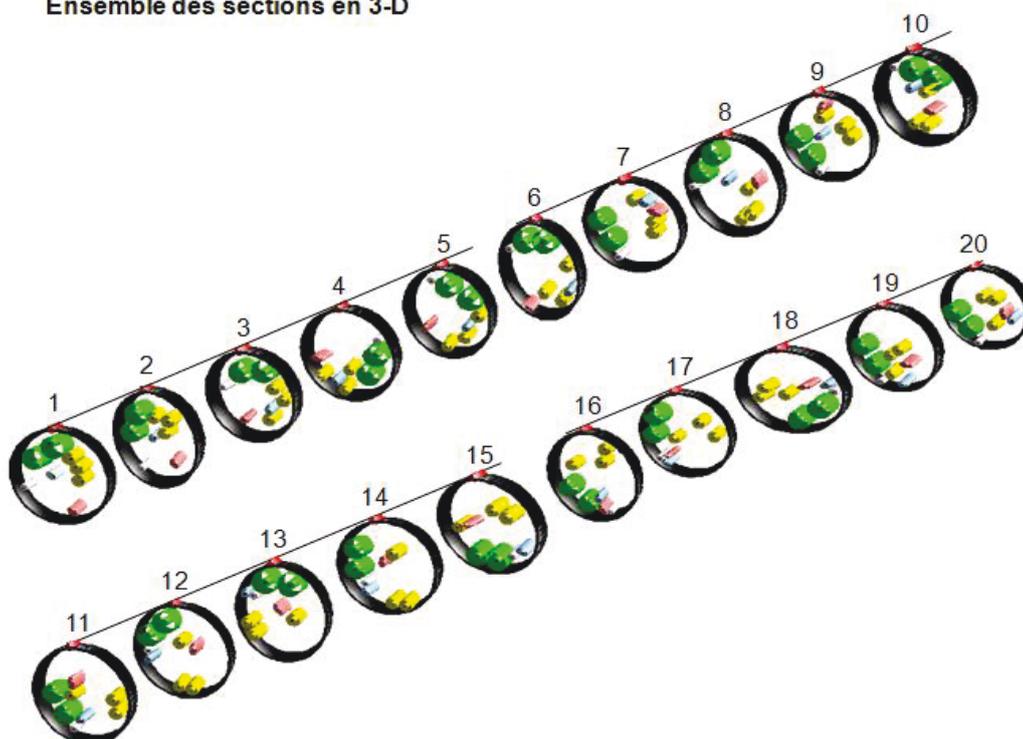


Figure 3-40 Visualisation 3D des 20 sections du toron réalisée avec OpenOffice

La première observation que l'on peut faire concerne les deux premiers groupes constitués de quadrifilaires (en vert). En effet, par rapport au repère de la marque sur le toron, ces deux câbles sont toujours à côté l'un de l'autre et effectuent un mouvement circulaire. Ce mouvement circulaire semble présent dans le cheminement des autres câbles. Il peut être attribué à l'enrubannage en téflon qui vrille naturellement le toron de câbles. En fonction de ces éléments, nous considérons que le nouveau repère cartésien a pour origine

le groupe 1 et la droite qui passe par les deux quadrifilaires comme illustré en Figure 3-41. On peut donc en déduire que le câble quadrifilaire possède un cheminement approximativement rectiligne une fois l'effet du vrillage du toron inhibé.

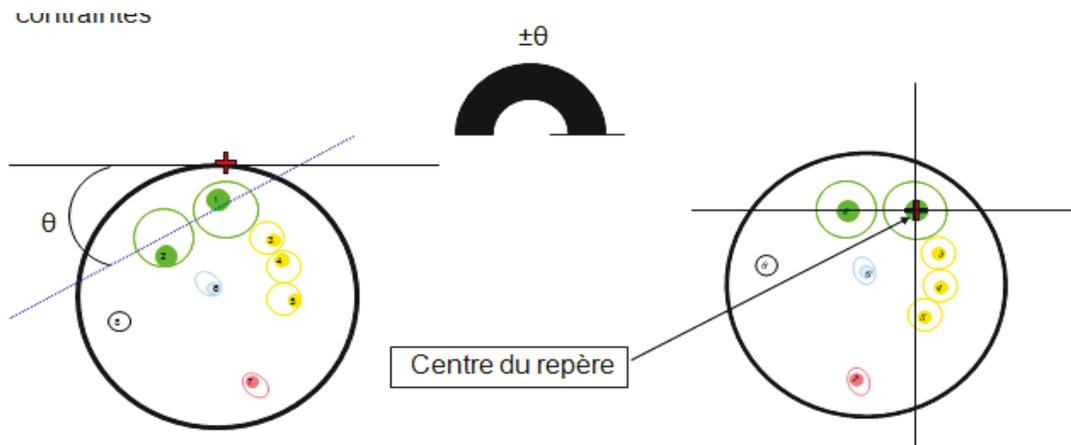


Figure 3-41 Schéma de la prise en compte du vrillage « naturel » du toron

A partir de cette observation, la meilleure façon de déterminer le ou les câbles qui ont un cheminement le moins linéaire est de superposer les positions des câbles. On peut pour cela utiliser la transparence de la représentation des câbles et les superposer sur une seule image. Ainsi plus les zones sont opaques, plus les conducteurs sont présents dans ces zones comme présenté en Figure 3-42.

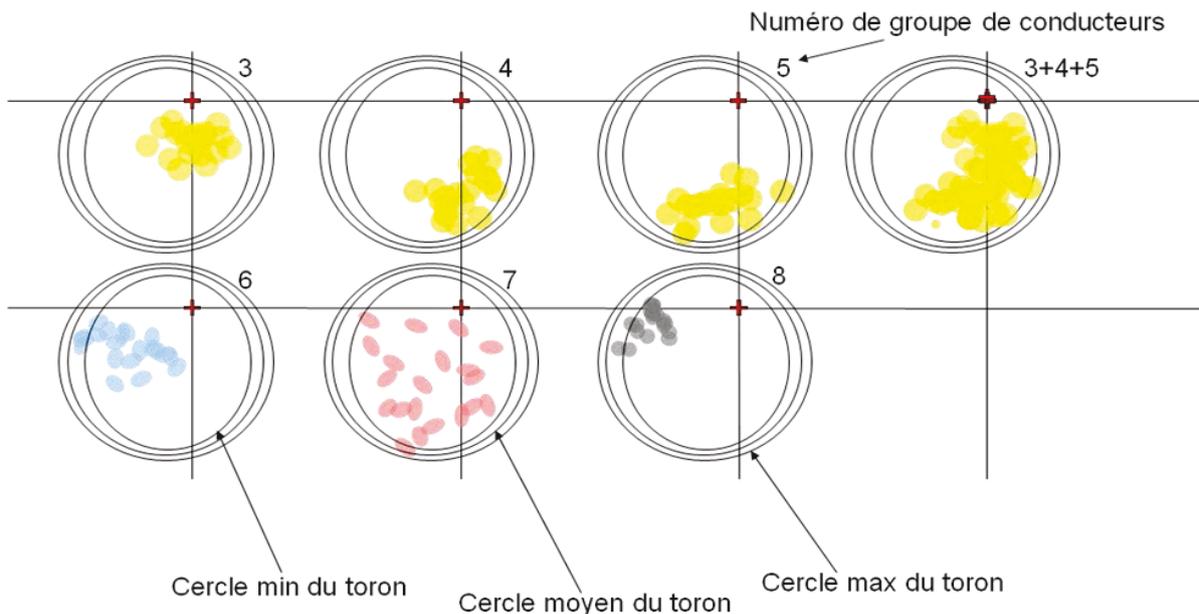


Figure 3-42 Résultats des superpositions des positions des conducteurs de l'ensemble des sections

Lorsque l'on compare les zones de superposition, on remarque que les trifilaires blindées (en jaune) restent dans une zone compacte par rapport au toron. De même la bifilaire torsadée blindée (en bleu ciel) a une zone ne dépassant pas le quart de la surface de la section. La monofilaire blindée (en gris) est aussi dans une situation où elle change très peu de position. A l'inverse, la bifilaire torsadée (en rose) semble recouvrir presque l'intégralité de la surface de la section avec très peu de superposition. Ceci implique que ce câble a le cheminement le plus complexe dans ce toron de câble réel. Par ailleurs, il a une propriété

mécanique d'élasticité plus importante que les autres câbles. En effet, n'ayant pas de blindage, son élasticité lui est conférée par le torsadage des deux câbles élémentaires qui le composent. Ce torsadage assouplit le câble qui lui permet des mouvements amples dans le toron sur une petite distance (10cm par rapport à la longueur du toron qui fait 2m).

Cette première observation montre que la bifilaire torsadée non-blindée, par sa forte variation de positionnement dans le toron, semble être le câble qui générera des couplages en mode différentiel difficilement maîtrisables comme nous l'avons vu dans le paragraphe 3.1.7.

3.2.5. Modélisation des sections du toron par TWISTCAB

3.2.5.1. Modélisation aléatoire d'une section

L'objectif de ce chapitre étant la validation de TWISTCAB, la modélisation du toron à l'aide de ce logiciel doit permettre de retrouver l'ensemble des observations sur le toron réel représentatif de la réalité industrielle afin de confirmer la première partie de ce chapitre.

Pour cela, on a modélisé l'ensemble des câbles du toron selon trois types de modélisation allant de la plus simple à la plus complexe pour déterminer le meilleur gain en temps de calcul tout en gardant à l'esprit l'objectif initial de représentativité du modèle:

- Modélisation A : Tout d'abord, la première modélisation simple ne prend pas en compte la notion de groupe de conducteurs et remplace les bifilaires torsadés non-blindés par des conducteurs équivalents. Ces derniers ont comme propriétés : un diamètre équivalent à la bifilaire et une épaisseur de diélectrique similaire à celle d'un conducteur élémentaire d'une bifilaire. Pour la modélisation des câbles blindés, on ne tient compte que de leur blindage en les remplaçant par des conducteurs équivalents. Ceci est similaire au comportement de ce type de câble vis-à-vis de leur environnement. On obtient alors des sections de torons comme illustré en Figure 3-43.
- Modélisation B : Puis, le deuxième type de génération prend en compte un groupe qui est composé des deux quadrifilaires. En effet, les observations précédentes ont montré que ces câbles étaient à côté les uns des autres sur l'ensemble des photos des sections. Par ailleurs, les bifilaires torsadés sont représentés par un conducteur équivalent et les câbles blindés par leur blindage comme dans la première modélisation A. Ainsi la coupe géométrique du toron obtenu est présentée en Figure 3-44.
- Modélisation C : Enfin, le dernier type de modélisation prend en compte non seulement le groupe des quadrifilaires mais encore une description détaillée de toutes les bifilaires torsadés non-blindés. Pour réaliser ceci, les bifilaires sont décrites par deux câbles élémentaires identiques. Chaque couple de câbles constitue un groupe. Ayant un grand nombre de ce type de bifilaires, cette dernière modélisation est la plus complexe mais aussi la plus représentative comme le montre la Figure 3-45.

Dans ces figures, les câbles verts clairs représentent les quadrifilaires, les bleus foncés représentent les trifilaires, le rose représente la bifilaire blindée, le vert foncé représente la bifilaire torsadée non-blindée et le bleu clair représente la monofilaire blindée. Les câbles rouges sont les câbles voisins.

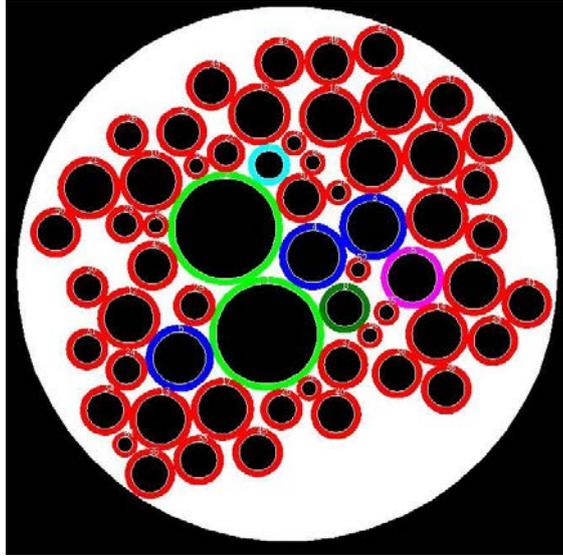


Figure 3-43 Géométrie de la modélisation A

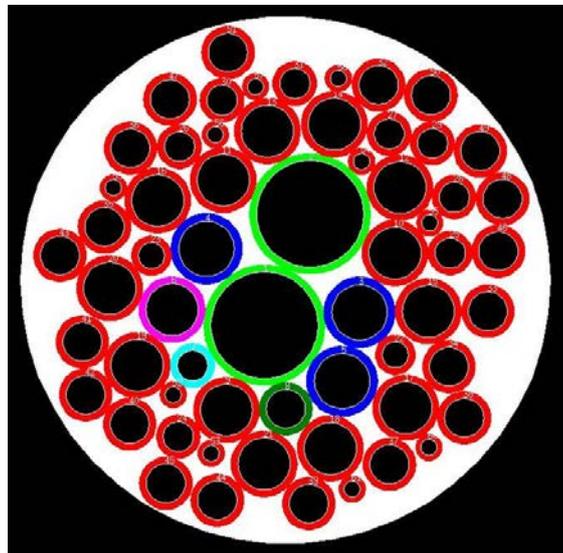


Figure 3-44 Géométrie de la modélisation B

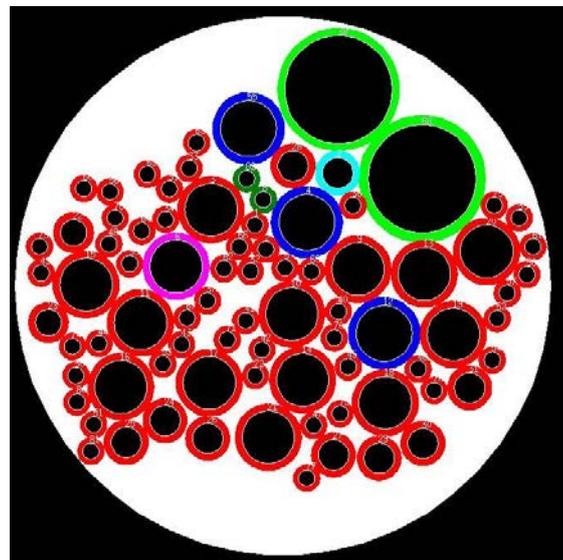


Figure 3-45 Géométrie de la modélisation C

Par conséquent, si l'on compare les 3 modélisations, on remarque que la dernière modélisation est la plus complexe. De plus, elle nécessite un temps de génération plus important à cause du nombre de conducteurs à placer de façon aléatoire et des contraintes de groupes. Néanmoins, elle représente le plus proche modèle de la réalité du toron comme l'illustre la Figure 3-46.

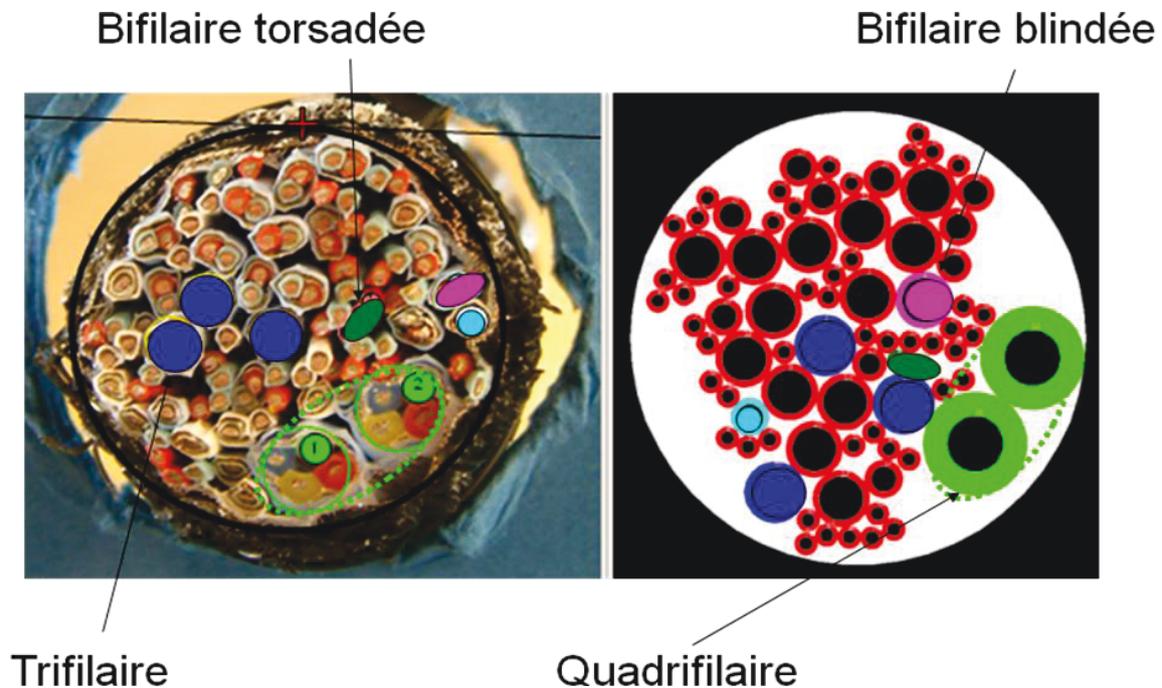


Figure 3-46 Comparaison entre une photo d'une section de toron et une image du modèle généré par TWISTCAB

Dans cette figure, au niveau de la modélisation C, on retrouve notre groupe composé des deux quadrifilaires en extrémité du toron. Par ailleurs, les groupes constitués des bifilaires torsadées non-blindées sont consistants et les deux câbles élémentaires qui les composent ne divergent pas. On en conclut que ce modèle semble être le plus adapté pour représenter la réalité du toron. Cependant, ceci ne s'applique qu'à une seule géométrie. L'utilisation du module d'entrelacement aléatoire de TWISTCAB qui garde une cohérence entre les différentes sections permet ici d'effectuer un tirage de 20 sections aléatoires cohérentes. Cette modélisation avec l'aide de TWISTCAB, comparée à la réalité sur la Figure 3-47, offre un toron semblable à celui étudié. On peut notamment souligner que les quadrifilaires se trouvent en périphérie de toron. Ceci peut facilement s'expliquer par leurs diamètres important par rapport aux autres conducteurs. En effet, au vu de l'espace disponible autour du plus gros câble, il y a un grand nombre de tirages de secteurs angulaires possible. En associant cette propriété à la contrainte interne du logiciel qui est d'effectuer une distribution spatiale compacte, il y a croissance des conducteurs dans un nombre réduit de secteur angulaire. En effet, si le nombre de conducteur de même groupe est faible, le nouveau conducteur courant choisi devient un voisin d'un gros conducteur ce qui limite pour ce conducteur courant les secteurs angulaires possibles. Ainsi ce type de grand conducteur se retrouve naturellement en périphérie de toron même si il n'est pas sélectionné en premier.

Néanmoins certaines différences apparaissent. Tout d'abord au niveau du groupe des quadrifilaires, même s'il reste sur les bords du toron, son cheminement n'est pas régulier. Il peut passer d'un bord à l'opposé du toron sur seulement un tronçon comme le montre la

Figure 3-48. De même, lorsque l'on évalue les zones de superposition comme sur la Figure 3-49, on observe que l'ensemble des câbles suivis ont une zone de recouvrement faible et une occupation de la surface du toron importante. On ne peut pas classifier alors les câbles en fonction de l'importance de leur cheminement car ils ont tous un cheminement perturbé. Ainsi seules les quadrifilaires sont dissociables. Une explication sur ce manque de dissociabilité peut être donnée car, comme nous l'avons vu précédemment, c'était le câble bifilaire torsadé qui était le plus souple et le plus petit apportant le cheminement le plus perturbé. Or ici, dans le modèle, on ne tient pas compte de cette souplesse et des propriétés de rigidité des câbles. Cependant, le modèle généré par TWISTCAB offre une similitude plus importante que les modèles vus dans la partie bibliographique. Le positionnement aléatoire y joue un rôle primordial.

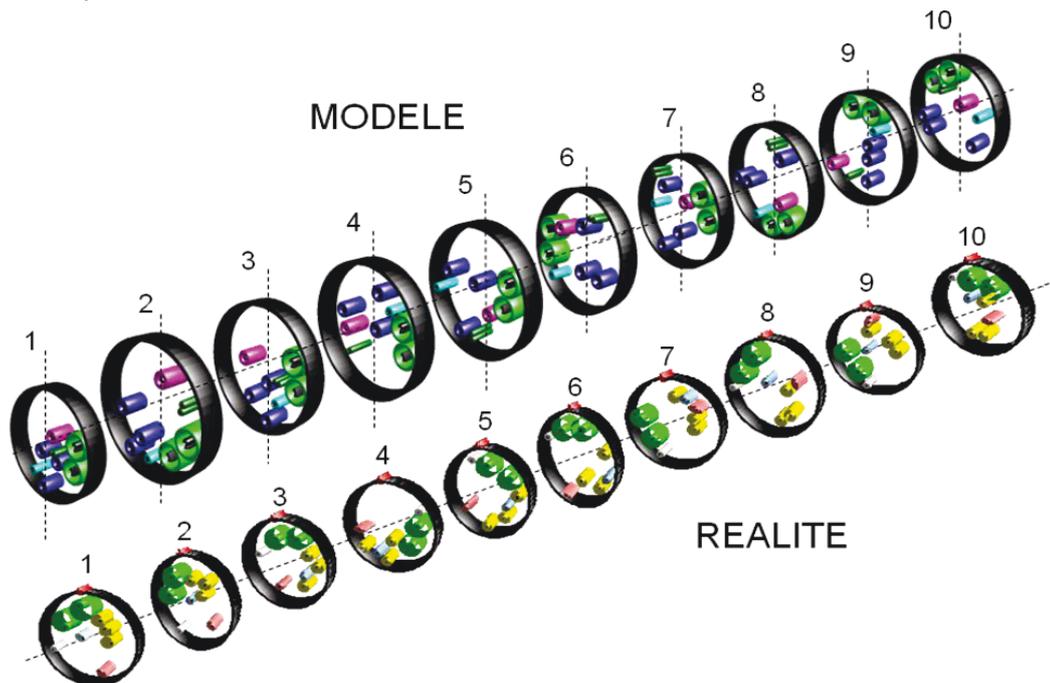


Figure 3-47 Comparaison de la réalité et du modèle sur les 10 premières sections

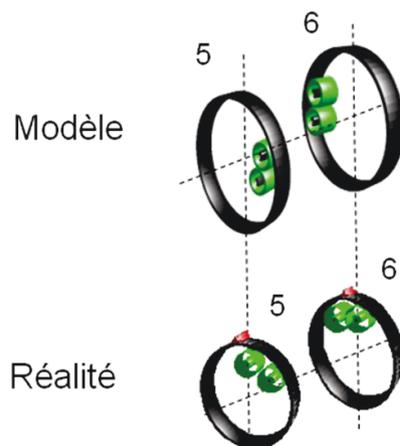


Figure 3-48 Comparaison du cheminement entre réalité et modèle pour les quadrifilaires

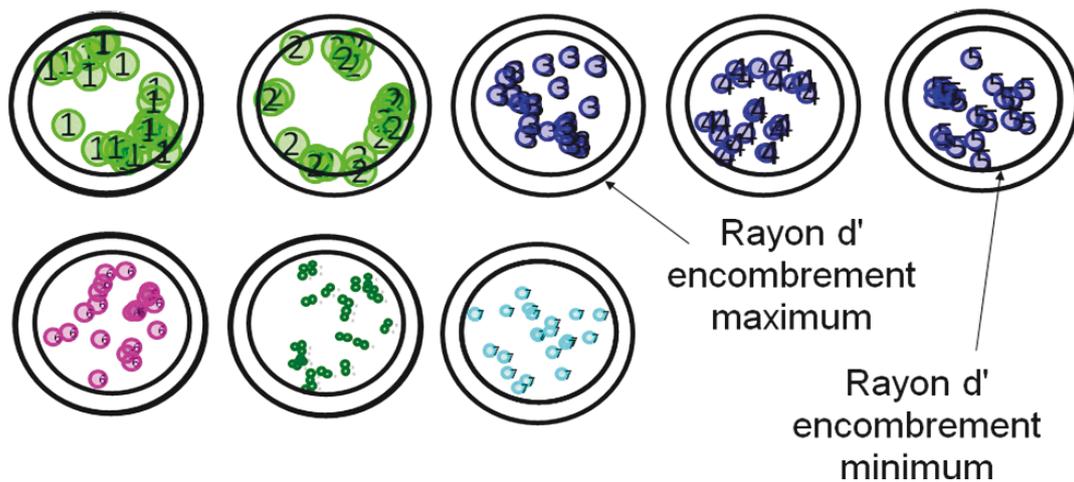


Figure 3-49 Zones de superposition des câbles suivis sur le modèle

3.2.5.2. Analyse du diamètre des sections générées

Enfin la dernière observation que l'on peut faire concerne le diamètre du toron. La génération aléatoire entraîne une différence de diamètre de toron plus grande donnant des sections géométriques qui peuvent être aplaties comme le montre la Figure 3-50.

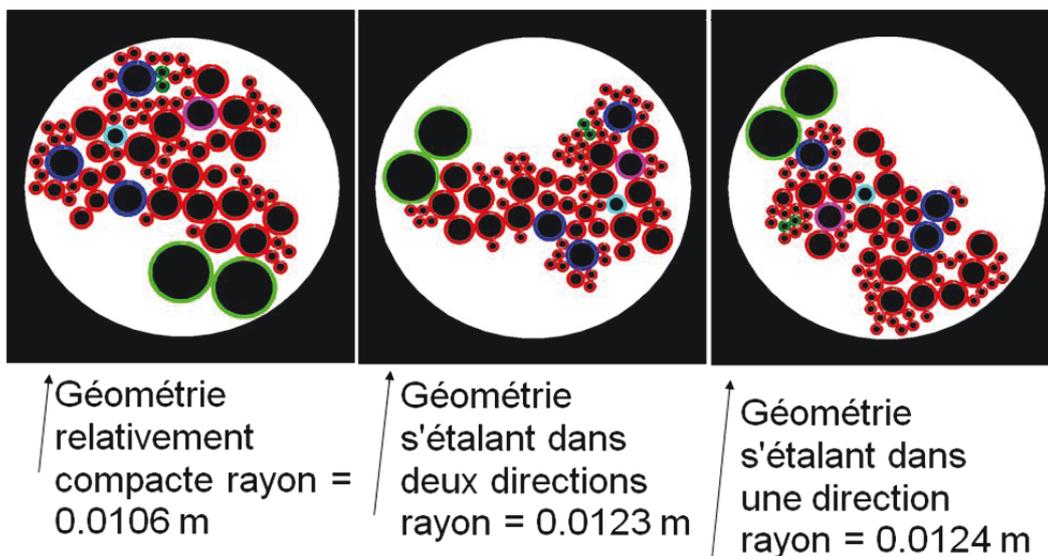


Figure 3-50 Exemple de 3 géométries successives qui s'évalent dans l'espace

En effet, si on augmente le nombre de géométries discrétisant le toron, on peut voir apparaître des groupes de sections s'étalant dans une ou plusieurs directions, ceci sur un petit nombre de sections (en moyenne sur 3 sections toutes les 10 sections). Ces différences de diamètres de toron doivent être modulées par les diamètres que l'on peut déterminer à partir des formules couramment utilisées dans le domaine industriel pour prédire le diamètre d'un toron.

Le diamètre minimal d'un toron homogène D est déterminé à partir d'un coefficient tenant compte du diamètre équivalent en fonction du nombre de fils n et du diamètre des conducteurs d donné, dans la norme MIL-C-27500G, par :

$$D = 1.15d\sqrt{n} [75]$$

Cette formule représente un empilage hexagonal de fils ronds sans foisonnement ni défauts d'empilage dans la structure du toron. L'empilage n'étant jamais parfait, il est donc

nécessaire de modifier le coefficient 1.15 pour tenir compte du foisonnement. Des formules ont été développées par les fabricants de harnais pour un assemblage de câbles non-circulaires (par exemple les paires blindées) et de sections différentes. Celle qui est la plus couramment utilisée pour tenir compte d'un empilement avec un foisonnement maximal, dépend de la section d'encombrement des câbles pris individuellement s_i et est :

$$D = 1.46 \sqrt{\sum_1^n s_i} \quad [76]$$

On a alors effectué un tirage de 100 géométries pour des torons composés de différents nombres de conducteurs allant de 10 à 100. Les différents types de conducteurs sont représentés dans les mêmes proportions que pour le toron réel. On obtient alors des valeurs minimale, maximale et moyenne en dessous de la valeur donnée par la formule [60] comme le montre la Figure 3-51, sauf pour les torons à 80 et 90 conducteurs au niveau des maxima. Sur cette figure est aussi tracée une courbe traduisant le diamètre en fonction d'un nombre de conducteurs pour un toron homogène (tous les conducteurs identiques). Les valeurs pour le toron réel sont aussi représentées. On observe alors que la dispersion des résultats est moins importante. Ceci implique une certaine disparité qui peut être diminuée par la présence d'une contrainte sur la valeur du diamètre du toron généré par TWISTCAB. Pour cela, il suffit de générer un grand nombre de sections par génération aléatoire non-corrélée, de prendre le diamètre de la section la plus petite comme référence et de construire les sections corrélées par rapport à ce diamètre. Ainsi on obtient un toron ayant un diamètre plus proche de celui de la réalité.

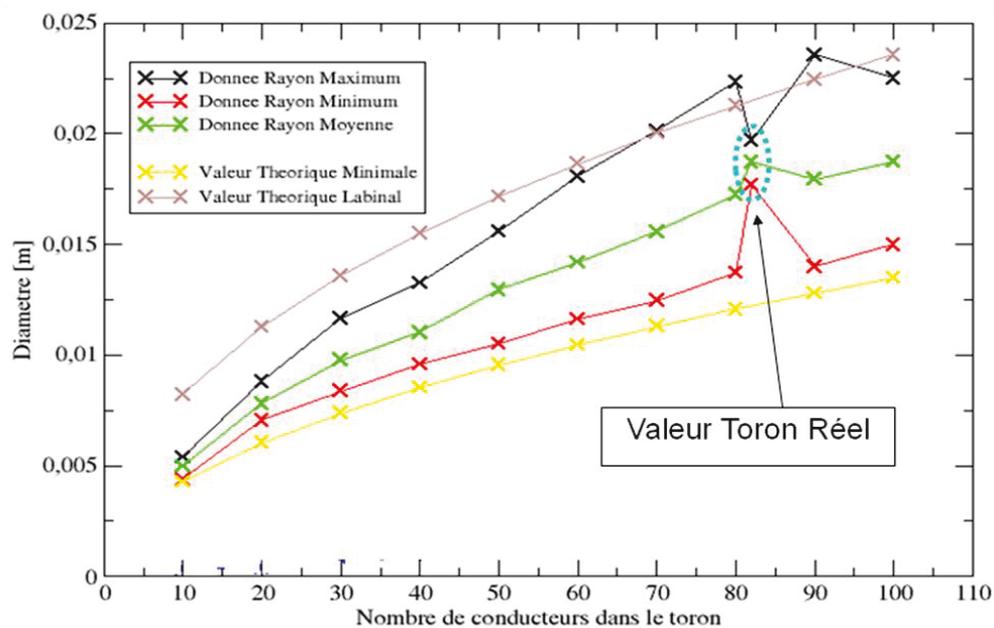


Figure 3-51 Résultats de mesures de diamètres en fonction du nombre de conducteur pour la modélisation et pour les modèles théoriques homogènes et hétérogènes

Pour conclure, la génération TWISTCAB offre un modèle de toron de câble très proche de la réalité. L'introduction d'une limitation du diamètre du toron dans TWISTCAB peut se révéler nécessaire pour se rapprocher du toron réel en dépit d'une augmentation des temps de calcul. Notre analyse n'a porté que sur l'analyse d'un seul toron réel. En conséquence, il est effectivement très difficile de généraliser nos observations. Il semble toutefois que les

câbles subissant le plus d'aléa dans le positionnement sont fins et flexibles. En particulier les paires bifilaires torsadées subissent au sein de ces câbles d'importantes variations de positions.

3.3. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons comparé le logiciel TWISTCAB avec un modèle issu de la littérature. Nous avons constaté que les résultats issus de TWISTCAB suivaient la même tendance que le modèle RDSI utilisé dans cet article. Nous avons également éprouvé des modèles simplifiés. Ces tentatives préliminaires permettent d'indiquer qu'une modélisation des couplages ne requiert pas un outil aussi sophistiqué que TWISTCAB pour des couplages de mode commun. Mais il en va tout autrement pour les couplages différentiels pour lesquels la recherche d'un modèle simplifié est bien plus ardue.

L'analyse d'un toron réel a permis de constater que la génération aléatoire offerte par TWISTCAB se rapproche convenablement du profil du toron analysé. On peut constater que l'aléa de positionnement dans le toron réel peut être limité lorsqu'il s'agit d'un câble rigide et de diamètre important. Cette contrainte n'apparaît pas a priori dans TWISTCAB. C'est donc une piste potentielle à explorer. Cependant, ce qui a davantage retenu notre attention est le caractère très aléatoire du positionnement des liaisons bifilaires non-blindées. Or ces liaisons bifilaires de part le mode de transmission différentiel qu'elles supportent s'avèrent difficiles à analyser du point de vue des couplages électromagnétiques qu'elles subissent ou génèrent. Nous avons également souligné que l'obtention de modèles simplifiés était à cet égard très difficile à obtenir. C'est la raison pour laquelle dans la suite de cette thèse nous nous orientons vers l'analyse la plus approfondie possible des couplages électromagnétiques dans les torons vis-à-vis de ces paires torsadées.

4. Modélisation et identification du couplage entre une bifilaire et son environnement filaire simplifié

Résumé:

Ce chapitre a pour but d'analyser l'impact du torsadage d'un câblage bifilaire sur le couplage avec les câbles environnants. Ainsi, comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, le câble qui a un cheminement le plus complexe et qui est le plus représenté dans les harnais industriels est la bifilaire torsadée non-blindée. Il est donc nécessaire de mieux appréhender son comportement au sein d'un toron. Pour cela, nous avons considéré dans ce chapitre une configuration simplifiée, où le toron est réduit au câble bifilaire d'étude excité par un générateur différentiel et à un câble monofilaire, dit câble victime, au-dessus d'un plan de masse. On introduit également une contrainte liée à l'installation du câble torsadé dans un harnais et qui concerne le détorsadage d'extrémités dû aux connections du câble sur le connecteur.

Après une description détaillée du cas d'étude, une stratégie de modélisation est mise en place afin de réduire le nombre de tubes nécessaire à la discrétisation de la bifilaire torsadée tout en respectant la symétrie du système. A partir de cette modélisation, des simulations de différentes configurations du cas d'étude sont effectuées pour observer la distribution du courant le long de la monofilaire victime. On obtient alors des motifs spécifiques du courant à une fréquence pour laquelle la longueur d'onde est très grande devant la longueur du câble, et ce, en fonction de la position de la mesure. Une approche expérimentale a alors été mise en place pour retrouver ce comportement.

Ces motifs particuliers ayant été mis en évidence, il est intéressant de comprendre leur origine. Pour cela, une méthode par approche circuit a été développée. Un banc expérimental de validation a été mis en œuvre afin d'évaluer le comportement du courant en basse fréquence. La confrontation des résultats permet de valider la méthode et d'illustrer l'influence réelle du détorsadage en extrémité de la bifilaire torsadée.

Dans la dernière partie du chapitre, des modèles de simplification sont développés et évalués pour réduire la taille des réseaux tout en conservant une bonne approximation des résultats.

4.1. Introduction aux différentes étapes

Comme nous l'avons vu précédemment, la bifilaire torsadée non blindée a été identifiée comme le câble dont le cheminement au sein du toron est le moins maîtrisé et qui nécessite donc une analyse fine pour le modéliser correctement a posteriori. Dans le premier chapitre, de nombreux travaux sur l'étude de la susceptibilité d'un câble torsadé ont été cités. Cependant, très peu se sont attardés sur les couplages de proximité induits par un câble torsadé sur les conducteurs voisins d'un même toron. Or, si l'on veut appréhender la diaphonie entre une bifilaire torsadée et son environnement, il est primordial d'étudier en détail les propriétés de ce câble. On partira d'un cas simple pour en déduire les propriétés primaires puis on complexifiera la configuration de base.

Pour cela, la première étape va être de décrire et d'optimiser la modélisation pour décrire une torsade.

La deuxième étape est d'étendre cette modélisation à des configurations plus ou moins complexes par rapport au nombre de torsades et à la présence de détorsadage d'extrémité. Une étape intermédiaire de validation expérimentale de ces résultats est effectuée par une mesure en champ proche.

La troisième étape va consister à comprendre le comportement du courant pour une distribution spatiale de ce dernier sur le câble victime par le développement d'une analyse circuit et ainsi observer l'influence du détorsadage.

La quatrième étape va permettre de valider expérimentalement les observations faites sur le détorsadage et le comportement du courant de manière plus générale.

Enfin, la cinquième et dernière étape a pour objectif de simplifier les réseaux et les temps de calcul par l'intermédiaire de modèles de moyennage de matrice de paramètres linéiques.

4.2. Description du cas d'étude

4.2.1. Présentation des configurations

Pour réaliser cette étude du comportement d'un câble torsadé, on va considérer une bifilaire torsadée non-blindée dans un environnement standard où la référence électrique est représentée par un plan de masse et l'environnement proche est représenté par un câble monofilaire, considéré comme un capteur de couplage proche. Ainsi les paramètres d'une configuration type sont les suivants :

- Le premier câble est la bifilaire idéalement torsadée et non-blindée, appelé câble agresseur. Cette approximation de torsadage parfait permet en premier lieu de supprimer une quelconque dissymétrie dans l'agression sur l'environnement extérieur. Par ailleurs, elle est mise en relation avec la fabrication des câbles torsadés. En effet, l'automatisation industrielle de la manufacture de ce câble garantit une minimisation de l'erreur du pas de torsadage. La paire est composée de deux câbles monofilaires identiques au câble victime mais sont torsadés. La longueur d'une torsade est de 4cm et le pas de torsadage est donc de 25 torsades/mètre. La distance entre le centre du câble agresseur et le centre du câble victime est de 2.55mm soit, 3 fois le rayon d'un câble élémentaire.
- Le second câble est la monofilaire, appelée câble victime. Il a un diamètre de 1.70mm et une épaisseur de diélectrique (type PVC) de 0.11mm.
- Le toron composé de ces deux câbles est placé à $h=5\text{cm}$ au-dessus d'un plan de masse métallique considéré comme infini dans le contexte de l'application de la

théorie des lignes de transmission. La longueur l des câbles varie en fonction des configurations allant d'une torsade à une paire composée de plusieurs torsades accolées à des extrémités détorsadées.

Le câble victime (numéroté 3), est placé au plus proche de la bifilaire torsadée non-blindée car on veut évaluer les couplages proches de ce câble torsadé sur son environnement. Il est connecté au plan de masse par une résistance de 50Ω (R_2) à chacune de ses extrémités. De plus, la longueur du câble victime est identique à celle du câble agresseur dans toutes les configurations pour maximiser le couplage entre les deux câbles. Les câbles élémentaires de la bifilaire (numéroté 1 et 2) sont chargés aux deux extrémités par une résistance différentielle de 100Ω (R_1). Un générateur de tension différentiel de $1V$ (E_0) est introduit à une des extrémités du conducteur élémentaire 1 de la bifilaire. C'est grâce à ce générateur que la bifilaire devient le câble agresseur comme présenté en Figure 4-1. Par ailleurs, les calculs des courants induits sur les câbles du toron vont permettre d'évaluer le couplage entre les deux câbles. Ces courants sont déterminés entre 100kHz et 500MHz pour rester proche des recommandations des règles d'utilisation des avionneurs. L'hypothèse des lignes de transmission concernant la propagation en mode TEM est alors considérée comme valide.

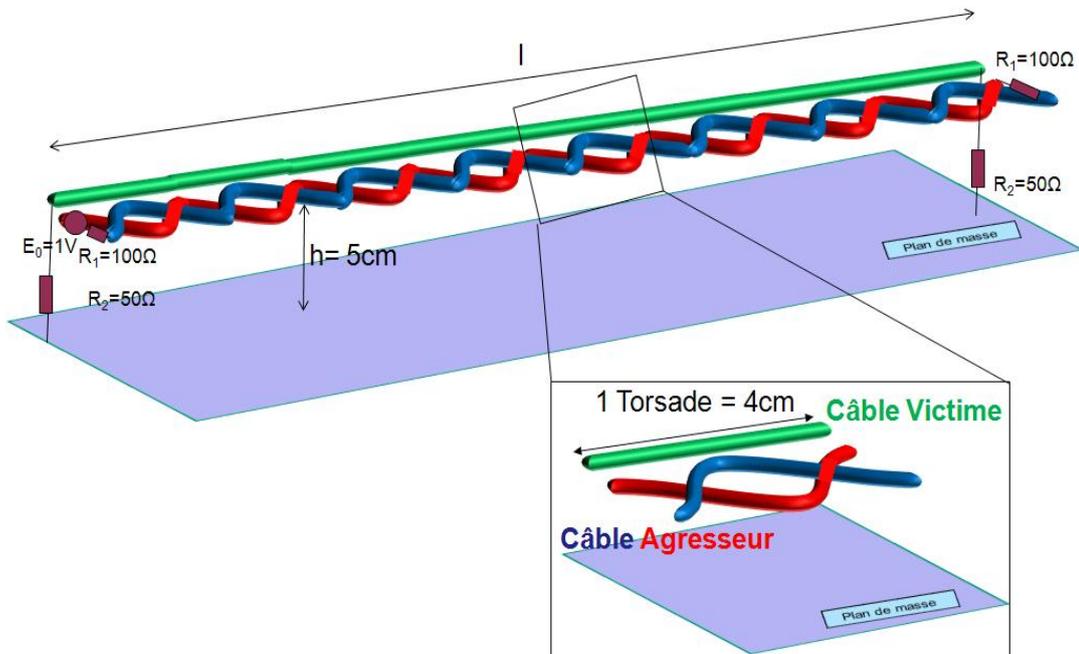


Figure 4-1 Description d'une configuration standard avec un agrandissement sur la longueur d'une torsade

On peut alors définir l'angle de départ de la bifilaire torsadée α . Il est défini entre le plan de masse et la droite qui passe par le centre des deux câbles comme présenté en Figure 4-2. Ce paramètre introduit une variation possible des conditions géométriques initiales. La portion de toron définie par la longueur d'une torsade est appelée section comme l'agrandissement de la Figure 4-1.

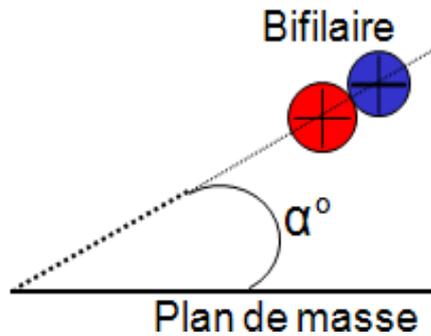


Figure 4-2 Illustration de l'angle de départ de la bifilaire

Dans les conditions réelles d'installation de ce câble, ce dernier est monté sur des connecteurs. Ces connections impliquent le détorsadage en extrémités des câbles torsadés comme présenté en Figure 4-3. Mais ce détorsadage génère une dissymétrie géométrique sur le modèle de bifilaire parfaitement torsadée et qui est obligatoire pour les fabricants de câble. En effet, les règles de fabrication définies par les avionneurs spécifient ce détorsadage d'extrémité pour les câbles torsadés, notamment sur la longueur de ce dernier. Ceci permet de faciliter la connexion des câbles torsadés en séparant les câbles élémentaires qui les composent.



Figure 4-3 Photo d'une extrémité d'un harnais de câble avec un détorsadage des câbles

Dans notre modèle, on considèrera qu'une section à chaque extrémité de la bifilaire représentera ce détorsadage. Cette section est composée donc de la bifilaire modélisée par deux câbles droits avec un angle $\alpha=0^\circ$. Afin d'analyser les résultats issus des simulations et des expériences, plusieurs variables vont être exploitées: la position du relevé des courants et le câble sur lequel on relève ces courants. Auparavant il est important de connaître l'intérêt des simulations que l'on décrira dans le paragraphe suivant. Le but de cette simulation est de regarder la valeur du courant qui se couple sur la monofilaire victime issu du rayonnement proche de la bifilaire torsadée. Pour observer ce courant de couplage proche, on effectue deux types de simulation :

- En fonction de la fréquence, à une position donnée sur la monofilaire victime
- En fonction de la position, à une fréquence donnée le long de la monofilaire victime

Ainsi, on obtient des résultats qui décrivent le comportement de la bifilaire torsadée dans son intégralité pour l'étude de son couplage sur la monofilaire. Les positions intéressantes dépendent de la taille d'intérêt de la configuration :

- Simulation pour une torsade : tous les 4mm sur le toron
- Simulation pour plusieurs torsades : aux extrémités du toron et de chaque torsade
- Simulation avec détorsadage : aux extrémités du toron et de chaque torsade
- Mesures expérimentales champ proche: tous les millimètres sur le toron
- Mesures expérimentales des courants de couplages : extrémités et au milieu du toron

En ce qui concerne les résultats en fonction de la position à fréquence fixe, la fréquence sélectionnée arbitrairement est de 11MHz car elle se situe dans le domaine entre les basses fréquences (<100kHz) et le régime des résonances.

Néanmoins, pour optimiser la modélisation du toron et notamment de la bifilaire torsadée non-blindée, il faut revenir aux outils que l'on va utiliser pour effectuer la modélisation et les simulations.

4.2.2. Stratégie de modélisation

Dans les outils théoriques et numériques décrits dans le chapitre 0, la topologie électromagnétique nécessite de connaître les matrices des paramètres linéiques R, L, C, et G qui sont déterminées à partir de la nature et de la position géométrique des conducteurs des tronçons de ligne de transmission représentant le toron. Ces matrices sont définies sur chaque tube du réseau topologique. Le toron d'étude comprenant un câble bifilaire torsadé, il est alors nécessaire de le discrétiser le plus finement possible pour rendre compte du torsadage de la bifilaire comme présenté en Figure 4-4.

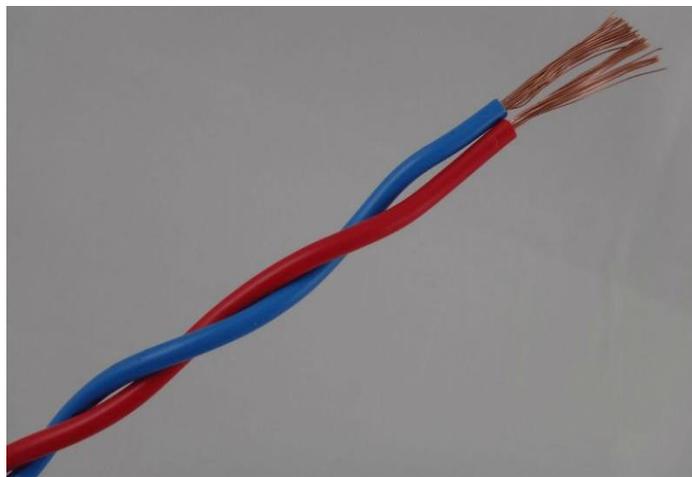


Figure 4-4 Exemple d'une bifilaire torsadée

Cette discrétisation traduit une suite de lignes de transmission dont la longueur doit être inférieure à $\lambda/10$ (21) où λ est la longueur d'onde. Si l'on considère un câble de 1m composé de torsades de 4cm, on aurait besoin de 250 tubes pour décrire le toron. Ce nombre très important engendrerait des réseaux de grandes tailles et par conséquent des temps de calcul importants. Il est donc seulement nécessaire d'optimiser le nombre de tubes par torsade pour la bifilaire torsadée car la position relative de la monofilaire victime est constante sur les 1m de toron.

Cependant, on doit au préalable définir la méthodologie de discrétisation pour représenter le torsadage. La méthode est illustrée en Figure 4-5 et consiste à :

- Découper en segments uniformes une torsade de la bifilaire torsadée, afin de respecter la définition intrinsèque d'un tube
- Prendre la géométrie qui moyenne les deux positions extrêmes d'un segment uniforme pour chaque segment uniforme

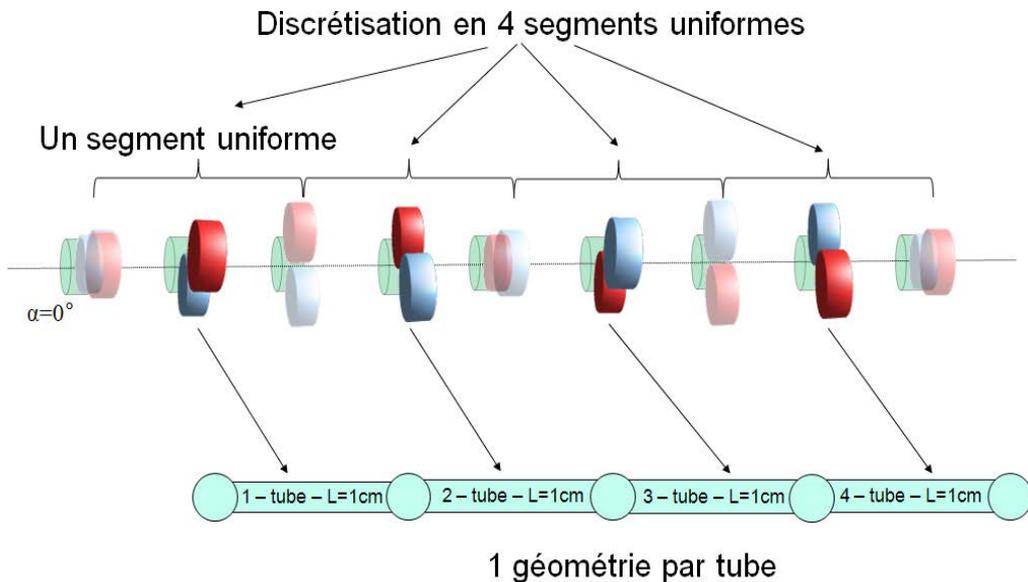


Figure 4-5 Discretisation d'une bifilaire torsadée non-blindée en 4 tubes

L'étape suivante consiste à déterminer le nombre de tubes que l'on doit utiliser pour découper le toron de câble, nombre nécessaire et suffisant pour le modéliser tout en conservant l'ensemble des phénomènes physiques du couplage. Ce nombre peut être très différent d'un auteur à un autre et la bibliographie à ce sujet est peu nombreuse. On peut néanmoins citer (43) et (37) qui utilisent respectivement 100 tubes pour le toron et une cinquantaine de tubes pour modéliser leur toron comportant des câbles torsadés. Par ailleurs, on peut considérer que le torsadage est constant sur toute la longueur du câble considérée. Cette hypothèse est valable par rapport aux méthodes de fabrication industrielle des câbles torsadés. On peut se limiter à optimiser le modèle pour une torsade puis le reproduire pour l'ensemble des torsades de la bifilaire. Une étude de convergence va permettre d'effectuer cette optimisation.

4.2.3. Etude de convergence sur le nombre de tubes pour décrire une torsade

En effet, cette étude de convergence doit offrir la possibilité de réduire le nombre de tubes tout en ayant des résultats satisfaisants. Pour réaliser ceci, il est nécessaire de déterminer deux paramètres : la valeur de départ et la marge de validité des résultats que l'on se fixe, appelée critère de convergence. Par ailleurs, pour conserver la symétrie du pas de torsadage, il convient de prendre un nombre pair de tubes, soit une suite en 2^N (où N prend les valeurs entières comprises entre 1 et la valeur maximum de référence). Ainsi, au vu du nombre de tubes proposé dans la bibliographie, la valeur de discrétisation de base de notre toron prise est de 128 (ou $N=7$) tubes permettant d'avoir une modélisation de référence. En ce qui concerne le critère de convergence, il dépend de la variable qui doit être observée, dans notre cas, le courant observé sur la monofilare victime. On fixe alors arbitrairement le critère de convergence à ± 1 dB. Malgré le fait qu'il soit fixé arbitrairement, on mettra en évidence dans le paragraphe 4.5 que cette marge est de l'ordre de grandeur des incertitudes de mesure obtenues dans les conditions qui ont été les nôtres.

Si on observe la distribution de courant le long de la monofilaire à une fréquence donnée de 11MHz (choix arbitraire, se plaçant entre le domaine de la basse fréquence et des résonances), la modélisation en 8 tubes de la bifilaire torsadée est confirmée quelle que soit la position de la mesure du courant comme illustré en Figure 4-6. Il apparaît aussi un motif spécifique du courant le long de la monofilaire à partir de 4 tubes. Mais pour la version en 2 tubes, il n'apparaît pas. Nous verrons dans le paragraphe 4.4 l'explication de ce motif.

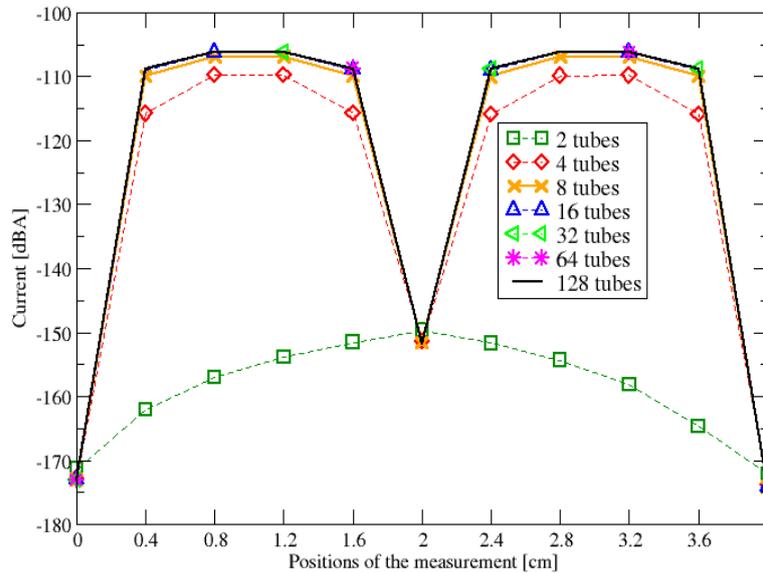


Figure 4-6 Distribution du courant à 11MHz le long de la monofilaire victime pour les 7 discrétisations choisies pour une longueur d'une torsade de 4cm

Le ratio entre le résultat de référence à 128 tubes et l'ensemble des valeurs prises par N pour le courant sur la monofilaire en extrémité est représenté sur la Figure 4-7. En effet, la courbe où N=6 (64 tubes) et celle où N=7 (128 tubes) sont confondues ce qui favorise la validité de l'hypothèse sur le nombre de tubes de référence.

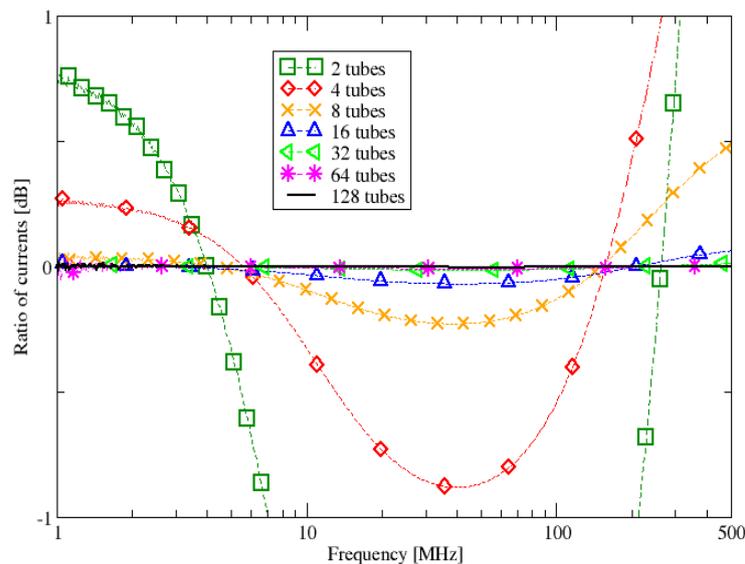


Figure 4-7 Ratio entre les 6 différentes discrétisations et celle de référence à 128 tubes pour le courant en extrémité de la monofilaire

Le nombre minimum de tubes qui correspond au critère de convergence de +/-1dB est de 8 tubes pour modéliser une torsade. D'après cette figure et la figure précédente, ce résultat est valable pour le courant le long de la monofilaire.

La modélisation d'une torsade avec seulement 8 tubes permet de simplifier le réseau du toron et réduit les temps de calcul comme indiqué sur le Tableau 3, pour un ordinateur portable avec un processeur à 2.8GHz, 4Go de RAM et un système d'exploitation 64-bit.

Calculs	8 tubes	128 tubes	Facteur
Calcul des matrices des paramètres de lignes (LAPLACE)	2s	31s	16
Calcul par théorie des lignes de transmission (CRIPTE)	4s	129s	32

Tableau 3 Temps de calcul pour une torsade

Ceci est déjà une première simplification de réseau topologique pour un problème de couplage proche entre une bifilaire flottante par rapport à la référence et un câble voisin. Cette approche de discrétisation de la torsade en 8 segments uniformes se trouvera très utile lors de modélisation de câbles composés de plusieurs dizaines de torsades comme nous le verrons dans les paragraphes et les chapitres suivants. Même si cela reste une approximation, son efficacité est confirmée dans le cas le plus pénalisant (contraintes de symétrie de la torsade et de la charge au niveau de la bifilaire torsadée) et elle le sera d'autant plus lorsque l'on rajoutera de la dissymétrie dans le toron avec le détorsadage en extrémité. On considère aussi que cette discrétisation peut s'appliquer à des torons plus complexes avec plusieurs dizaines de câbles.

Notre modèle ainsi formé permet de représenter une longueur d'une section (soit la longueur correspondant à une torsade) avec 8 tubes. Ce nombre de tubes est faible par rapport au nombre de tubes pour une discrétisation en $\lambda/10$. Ainsi la taille des réseaux est réduite et par conséquent les temps de calcul. De plus, cette discrétisation pour une torsade est employée pour toutes les torsades d'une configuration avec un câble de 1 m. En effet le torsadage est régulier donc cette étude est utilisable sur l'ensemble des configurations. Elle pourra par ailleurs être validée sur la partie expérimentale des mesures champs proches.

4.3. Résultats Préliminaires de simulation pour des configurations simples

4.3.1. Présentation des résultats de simulation

4.3.1.1. Définition préliminaire

Ainsi une fois la stratégie de modélisation établie, il faut définir les configurations qui permettent de représenter au mieux le couplage entre une bifilaire en mode différentiel et son environnement proche. Par ailleurs, la contrainte nécessitant le détorsadage des câbles à leurs extrémités doit être considérée dans ces configurations simples pour mieux appréhender son impact. Pour cela, il a été défini trois types de configurations :

- Un toron d'une section torsadée (soit une torsade de 4cm)
- Un toron de 25 sections torsadées (soit 25 torsades de 4cm =1m)

- Un toron de 25 sections torsadées et 2 sections détorsadées à chacune des extrémités (soit 25 torsades et 2 sections droites = 1.08m)

L'ensemble des configurations est modélisé avec une discrétisation à 8 tubes pour une torsade. Le courant le long du fil victime est alors tracé pour deux angles alpha extrêmes : $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$. Tous ces résultats seront analysés dans le paragraphe 4.4 à l'aide d'une approche circuit.

4.3.1.2. Une section de bifilaire torsadée

La première configuration est composée d'une seule section (soit 4cm de câble) dans laquelle on a donc une seule torsade de la paire de fils. Le courant induit le long de la monofilaire victime pour une section est illustré du début à la fin de la torsade à une fréquence unique de 11MHz justifiée précédemment. Par ailleurs, on retrouve ce motif à différentes fréquences hors régime de résonance.

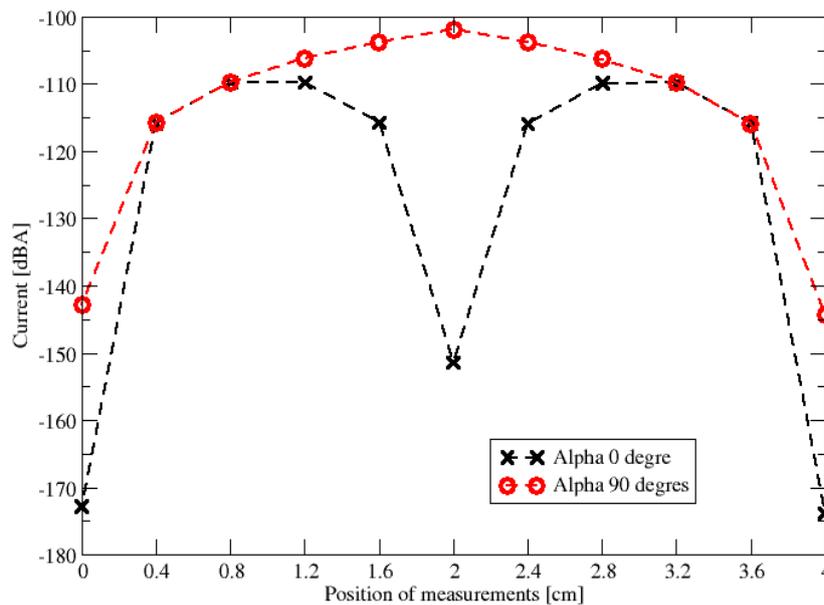


Figure 4-8 Distribution de courant le long de la monofilaire sur 4cm à 11MHz pour les angles $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$

Dans cette figure, nous observons que les motifs du courant ont des formes spécifiques et possèdent une grande dynamique d'amplitude. Les motifs sont différents pour les deux angles de départ de la bifilaire mais tout en étant symétriques par rapport à la position $l/2$. Pour un angle $\alpha=90^\circ$, le niveau du courant est plus élevé que pour $\alpha=0^\circ$. On reconnaît pour ce dernier angle, le motif de la Figure 4-7. C'est en effet la configuration qui nous a permis d'illustrer notre étude de convergence au paragraphe précédent. Ces différences de motifs sont confirmées par les courbes sur la Figure 4-9 et la Figure 4-10. Dans chacune de ces courbes, le courant est représenté à 4 positions ($z=0$, $z=l/4$, $z=l/2$, $z=3l/4$ et $z=l$) en fonction de la fréquence.

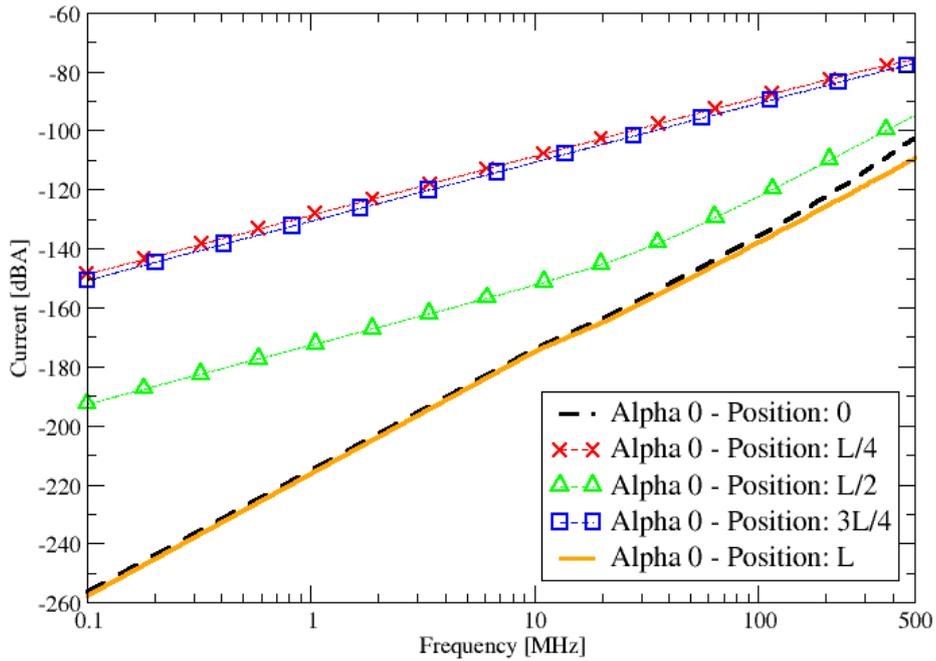


Figure 4-9 Courant en fonction de la fréquence aux positions $z=0$, $z=l/4$, $z=l/2$, $z=3l/4$ et $z=l$ le long de la monopilaire pour une longueur l de 4cm et un angle $\alpha=0^\circ$

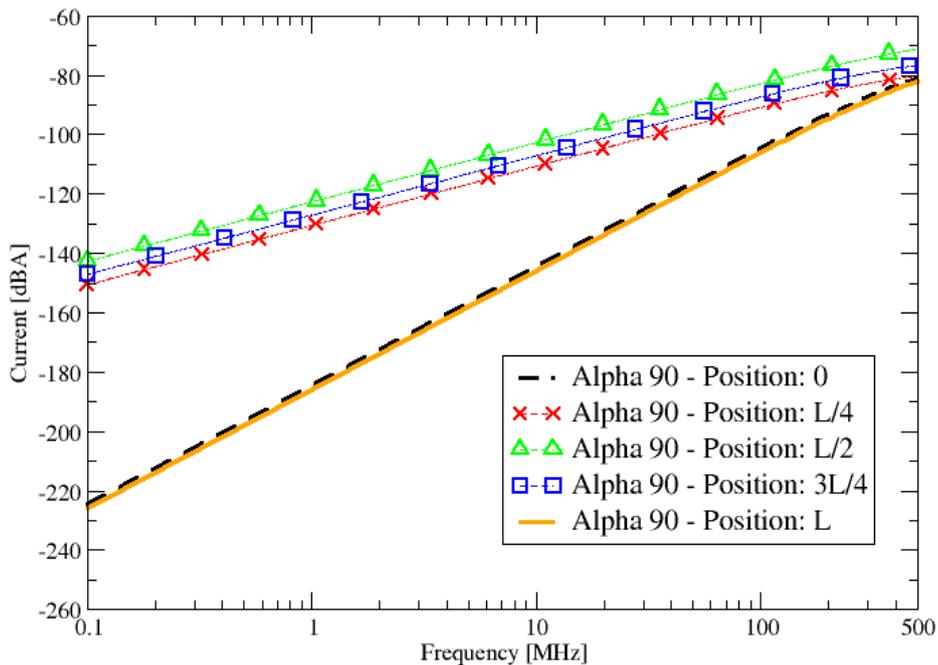


Figure 4-10 Courant en fonction de la fréquence aux positions $z=0$, $z=l/4$, $z=l/2$, $z=3l/4$ et $z=l$ le long de la monopilaire pour une longueur l de 4cm et un angle $\alpha=90^\circ$

Ces deux dernières figures illustrent comme précédemment le minimum et le maximum de courants observés. La distribution du courant induit sur le conducteur monopilaire victime possède donc les caractéristiques suivantes :

- Deux minima de courant en extrémités du toron avec un coefficient directeur en 40dB/décade
- Deux maxima de courant aux positions $l/4$ et $3l/4$ pour $\alpha=0^\circ$
- En position $l/2$, un minimum local pour $\alpha=0^\circ$ et un maximum local pour $\alpha=90^\circ$

On observe aussi une modification de coefficient de pente de 20dB/décade dans la partie basse du spectre de fréquence étudié à 40dB/décade en plus haute fréquence pour le courant simulé en $l/2$ pour $\alpha=0^\circ$. Tandis que pour $\alpha=90^\circ$, le courant est maximum et évolue selon la fréquence avec une pente toujours identique à 20dB/décade.

4.3.1.3. 25 sections de bifilaire torsadée

La deuxième configuration est une bifilaire de 25 torsades à proximité de la monofilaire, soit 1m de câble. Comme précédemment, nous présentons les courants le long de la monofilaire victime résultant du couplage pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$. Un zoom du courant de la première section, de celle du milieu et de la dernière section de 4cm pour les deux angles α est illustré en Figure 4-11.

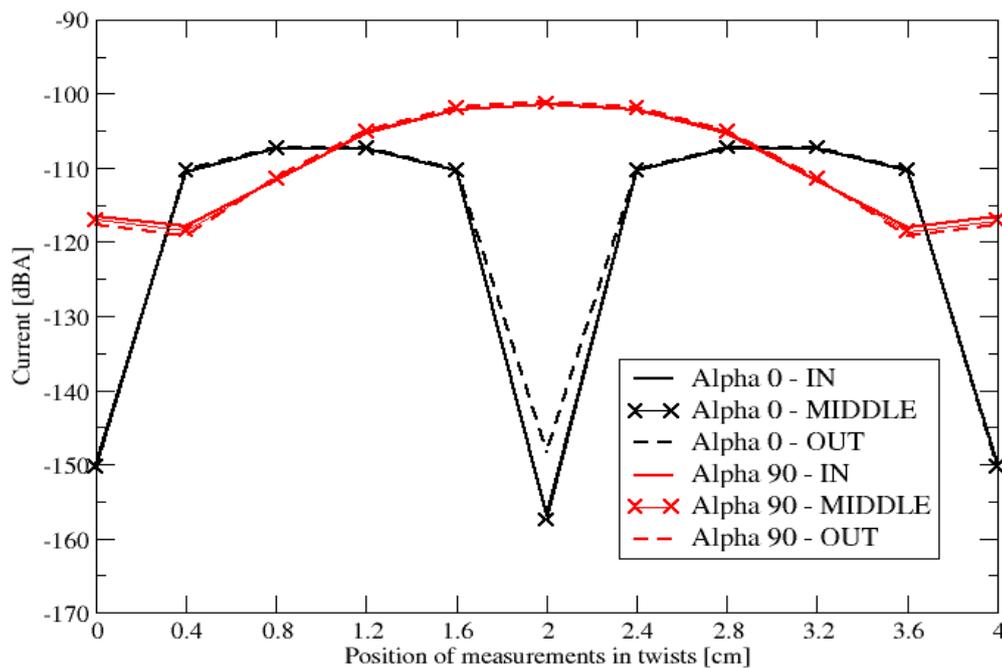


Figure 4-11 Détails de la distribution du courant le long de la monofilaire à 11MHz sur 4cm résultant du couplage avec une bifilaire torsadée de 25 torsades, soit un toron de 1m

Le comportement du courant est le même pour les 3 sections pour un angle donné. On obtient bien un motif périodique. Pour $\alpha=0^\circ$, l'allure du courant pour chaque section est similaire à celle obtenue pour une bifilaire torsadée d'une seule section mais avec un niveau général plus élevé. Pour $\alpha=90^\circ$, l'intervalle de dynamique du courant est divisé par deux, comparé aux résultats de la bifilaire torsadée d'une seule section mais avec un niveau de courant maximum similaire en $l/2$.

Ces courants sont tracés à chaque extrémité de chaque section le long de l'ensemble de la monofilaire dans la Figure 4-12.

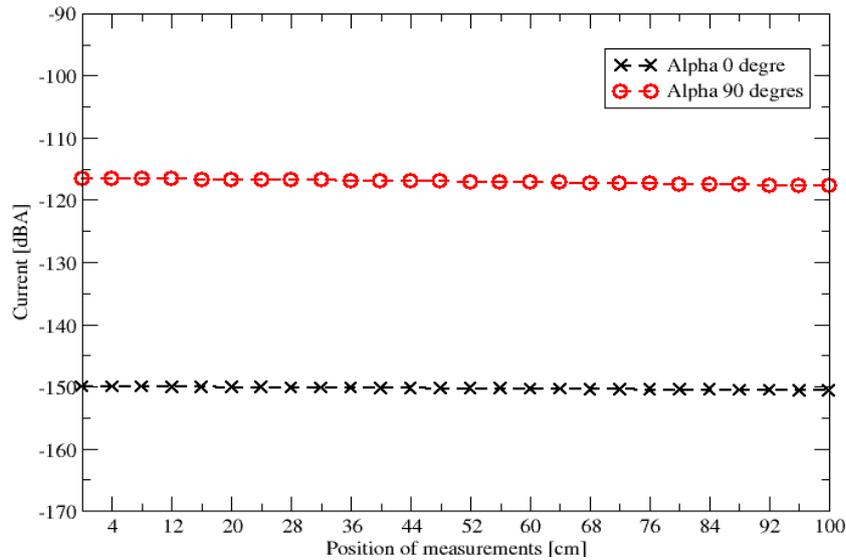


Figure 4-12 Distribution du courant le long de la monofilaire pour 1m de toron à 11MHz couplé à une bifilaire torsadée de 25 torsades de 4cm chacune.

Dans ces courbes, le courant à chaque extrémité des sections pour l'ensemble des tubes est quasi-constant le long de la monofilaire pour les deux angles avec des niveaux très différents (-150dB A pour $\alpha=0^\circ$ et -115dB A pour $\alpha=90^\circ$ à la fréquence considérée de 11MHz). Ces niveaux doivent être comparés aux deux positions extrêmes de la Figure 4-8.

4.3.1.4. 25 sections de bifilaire torsadée et 2 sections de bifilaire aux extrémités non-torsadés

La troisième configuration est plus réaliste par rapport à l'installation d'une bifilaire parfaitement torsadée car elle intègre l'installation de ce câble dans un toron réel et inclut l'insertion des câbles dans les connecteurs. Celle-ci se compose d'une bifilaire torsadée de 1m de long (25 torsades) et d'une section de détorsadage à chacune de ses extrémités (soit 2x4cm). Le toron constitué de ces deux câbles représente donc 27 sections, soit 1.08m comme illustré sur la Figure 4-13.

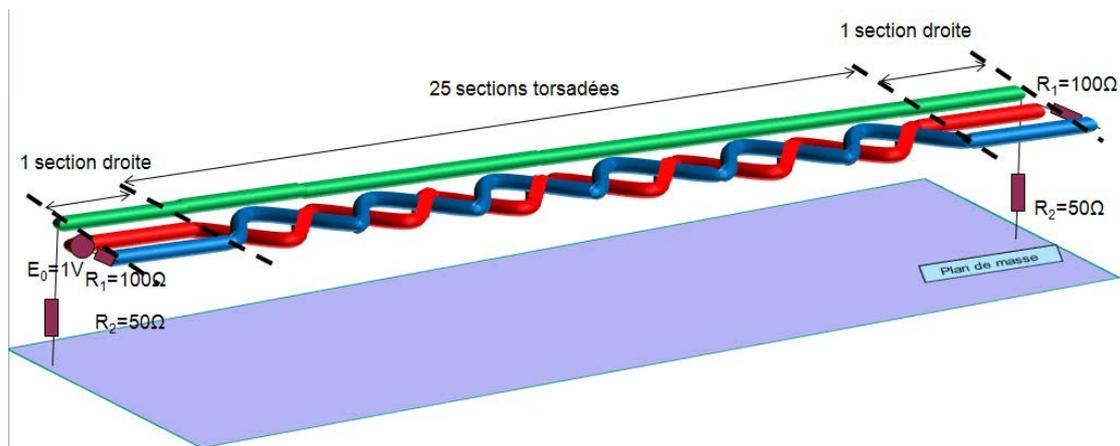


Figure 4-13 Description de la configuration avec 25 sections torsadées et 2 sections droites en extrémités

Les courants sont détaillés comme précédemment dans la première section, celle du milieu et la dernière section torsadées de 4cm chacune pour les 2 angles α comme illustré dans la Figure 4-14.

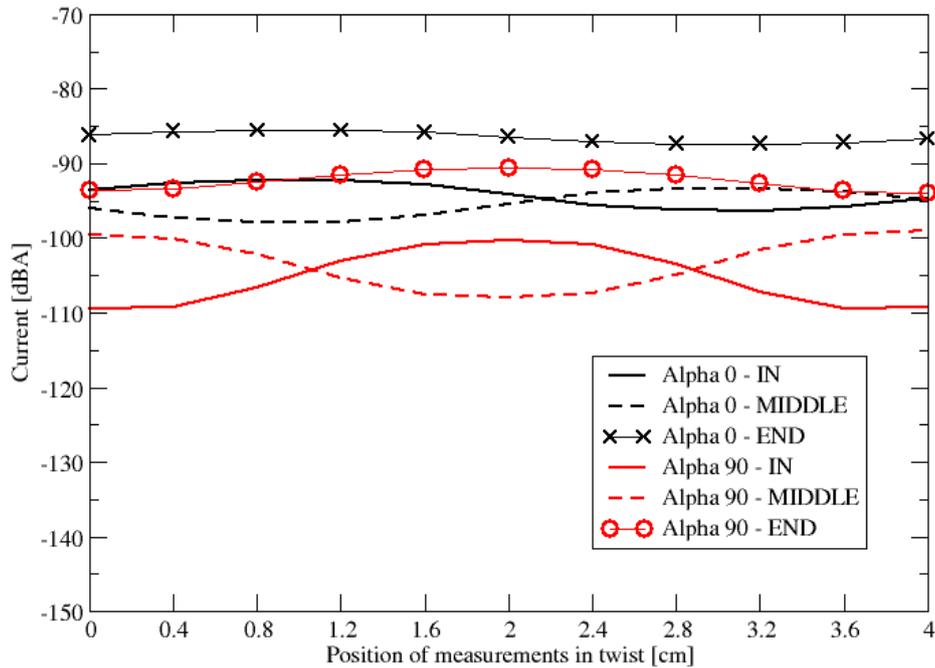


Figure 4-14 Détail de la distribution du courant pour 1.08m de toron composé de 25 sections où la bifilaire est torsadée et 2 sections où la bifilaire est détorsadée

Les courants le long de ces trois sections torsadées ont des formes similaires pour les deux angles alpha mais leurs motifs sont complètement différents de ce que l'on observe pour une configuration sans détorsadage d'extrémités et la périodicité est perdue. Comme précédemment dans la Figure 4-15, le niveau de courant général est plus élevé pour $\alpha=0^\circ$ que pour $\alpha=90^\circ$.

Les résultats de référence pour cette configuration sont aussi décrits pour le courant le long de tout le fil victime pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$ dans la Figure 4-15.

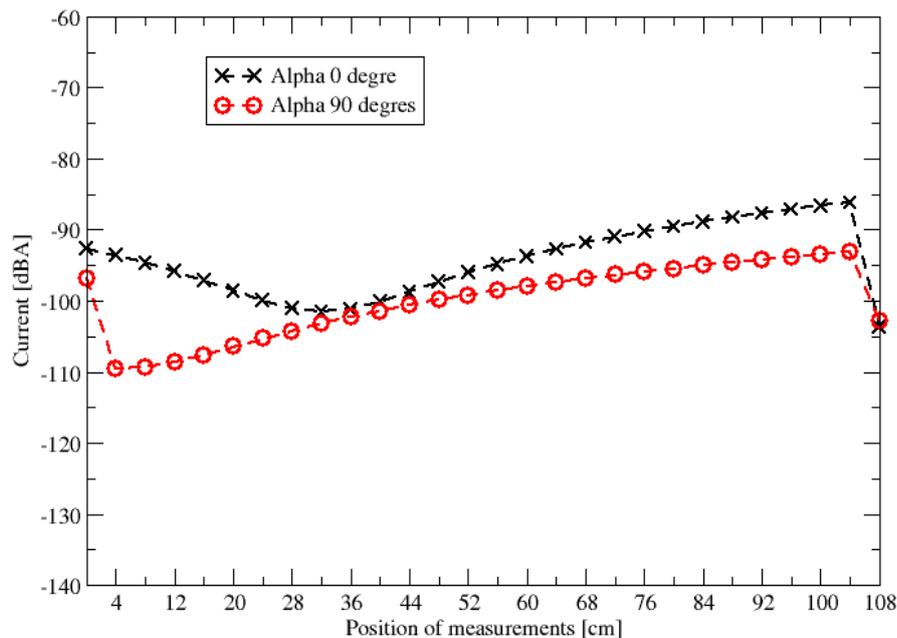


Figure 4-15 Distribution du courant le long de la monofilaire victime sur 1.08m à 11MHz issue du couplage avec la bifilaire torsadée avec les extrémités détorsadées de 4cm

Ces résultats montrent que le courant à chaque extrémité de sections a une amplitude plus importante que dans la configuration précédente sans les sections d'extrémités. L'intervalle de la dynamique entre deux configurations d'angle α est inférieur lorsqu'on introduit le détorsadage d'extrémité sur la bifilaire torsadée.

4.3.1.5. Conclusion

En résumé, les courants induits le long de la monofilaire victime pour une seule torsade présentent des motifs intéressants dépendant de l'angle de départ α lorsque la bifilaire est parfaitement torsadée. L'amplitude pour un câble court (1 section) est plus faible que les amplitudes des courants des sections élémentaires pour un long câble (25 sections), à l'exception du minimum local en $l/2$ pour $\alpha=0^\circ$. Quand on introduit le détorsadage aux extrémités de la bifilaire torsadée, les motifs sont modifiés et deviennent moins dépendants de l'angle de départ α . En effet, l'intervalle de la dynamique est décroissant mais l'amplitude est plus élevée comparée au cas de la bifilaire parfaitement torsadée. Cependant, une interprétation appropriée de l'ensemble de ces résultats est nécessaire pour comprendre les mécanismes de couplages entre la bifilaire torsadée et son environnement proche. La question de la légitimité de ces motifs peut se poser car la présence de symétries dans la modélisation due au torsadage parfait, peut être altérée dans la réalité. Pour mettre en évidence ces motifs, il faut pouvoir les visualiser d'un point de vue expérimental.

4.3.2. Confirmation de l'allure du courant par mesure champ proche

4.3.2.1. Description du banc de mesure

L'objectif de cette phase expérimentale est de confirmer ou infirmer les motifs de courant observés sur un câble victime par couplage avec une bifilaire torsadée excitatrice mais de manière qualitative et pédagogique. Pour effectuer ceci, un banc expérimental a été monté afin de relever le courant à une fréquence donnée le long de la bifilaire torsadée et de la monofilaire tel qu'illustré sur la Figure 4-16. Notons que dans le cadre de la mise en œuvre de cette expérience, il est nécessaire de connecter et déconnecter chacun des deux câbles. Par ailleurs, le montage de la ligne bifilaire doit faire l'objet de grandes précautions afin de conserver la symétrie d'impédance de la bifilaire dans son environnement et donc de la limitation du transfert d'énergie en mode commun.

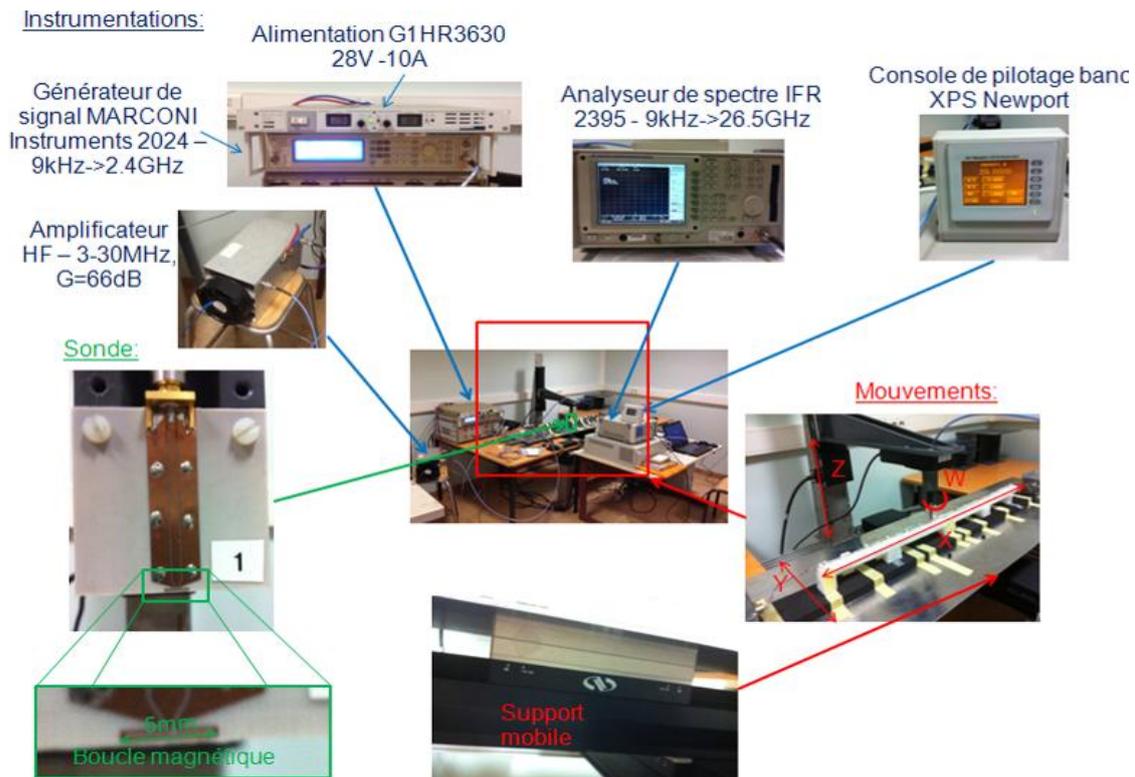


Figure 4-16 Photos du banc mesure champ proche et détails des appareils de mesure

Ce banc de mesure champ proche est situé à l'IETR de Rennes et se compose pour la partie instrumentation de:

- Un positionneur 4 axes qui permet de déplacer le plan de masse sur 2 axes (X et Y) de manière indépendante et avec une précision bien inférieure au millimètre. Les deux autres axes permettent de contrôler la position de la sonde en Z et sa rotation selon l'axe W. Tous les axes sont pilotables.
- La sonde de mesure qui est une boucle magnétique rectangulaire de 5x1mm. Cette boucle doit être de dimension suffisamment faible pour capter avec une bonne résolution spatiale les lignes de champs proche associées aux courants induits sur les conducteurs filaires. Elle doit cependant conserver une dimension suffisante pour rester dans la plage de sensibilité du récepteur de mesure.
- La partie injection qui est réalisée au moyen d'un générateur de signal synthétisant un signal sinusoïdal à la fréquence souhaitée, un amplificateur permettant la détectabilité des signaux par le récepteur et une pince de courant pour se coupler directement sur des câbles de la bifilaire.

Par ailleurs, cette injection se fait dans un boîtier métallique où les câbles rentrent et se connectent sur des monofilaires blindées avant de sortir sur des connecteurs SMA. Ceci permet de connecter une charge 100 Ohms blindée entre les deux monofilaires blindées issues de la bifilaire torsadée et une charge 50 Ohms entre le boîtier et l'âme de la monofilaire blindée issue de la monofilaire victime. Pour assurer l'injection, une partie du blindage d'une monofilaire connectée sur la bifilaire est retirée sur la longueur équivalente à l'épaisseur de la pince afin d'y clipper la pince de courant. Le boîtier est illustré en Figure 4-17. Sa description sera détaillée dans le paragraphe 4.5.2. Un boîtier similaire est placé à l'autre extrémité du toron mais il n'offre cependant pas la possibilité de connecter la pince d'injection limitant son utilité à la connexion des charges.

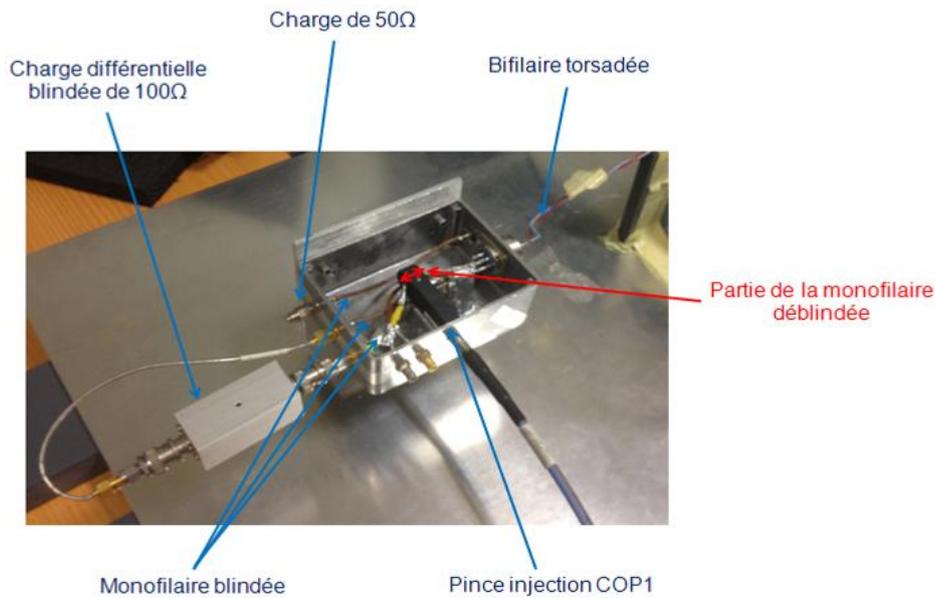


Figure 4-17 Photo du boîtier de connexion côté injection

En ce qui concerne les câbles sélectionnés, la bifilaire torsadée est un modèle DRB18 de Nexans qui est couramment utilisé en aéronautique offrant des dimensions compatibles avec la connectique d'entrée du boîtier et ayant un pas de torsadage suffisamment grand pour être détecté. La monofilaire quant à elle est du même diamètre (type DR18). Le toron ainsi constitué est placé au-dessus d'un plan de masse en aluminium fixé sur une réglette en plastique permettant de figer la hauteur du toron à +/-2mm sur l'axe Z comme illustré en Figure 4-18. Ainsi, le banc offre la possibilité de mesurer la distribution du champ proche résultant de la circulation du courant sur la bifilaire torsadée mais aussi la monofilaire victime, tout en respectant l'injection différentielle pure.

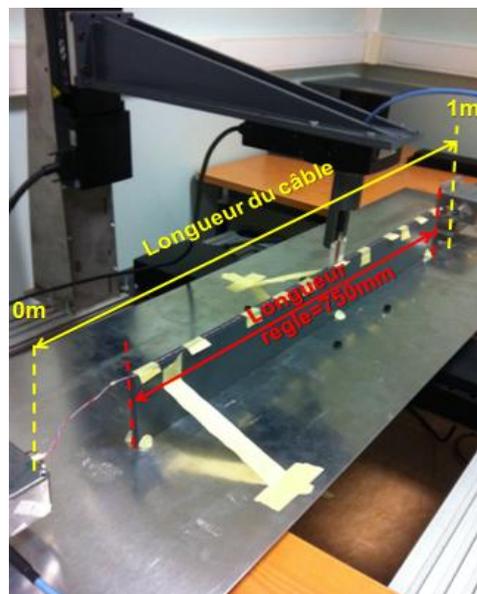


Figure 4-18 Photo du centre du banc expérimental

4.3.2.2. Analyse des résultats

Plusieurs configurations ont été testées en fonction de la présence de la monofilaire victime et du détorsadage d'extrémités de la bifilaire. Le but de cette expérience est purement pédagogique afin d'observer la présence du motif du courant issu de la bifilaire

torsadée au niveau du torsadage. L'influence de l'angle W est très importante sur la dynamique du champ mesuré par la sonde mais pas sur le motif. A $W=45^\circ$, la dynamique est maximisée par l'aspect géométrique du torsadage de la bifilaire comme présenté sur la Figure 4-19.

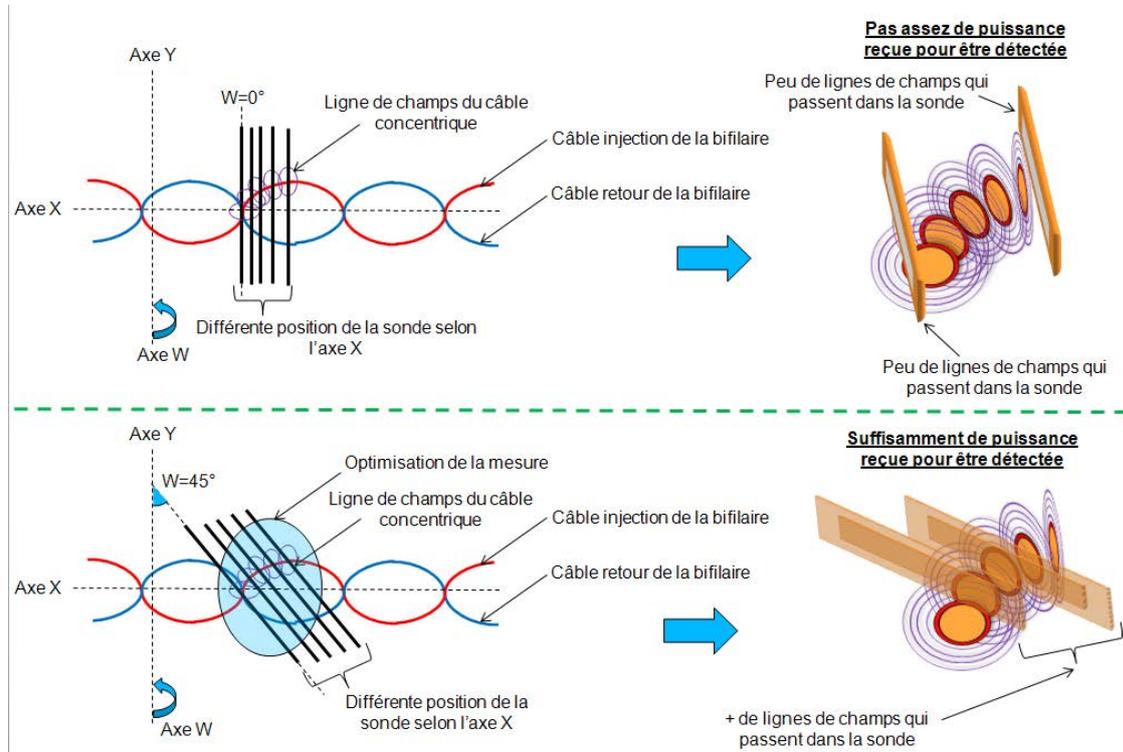


Figure 4-19 Schéma explicatif pour l'angle $W=45^\circ$

Par ailleurs, la fréquence la plus basse à laquelle on peut associer une dynamique suffisamment importante pour discrétiser le motif (de la bifilaire) du bruit avec le matériel disponible, était 20MHz pour $\approx 17\text{dB}$ de dynamique. Le laps de temps entre deux mesures était suffisant pour stabiliser le plan de masse par rapport à la sonde afin d'éviter de trop grandes fluctuations de niveau pour une position donnée.

La première étape consiste à relever le champ au-dessus de la bifilaire torsadée sans la présence de la monofilaire sur la longueur disponible pour la mesure, soit 30cm (10 torsades) avec une mesure plus précise pour les deux torsades du milieu. Ces résultats sont illustrés sur la Figure 4-20.

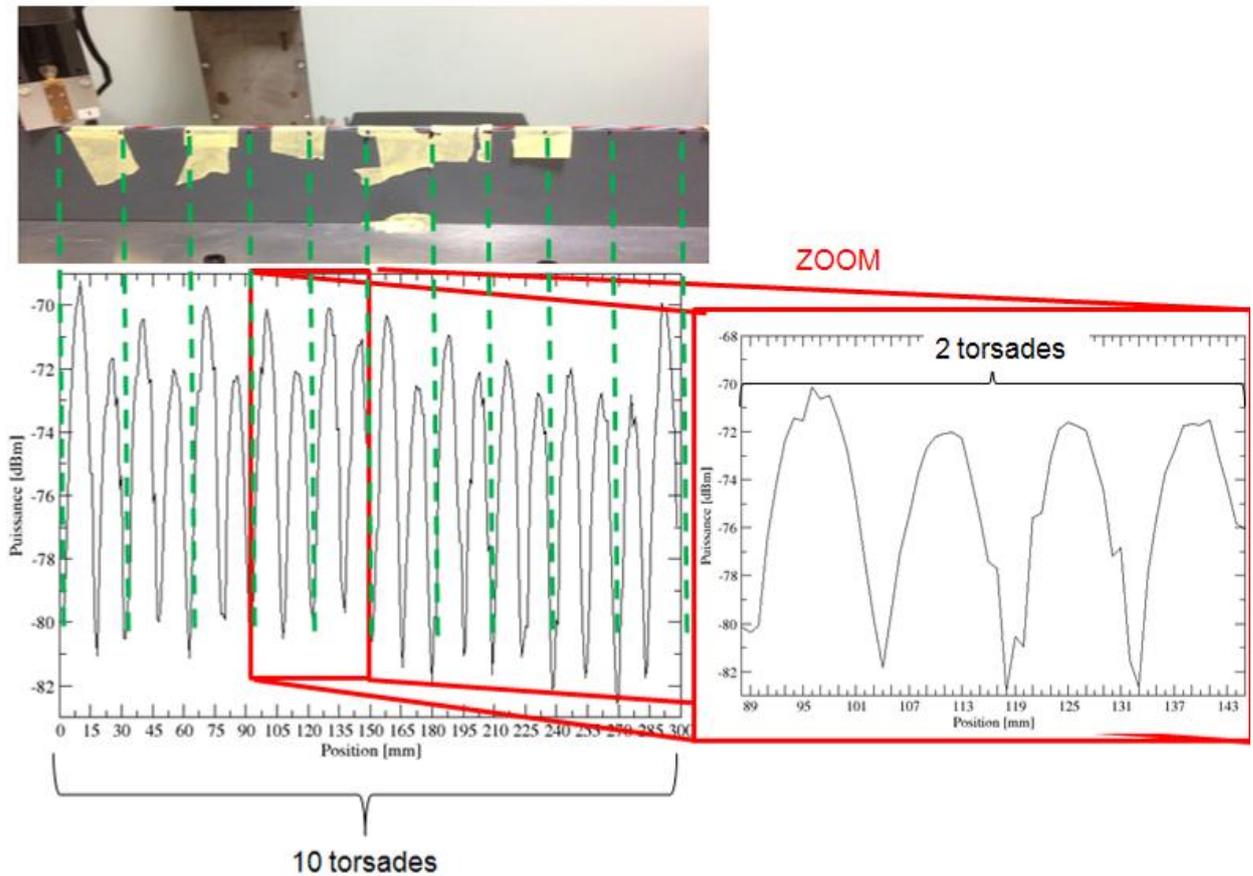


Figure 4-20 Champs mesurés par la sonde en fonction de la position à 20MHz au-dessus de la bifilaire

Ainsi sur cette figure, on retrouve le motif du courant que l'on avait dans le paragraphe 4.3.1.2. Or, il n'y a pas de monofilaire, ceci semble confirmer que le motif porté par la monofilaire dans les simulations provient bien du torsadage de la bifilaire. On retrouve bien les deux maxima liés à la position non-symétrique des deux câbles unitaires de la bifilaire et deux minima liés à une position symétrique de ces conducteurs (superposition ou alignement des deux câbles). On observe aussi que le motif correspond du début à la fin à une torsade pour les 10 torsades repérées sur le support de la bifilaire par des marques noires.

La deuxième étape consiste en l'ajout de la monofilaire qui s'effectue à droite de la bifilaire torsadée sur la règle et le plus proche possible de cette dernière. La mesure consiste alors à relever le champ au-dessus de la bifilaire avec la monofilaire à côté pour observer une possible modification du motif comme illustré sur la Figure 4-21.

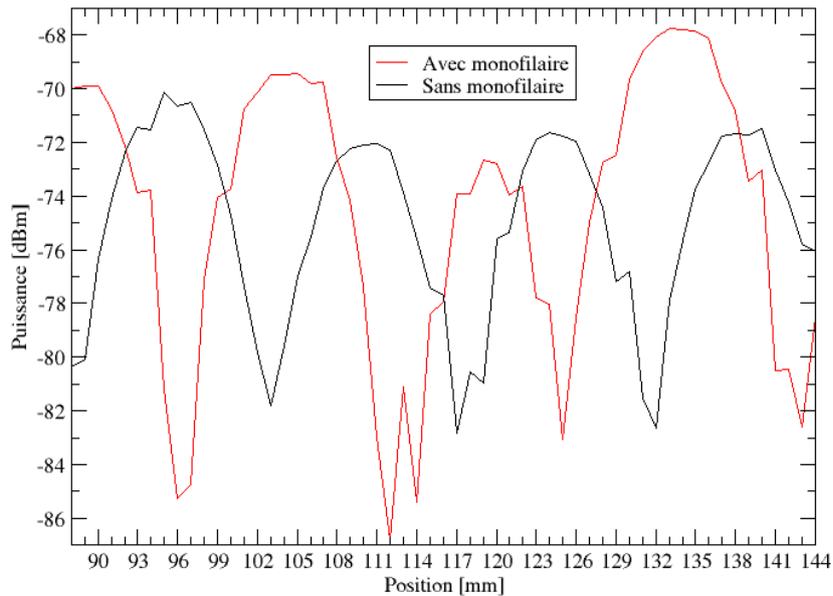


Figure 4-21 Champ mesuré au-dessus de la bifilaire torsadée avec et sans la monofilaire

Ici on observe un décalage spatial du motif. Ce décalage peut être dû à deux raisons. La première est que l'insertion de la monofilaire sur le support a décalé le support sur le plan de masse. La deuxième est que le champ mesuré résulte de la superposition du champ créé par la bifilaire et du champ issu du courant induit par la monofilaire. De plus, la dynamique et le niveau maximum sont différents car la position relative de la sonde par rapport aux câbles fluctue. En effet, malgré la présence d'un support, la modularité des câbles sur ce support ne permet pas une fixation définitive des câbles et du support générant des modifications faibles mais suffisantes de leurs positions pour être détectées que ce soit sur l'axe X, Y ou Z.

Dans la dernière étape, nous avons introduit du détorsadage aux extrémités de la bifilaire torsadée (soit 27 torsades) sur deux longueurs différentes. Tout d'abord sur une longueur de 3 torsades puis sur une longueur de 5 torsades; ces deux niveaux de détorsadage sont réalisés uniquement dans un but pédagogique afin de maximiser l'effet du détorsadage. Illustré en Figure 4-22 pour une torsade, le champ capté par la sonde de champ magnétique devient plus important si l'on détorsade sur une plus grande longueur. Ce résultat semble cohérent avec l'évolution des niveaux de courant observée dans le paragraphe 4.3.1.4 avec détorsadage. Par ailleurs, on n'observe pas de modification de motif propre à la torsade.

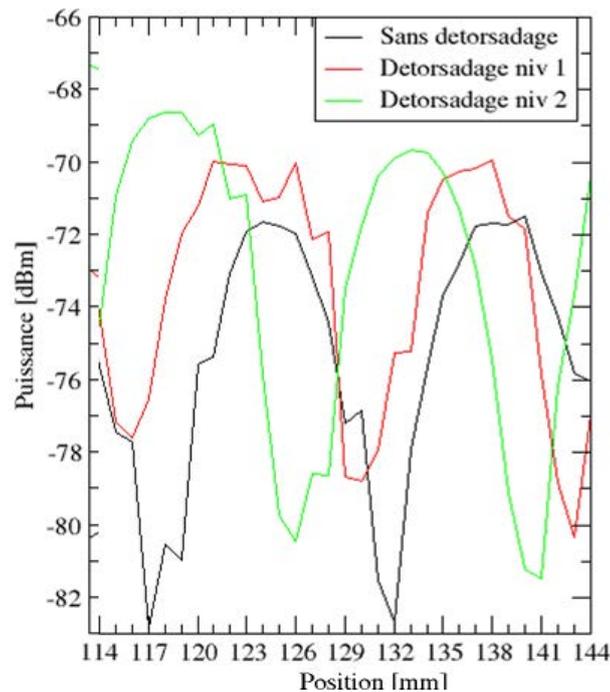


Figure 4-22 Champ pour une torsade en fonction de la position pour différentes longueurs de détorsadage

4.3.2.3. Conclusion

En conclusion, ici on ne mesure pas directement le courant sur la monofilaire qui résulte de l'ensemble des contributions mais seulement du champ magnétique à proximité des câbles bifilaires et monofilaires, intégré sur la longueur de la sonde. Pour pouvoir retrouver le changement de comportement du courant, il est nécessaire d'effectuer une mesure de courant directement sur la monofilaire. On verra dans le paragraphe 4.5 comment faire cette mesure d'un point de vue expérimental et comment tenir compte des paramètres environnementaux dans les simulations. De cette façon, on pourra alors confirmer les observations numériques précédentes.

Cependant, il est nécessaire de comprendre ces comportements spécifiques du courant afin d'identifier les paramètres dimensionnant l'effet du torsadage en rapport au détorsadage.

4.4. Interprétation des résultats préliminaires par méthode simplifiée

4.4.1. Introduction

Suite aux résultats spécifiques qui ont été illustrés dans le paragraphe 4.3.1 et confirmés expérimentalement dans le paragraphe 4.3.2.2, nous mettons donc en œuvre une approche théorique simplifiée et qualitative permettant d'expliquer le comportement du courant le long de la monofilaire victime. En effet, même si il est évident que les motifs observés sont liés au torsadage de la bifilaire, l'origine de son influence sur les courants l'est beaucoup moins. Pour cela, la méthode développée doit pouvoir identifier les termes importants tout en ayant une vision qualitative afin de rester accessible. Cette méthode dérive donc d'un modèle analytique simple basé sur le formalisme circuit. Dans ce paragraphe 4.4, nous allons présenter les hypothèses prises pour utiliser cette méthode puis une fois détaillée, nous l'appliquerons sur les cas précédents du paragraphe 4.3.1 afin de comprendre la provenance des motifs de courants.

4.4.2. Présentation de la méthode

4.4.2.1. Hypothèse d'application de cette approche

Pour utiliser cette méthode, il est nécessaire de définir au préalable les approximations et les hypothèses suivantes. Ainsi nous considérerons que :

- Le modèle ne prend seulement en compte que le couplage en mode différentiel entre la bifilaire torsadée et la monofilaire victime par une approximation de type couplage faible, donc sans rétroaction. Cette hypothèse suppose que la monofilaire victime soit chargée ni en basse impédance, ni en haute impédance ($R_2=50\Omega$). Par conséquent, le couplage rétroactif doit être réduit. Cette hypothèse a été également vérifiée a posteriori.
- La longueur d'une torsade doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde.
- Le modèle n'est valable qu'en basse fréquence par rapport au domaine de résonance du câble. Cette limitation dépend du type de charge terminale de la monofilaire victime (R_2). Ceci est valide tant que R_2 est plus grand que l'impédance totale donnée par l'inductance de la ligne de transmission et tant que l'inverse de R_2 est plus grand que l'admittance totale donnée par la capacité de ligne de transmission. Dans ce cas, un circuit équivalent simple de la monofilaire peut être construit.
- Aucun revêtement diélectrique n'est pris en compte dans le modèle.
- Les pertes sont négligées.
- Les charges terminales, R_1 , de la bifilaire torsadée sont adaptées.

Ainsi avec l'ensemble de ces hypothèses et approximations, nous allons décrire le principe de la méthode simplifiée d'analyse qualitative.

4.4.2.2. Principe de la méthode simplifiée

Avec l'approximation des couplages faibles, la résolution du problème initial peut être divisée en 2 parties comme le montre la Figure 4-23. En effet, cette hypothèse peut être justifiée par le fait que la bifilaire torsadée est adaptée et que la monofilaire est chargée sur 50Ω . Ainsi, le courant induit sur la monofilaire victime produit un couplage limité sur la bifilaire torsadée tant que les charges d'extrémité dissipent une part de la puissance induite.

La première étape consiste à isoler et à considérer la bifilaire torsadée comme une seule ligne de transmission puis à calculer les tensions et courants différentiels le long du câble bifilaire, induit par le générateur de tension E_0 et sa résistance R_1 appliquée à chaque extrémité de la bifilaire torsadée. Dans une deuxième phase, la ligne de transmission étudiée est la monofilaire victime au-dessus du plan de masse et les courants le long du câble victime induits par les contraintes calculées précédemment sur la bifilaire torsadée sont finalement évalués. Ces contraintes sont réduites à des générateurs équivalents de courant et de tension sur la monofilaire victime provenant des couplages inductifs et capacitifs entre la bifilaire torsadée et la monofilaire victime.

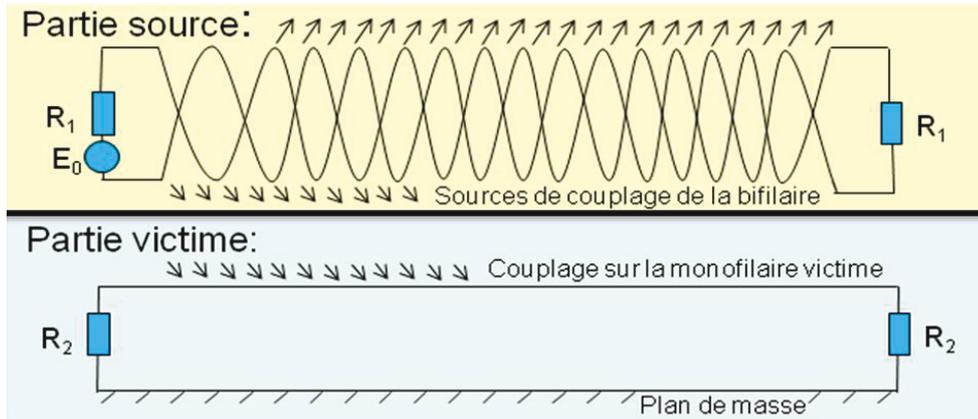


Figure 4-23 Illustration de la division en 2 parties du cas d'étude pour le modèle analytique

Dans la première partie et sous l'approximation du régime basse fréquence pour une ligne adaptée, les courants et tensions différentiels, notés $I_g(z)$ et $V_g(z)$, le long de l'axe Z de la bifilaire torsadée sont réduits à un terme propagatif exprimé par la relation suivante où γ représente le facteur de propagation:

$$\begin{aligned} I_g(z) &= Ae^{-\gamma z} \\ V_g(z) &= Be^{-\gamma z} \quad [77] \end{aligned}$$

Dans la deuxième partie, la monofilaire victime est modélisée comme un circuit composé de N cellules élémentaires ou tubes où N est le nombre de tubes qu'il faut pour décrire une bifilaire torsadée. Nous utilisons donc ici également l'approche de discrétisation déjà utilisée pour décrire une paire torsadée au moyen d'un assemblage limité de N segments uniformes de ligne de transmission. Avec l'approximation basse fréquence, les paramètres L et C peuvent être négligés au regard des charges terminales. Donc chaque cellule i de longueur Δ est réduite à un générateur de tension V_{si} et un générateur de courant I_{si} . Ce couple de générateurs, résultant des couplages inductifs et capacitifs entre la bifilaire torsadée et la monofilaire victime, est représenté par :

$$\begin{aligned} I_{si} &= j\omega V_g(z)(C_{13i} - C_{23i})\Delta \\ V_{si} &= j\omega I_g(z)(L_{13i} - L_{23i})\Delta \quad [78] \end{aligned}$$

Où:

- ω est la pulsation.
- C_{13i} et C_{23i} sont les mutuelles capacitances entre les 2 conducteurs élémentaires de la bifilaire torsadée et la monofilaire victime pour le tube i.
- L_{13i} et L_{23i} sont les mutuelles inductances entre les 2 conducteurs élémentaires de la bifilaire torsadée et la monofilaire victime pour le tube i.

On peut alors représenter la situation de couplage sur la ligne bifilaire au moyen du schéma équivalent de la Figure 4-24. Dans ce schéma apparaissent les sources de tensions V_{si} et les sources de courants I_{si} , associées à chaque cellule élémentaire « i ». Le courant $I(z)$ correspond à la distribution du courant sur le fil victime. Sur le schéma figurent les courants $I(0)$ et $I(l)$ aux extrémités de la ligne parallèle à la ligne bifilaire dont la torsade est de

longueur l . Figure également à titre d'exemple le courant $I(l/2)$ au milieu de la ligne décrite par $N/2$ sur 2 segments entre 0 et $l/2$ et entre $l/2$ et l .

Un tel schéma électrique aboutirait au constat d'un courant identiquement nul sur cette ligne monofilaire compte tenu de la compensation parfaite qui s'opère sur une torsade considérée comme parfaitement symétrique. En réalité cette compensation est imparfaite en raison de la vitesse de propagation du phénomène perturbateur. Il convient donc d'introduire la différence de phase entre les sources élémentaires des différentes cellules de ce schéma. Cette différence de phase est représentée dans le schéma de la Figure 4-24 relativement aux sources de la cellule 1.

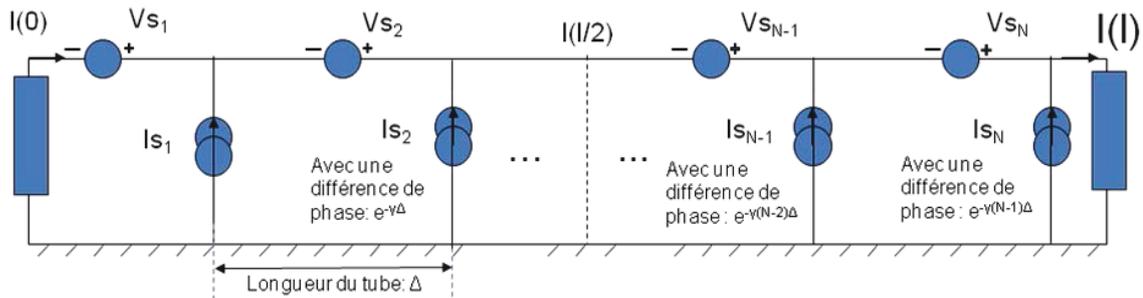


Figure 4-24 Distribution des circuits équivalents sur la monofilaire victime

Le courant sur la monofilaire victime, $I(z)$, peut donc être déduit de ce modèle circuit par l'intermédiaire d'une relation composée d'une somme des sources de tension, de la somme des sources de courant et de la résistance R_2 . Les courants induits sont évalués à 3 positions spécifiques, aux deux extrémités ($z=0$, $z=l$) et dans le milieu de la monofilaire ($z=l/2$) et sont donnés par :

$$I_{z=0} = \frac{\left(\sum_{i=1}^N V_{si} \right) - R_2 \left(\sum_{i=1}^N I_{si} \right)}{2R_2}$$

$$I_{z=\frac{l}{2}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^N V_{si} \right) + R_2 \left(\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} I_{si} - \sum_{i=\frac{N}{2}}^N I_{si} \right)}{2R_2} \quad [79]$$

$$I_{z=l} = \frac{\left(\sum_{i=1}^N V_{si} \right) + R_2 \left(\sum_{i=1}^N I_{si} \right)}{2R_2}$$

Les sources de tensions et de courants successives diffèrent les unes des autres par la variation des capacités mutuelles et des inductances mutuelles et par une différence de phase dépendante de la vitesse de propagation le long de la ligne. Ces modifications résultent des positions élémentaires des conducteurs de la bifilaire par rapport à la monofilaire victime. Ainsi, le modèle de circuit équivalent peut expliquer la variation des motifs observés au paragraphe 4.3.1. Des différentes équations dans [79], on en déduit que la variation du courant sur l'axe z dépend seulement des contributions des générateurs de courant, I_{si} . La contribution des générateurs de tension, V_{si} reste en effet constante le long de l'axe sur lequel se situe la monofilaire. Ceci constaté, nous pouvons nous intéresser à

l'observation de la variation spatiale du motif du courant total induit sur la monofilaire victime. Les analyses suivantes se concentrent donc sur la contribution des sources de courants. Ainsi pour focaliser l'analyse sur les termes qui participent le plus à la formation des motifs de courant, on se préoccupera principalement des contributions des sources de courant que l'on note I_{sum} .

4.4.3. Application de la méthode simplifiée

4.4.3.1. Analyse d'une section parfaitement symétrique

L'approche par circuit équivalent est maintenant appliquée à une seule section de 4cm où la bifilaire est parfaitement torsadée et discrétisée par 4 tubes. En effet, avec la méthodologie détaillée dans le paragraphe 4.2.2 et comme le montre la Figure 4-25, une discrétisation en 4 tubes est suffisante pour obtenir le motif du courant induit sur la monofilaire victime comparé au résultat de référence avec 128 tubes.

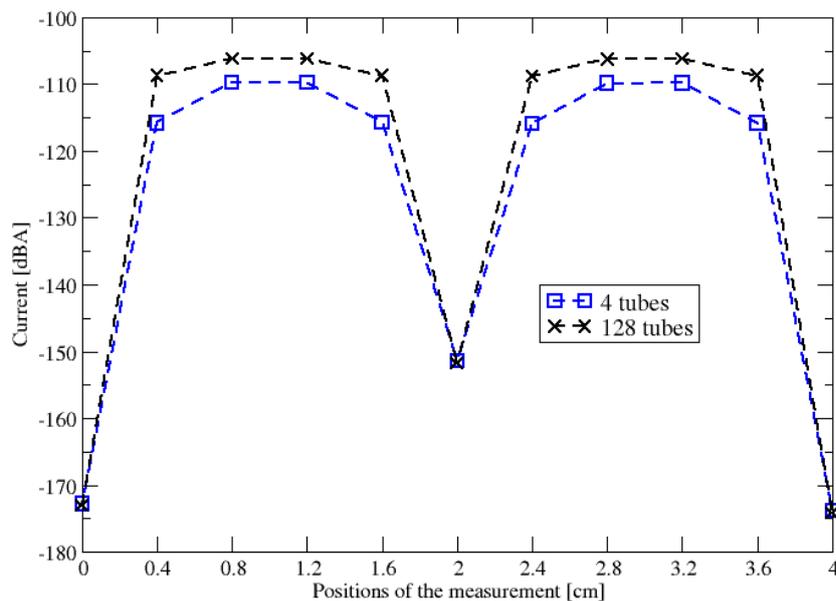


Figure 4-25 Distribution des courants le long de la monofilaire victime à 11MHz issue du couplage avec la bifilaire torsadée sur une section de 4cm pour un angle $\alpha=0^\circ$

Les courants le long de la monofilaire victime aux positions stratégiques $z=0$, $z=l/4$, $z=l/2$, $z=3l/4$ et $z=l$ (positions correspondant à des maxima et minima de courant observés) peuvent être déduits des équations [79] avec $N=4$:

$$\begin{aligned}
I_{z=0} &= \frac{(V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} + V_{s4}) - R_2(I_{s1} + I_{s2} + I_{s3} + I_{s4})}{2R_2} \\
I_{z=\frac{l}{4}} &= \frac{(V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} + V_{s4}) + R_2(I_{s1} - I_{s2} - I_{s3} - I_{s4})}{2R_2} \\
I_{z=\frac{l}{2}} &= \frac{(V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} + V_{s4}) + R_2(I_{s1} + I_{s2} - I_{s3} - I_{s4})}{2R_2} \\
I_{z=\frac{3l}{4}} &= \frac{(V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} + V_{s4}) + R_2(I_{s1} + I_{s2} + I_{s3} - I_{s4})}{2R_2} \\
I_{z=l} &= \frac{(V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} + V_{s4}) + R_2(I_{s1} + I_{s2} + I_{s3} + I_{s4})}{2R_2}
\end{aligned} \tag{80}$$

Dans [78], les termes inductifs sont différents entre eux de même que les termes capacitifs pour les deux premiers tubes mais sont respectivement opposés avec les troisième et quatrième tubes car la bifilaire torsadée est symétrique. La conséquence directe est illustrée dans l'équation [81] dans laquelle la différence de phase $\gamma\Delta$ provenant de $I_g(z)$ et $V_g(z)$ est introduite :

$$\begin{aligned}
V_{s3} &= -V_{s1}e^{-2\gamma\Delta} & V_{s4} &= -V_{s2}e^{-2\gamma\Delta} \\
I_{s3} &= -I_{s1}e^{-2\gamma\Delta} & I_{s4} &= -I_{s2}e^{-2\gamma\Delta}
\end{aligned} \tag{81}$$

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, nous allons focaliser l'analyse sur les contributions des sources de courant que l'on note I_{sum} que l'on peut exprimer avec les équations [80] et [81], ainsi :

$$\begin{aligned}
I_{sum0} &= -I_{s1} - I_{s2} + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta} + I_{s2}e^{-2\gamma\Delta} = I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) + I_{s2}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) \\
I_{sum\frac{l}{4}} &= I_{s1} - I_{s2} + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta} + I_{s2}e^{-2\gamma\Delta} = I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) + I_{s2}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) \\
I_{sum\frac{l}{2}} &= I_{s1} + I_{s2} + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta} + I_{s2}e^{-2\gamma\Delta} = I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) + I_{s2}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) \\
I_{sum\frac{3l}{4}} &= I_{s1} + I_{s2} - I_{s1}e^{-2\gamma\Delta} + I_{s2}e^{-2\gamma\Delta} = I_{s1}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) + I_{s2}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) \\
I_{suml} &= I_{s1} + I_{s2} - I_{s1}e^{-2\gamma\Delta} - I_{s2}e^{-2\gamma\Delta} = I_{s1}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) + I_{s2}(1 - e^{-2\gamma\Delta})
\end{aligned} \tag{82}$$

Dépendant de la position initiale de la bifilaire torsadée donnée par l'angle de départ α , les contributions des deux premiers générateurs de courant I_{s1} et I_{s2} peuvent être destructives ($\alpha=0^\circ$) ou constructives ($\alpha=90^\circ$). Par exemple pour $\alpha=90^\circ$, le conducteur rouge de la bifilaire torsadée reste plus proche de la monofilaire victime dans le second tube que le conducteur bleu. Par conséquent, I_{s1} et I_{s2} sont de signes opposés comme le montre la Figure 4-26. Cette succession de contributions constructives et destructives le long de la monofilaire génère des motifs différents en fonction de l'angle α comme on peut l'observer dans la Figure 4-8.

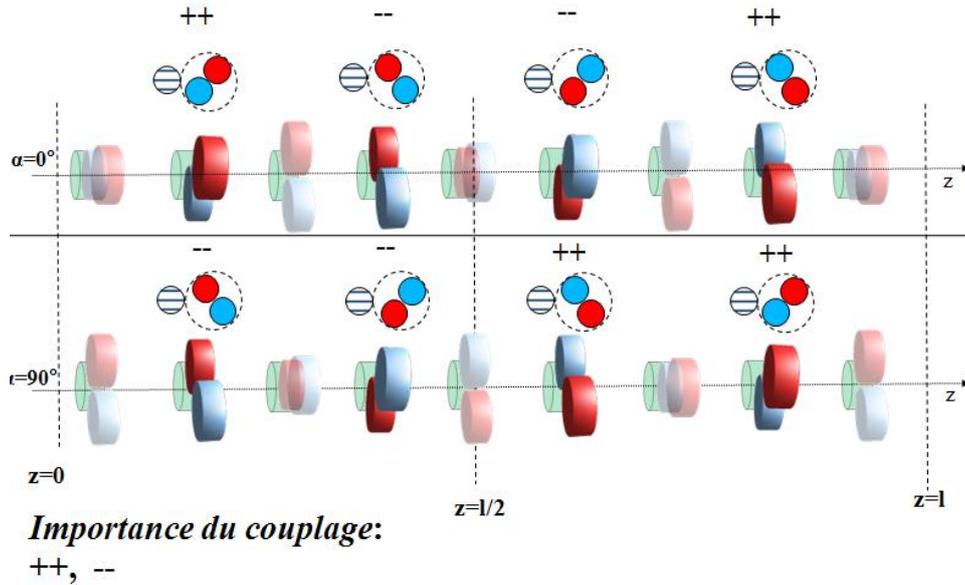


Figure 4-26 Schéma de la différence observée pour un couplage entre la bifilaire torsadée et la monofilaire pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$

Si on suppose une variation faible des positions des conducteurs élémentaires entre deux tubes, nous obtenons l'équation [83] pour $\alpha=0^\circ$ (contribution destructive) et l'équation [84] pour $\alpha=90^\circ$ (contribution constructive) :

$$\left. \begin{array}{l} C_{13}^{Tube1} \approx C_{23}^{Tube2} \\ C_{23}^{Tube1} \approx C_{13}^{Tube2} \end{array} \right\} (C_{13} - C_{23})_{Tube1} \approx -(C_{13} - C_{23})_{Tube2} \quad [83]$$

$$\left. \begin{array}{l} C_{13}^{Tube1} \approx C_{13}^{Tube2} \\ C_{23}^{Tube1} \approx C_{23}^{Tube2} \end{array} \right\} (C_{13} - C_{23})_{Tube1} \approx (C_{13} - C_{23})_{Tube2} \quad [84]$$

Une conclusion similaire peut être émise à partir des 2 autres tubes. Maintenant, en introduisant [83] dans [82] et en appliquant une approximation des séries de Taylor au premier ordre, on en déduit, toujours sous l'approximation basse fréquence, la fluctuation de la fréquence ainsi que les maxima et minima locaux des termes sources I_{sum} comme dans l'équation [84] pour un angle de départ $\alpha=0^\circ$:

$$\begin{aligned} I_{sum0} &= I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) - I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) \approx I_{s1}\omega\Delta = a\omega^2 \Rightarrow \min \\ I_{sum\frac{l}{4}} &= I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) - I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) \approx I_{s1} = b\omega \Rightarrow \max \\ I_{sum\frac{l}{2}} &= I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) - I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) < I_{s1} = d\omega \\ I_{sum\frac{3l}{4}} &= I_{s1}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) - I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) \approx I_{s1} = b\omega \Rightarrow \max \\ I_{suml} &= I_{s1}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) - I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) \approx I_{s1}\omega\Delta = a\omega^2 \Rightarrow \min \end{aligned} \quad [85]$$

Où a, b et d sont des constantes avec $d < b$. Les symboles « $\Rightarrow \min$ » et « $\Rightarrow \max$ » correspondent respectivement à un minimum et un maximum du courant le long de la monofilaire victime. La même notation sera utilisée plus tard dans le paragraphe.

La même analyse peut être effectuée pour $\alpha=90^\circ$. Dans ce cas, I_{s1} et I_{s2} sont du même signe et après intégration de [84] dans [82], nous obtenons alors I_{sum} le long de la monofilaire victime avec :

$$\begin{aligned}
I_{sum0} &= I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) \approx I_{s1}\omega\Delta = a\omega^2 \Rightarrow \min \\
I_{sum\frac{l}{4}} &= I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} - 1) \approx I_{s1} = b\omega \\
I_{sum\frac{l}{2}} &= I_{s1}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) > I_{s1} = d\omega \Rightarrow \max \\
I_{sum\frac{3l}{4}} &= I_{s1}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(e^{-2\gamma\Delta} + 1) \approx I_{s1} = b\omega \\
I_{suml} &= I_{s1}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) + I_{s1}e^{-2\gamma\Delta}(1 - e^{-2\gamma\Delta}) \approx I_{s1}\omega\Delta = a\omega^2 \Rightarrow \min
\end{aligned} \tag{86}$$

Où a, b et d sont des constantes avec $d > b$.

Les équations [85] et [86] confirment le comportement du courant observé respectivement dans la Figure 4-9 et la Figure 4-10.

4.4.3.2. Analyse de plusieurs sections parfaitement symétriques

Si l'on considère maintenant un câble réaliste composé de 25 sections torsadées ($L_g=1m$) comme dans le paragraphe 4.3.1.3, l'analyse circuit peut être appliquée en ajoutant aux équations de [79] les termes correspondant au nombre total de sections M ($M=25$). On obtient alors [87] à 2 positions extrêmes du toron ($z=0$ et $z=L_g$) et une position « générique » pour chaque extrémité de sections où k est un entier compris entre 1 et M-1 :

$$\begin{aligned}
I_{z=0} &= \frac{\left(\sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m V_{si} \right) - R_2 \left(\sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} \right)}{2R_2} \\
I_{z=kl} &= \frac{\left(\sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m V_{si} \right) + R_2 \left(\sum_{m=1}^k \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} - \sum_{m=k+1}^M \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} \right)}{2R_2} \\
I_{z=L_g} &= \frac{\left(\sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m V_{si} \right) + R_2 \left(\sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} \right)}{2R_2}
\end{aligned} \tag{87}$$

En considérant la répétition et la symétrie des sections torsadées, on peut introduire les équations [80] généralisées à N tubes par section dans [87] afin d'exprimer les contributions des sources de courant, I_{sum} :

$$\begin{aligned}
I_{sum0} &= -\sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} \left[I_{si} e^{-(m-1)N\gamma\Delta} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \\
I_{sumkl} &= \sum_{m=1}^k \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} \left[I_{si} e^{-(m-1)N\gamma\Delta} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] - \sum_{m=k+1}^M \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} \left[I_{si} e^{-(m-1)N\gamma\Delta} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \quad [88] \\
I_{sumL_g} &= \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} \left[I_{si} e^{-(m-1)N\gamma\Delta} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right]
\end{aligned}$$

Les équations dans [88] peuvent être divisées en 2 termes distincts comme le montre la relation suivante :

$$\begin{aligned}
I_{sum0} &= \left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} I_{si} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \left[-\sum_{m=1}^M e^{-(m-1)N\gamma\Delta} \right] \\
I_{sumkl} &= \left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} I_{si} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \left[\sum_{m=1}^k e^{-(m-1)N\gamma\Delta} - \sum_{m=k+1}^M e^{-(m-1)N\gamma\Delta} \right] \quad [89] \\
I_{sumL_g} &= \left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} I_{si} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \left[\sum_{m=1}^M e^{-(m-1)N\gamma\Delta} \right]
\end{aligned}$$

L'approximation par les séries de Taylor au premier ordre de la fonction exponentielle des contributions du courant dans [88] permet de mettre en évidence les variations de courant en fonction de la fréquence du signal perturbateur.

$$\begin{aligned}
I_{sum0} &= \left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} I_{si} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \left[-\frac{1 - e^{-MN\gamma\Delta}}{1 - e^{-N\gamma\Delta}} \right] \rightarrow A\omega^2 \times (-M) \\
I_{sumkl} &= \left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} I_{si} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \left[-\frac{1 - 2e^{-kN\gamma\Delta} + e^{-MN\gamma\Delta}}{1 - e^{-N\gamma\Delta}} \right] \rightarrow A\omega^2 \times (2k - M) \quad [90] \\
I_{sumL_g} &= \left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} I_{si} \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \right] \left[\frac{1 - e^{-MN\gamma\Delta}}{1 - e^{-N\gamma\Delta}} \right] \rightarrow A\omega^2 \times (-M)
\end{aligned}$$

Les expressions [90] montrent l'effet des sources de courant sur le courant global. On observe alors que les sources de courant induisent une variation de la distribution spatiale du courant résultant. Une attention portée sur le courant global de la Figure 4-12 permet d'observer cette variation. Toutefois, cette variation de courant est très faible en regard de

la contribution des sources de tension qui sont constantes le long de la monofilaire. Ceci explique donc la distribution spatiale constante du courant total observé en Figure 4-12. On peut aussi observer que les courants induits aux deux extrémités augmentent linéairement en fonction du nombre de section M .

4.4.3.3. Analyse d'un toron avec des extrémités détorsadées sur la bifilaire torsadée

Comme dans le paragraphe 4.3.1.4, nous introduisons maintenant des extrémités détorsadées dans le modèle circuit dans le but d'examiner l'effet de ces dissymétries sur le courant induit.

Pour considérer les effets du détorsadage en extrémité, la bifilaire torsadée est composée d'une section torsadée (section n°2) de longueur 4cm qui est terminée aux extrémités par deux sections détorsadées identiques (section n°1 et n°3) de 4cm de long comme présenté en Figure 4-27.

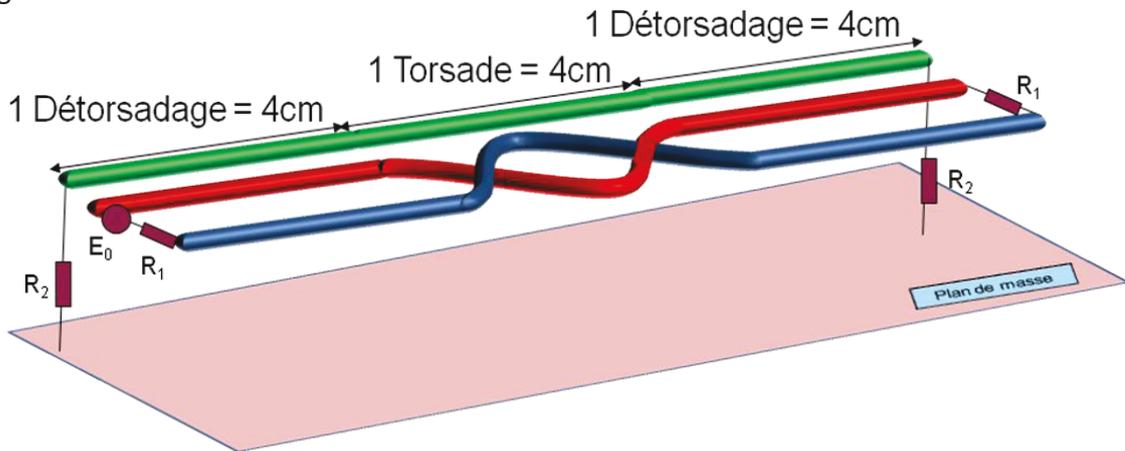


Figure 4-27 Premier cas d'étude avec les extrémités détorsadées, 1 section torsadée et 2 sections détorsadées

Nous nous focaliserons plus particulièrement sur les résultats de simulation à chaque extrémité de sections comme précédemment. Le modèle de circuit équivalent est illustré dans la Figure 4-28.

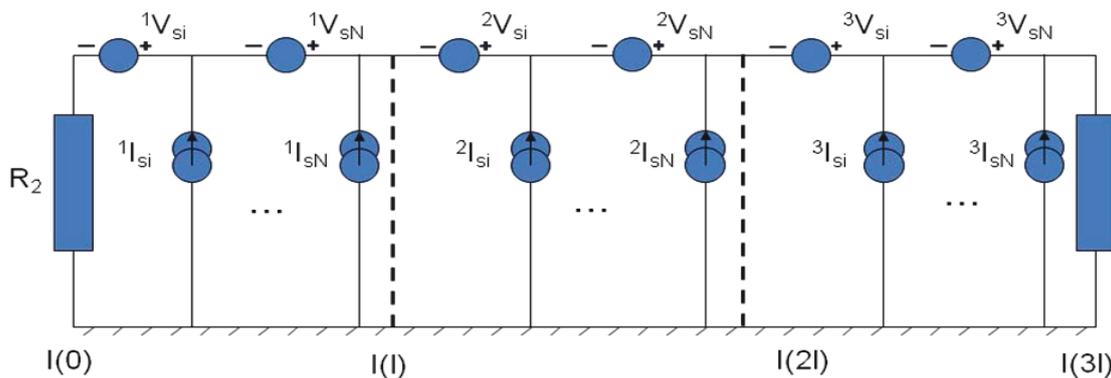


Figure 4-28 Approche circuit équivalent pour le premier cas d'étude du détorsadage

En discrétisant les extrémités détorsadées par N tubes comme pour une section torsadée, les courants induits à chaque extrémité de section peuvent être déduits comme dans les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
I_{z=0} &= \frac{\sum_{m=1}^3 \sum_{i=1}^N {}^n V_{si} - R_2 \left(\sum_{i=1}^N {}^1 I_{si} + \sum_{i=1}^N {}^2 I_{si} + \sum_{i=1}^N {}^3 I_{si} \right)}{2R_2} \\
I_{z=l} &= \frac{\sum_{m=1}^3 \sum_{i=1}^N {}^n V_{si} + R_2 \left(\sum_{i=1}^N {}^1 I_{si} - \sum_{i=1}^N {}^2 I_{si} - \sum_{i=1}^N {}^3 I_{si} \right)}{2R_2} \\
I_{z=2l} &= \frac{\sum_{m=1}^3 \sum_{i=1}^N {}^n V_{si} + R_2 \left(\sum_{i=1}^N {}^1 I_{si} + \sum_{i=1}^N {}^2 I_{si} - \sum_{i=1}^N {}^3 I_{si} \right)}{2R_2} \quad [91] \\
I_{z=3l} &= \frac{\sum_{m=1}^3 \sum_{i=1}^N {}^n V_{si} + R_2 \left(\sum_{i=1}^N {}^1 I_{si} + \sum_{i=1}^N {}^2 I_{si} + \sum_{i=1}^N {}^3 I_{si} \right)}{2R_2}
\end{aligned}$$

Comme précédemment, les contributions des générateurs de courant qui dépendent du point d'observation sont données pour exemple en $z=0$ par [91] en prenant en compte les extrémités détorsadées identiques (${}^3 I_{si} = {}^1 I_{si} \times e^{(-2N\gamma\Delta)}$).

$$\begin{aligned}
\sum_{i=1}^N {}^1 I_{si} &= {}^1 I_{si} \times \left(1 + \sum_{n=1}^{N-1} e^{-n\gamma\Delta} \right) \\
\sum_{i=1}^N {}^2 I_{si} &= \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} {}^2 I_{si} \times \left(1 - e^{-\frac{N}{2}\gamma\Delta} \right) \quad [92] \\
\sum_{i=1}^N {}^3 I_{si} &= {}^3 I_{si} e^{-2N\gamma\Delta} \times \left(1 + \sum_{n=1}^{N-1} e^{-n\gamma\Delta} \right)
\end{aligned}$$

Avec une approximation de premier ordre, nous obtenons la relation suivante :

$$\begin{aligned}
\sum_{i=1}^N {}^1 I_{si} &= {}^1 I_{si} \times A \rightarrow A' \omega \\
\sum_{i=1}^N {}^2 I_{si} &= \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} {}^2 I_{si} \times B_i \times \omega \rightarrow B' \omega^2 \quad [93] \\
\sum_{i=1}^N {}^3 I_{si} &= {}^1 I_{si} e^{-2N\gamma\Delta} \times A \rightarrow A'' \omega
\end{aligned}$$

A $z=0$ (le même raisonnement est applicable en $z=3l$), les contributions des extrémités détorsadées (somme de ${}^1 I_{si}$ et somme de ${}^3 I_{si}$) sont ajoutées et deviennent prédominantes (confère 1° et 4° équations de [91]) en rapport à l'influence des sections torsadées (somme de ${}^2 I_{si}$). D'un autre côté, les contributions des extrémités détorsadées se soustraient au niveau des autres positions ($z=l$ et $z=2l$, se reporter aux 2° et 3° équations de [91]), et peuvent devenir moins significatives comparées aux contributions des sections torsadées. Par conséquent, on peut espérer que l'angle de départ α soit moins influent sur les

amplitudes du courant induit dans le cas test avec des extrémités détorsadées que celui de la bifilaire parfaitement torsadée. Cette analyse est confirmée par la simulation totale de cette configuration décrite dans le paragraphe 4.2.1 et illustrée par la Figure 4-29:

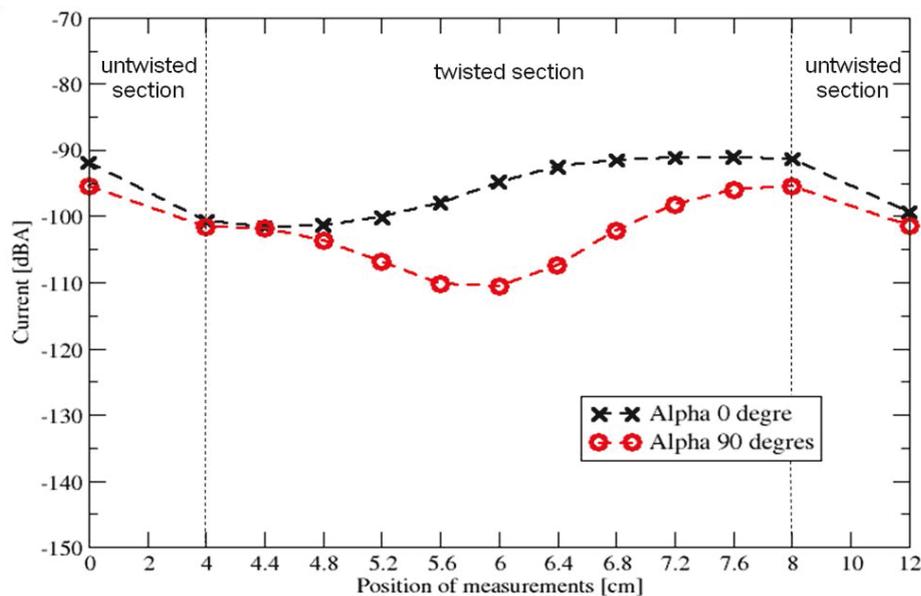


Figure 4-29 Distribution de courant sur la monofilaire victime à 11MHz avec 1 section torsadée et 2 sections détorsadées pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$

4.4.4. Conclusion

Finalement, à l'aide de cette approche circuit simplifiée, l'ensemble des motifs de courant peut être expliqué que ce soit pour une torsade unique ou pour un câble plus complexe. Le comportement de ces derniers est prédictible en ajoutant autant de contributions que nécessaire au modèle élémentaire d'une seule section torsadée. Par exemple, en considérant la longueur du câble avec des extrémités détorsadées des résultats de références de la Figure 4-15., le courant à chaque extrémité de sections reflète un assemblage de contribution des sections détorsadées comme l'indiquent les équations [91] et [92] et une contribution multiple d'une section torsadée comme le montre [89].

4.5. Validation expérimentale des résultats numériques

4.5.1. Introduction à la validation expérimentale

L'ensemble des observations expérimentales du paragraphe 4.3.2 était similaire aux motifs des courants des simulations préliminaires de référence. Cependant ces observations concernaient une mesure de champ proche. Si l'on veut valider les observations faites avec la méthode approche circuit du paragraphe 4.4, il est nécessaire de procéder à des mesures directes de courants sur les différents câbles. Il est alors souhaitable de reproduire des configurations de mesures aussi proches que possible des configurations idéales étudiées via la modélisation numérique. Or, l'aspect expérimental implique obligatoirement des paramètres peu voire non-contrôlables pour effectuer les mesures. Néanmoins, on a vu dans les paragraphes précédents que le détorsadage engendrait de fortes dissymétries qui modifiaient profondément le comportement du courant. Ce phénomène pourrait donc avoir aussi une influence dans la partie expérimentale et donc valider notre méthode par rapport au détorsadage. Pour cela, nous allons dans ce paragraphe décrire la mise en place du banc de mesures et la modélisation utilisée pour effectuer les simulations. Par la suite, nous allons analyser une configuration sans détorsadage par confrontation des mesures et des résultats

de simulations associées pour identifier le rôle des boîtiers d'extrémités. Puis, l'analyse se portera sur une configuration avec détorsadage toujours en comparant les courants issus de la mesure et de la simulation. Enfin une comparaison entre une configuration câbles droits en simulation et une configuration de référence avec une bifilaire torsadée mesure/simulation va permettre de valider l'intérêt de la modélisation du torsadage malgré la présence des extrémités dissymétriques.

4.5.2. Description du banc de mesures

Pour effectuer ces validations expérimentales du comportement du courant le long de la bifilaire torsadée, il est nécessaire de mettre en place un banc de mesures permettant de respecter les conditions de symétrie et de mode purement différentiel d'injection sur la bifilaire torsadée. Ainsi, le banc de mesures, illustré sur la Figure 4-30, a été monté pour répondre à ces contraintes et permettre de mesurer des courants en fonction de la fréquence à différentes positions que ce soit sur la monofilaire ou sur les câbles élémentaires qui



Figure 4-30 Photo du banc de mesure en vue de validation des résultats numériques

Ce banc va maintenant être décrit pour montrer les méthodes mises en œuvre afin de répondre aux contraintes imposées. Les câbles qui ont été sélectionnés sont une monofilaire de type AD18 (câble en aluminium recouvert d'une couche de polyimides et d'une couche de PTFE) et une bifilaire torsadée non blindée de type ADB18 (2 câbles AD18 torsadés). Ces câbles, de 97cm de long, sont couramment utilisés dans les harnais aéronautiques et peuvent être considérés comme représentatifs de ce secteur industriel. Ils ont été placés à 5.5cm au-dessus d'un plan de masse en aluminium suffisamment grand (1.500x0.750x0.003m) pour respecter les conditions d'application de la théorie des lignes de transmission. Cette hauteur est conservée, quasi-constante (à +/- 2mm près), tout le long du toron à l'aide d'une fixation sur une rampe en mousse Figure 4-31. Les deux câbles formant le toron, sont disposés à proximité l'un de l'autre à +/- 0.5mm.



Figure 4-31 Photo du toron sur le support en mousse

Afin de focaliser sur l'analyse des couplages différentiels, il est impératif d'avoir un montage symétrique pour être dans les conditions proches des conditions de simulation. En effet, comme on a vu dans le paragraphe 4.4.3.3, un montage entièrement symétrique ne génère que peu de couplages à l'inverse d'un montage non-symétrique. La difficulté est donc double car il faut effectuer un montage le plus symétrique possible avec une injection de mode différentiel (donc avec des niveaux très faibles) mais aussi pouvoir mesurer des courants qui soient au-dessus du bruit des appareils de mesure. Une limitation du nombre d'appareils à mettre en œuvre dans l'expérience peut, par exemple, éviter les perturbations extérieures sur les mesures.

En ce qui concerne l'injection, nous avons repris les boîtiers décrits brièvement dans le paragraphe 4.3.2.1 que nous allons à présent détailler et illustrer en Figure 4-32. En effet, pour effectuer une mesure en mode différentiel, il faut s'assurer que l'on ne ramène pas de mode commun dans l'injection par une connexion avec une quelconque référence de type plan de masse ou boîtiers. Il existe plusieurs solutions pour y parvenir, une des plus répandues est de passer par l'intermédiaire d'un balun (de l'anglais BALanced-UNbalanced) qui permet d'effectuer une liaison entre un système symétrique et un système asymétrique. Mais il est difficile de créer un balun parfait ne ramenant aucune perturbation de mode commun dans l'injection. Ainsi, nous avons opté pour une solution moins conventionnelle mais offrant cette symétrie dans l'injection par l'intermédiaire d'une pince de courant. La pince de courant ainsi utilisée est le modèle COP1 de chez EG&G qui permet d'avoir un diamètre d'ouverture suffisamment grand pour être compatible avec les câbles utilisés et qui a une impédance de transfert de 1Ω sur la bande de fréquence que l'on va mesurer. Nous fixons cette bande de fréquence entre 100kHz et 100MHz de sorte que les courants mesurés soient détectables.

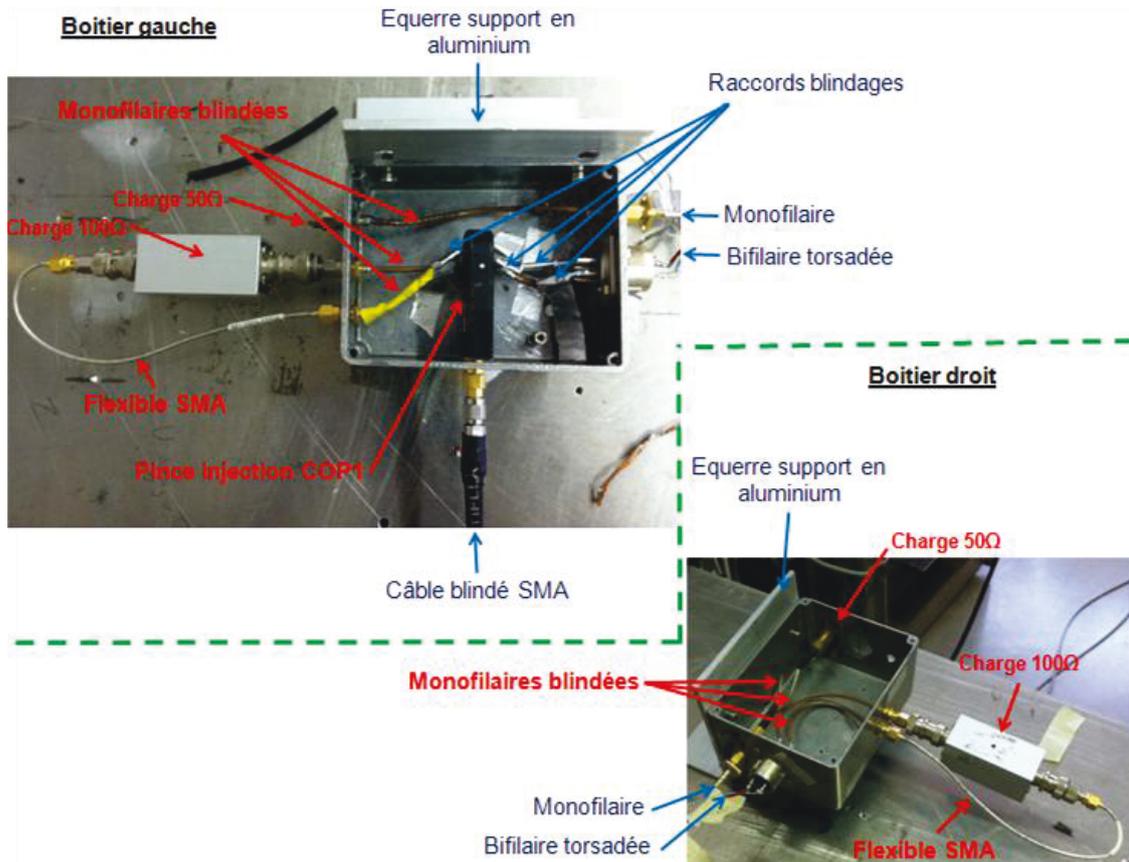


Figure 4-32 Photo détaillée des deux boîtiers d'extrémités

Le boîtier de gauche accueille donc la pince de courant qui sert à l'injection et est relié à une équerre en aluminium, elle-même vissée au plan de masse. La pince est fixée sur une partie d'une monofilaire blindée, dont on a ôté le blindage, reliée à un des câbles de la bifilaire. Chaque partie de la monofilaire blindée, à droite et à gauche de la pince, a son blindage relié au boîtier à leurs deux extrémités respectives comme le montre la Figure 4-33. Les trois monofilaires blindées présentes dans le boîtier sont de même longueur pour conserver la symétrie du montage. La charge 100Ω , dans un boîtier en aluminium, est reliée par un flexible blindé et des connectiques SMA au boîtier d'injection. Une charge de 50Ω est connectée par port SMA sur la monofilaire blindée reliée elle-même à la monofilaire victime.

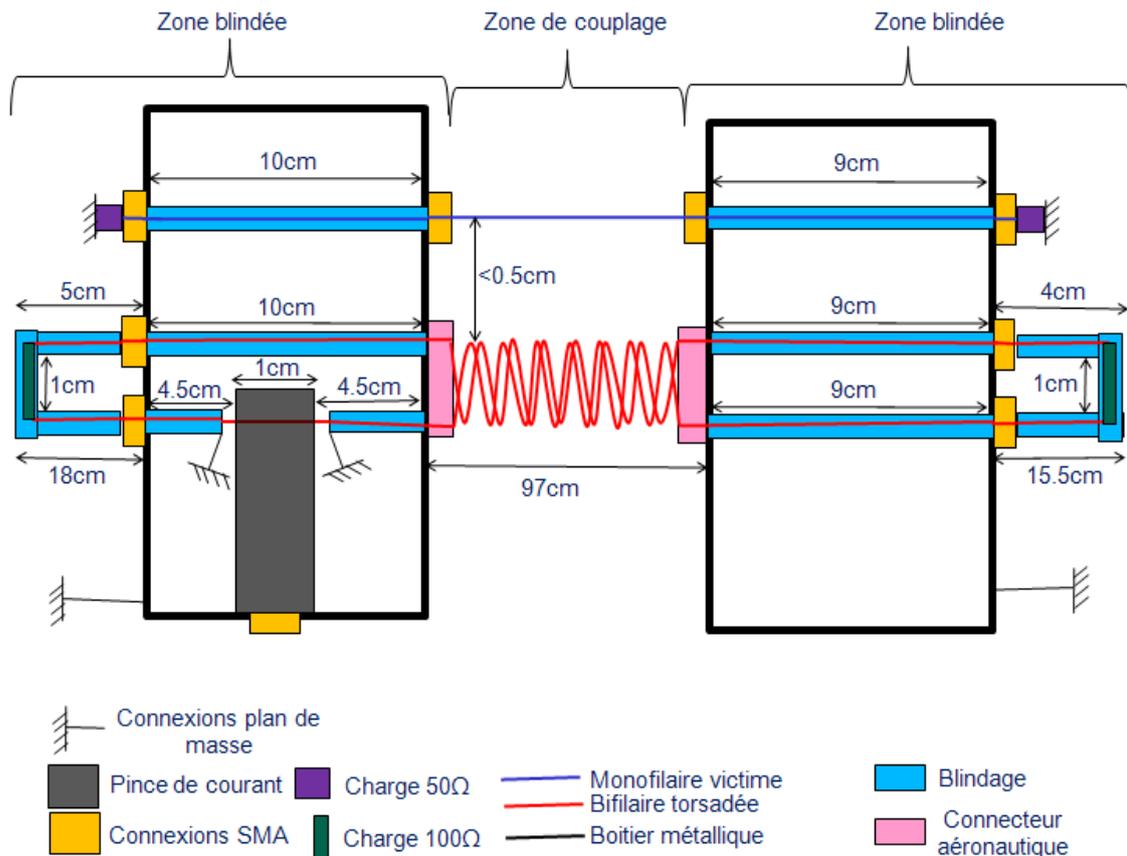


Figure 4-33 Principe de l'injection purement différentielle

Le boîtier de droite, quant à lui, a le même système de fixation au plan de masse que le boîtier de gauche. On y retrouve trois monofilaires blindées dont les blindages sont raccordés au boîtier et qui assurent la connexion entre les connecteurs du boîtier et les charges. Ici aussi, les trois monofilaires sont de longueurs équivalentes. Chacun des boîtiers rajoute des longueurs non négligeables dans ce banc expérimental. Leur présence influence la mesure et, comme nous le verrons par la suite, il convient d'intégrer une modélisation correcte de ces boîtiers dans la simulation des couplages électromagnétiques. Par ailleurs, La connexion entre l'extérieur et l'intérieur du boîtier pour la partie bifilaire se fait par l'intermédiaire d'un connecteur aéronautique permettant de connecter et déconnecter à volonté les câbles de la ligne bifilaire. L'injection par pince a été effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau 8751A qui permet d'avoir jusqu'à 801 points de mesures sur notre plage de fréquence. Un splitter branché sur la sortie est relié, via un flexible SMA blindé et un atténuateur de 10dB, sur le port d'entrée Référence (noté R) puis connecté de l'autre côté via un câble blindé SMA à la pince de courant d'injection. La campagne de mesures a été réalisée à l'aide d'une pince de courant identique à celle de l'injection et connectée sur l'entrée A de l'analyseur de réseau via un câble blindé SMA. Cette pince permet donc de mesurer le courant circulant à l'intérieur des conducteurs. Elle peut facilement être déplacée le long des différents câbles et peut même mesurer des courants de mode commun. La mesure qui résulte de ce montage est un courant donné par le rapport du signal du port A sur le signal du port R.

En ce qui concerne le détorsadage, il a été introduit en détorsadant les extrémités de la bifilaire sur une longueur de 3 sections torsadées (11cm), une fois les mesures effectuées avec la bifilaire parfaitement torsadée. Un relevé de bruit à chaque mesure a permis de valider que les conditions expérimentales étaient stables et que l'influence de

l'environnement sur la mesure était négligeable. Ce niveau de bruit était à -150dBa dans la gamme 100kHz -100MHz avec un bande passante de 20Hz et 801 points de mesures.

4.5.3. Description de la modélisation et simulation

En ce qui concerne la simulation de cette expérience, la modélisation passe par une discrétisation de la bifilaire torsadée similaire à celle vue dans le paragraphe 4.2.2. Ainsi on a 8 tubes pour représenter une torsade. Or, il y a 30 torsades en tout, soit un réseau de minimum de 240 tubes. Pour simplifier cela, on fait appel à la fonction de compactage de CRIPTÉ décrite à la fin du paragraphe 2.2.2. Ainsi, on réalise un sous-réseau de 8 tubes contenant les 8 géométries de notre discrétisation. Le réseau total se voit donc composé de 30 jonctions équivalentes reliées par des tubes de longueur nulle. Seules, les torsades sur lesquelles on effectue des mesures, nécessitent d'être détaillées. En effet, les positions auxquelles les courants sont relevés, sont au début de la zone de couplage définies par le côté injection (dénommé z=0%), au milieu de la zone de couplage (dénommé z=50%) et à la fin de la zone de couplage définie par le côté opposé de l'injection (dénommé z=100%), sur la monofilaire victime ou la bifilaire torsadée. On peut alors commencer par modéliser le toron par un réseau simple composé seulement des 30 jonctions équivalentes résultant du compactage et des 2 jonctions extrêmes résultant des charges 50Ω et 100Ω, illustré dans la Figure 4-34. Ainsi, ce réseau modélise la partie câblage du montage expérimental dans lequel on réduit les montages aux extrémités aux charges terminales idéales. Ici, on a négligé la modélisation des boîtiers d'extrémités avec les charges qui ajoutent une grande longueur de câble (82cm) mais aussi une dissymétrie d'injection par rapport aux charges 100Ω de la bifilaire torsadée. En effet, l'impossibilité d'injecter avec la pince sur la charge oblige de décaler l'injection et engendre une dissymétrie d'injection. Cependant, la symétrie de la zone de couplage est conservée.

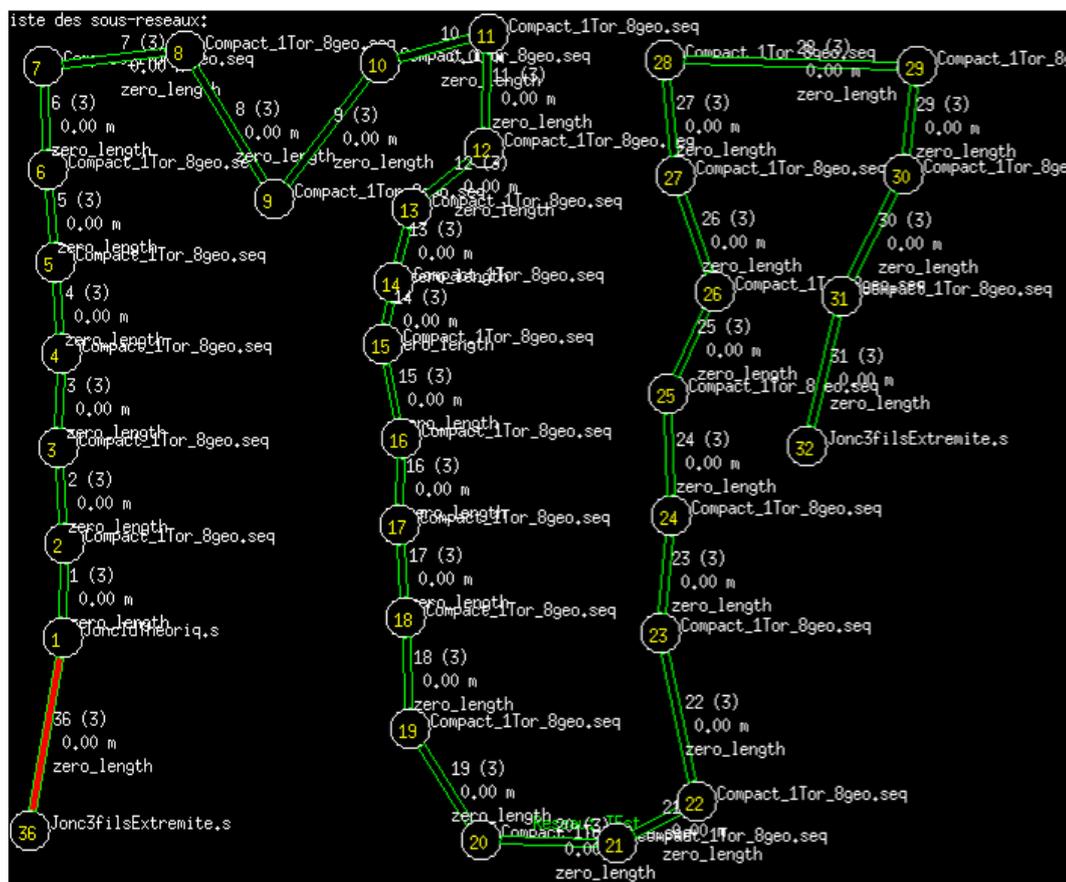


Figure 4-34 Réseau simple du toron de câbles

Ainsi, un exemple est donné avec les courants induits sur la monofilaire victime aux trois positions détaillées précédemment comme illustré sur la Figure 4-35.

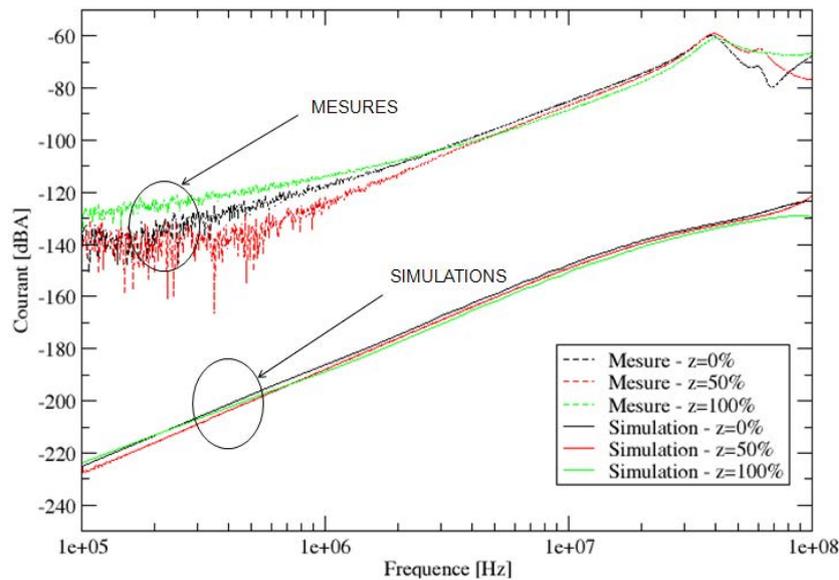


Figure 4-35 Courant sur la monofilaire victime aux positions $z=0\%$, $z=50\%$ et $z=100\%$ pour les mesures et les simulations issues du modèle du câble torsadé idéal sans prise en compte des boîtiers

Ces courants sur la monofilaire montrent que l'on a une grande différence de niveau de courant ($\approx 100\text{dBA}$) et ceci pour toutes les positions. On observe aussi une différence de fréquence de résonance entre la mesure et les simulations dues à la non prise en compte des longueurs ajoutées par les boîtiers d'extrémités. Les courbes de mesures seront analysées un peu plus loin dans le paragraphe.

4.5.4. Comparaison simulation/mesure sans détorsadage d'extrémité

4.5.4.1. Présentation et analyse des résultats

Chaque extrémité du réseau doit donc comporter des tubes et jonctions tenant compte des boîtiers et des charges. Ainsi les longueurs des câbles sont respectées et les dissymétries d'injection sont naturellement intégrées comme illustré dans la Figure 4-36.

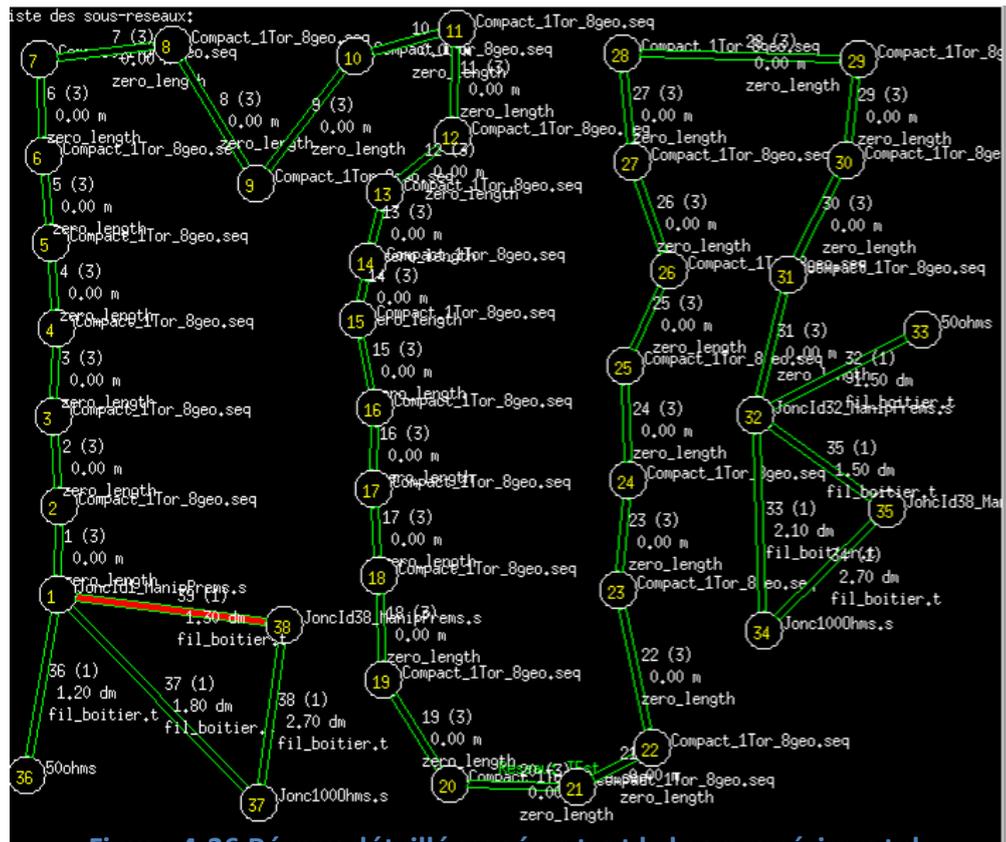


Figure 4-36 Réseau détaillé représentant le banc expérimental

On peut alors comparer les courants mesurés et simulés sur la bifilaire en $z=0\%$ et sur la monofilaire victime aux 3 positions spécifiques en fonction de la fréquence pour une bifilaire parfaitement torsadée. Ainsi, on va déplacer la pince de mesure sur les différents câbles aux positions choisies qui correspondent à des extrémités de torsades et donc qui ne nécessitent pas de partie détaillée dans la modélisation. Le fait d'écarter les câbles pour y insérer la pince de mesure a une influence négligeable sur le comportement du courant. Une superposition des résultats entre mesures et simulations est effectuée sur la Figure 4-37 pour une bifilaire sans détorsadage.

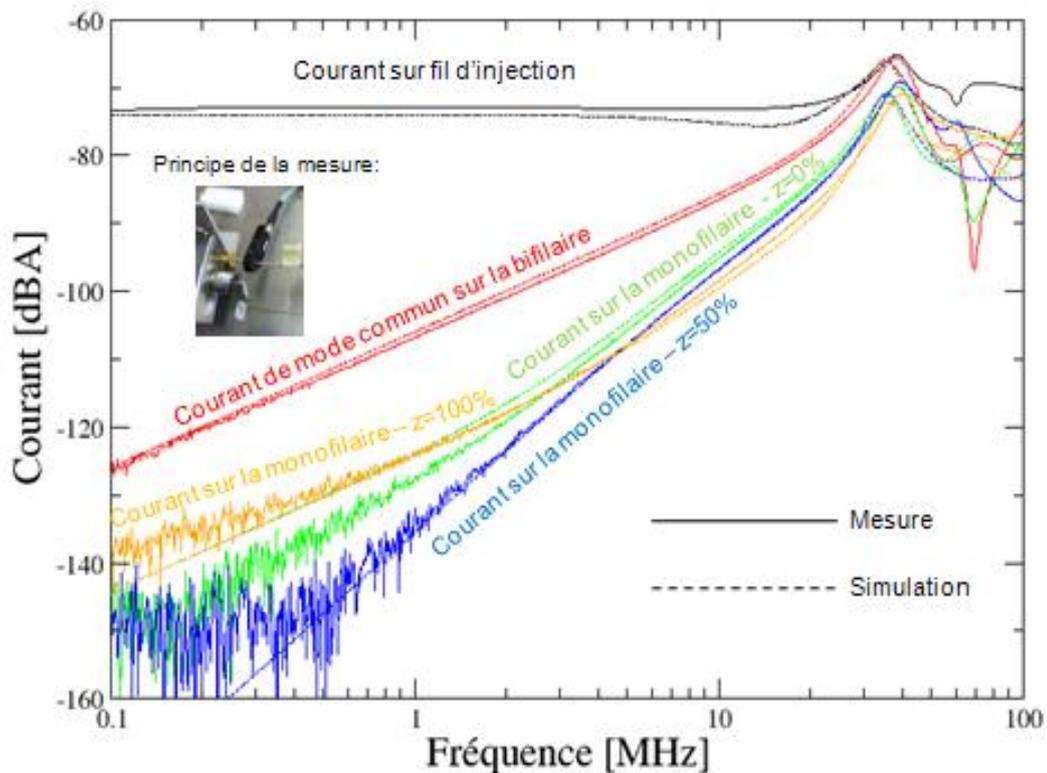


Figure 4-37 Comparaison des courants induits sur la bifilaire et la monofilaire victime pour les simulations et les mesures

Tout d’abord, on observe généralement qu’il y a une très bonne corrélation (<3dB en moyenne) entre les résultats de simulations et de mesures quel que soit l’observable avant le domaine de résonance. Le domaine de résonance étant directement lié à la vitesse de propagation et à la longueur des câbles est similaire pour les mesures et les simulations. Ceci valide notre modélisation du banc expérimental. Si l’on observe les courants sur la bifilaire, ils sont très proches ce qui implique que les termes de couplage qui rentrent en jeu dans son interaction avec la monofilaire victime doivent être semblables. Malgré certaines différences en basse fréquence (<1MHz), les courants en $z=0\%$ et $z=100\%$ sur la monofilaire victime sont proches entre simulations et mesures. A 11MHz, on retrouve une diminution des niveaux entre les deux extrémités du toron que l’on avait observé dans le paragraphe 4.3.1.3. En effet, malgré l’augmentation de longueur, le domaine de résonance est encore haut en fréquence (35MHz) et le domaine basse fréquence bruité s’arrête aux alentours de 2MHz.

4.5.4.2. Analyse de l’influence des boîtiers

Cependant, on peut remarquer que le comportement du courant sur la monofilaire victime à ces deux extrémités de torsades (entrée de la première et sortie de la dernière) est en 20dB/décade au lieu des 40dB/décade que l’on pouvait observer dans le paragraphe 4.3.1.2 sur les courbes en fonction de la fréquence. Par ailleurs, en $z=50\%$, on retrouve une pente en 40dB/décade typique d’un début de torsade pour une bifilaire parfaitement torsadée à la fois pour la simulation et la mesure. Enfin, l’hypothèse de l’influence limitée de la dissymétrie liée aux boîtiers d’extrémités pourrait finalement être prédominante sur le torsadage. Pour répondre à ces remarques, nous avons limité l’analyse des résultats sur les courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$ et $z=50\%$ pour les mesures et les simulations associées aux mesures. En ce qui concerne ce changement de pente entre les positions $z=0\%$ et $z=50\%$, on se propose d’analyser ce phénomène à l’aide de l’approche circuit développé dans le paragraphe 4.4.2.2. En effet, la présence des boîtiers d’extrémités

ajoute une grande longueur de câble à chaque extrémité du toron. Ces longueurs n'étaient pas prises en compte dans les équations de l'approche circuit et n'étaient pas présentes dans les simulations préliminaires de configurations idéales. Il est donc nécessaire de les ajouter. Pour cela, on peut repartir de l'ensemble d'équations [87] où l'on considère que les boîtiers sont des contributions sous forme de sources de courants ($I_{BoitierGauche}$ et $I_{BoitierDroit}$) ramenés sur la zone de couplage entre la bifilaire et la monofilaire torsadée comme dans [94].

$$I_{sum0} = - \left(\sum I_{BoitierGauche} + \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} + \sum I_{BoitierDroit} \right)$$

$$I_{sumkl} = \sum I_{BoitierGauche} + \left(\sum_{m=1}^k \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} - \sum_{m=k+1}^M \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} \right) - \sum I_{BoitierDroit} \quad [94]$$

$$I_{z=L_g} = \sum I_{BoitierGauche} + \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m I_{si} + \sum I_{BoitierDroit}$$

$$\text{Où on a : } \sum I_{BoitierGauche} \approx \sum I_{BoitierDroit} > \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N {}^m I_{si}$$

Les longueurs, sur lesquelles résident ces générateurs, sont non-négligeables. Ils deviennent donc influents sur le courant induit mesuré à une position donnée. En ce sens, l'effet du torsadage est affaibli par la présence de ces boîtiers. Cependant, comme le montrent les équations [94] et dans notre configuration (injection à l'extrémité gauche), le principe revient à faire la somme des contributions des générateurs de courants à gauche et de la retrancher à la somme des contributions des générateurs de courants à droite en fonction de la position de la mesure. Par ailleurs, comme vu dans le paragraphe 4.4.2.2, la somme des générateurs de tensions ne varie pas en fonction de la position de la mesure. Par conséquent, en $z=50\%$, l'influence des boîtiers d'extrémité s'oppose et devient négligeable. L'effet du torsadage dicte alors le comportement du courant induit sur la monofilaire. Ainsi, on retrouve le comportement typique d'une bifilaire torsadée observée dans le paragraphe 4.4.3.1 en extrémité de torsade.

4.5.5. Comparaison simulation/mesure avec détorsadage d'extrémité

On peut alors observer l'influence du détorsadage sur les résultats de mesures et de simulations. D'un point de vue expérimental, cette dissymétrie est introduite en détorsadant les extrémités de la bifilaire torsadée sur une longueur d'environ 11cm équivalente à 3 torsades. D'un point de vue modélisation, cela est équivalent à remplacer 3 jonctions équivalentes issues du compactage d'une torsade par une jonction de liaisons point à point entre les tubes. Une fois ces modifications intégrées, les principes généraux de mesure et de simulation restent identiques. De plus, les résultats des courants induits sont relevés aux mêmes positions et sont illustrés dans la Figure 4-38.

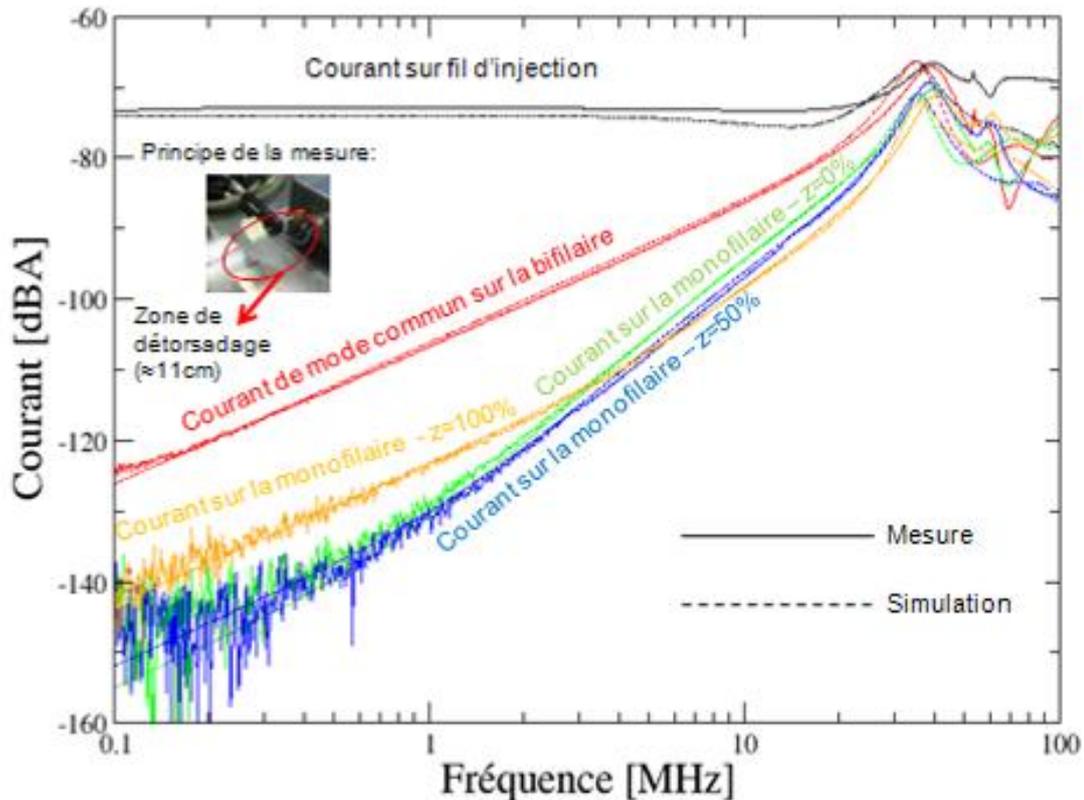


Figure 4-38 Comparaison des courants induits sur la bifilaire et la monofilaire victime pour les simulations et les mesures avec le détorsadage

Ici on observe les mêmes comportements de courant sur la bifilaire que précédemment, à la fois pour le mode commun de la bifilaire et pour le courant sur le câble d'injection. En outre, le courant induit sur la monofilaire issu du couplage avec la bifilaire se comporte de manière similaire avec des niveaux et des dynamiques semblables. Cependant, il y a une meilleure corrélation des résultats entre les mesures et les simulations. De plus, en $z=50\%$, la pente qui était en 40dB/décade en basse fréquence en l'absence de détorsadage est maintenant à 20dB/décade avec le détorsadage. L'hypothèse qui pourrait être faite, concernerait l'influence du détorsadage, même limité, sur le torsadage. Nous avons alors, comme précédemment, limité l'analyse des résultats sur les courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$ et $z=50\%$ pour les mesures, les simulations associées aux mesures.

Les courants induits sur la monofilaire se superposent presque parfaitement entre les simulations et les mesures en dépit des faibles niveaux mesurés. Ainsi on s'assure que notre modélisation représente le banc expérimental. Cependant, on ne retrouve pas le comportement en 40dB/décade en $z=50\%$ comme vu précédemment, ce qui peut s'expliquer par un raisonnement similaire. En effet, au lieu de partir de l'ensemble d'équations [87], on peut partir de l'ensemble d'équations [91] en l'étendant à plusieurs torsades et en y ajoutant les termes issus des boîtiers d'extrémités. Ainsi on se retrouve dans la même configuration que précédemment et au vu des niveaux similaires des courants, on peut en déduire que l'effet du détorsadage agit sur le comportement fréquentiel de ces derniers.

4.5.6. Comparaison avec des câbles droits

Les observations faites sur l'influence des boîtiers peuvent engendrer des questions sur la nécessité de modéliser le torsadage des câbles. Pour répondre à cela, on va modéliser deux câbles droits à la place de la bifilaire torsadée, c'est à dire aux mêmes positions que les deux

câbles élémentaires qui composent la bifilaire torsadée. Ceci permet de voir s'il est important de modéliser le torsadage dans ce type de configuration. La Figure 4-39 illustre les courants sur la monofilaire en $z=0\%$ et $z=50\%$ lorsqu'il n'y a pas de détorsadage d'extrémités.

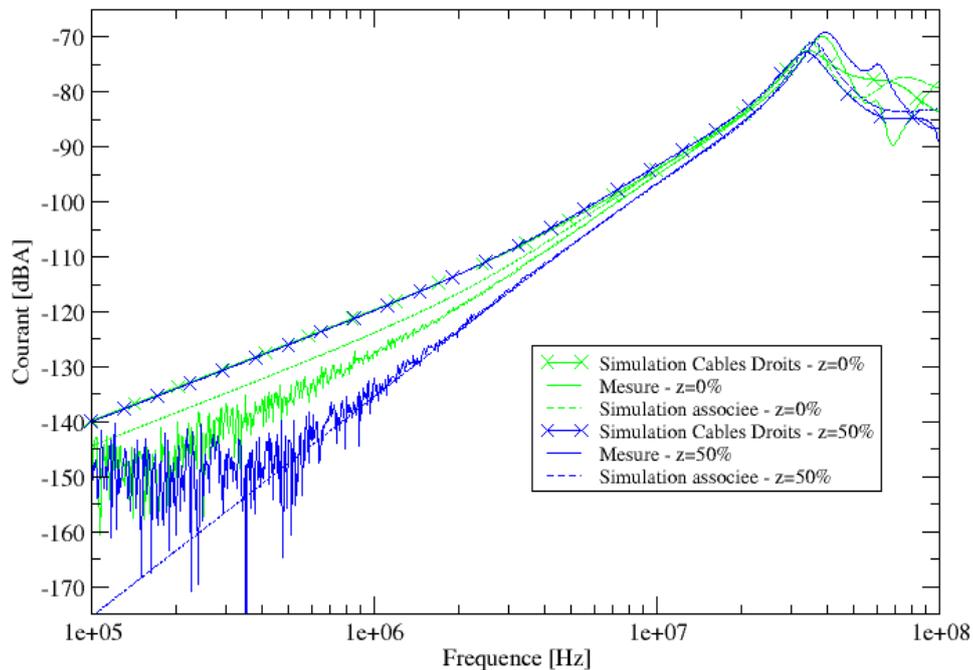


Figure 4-39 Courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$ et $z=50\%$ pour les mesures, leurs simulations associées et les simulations avec des câbles droits

Les niveaux maximum des courants induits sur la monofilaire victime issue du couplage avec les câbles droits sont plus importants en basse fréquence (entre 5dB et 40dB jusqu'à 10MHz) que ceux issus de la mesure ou de la simulation. On confirme donc la nécessité du torsadage et sa modélisation afin de réduire le couplage existant entre une bifilaire agresseur et son environnement proche en basse fréquence ($<10\text{MHz}$). Au-delà de 10MHz, cette différence devient plus faible.

On peut aussi réaliser ce changement de câbles pour une configuration avec détorsadage comme illustré dans la Figure 4-40 où l'on retrouve les courants induits sur la monofilaire.

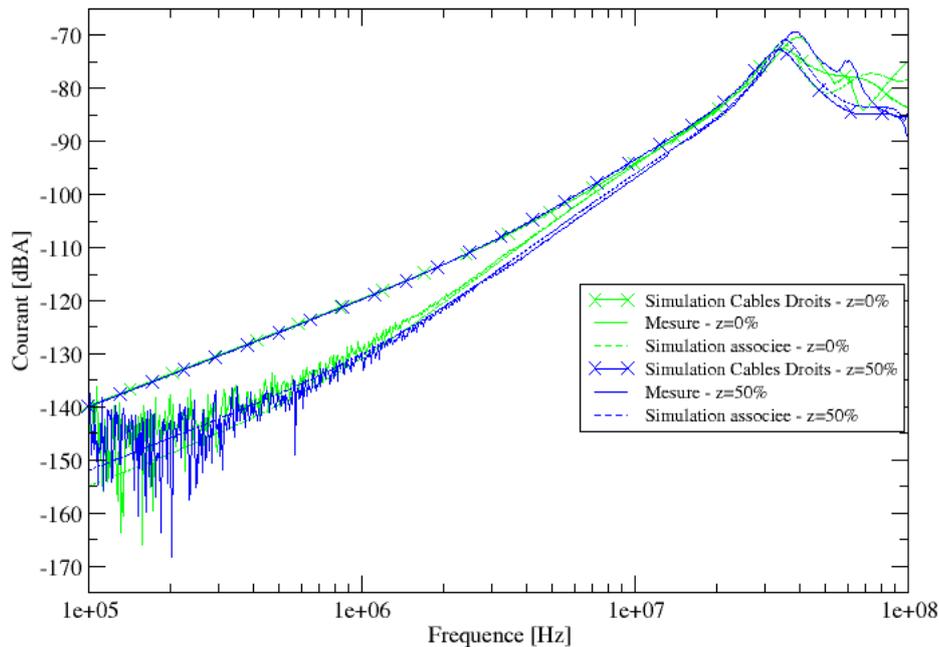


Figure 4-40 Courants induits sur la monofilaire victime en présence de détorsadage à z=0% et z=50% pour les mesures, leurs simulations associées et les simulations avec des câbles droits

Pour les fréquences en dessous de 10MHz, le gain du torsadage sur les câbles droits varie entre 5dB et 15dB, donnant un intervalle moins important que précédemment mais démontrant l'importance du torsadage de la bifilaire malgré le détorsadage d'extrémité. Au-delà de 10MHz, cette différence s'estompe comme sur la Figure 4-39 rendant la nécessité de torsader pour diminuer les couplages moins importante.

4.5.7. Conclusion

L'approche circuit permet donc d'analyser et de mieux appréhender le comportement du courant induit par une bifilaire torsadée sur une monofilaire victime par un raisonnement simplifié. Par ailleurs, nous avons montré que la méthodologie de modélisation était valable dans le cadre expérimental. En effet, nous avons pu mettre en évidence l'influence du détorsadage malgré la présence de boîtiers d'extrémités sur la position z=50%. L'intérêt du torsadage pouvait alors être remis en question mais la comparaison des courants de couplage avec des câbles droits nous a confirmé l'importance du torsadage sur les câbles. Néanmoins, les temps de conception des sous-réseaux sont conséquents et la taille globale des réseaux est importante (30 torsades discrétisées par 8 tubes par torsade = 240 tubes pour une simulation totale). Par conséquent, les temps de calcul pourront devenir prohibitifs dès que l'on complexifiera l'environnement de la bifilaire torsadée.

4.6. Proposition de modèles équivalents simplificateurs

4.6.1. Introduction aux modèles équivalents

Le passage à 8 tubes pour décrire une torsade a permis de réduire la taille des réseaux et les temps de calcul. Cependant pour un cas d'étude plus complexe que celui que l'on vient de traiter, il serait préférable de développer un modèle de câble réduisant encore la taille des réseaux et ainsi les temps de calcul. En effet, le réseau de référence est conséquent et le nombre de simulations pour identifier l'influence des différents paramètres discutés précédemment est lui aussi conséquent. Or, dès que le cas d'étude devient important par la complexité du cheminement et le nombre de conducteurs, la limite de la modélisation

détaillée est rapidement atteinte. Pour ces coûts de temps de calcul et de conception, un modèle équivalent mais réaliste vis-à-vis des courants induits sur son environnement proche a été développé afin de répondre à l'ensemble de ces contraintes. Le facteur qui permet d'agir à la fois sur ces temps de calcul et la taille des réseaux est le nombre de tubes. Limité à 8 tubes pour une torsade, le modèle doit outrepasser cette contrainte.

4.6.2. Méthode toron uniforme équivalent à partir de la moyenne des paramètres linéiques L_{ij} et C_{ij}

La méthode du modèle équivalent consiste à moyenner les matrices capacités et inductances termes à termes comme présenté ci-dessous pour les inductances :

$$\begin{bmatrix} \cdot & L_{ij}^{MoyLC} & \cdot \\ \cdot & L_{ii}^{MoyLC} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \frac{L_{ij}^1 + \dots + L_{ij}^N}{N} & \cdot \\ \cdot & \frac{L_{ii}^1 + \dots + L_{ii}^N}{N} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad [95]$$

Lorsque l'on moyenne les matrices, les termes L_{13} et L_{23} deviennent égaux, de même pour les mutuelles capacités. Pour cette raison, les différences entre les termes extradiagonaux des matrices de capacité et d'inductance que l'on trouve dans l'ensemble d'équations [78] sont nulles. Le modèle suppose que les deux conducteurs de la bifilaire torsadée sont fictivement superposés. Même si cette situation ne reflète pas la position réelle des conducteurs, cela reflète le mouvement hélicoïdal des conducteurs de la bifilaire torsadée. Une autre conséquence associée à ce modèle est la perte des informations relatives à la distribution des courants à l'intérieur de chaque torsade. Dans (49) et (37), Pignari *et al.* ont utilisé cette méthode pour simplifier la modélisation du couplage de mode commun d'une bifilaire torsadée illuminée par une onde plane. Dans le contexte de cette thèse, nous évaluons cette méthode de simplification dans le cadre de couplage entre câbles à l'intérieur d'un toron.

Avec ce type de modèle équivalent, on obtient une seule géométrie fictive pour décrire la bifilaire torsadée quelle que soit sa longueur. La configuration du paragraphe 4.3.1.4 est modélisée sur la Figure 4-41 avec un tube composé du modèle équivalent au toron pour une longueur de 1m idéalement torsadée avec une section de 4cm à chaque extrémité de câbles droits représentant le détorsadage engendré par les règles d'installation. Ainsi, avec le modèle équivalent, nous avons pu réduire le nombre de tubes de 200 (25 torsades de 8 tubes chacune) à 1 seul tube pour la partie torsadée, soit un gain d'un facteur 10 sur le temps de calcul. Dans les faits, le réseau du logiciel CRIPTE est réduit et le temps de calcul avoisine la seconde pour la bande de fréquence considérée (801 points entre 100kHz et 100MHz).

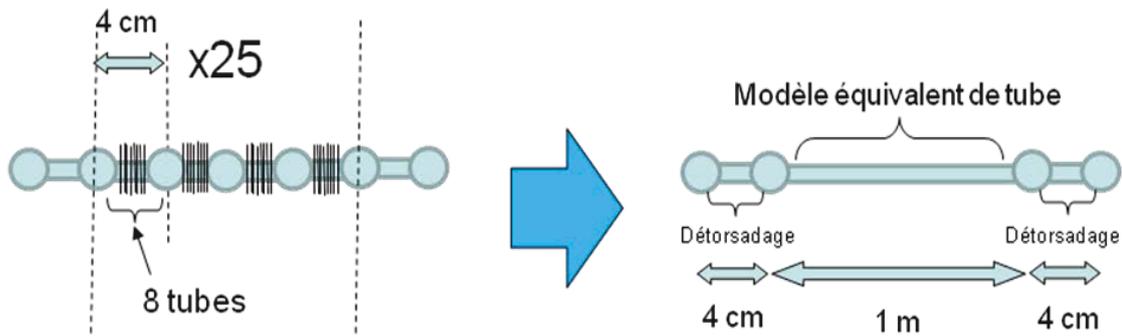


Figure 4-41 Principe du modèle équivalent avec moyenne arithmétique des matrices de capacités et d'inductances

Les courants le long de la monofilaire victime à chaque extrémité de section avec un agrandissement sur la dernière torsade (pour un pas de 4mm) obtenus pour le modèle de référence et le modèle équivalent, sont superposés sur la Figure 4-42. Sur les 3 parties (les sections torsadées et les deux sections détorsadées), le modèle équivalent est parfaitement superposé avec le modèle de référence à chaque extrémité de sections. L'agrandissement sur la dernière torsade montre en revanche des différences entre le modèle détaillé de référence et le modèle équivalent.

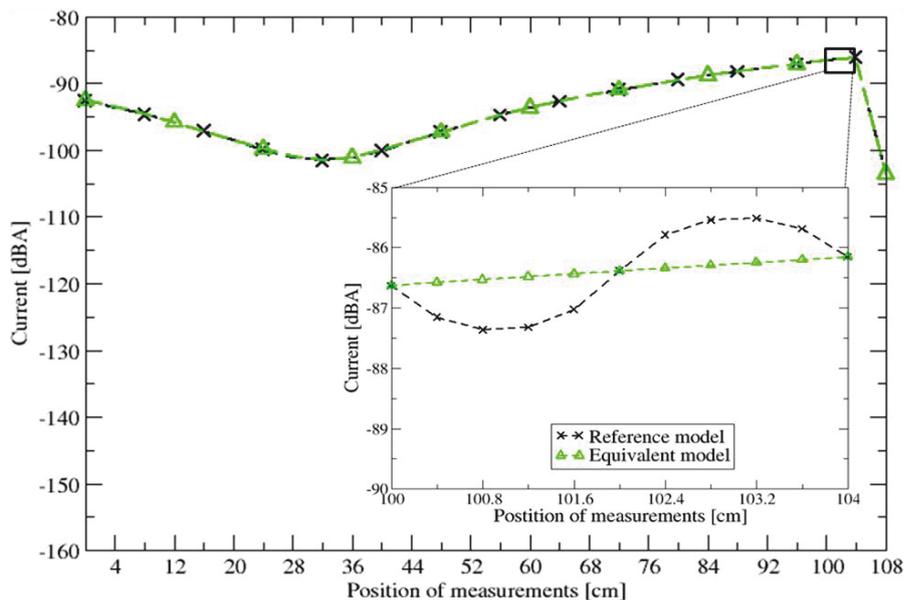


Figure 4-42 Distribution du courant le long de la monofilaire victime pour 1.08m de toron à 11MHz pour le modèle de référence et le modèle équivalent

En effet, lorsque l'on moyenne les matrices des paramètres de lignes, on ne prend plus en compte la fluctuation locale et périodique de la géométrie de la torsade à l'origine des observations précédentes et expliquées par le modèle analytique. Ceci confirme que le modèle équivalent n'est pas représentatif à l'intérieur d'une torsade. En dehors, le modèle de moyennage des matrices capacités et inductances semble être valable pour réduire la complexité d'une bifilaire torsadée.

Si l'on vient maintenant appliquer ce modèle équivalent dans l'approche expérimentale du paragraphe 4.5, on peut réduire le réseau à un seul tube pour la partie torsadée, limitant aussi les temps de calcul. Les courants le long de la monofilaire victime et sur la bifilaire (identique à la Figure 4-37 et à la Figure 4-38) avec et sans détorsadage sont comparés sur la

Figure 4-43 où seuls les résultats de simulations sont présents pour éviter une surcharge des courbes.

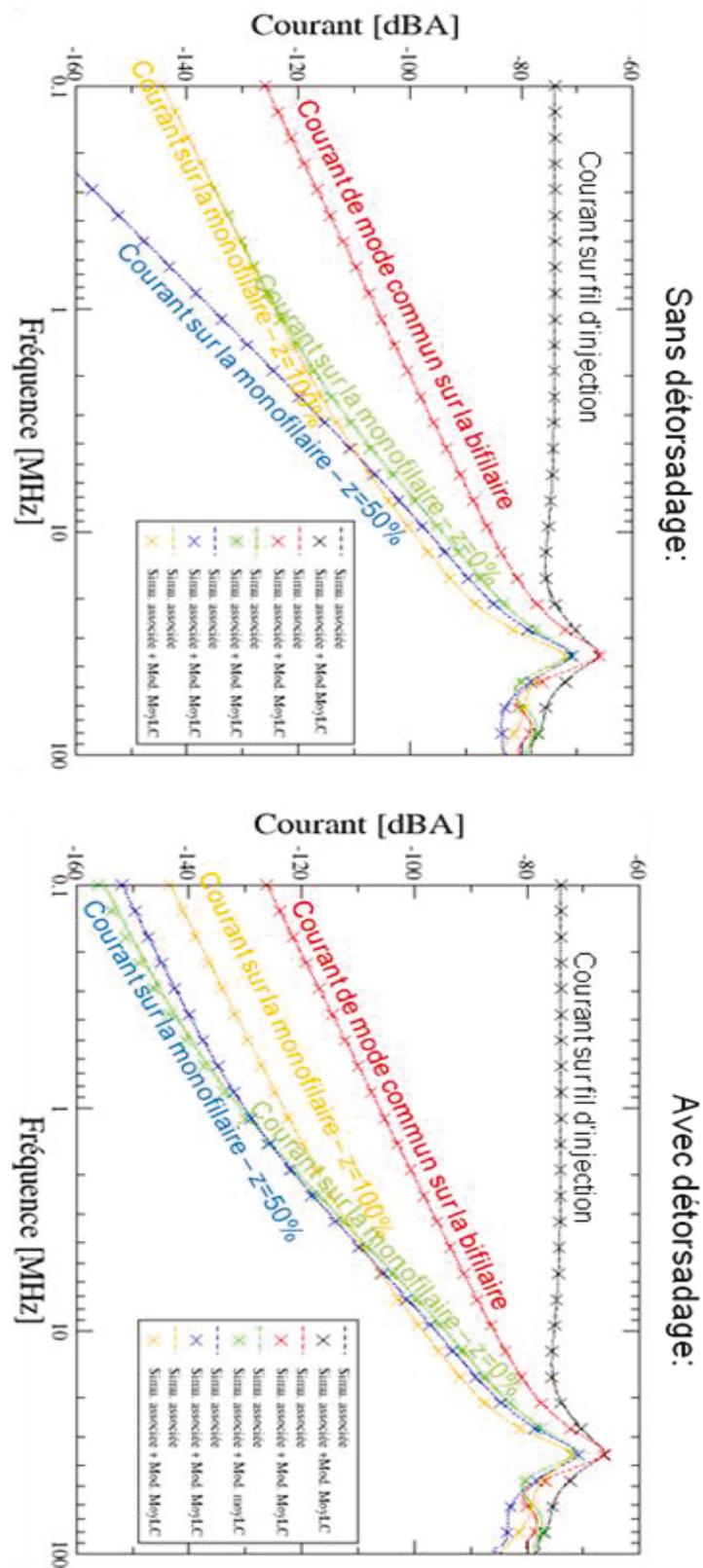


Figure 4-43 Comparaison de Distribution du courant le long de la monofilaire victime et sur la bifilaire torsadée pour la configuration expérimentale entre le modèle de référence et le modèle équivalent

Sur cette figure, on voit que le modèle équivalent se superpose à nouveau parfaitement avec le modèle de référence quelle que soit la situation. Ainsi, notre modèle simplifié peut représenter correctement un toron de câble simple (une bifilaire torsadée et une monofilaire) dans le cadre d'un couplage différentiel qu'il soit réel ou dans le cadre d'une approche purement numérique. Cependant, il est nécessaire dans le cadre réel aéronautique d'aller vers plus de complexité du toron (en nombre de câbles) pour comparer et valider le modèle simplifié face à une approche plus classique. Néanmoins, avant de passer à des cas plus complexes, on peut mentionner qu'il est possible d'effectuer encore une simplification importante sur le nombre de tubes à générer pour traiter des cas simples.

4.6.3. MinMax Equivalent Model

Une extension du modèle équivalent consiste à limiter le moyennage aux termes issus des deux matrices extrêmes contenant les termes extradiagonaux minimum et maximum comme exprimé dans :

$$\begin{aligned} \min(C_{13n} - C_{23n}) \cup \min(L_{13n} - L_{23n}) &\Rightarrow \text{Matrice } n_{\min} \Rightarrow L^{\text{Min}}, C^{\text{Min}} \\ \max(C_{13n} - C_{23n}) \cup \max(L_{13n} - L_{23n}) &\Rightarrow \text{Matrice } n_{\max} \Rightarrow L^{\text{Max}}, C^{\text{Max}} \end{aligned} \quad [96]$$

Une observation directe de l'arrangement des câbles dans la géométrie transversale au toron le long d'une torsade permet de sélectionner les configurations de couplage minimum et maximum. Ainsi les matrices de paramètres de lignes ne sont calculées que pour ces deux configurations de câbles au lieu des 8 précédentes.

La matrice inductance de ce modèle est alors déduite de (le principe est le même pour la matrice capacité):

$$\begin{bmatrix} \cdot & L_{ij}^{\text{MEM}} & \cdot \\ \cdot & L_{ii}^{\text{MEM}} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \frac{L_{ij}^{\text{Min}} + L_{ij}^{\text{Max}}}{2} & \cdot \\ \cdot & \frac{L_{ii}^{\text{Min}} + L_{ii}^{\text{Max}}}{2} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad [97]$$

Ce modèle appelé MinMaxEquivalent Model (MEM) est comme le modèle précédent réduit à un seul tube représentant une géométrie fictive. Les paramètres de cette ligne de transmission équivalente sont calculés à partir de seulement deux géométries transversales du toron. Ceci permet de limiter les temps de calcul au niveau des matrices des paramètres de lignes mais aussi du réseau complet. Dans une configuration comme celle du paragraphe 4.3.1.4, si l'on compare les courants le long de la monofilaire victime entre le modèle de référence, le modèle équivalent et le modèle MEM, on a une très bonne corrélation des courbes comme le montre la Figure 4-44. Cependant, le modèle MEM ne se superpose pas au modèle de référence comme pour le modèle équivalent. Ainsi, l'utilisation de ce modèle semble être limitée par rapport au modèle MoyLC.

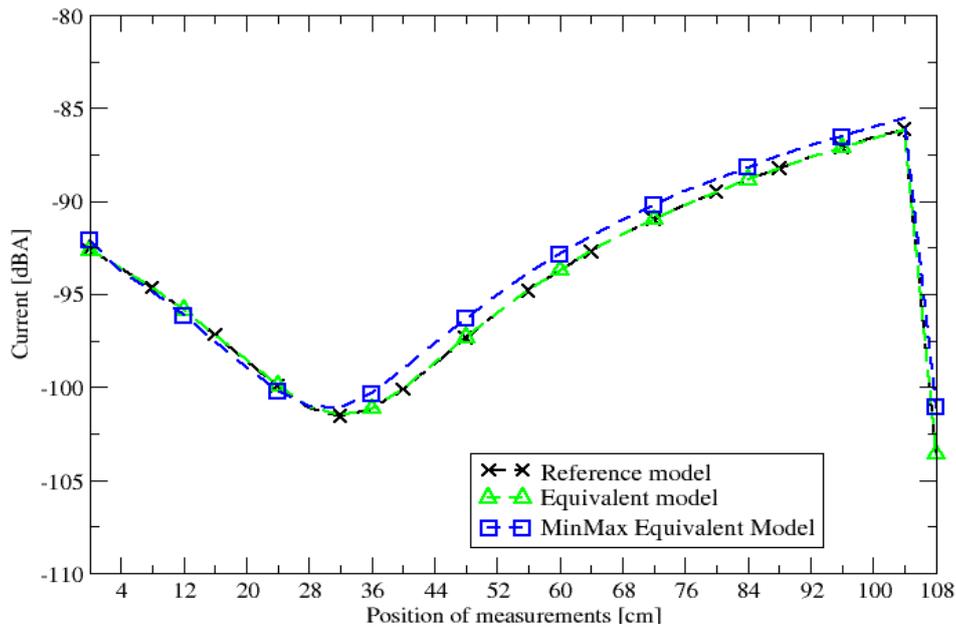


Figure 4-44 Distribution du courant le long de la monofilaire victime pour 1.08m de toron à 11MHz pour le modèle de référence, le modèle équivalent et le modèle MMEM

En ce qui concerne la comparaison avec les résultats de la mesure, on obtient des courants le long de la monofilaire victime et sur la bifilaire identique au modèle MoyLC où les courbes se superposent. Cependant, de façon générale, le modèle MMEM a de moins bons résultats que le modèle équivalent de moyennage de l'ensemble des matrices inductances et capacités vis-à-vis du modèle de référence détaillé. Par ailleurs, plus on augmente de manière significative le nombre de conducteurs, plus les matrices calculées peuvent diverger lentement de leurs symétries diagonales. Ainsi les termes minimum et maximum ne sont plus représentatifs de termes moyens. Cette limite du modèle réduit son champ d'utilisation à des cas d'étude simple. Mais l'intérêt des méthodes de simplification dépend du phénomène que l'on veut observer, un courant à une position précise ou une idée plus générale du niveau du courant le long des câbles.

4.7. Conclusion

Le cas d'étude de base composé d'une bifilaire agresseur et d'une monofilaire victime a permis d'appréhender l'effet d'un câble torsadé sur un environnement proche et simple. Dans cette configuration simple de couplage entre une ligne bifilaire torsadée symétrique et une ligne monofilaire, nous avons mis en évidence un motif spécifique de la distribution spatiale du courant sur la ligne monofilaire. Ce phénomène, d'abord détecté à l'aide d'un jeu de simulations, a été également observé expérimentalement en mesures champ proche. Cette distribution se traduit par une variation spatiale du courant à l'échelle d'un pas de torsade. Nous l'avons interprétée à l'aide d'une modélisation théorique basée sur une approche circuit. Dans un scénario entièrement symétrique (cas idéalisé), nous mettons en évidence que cette distribution dépend même de l'angle de départ d'une torsade, ce qui, là encore, s'explique via ce modèle théorique. Nous avons également introduit de manière réaliste les dissymétries d'extrémités de torsades. Il apparaît alors que ces extrémités jouent un rôle prépondérant dans l'appréciation des couplages. Ceci n'est pas sans conséquence sur la possibilité d'établir des modèles simplifiés. Il apparaît également dans le cadre de la mise en œuvre d'un banc expérimental qu'il n'est pas possible d'obtenir des résultats de simulations satisfaisants sans introduire les dissymétries liées à l'ajout des boîtiers d'extrémités des câbles.

Nous avons introduit deux types de modèles simplifiés. Le premier modèle simplifié consiste en la réalisation d'une ligne bifilaire rendue uniforme dont les paramètres de couplages sont moyennés sur la longueur d'une torsade. Le deuxième modèle proposé est une version du premier modèle pour laquelle les paramètres de la ligne bifilaire uniformisée représentent la moyenne de deux situations extrêmes (couplage minimal et couplage maximal). Du point de vue théorique, la mise en œuvre de ces modèles simplifiés pour traiter du cas idéal (problème entièrement symétrique) ne donne pas de résultats satisfaisants. Ce résultat était attendu. En revanche, sur le plan expérimental la mise en œuvre des câbles aboutit nécessairement à l'identification des dissymétries d'extrémités. Le fait d'ajouter ces dissymétries dans un modèle théorique rend possible l'utilisation de ces modèles simplifiés, à condition toutefois de ne pas être intéressé par la distribution spatiale fine du courant à l'échelle d'une torsade. En particulier, le premier modèle précité donne des résultats très satisfaisants. A ce stade, le second modèle donne également de très bons résultats.

Le chapitre suivant est consacré à la complexification de l'environnement autour d'une bifilaire torsadée ou de plusieurs bifilaires torsadées pour aboutir à la proposition de méthodes de modélisation pour des torons réellement complexes (plus de 100 conducteurs).

5. Couplage entre câbles dans un environnement complexe

Résumé:

L'analyse du chapitre précédent a permis d'extraire un modèle équivalent simplifié d'une paire torsadée. Dans le contexte de son utilisation classique en mode différentiel, nous avons montré que, dans certaines conditions, la discrétisation du profil géométrique de la paire pouvait être avantageusement substituée par une torsade à un seul tube composé du moyennage termes à termes des matrices de paramètres de lignes. La prédiction du niveau de couplage induit sur une ligne monofilaire victime accolée à cette paire constituait une première validation de cette approche.

L'enjeu de ce chapitre est la modélisation de torons véritablement complexes. Nous établissons notamment la portée de ces modèles simplifiés, dont l'intérêt majeur réside dans la réduction des temps de calculs.

Pour cela, nous introduisons un premier niveau de complexification correspondant à l'ajout d'une bifilaire torsadée non-blindée ayant un diamètre et une longueur de torsade plus petits placée à côté de la bifilaire initiale. L'objectif est ici d'étudier plus spécifiquement le couplage du mode différentiel de la première paire au mode différentiel de la seconde. Le toron est alors composé de 3 câbles (2 bifilaires et 1 monofilaire). En parallèle des simulations, le banc expérimental est modifié pour valider les observations sur les courants induits sur les câbles victimes. Les modèles simplifiés de moyennage sont alors confrontés directement à la mesure. Cette complexification reste limitée à la présence d'une bifilaire supplémentaire dont le cheminement est contrôlé. Or, l'intérêt de ces modèles est de pouvoir, à terme, réduire les temps de calcul et la taille des réseaux pour des torons avec un grand nombre de conducteurs ayant un cheminement complexe.

Par conséquent nous étudions dans une deuxième phase les couplages dans un toron complexe représentatif de torons aéronautiques. Un banc de test spécifique a été mis sur pied autour d'un harnais de 3m de long, constitué de 42 de câbles ou 61 conducteurs. Les résultats expérimentaux ont alors été confrontés aux modélisations. Nous avons tout d'abord constitué un modèle de simulation de référence en utilisant les techniques de modélisations avancées offertes par TWISTCAB. Puis, le modèle simplifié a été évalué par rapport au modèle de référence détaillé. Compte tenu de la diversité des configurations de couplage et des connaissances très incomplètes des positions relatives des câbles dans le toron, on procède à une analyse statistique des résultats, afin d'estimer la validité des modèles simplifiés.

5.1. Approche par une étude de couplage entre une bifilaire et deux câbles voisins

5.1.1. Modification du cas d'étude, du banc expérimental et de la modélisation

La première étape de complexification d'environnement de la bifilaire torsadée non-blindée (dénommée bifilaire 1) passe par l'ajout d'une deuxième bifilaire torsadée, appelée bifilaire 2. Cette deuxième bifilaire est un câble victime de type ADB24 ayant un diamètre et un pas de torsadage plus petits que la bifilaire torsadée agresseur. Ainsi, pour une longueur équivalente (97cm), il y a 50 torsades pour la bifilaire 2 dont 5 torsades peuvent être détorsadées à chaque extrémité. La bifilaire 2 est placée de l'autre côté de la bifilaire 1 (30 torsades dont 3 peuvent être détorsadées), à la même hauteur du plan de masse que les autres câbles. Son angle de départ α est aussi de 0° . Cette bifilaire est considérée en mode différentiel, flottante par rapport au plan de masse; les deux câbles qui la composent sont reliés entre eux par des charges de 100Ω à chaque extrémité. La disposition de la bifilaire 2 contribue à la complexification de l'étude des couplages non seulement par l'augmentation du nombre de câbles victimes mais aussi par la configuration de couplage entre modes différentiels. La monofilaire est toujours présente à proximité de la bifilaire 1 et toujours connectée au plan de masse par des charges 50Ω . Le nouveau cas d'étude est illustré dans la Figure 5-1.

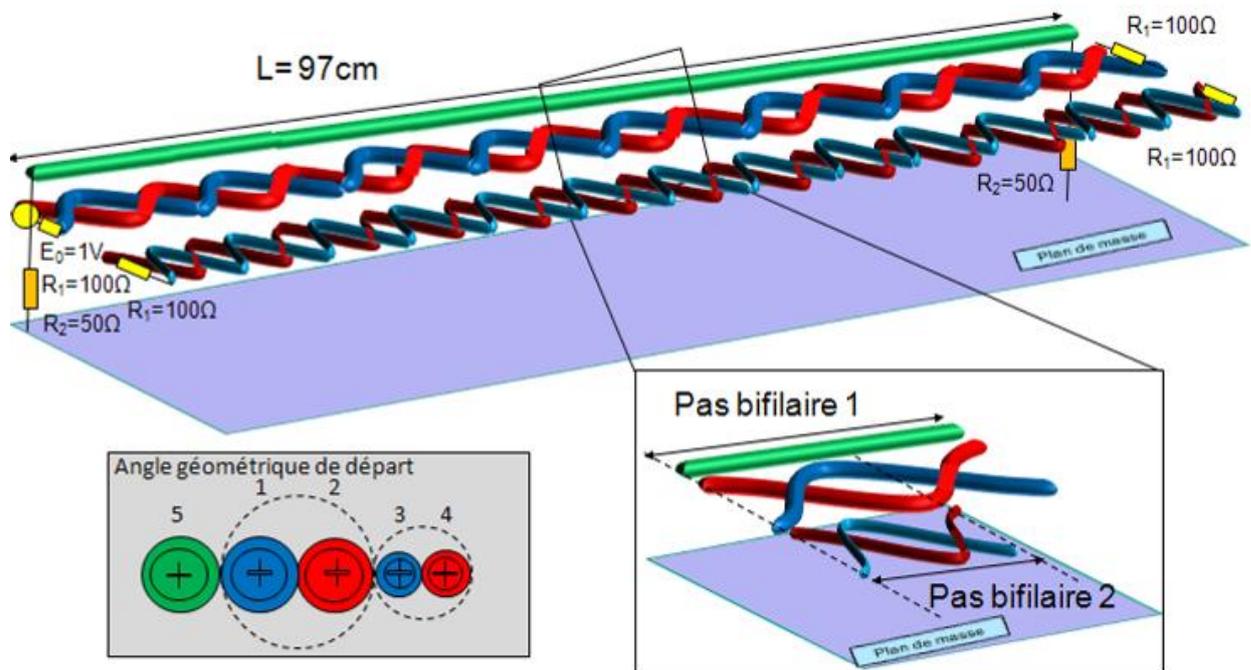


Figure 5-1 Cas d'étude avec le deuxième câble victime, la bifilaire 2

En ce qui concerne la partie expérimentale, le cadre général du banc expérimental reste le même que celui décrit dans la partie 4.5.2. La bifilaire 2 est fixée comme décrit précédemment, à côté de la bifilaire sur le support en mousse. Par ailleurs, elle est connectée aux deux boîtiers d'extrémités du banc qui ont été modifiés pour accueillir ce nouveau câble victime. Les charges différentielles de 100Ω ont aussi été ajoutées. Le banc expérimental ainsi modifié permet de mesurer, à l'aide de la pince de courant, les courants induits sur tous les câbles comme le montre la Figure 5-2.

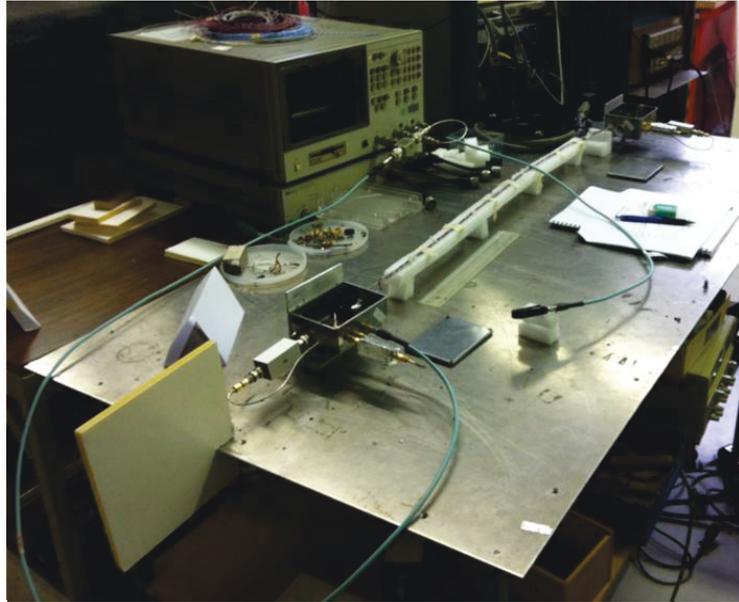


Figure 5-2 Photo du banc expérimental modifié pour accueillir la bifilaire 2

Les modifications apportées aux boîtiers ont été de deux types : ajouter des sorties SMA pour connecter les charges 100Ω et relier ces sorties au connecteur d'entrée par deux câbles monofilaires blindés, tout en ne dégradant pas les câbles et connexions environnantes. Par ailleurs les charges différentielles de 100Ω ajoutées sont de même type que celles déjà installées pour les expérimentations précédentes. Le boîtier modifié côté injection est illustré en Figure 5-3, l'autre boîtier ayant reçu les mêmes modifications.



Figure 5-3 Photo du boîtier modifié côté injection

Au niveau des réseaux associés pour la partie simulation, ils ont été complexifiés à la fois pour la modélisation des câbles mais aussi pour l'intégration des modifications des boîtiers. En ce qui concerne la modélisation des câbles, la difficulté réside dans le découpage en portions des deux bifilaires pour prendre en compte le torsadage de ces câbles. En effet, le pas de torsadage de la bifilaire 2 est différent de celui de la bifilaire 1 de telle façon à ce que l'on ait 3 torsades de bifilaire 1 pour 5 torsades de bifilaire 2. Pour garder une modélisation la plus précise possible, la discrétisation en 8 tubes pour une torsade s'applique au pas de

- Le courant sur le fil d'injection de la bifilaire 1 et le courant de mode commun de la bifilaire 1 afin d'examiner le comportement du courant sur le câble agresseur
- Le courant sur la monofilaire victime afin de vérifier si le courant induit sur ce câble se comporte de manière similaire au chapitre précédent
- Le courant sur un des câbles de la bifilaire 2 et le courant de mode commun de la bifilaire 2

Sur chaque figure, nous comparons la mesure, la simulation détaillée, le modèle équivalent de moyennage des matrices de paramètres de lignes (MoyLC) et le modèle équivalent de moyennage des minimums et maximums des matrices de paramètres de lignes (MinMaxMoyLC). Par ailleurs, chaque groupe de courbes de courants induits sur les câbles victimes est représenté pour les positions $z=0\%$ (en bout de toron côté injection), $z=50\%$ (au milieu du toron) et $z=100\%$ (en extrémité du toron côté opposé à l'injection). Ainsi, l'ensemble de ces résultats offre une vision globale du comportement de la bifilaire torsadée 1 en tant qu'agresseur d'un environnement simplifié et permet de valider ou invalider les modèles de moyennage simplificateurs.

Comme précédemment, on considère successivement les 2 configurations, sans détorsadage d'extrémités et avec détorsadage d'extrémités.

5.1.2.2. Sans détorsadage

On s'intéresse en premier lieu à la configuration où les câbles ne sont pas détorsadés à leurs extrémités. Le premier résultat illustré sur la Figure 5-5, concerne le courant sur le fil d'injection et celui de mode commun de la bifilaire 1. On peut remarquer que l'on a le même comportement que dans le paragraphe 4.5.4. En effet, le courant mesuré est identique à la configuration précédente sans la bifilaire 2. Par ailleurs, les résultats de simulations sont bien corrélés aux mesures. De plus, les modèles équivalents se superposent parfaitement aux simulations de références.

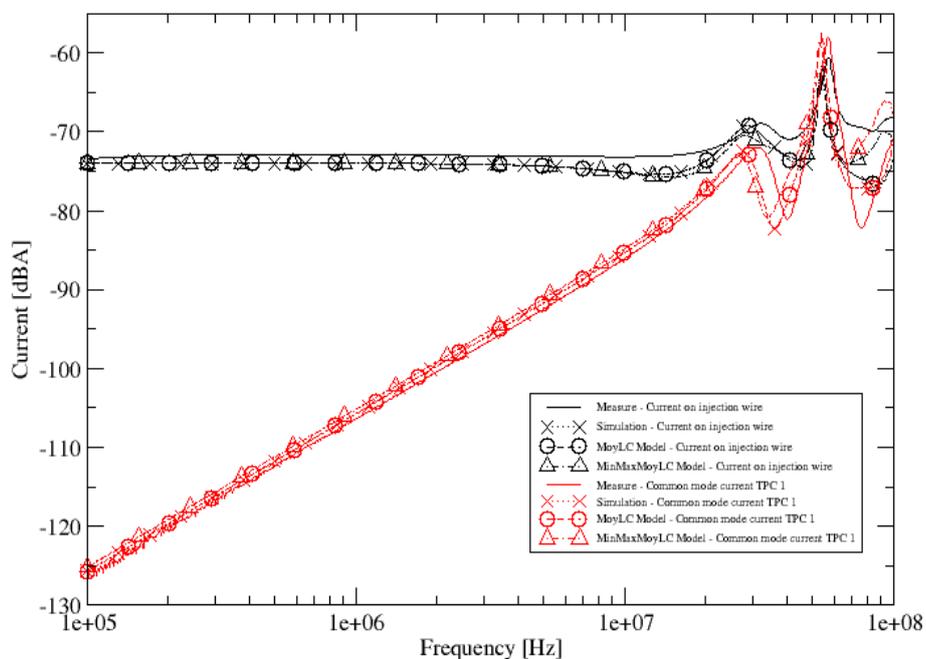


Figure 5-5 Courant sur le fil d'injection et de mode commun sur la bifilaire 1, sans détorsadage

Le deuxième résultat concerne le courant induit sur la monofilaire aux positions $z=0\%$, $z=50\%$ et $z=100\%$ et est illustré en Figure 5-6.

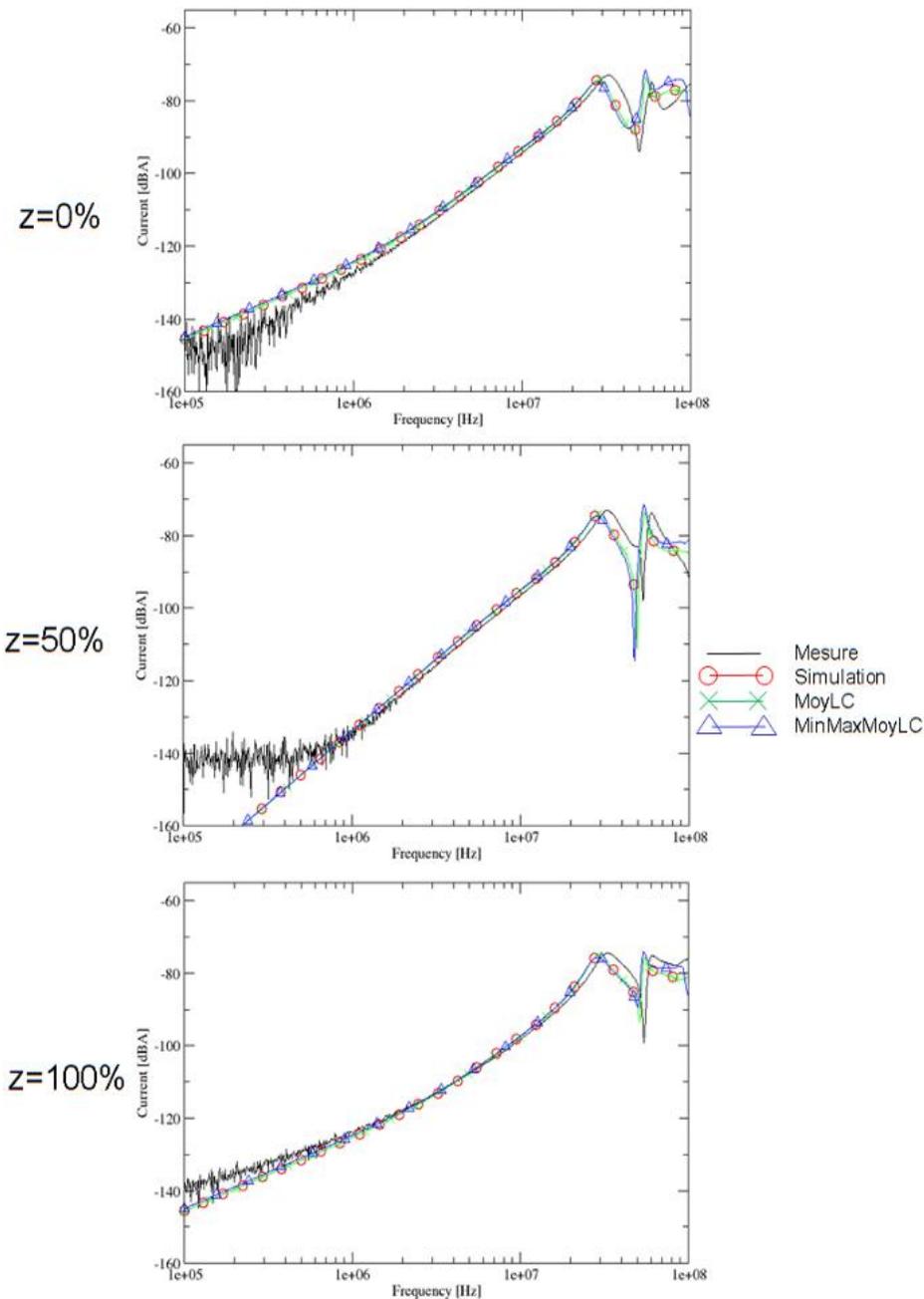


Figure 5-6 Courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés

On retrouve le même comportement du courant sur la monofilaire induite que dans le paragraphe 4.5.4. En $z=0\%$ et $z=100\%$, on retrouve une pente en 20dB/Decade alors qu'en $z=50\%$, le courant croît en 40dB/Decade. On observe la même influence des boîtiers d'extrémités que précédemment sur le torsadage parfait. En effet, on avait démontré que si la bifilaire agresseur est parfaitement torsadée, on retrouvait le comportement du courant en $z=50\%$ où les termes sources associés aux déséquilibres des deux boîtiers tendent à s'annuler. Par ailleurs, on a une très bonne corrélation entre les mesures et les simulations de référence. Il y a aussi une superposition parfaite entre les simulations de modèles moyennés et les simulations du modèle de référence. L'ensemble de ces résultats montre

que l'on est exactement dans la même configuration que dans le chapitre précédent et conforte la possibilité de reproductibilité de l'expérience.

Le troisième résultat concerne le courant de mode commun sur la bifilaire 2 illustré sur la Figure 5-7. On obtient aussi trois figures sur lesquelles est représenté le courant en position $z=0\%$, $z=50\%$ et $z=100\%$.

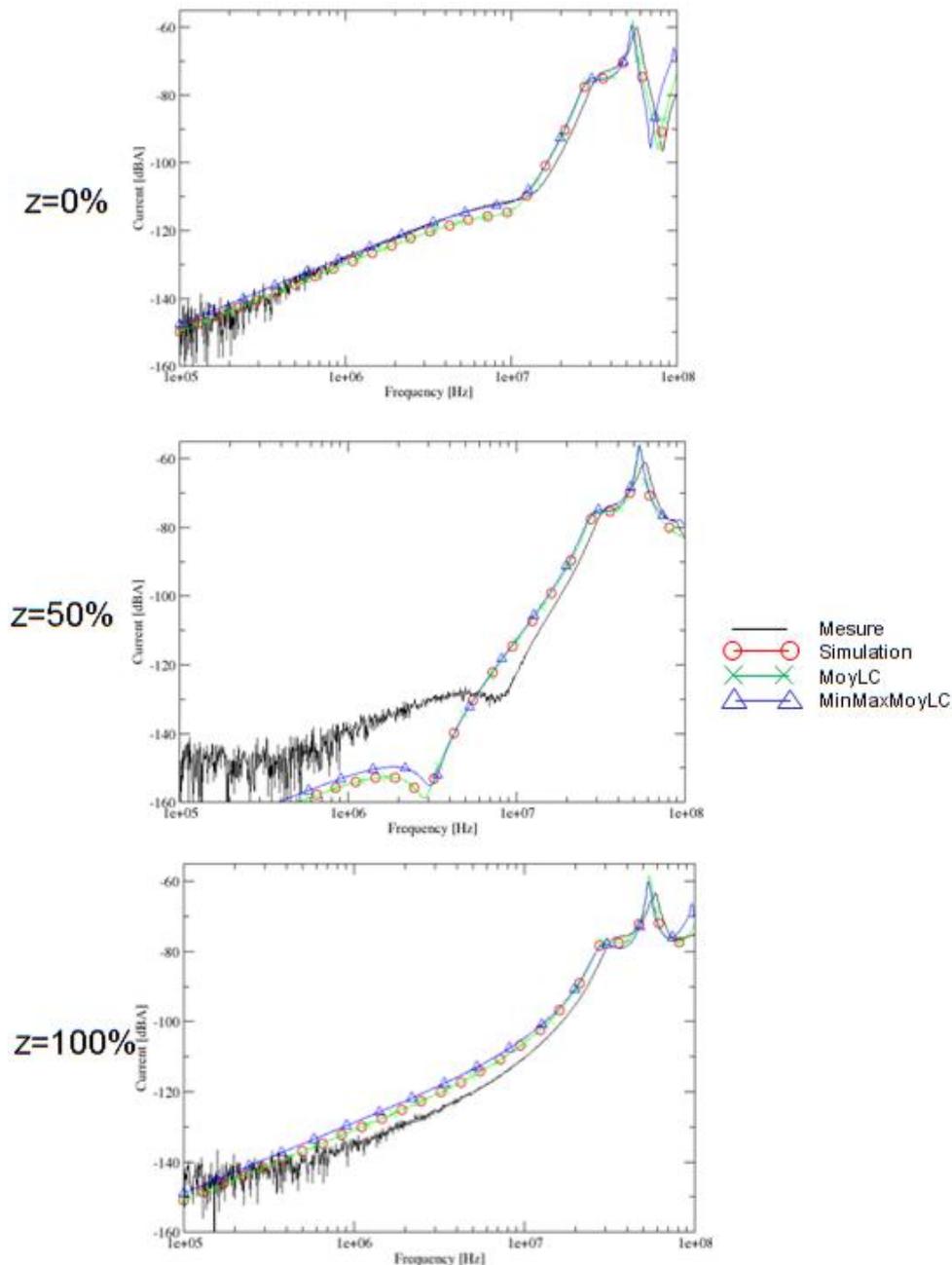


Figure 5-7 Courants de mode commun sur la bifilaire 2 à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés

Tout d'abord, on peut remarquer qu'en $z=0\%$, la mesure, la simulation détaillée et les simulations avec les modèles équivalents sont très corrélées. On notera tout de même un décalage des fréquences de résonance, en haute fréquence (>10 MHz), entre les simulations et la mesure qui est probablement dû à des longueurs non-optimales des câbles pris en compte dans la modélisation ajoutées à des problèmes de mesures liés à la position des

câbles. En $z=100\%$, on retrouve des résultats très proches, que ce soit en termes de dynamique ou de niveau. Outre le décalage des fréquences de résonances en haute fréquence, les simulations ont un niveau de courant supérieur à la mesure. En effet, dans ce résultat pour la partie expérimentale, on voit l'influence de la position de la deuxième bifilaire torsadée qui est difficile à contrôler sur le banc expérimental contrairement à ce que l'on peut faire en simulation. Enfin en $z=50\%$, la partie haute fréquence ($>10\text{MHz}$) est semblable aux autres courbes en ce qui concerne la proximité des valeurs de courants entre mesure et simulations. Néanmoins, pour la partie basse fréquence on voit apparaître une certaine divergence entre les résultats de simulations et celui de la mesure. Ce phénomène provient d'une dissymétrie introduite dans la modélisation au niveau des angles de départ des bifilaires comme nous le verrons dans le paragraphe 4.5.5.

Enfin le quatrième et dernier résultat concernant les extrémités torsadées met en commun les mêmes observables que précédemment dans le même groupe de courbes mais pour le courant induit sur un des câbles élémentaires de la bifilaire 2, illustré en Figure 5-8. Ce câble est celui qui se trouve au plus proche de la bifilaire torsadée (câble 3 sur la Figure 5-1). On mesure donc en mode différentiel.

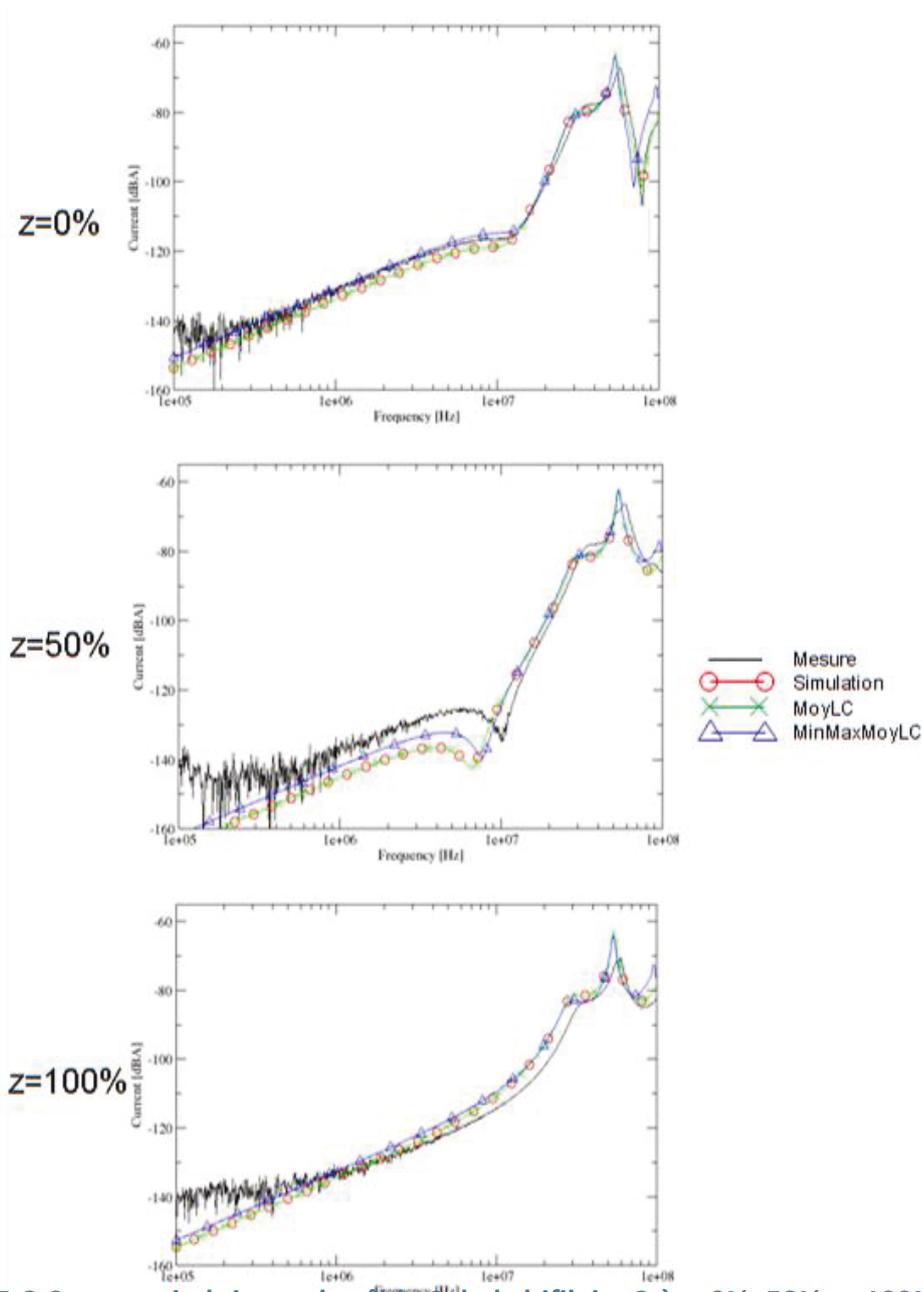


Figure 5-8 Courants induits sur le câble 3 de la bifilaire 2 à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés

Dans cette dernière configuration, les courants aux trois positions sont semblables aux courants observés pour le mode commun de la bifilaire 2. Une raison probable à ces niveaux comparables réside dans l'influence importante des dissymétries liées aux boîtiers, vu que l'on retrouve cette tendance sur les simulations. Ces dernières sont d'ailleurs très corrélées aux mesures pour les trois positions. Néanmoins, il apparaît plus clairement que le modèle MinMaxMoyLC (moyennage des termes extremum des matrices L et C) diverge du modèle détaillé et du modèle MoyLC (moyennage des matrices L et C) en $z=50\%$. En effet, si l'on regarde la moyenne des termes minimum et maximum des matrices capacités et inductances, elle diverge de la moyenne de l'ensemble des termes. On voit ici une limite de ce modèle car même si le résultat se rapproche de la mesure, on ne peut le prévoir et il peut engendrer d'importantes erreurs pour un toron ayant plus de conducteurs.

5.1.2.3. Avec détorsadage

Dans cette partie, le détorsadage est introduit au niveau de la bifilaire 1 et de la bifilaire 2 de la même manière, sur une longueur de 11cm de chaque côté avec un angle de départ $\alpha=0^\circ$. Le courant injecté est exactement le même que précédemment comme on peut le remarquer sur la Figure 5-9.

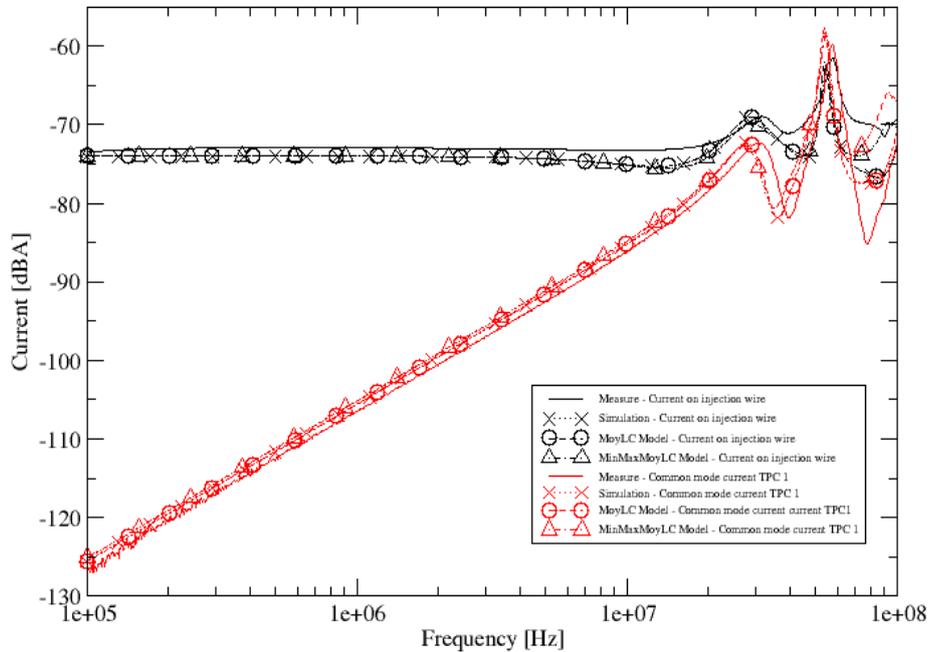


Figure 5-9 Courant sur le fil d'injection et de mode commun sur la bifilaire 1, avec détorsadage

Que ce soit pour le courant de mode commun ou le courant sur le fil d'injection, les modèles de moyennage se superposent avec la simulation de référence. On observe ici que le comportement de l'injection est identique avec ou sans détorsadage. En revanche, la réponse du courant induit sur les câbles victimes est différente comme illustré sur la Figure 5-10 concernant la monofilaire victime.

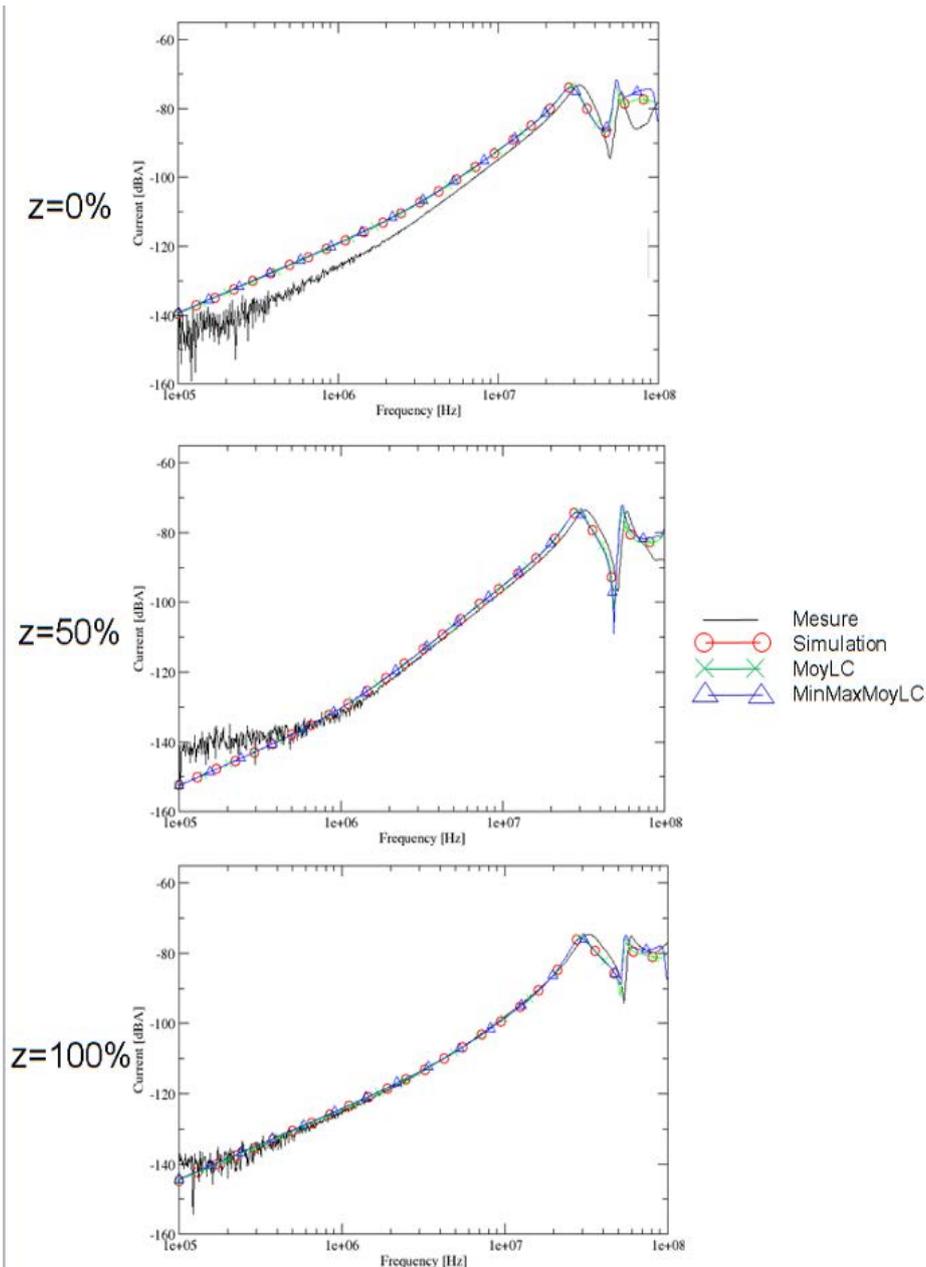


Figure 5-10 Courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés, avec détorsadage sur les bifilaires

En $z=0\%$, on retrouve de manière générale des résultats similaires à la configuration qui ne présente pas de détorsadage des bifilaires. On retrouve une assez bonne corrélation des résultats de mesure et de simulation. Cependant, toujours en $z=0\%$, on observe qu'il y a une faible divergence qui n'apparaissait pas auparavant. Ceci est dû à l'introduction de la dissymétrie dans la simulation. En effet dans la simulation, on contrôle la position des extrémités et des conducteurs, contrairement à la partie expérimentale où l'influence des phénomènes recherchés est faible en rapport aux erreurs de mesures et aux boîtiers d'extrémités. L'introduction du détorsadage augmente la sensibilité à la dissymétrie des extrémités sur les simulations. Néanmoins, en $z=50\%$, le courant a une pente en 20dB/décade contrairement au courant sans détorsadage, on retrouve ici l'influence de détorsadage comme vu dans le paragraphe 4.5.5, que ce soit en simulation ou en mesure. Les simulations sont très proches de la mesure. Par ailleurs, les modèles moyennés se

superposent parfaitement avec la simulation détaillée. En $z=100\%$, les courants sur la monofilaire victime se superposent entre les modèles moyennés et la mesure.

L'ensemble de ces résultats montre que l'on retrouve un comportement similaire au chapitre précédent avec le détorsadage. Ceci renforce l'idée de reproductibilité de la mesure du courant induit sur une monofilaire victime. En effet, pour mettre en place la deuxième bifilaire torsadée, on a dû modifier le banc expérimental et notamment démonter et remonter les différents câbles provoquant des modifications importantes.

Le troisième résultat concerne le courant de mode commun sur la bifilaire 2 victime. Ces résultats illustrés en Figure 5-11 représentent le courant aux positions $z=0\%$, $z=50\%$ et $z=100\%$.

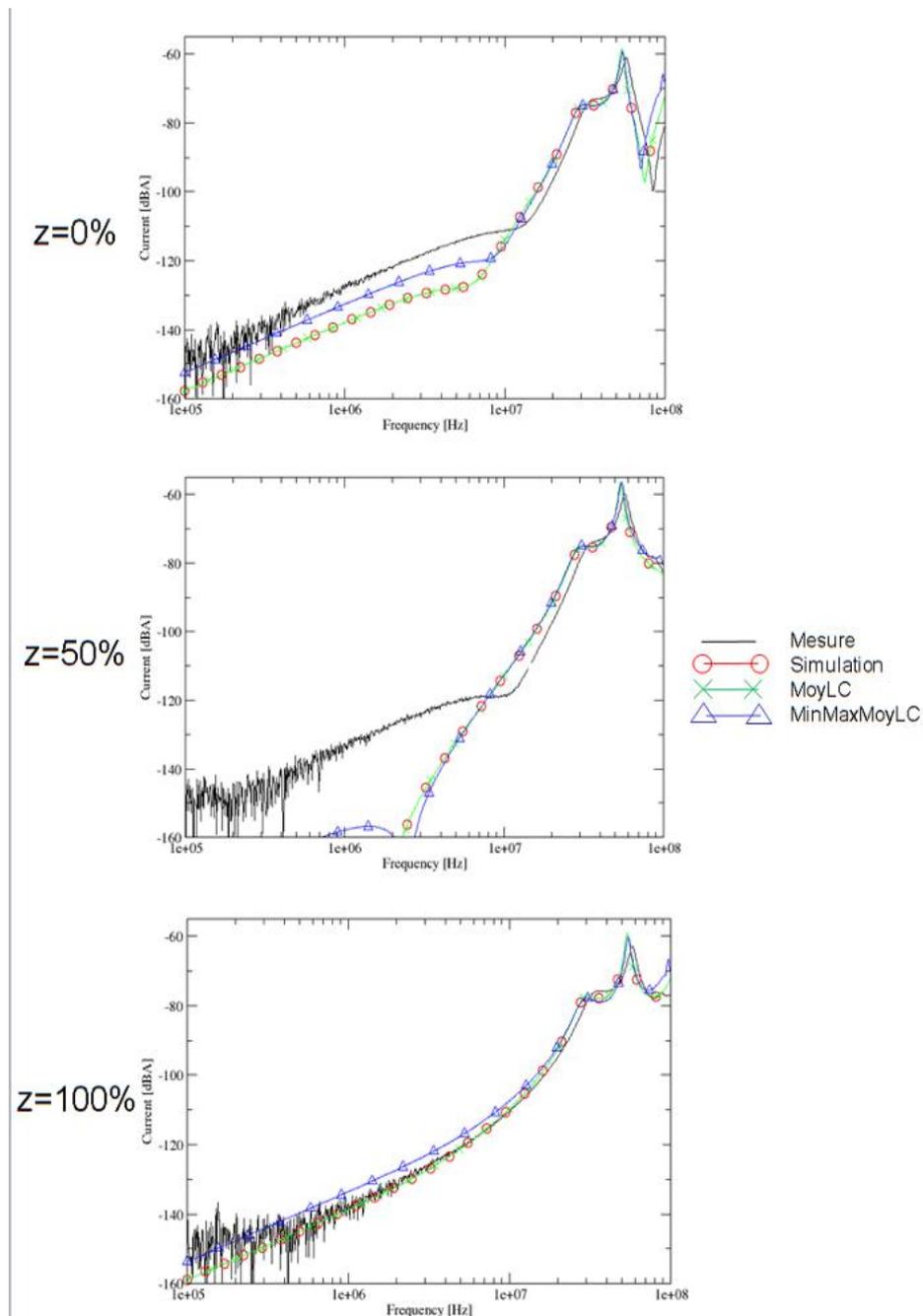


Figure 5-11 Courants de mode commun sur la bifilaire 2 à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés, avec détorsadage sur les bifilaires

En ce qui concerne le courant de mode commun sur la bifilaire 2, on observe une divergence entre les résultats de mesure et les simulations pour les positions $z=0\%$ et $z=50\%$. L'explication la plus pertinente pour comprendre ces différences repose sur l'hypothèse d'une mauvaise modélisation des extrémités des bifilaires torsadées. Le détorsadage ayant une influence non négligeable notamment en $z=50\%$ par rapport au torsadage sur le courant induit sur les câbles victimes, une modélisation approchée de la réalité peut engendrer une erreur sur la simulation. Cependant dans le banc expérimental présenté dans le paragraphe 5.1.1, il est difficile de pouvoir contrôler parfaitement la position des câbles élémentaires de chaque bifilaire sur les parties détorsadées. Ainsi, si l'on utilise des modélisations qui sont proches d'une observation à l'œil nu des angles moyens que peuvent décrire ces paires de câbles, on aboutit à une correspondance entre simulation et mesure comme illustré en Figure 5-12.

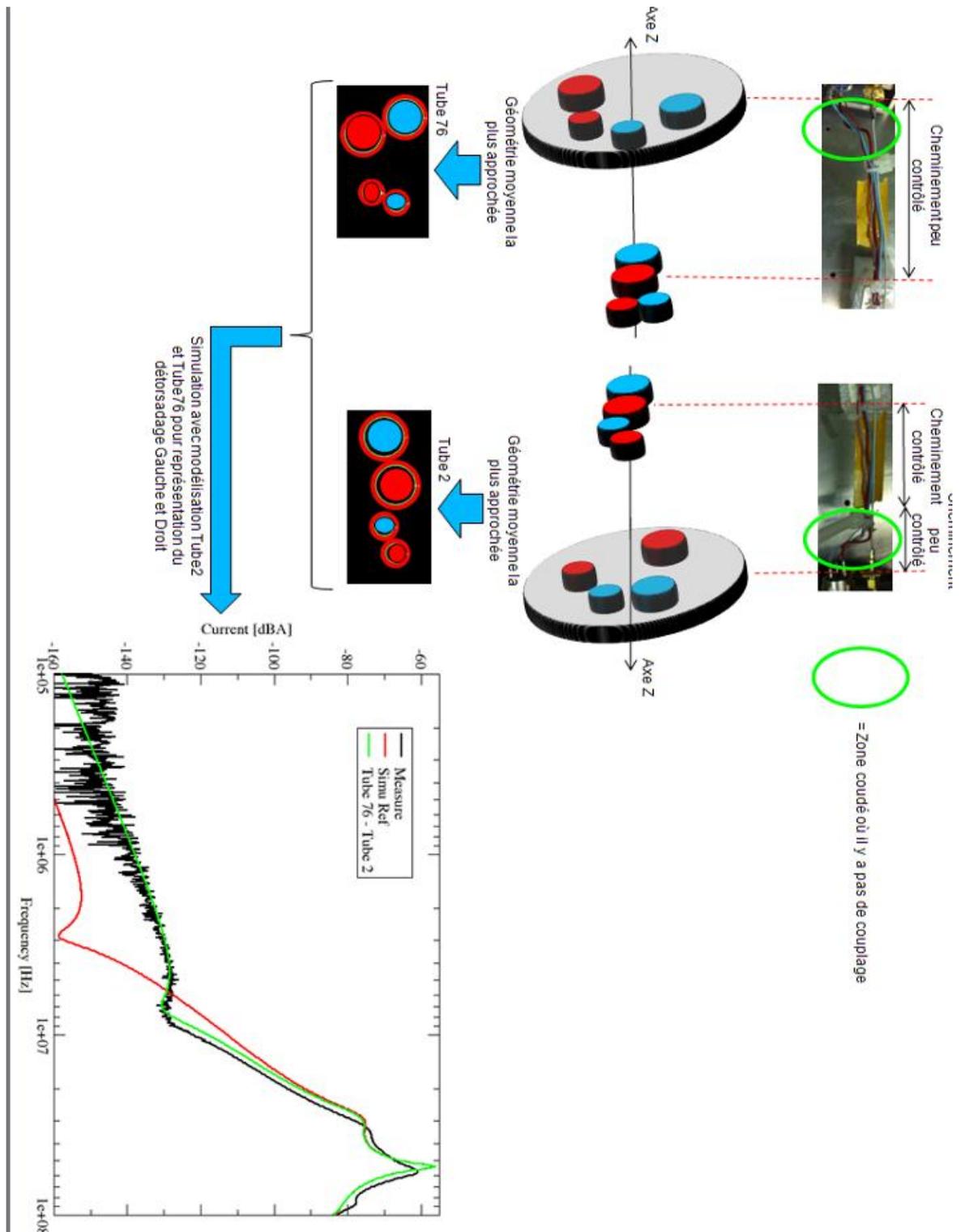


Figure 5-12 Courant de mode commun sur la bifilaire 2 en $z=50\%$, avec détorsadage, où ce détorsadage est représenté par des angles proches issus de l'observation

Les derniers résultats portés sur la Figure 5-13, concernent les courants induits sur le câble 3 de la bifilaire 2 aux positions $z=0\%$, $z=50\%$ et $z=100\%$ pour les mesures et les simulations.

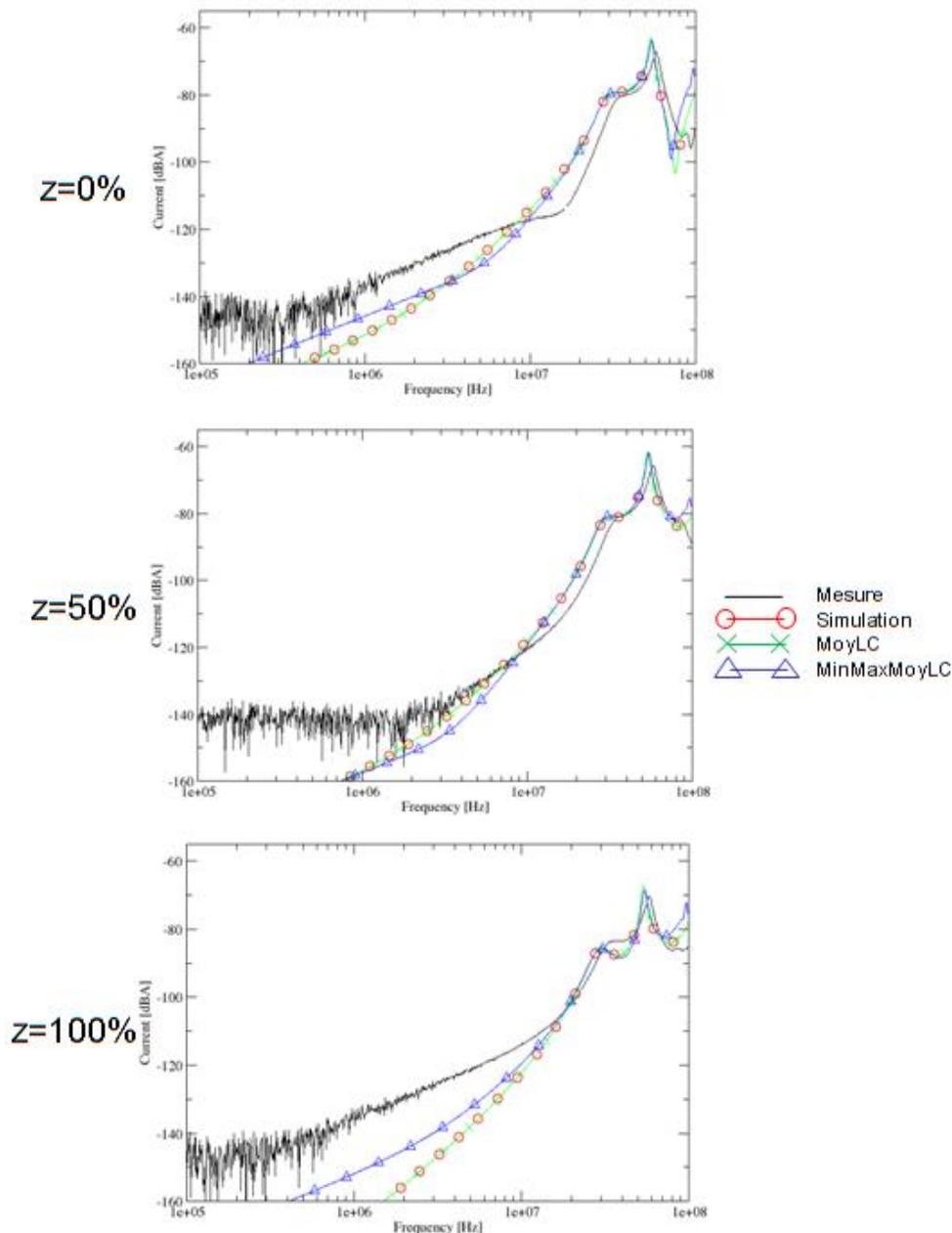


Figure 5-13 Courants induits sur le câble 3 de la bifilaire 2 à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés

Sur ces résultats et quelle que soit la position, on observe une divergence entre les résultats de simulations et de mesures. Cette divergence provient des phénomènes explicités plus haut. Néanmoins, l'ensemble de ces « perturbations » de modélisations est très présent car les niveaux de courant recherchés et mesurés sont très faibles. Ainsi, de petites perturbations de symétrie ou de modélisation peuvent avoir une influence au niveau de la mesure. Il est donc difficile de retrouver les résultats exacts mesurés. Il semble en effet que l'atténuation attendue par l'arrangement en mode différentiel de la bifilaire n'est pas effective. Ceci est dû probablement au couplage du mode commun sur le mode différentiel qui est important. Le détorsadage est sans doute à l'origine de ce problème d'estimation. On remarque d'ailleurs que les simulations sont bien en dessous des niveaux mesurés. Néanmoins, l'approche que l'on a reste valable en fonction de la marge que l'on se donne. On observe aussi que le modèle MinMaxMoyLC n'est pas aussi efficace que le modèle MoyLC, ce qui souligne les limites de ce modèle et les performances du modèle MoyLC.

5.1.2.4. Conclusion

L'ensemble de cette étude montre :

- La similarité de l'injection, ce qui valide la stabilité du montage expérimental et la simulation de l'injection sur la bifilaire agresseur.
- La reproductibilité des résultats de mesures sur le couplage bifilaire – monofilaire malgré la complexification légère du toron. On observe à nouveau l'influence du détorsadage.
- La bonne corrélation des courants entre simulations et mesures dans le cas d'un torsadage parfait et d'une divergence lors de la présence du détorsadage. Ces divergences peuvent être expliquées par une modélisation trop imprécise des sections détorsadées.
- La validité du modèle de moyennage MoyLC qui se superpose à la modélisation de référence du toron quelle que soit l'observable. En revanche, le modèle MinMaxMoyLC montre ses limites de représentation car ses résultats ne sont pas suffisamment fiables.

Cette complexification reste tout de même loin de la réalité en termes de type de câble mais surtout en termes de nombre de câbles. Au vu du peu de fiabilité des résultats du modèle MinMaxMoyLC, nous retiendrons donc pour la suite le seul modèle MoyLC dont les résultats coïncident quasiment avec ceux du modèle détaillé. Ainsi, nous allons considérer une complexification de niveau supérieur par l'approche d'un toron aéronautique réel et par conséquent évaluer notre modèle de moyennage des matrices de paramètres lignes sur ce cas réel.

5.2. Approche par un toron aéronautique réel

5.2.1. Introduction

La complexification précédente était une étape intermédiaire à la représentativité de ce que l'on peut rencontrer dans la réalité. Pour se confronter à cette réalité, il est nécessaire au préalable d'effectuer une recherche exhaustive d'un toron représentatif de la réalité en ayant certaines contraintes :

- Le toron doit être monté sur le site de production de Labinal pour y intégrer les règles de montage comme le détorsadage des câbles torsadés.
- Le toron doit être connecté aux extrémités par des connecteurs utilisés en aéronautique pour faciliter le montage de la connexion et assurer de bons contacts (fiche et embase).
- Le toron doit être composé de différents types de conducteurs (monofilaires, bifilaires torsadées, quadrifilaires et câbles blindés, en aluminium et en cuivre) pour prendre en compte la diversité des types de câbles d'un avion.

Une liste exhaustive du nombre et type de conducteurs dans les différents torons qui composent un harnais réel a été réalisée au sein de Labinal dans le cadre d'un projet européen. Sur la base de cette liste, nous avons sélectionné un des torons dans lequel passe le plus de conducteurs ainsi qu'un connecteur circulaire aéronautique pouvant accueillir un nombre de câbles suffisant :

- Le toron sélectionné est composé de 61 câbles élémentaires (42 câbles au total) allant de la gauge 24 à 18 pour les câbles en cuivre et de la gauge 24 à 20 pour les câbles en aluminium, représentatifs d'une route de câblage sensible (câbles de faible diamètre et très peu de câbles blindés).
- On y trouve 32 câbles monofilaires, 5 bifilaires torsadées non-blindées, 4 quadrifilaires torsadées non-blindées et un câble blindé.

- Nous fixons la longueur du toron à 3m pour limiter la longueur des câbles de mesures tout en ayant une longueur plus ou moins représentative d'une branche de harnais, pouvant être posée de manière longitudinale et sans avoir de boucle pour éviter d'avoir des phénomènes de rayonnement entre sections non-successives du toron illustré sur la Figure 5-14.
- Ce toron est muni de tyrapts pour conserver les câbles entre eux et de manchons d'identification pour l'ensemble des câbles aux deux extrémités.



Figure 5-14 Photo du toron complexe, composé de 59 câbles élémentaires

Sur l'ensemble de ces conducteurs, seuls certains vont être utilisés pour effectuer des mesures. En effet, afin de limiter la quantité de données expérimentales à traiter, on a sélectionné arbitrairement 13 conducteurs élémentaires, soit 3 monofilaires, 3 bifilaires et 1 quadrifilaire. Néanmoins, ce choix, bien qu'arbitraire, permet d'avoir une possibilité de distribution de couplage entre bifilaires et monofilaires ou bifilaires entre elles, afin d'évaluer la modélisation d'un cas complexe. Il reste alors 46 câbles dont il faut déterminer les charges en extrémités et qu'elles soient représentatives de la réalité. Pour effectuer ceci, des observations d'alimentations des câbles ont fait ressortir des proportions de charges représentatives d'un toron aéronautique comme illustré en Figure 5-15.

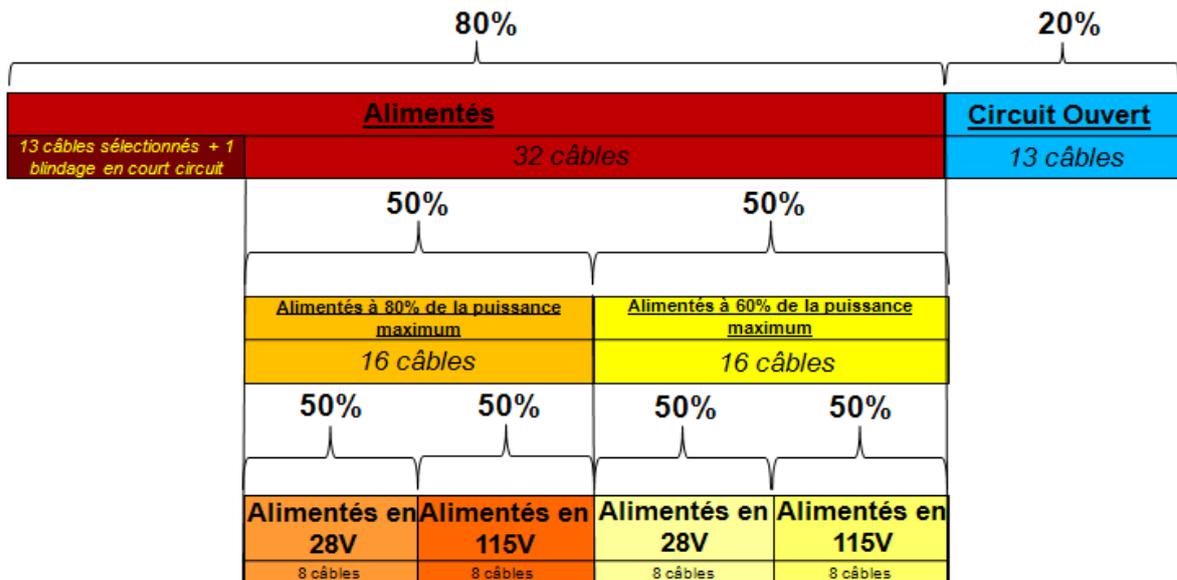


Figure 5-15 Estimation des alimentations des câbles élémentaires

A partir de l'estimation de ces alimentations et des spécifications données par les avionneurs concernant les courants maximum que peuvent supporter les différents câbles en fonction du diamètre, on en déduit la charge en Ω que doivent supporter les 32 câbles alimentés. Ces charges vont de quelques Ohms à plusieurs dizaines d'Ohms. Afin de se rapprocher de charges standards facilement accessibles dans le commerce, on a regroupé les conducteurs en 3 groupes de charges :

- Charges $< 5\Omega$ => Ces charges sont considérées comme des courts-circuits
- $5\Omega < \text{Charges} < 29\Omega$ => Ces charges sont fixées à 10Ω
- Charges $> 29\Omega$ => Ces charges sont fixées à 50Ω

Connaissant les câbles que l'on veut étudier, on a alors l'ensemble des charges associées aux câbles et l'on peut réaliser un banc expérimental pouvant accueillir ce toron.

5.2.2. Description du banc de mesures

Une fois le harnais et les charges définis, le banc expérimental doit être construit de façon à pouvoir mesurer les courants induits sur les câbles victimes par une ligne bifilaire agresseur excité en mode différentiel et flottante par rapport au plan de masse. Sachant que l'on s'intéresse à 13 câbles élémentaires parmi les 59 présents dans le toron, il est nécessaire de pouvoir y connecter des charges ou un boîtier d'injection de sources de perturbation. Pour cela, il a été préalablement défini un banc composé d'un plan de masse d'une longueur suffisante pour accueillir le harnais et deux boîtiers d'extrémité de connexions. Sur ces boîtiers de connexion, appelés boîtiers raccords, des connecteurs SMA sont présents afin d'assurer la liaison entre les charges, les boîtiers d'injection ou les boîtiers de mesure, ces deux derniers reliés à des charges différentielles via des connecteurs identiques comme illustré sur la Figure 5-16.

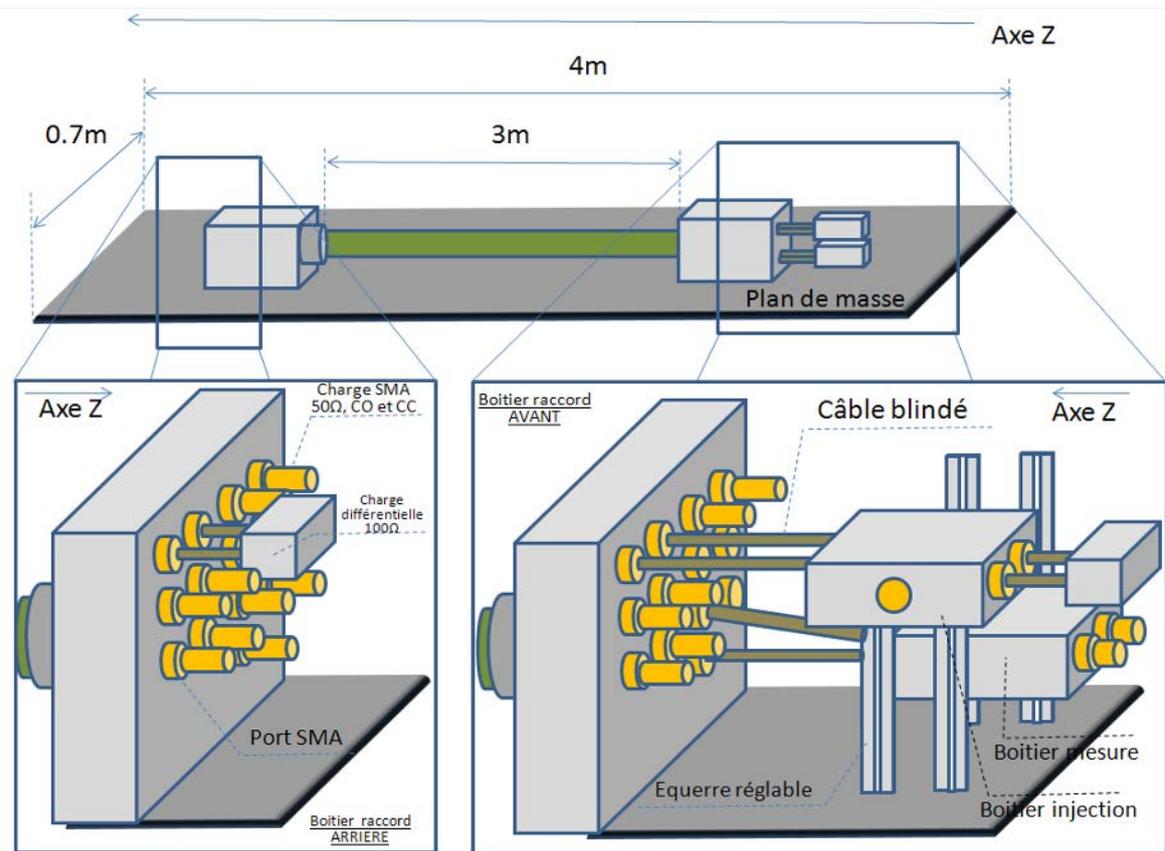


Figure 5-16 Schéma du banc expérimental pour le harnais complexe

A l'intérieur de ces boîtiers, les câbles du toron sont reliés aux charges par l'intermédiaire d'une barrette. Cette barrette est elle-même connectée au boîtier raccord. Les 13 câbles étudiés sont connectés aux ports SMA des boîtiers raccords d'extrémités par l'intermédiaire de câbles blindés comme illustré sur la Figure 5-17. Le boîtier d'injection est, quant à lui, composé de 2 entrées et 2 sorties afin d'associer deux sorties du boîtier raccord à l'entrée/sortie du boîtier de charge différentielle par l'intermédiaire de monofilaires blindées. Comme dans le boîtier d'extrémité gauche du paragraphe 4.5.2, le blindage est enlevé sur une partie centrale d'une des deux monofilaires blindées pour permettre l'injection de courant via une pince de courant.

- Boîtiers mesure et injection sont identiques.
- Boîtiers charge différentiel identique à gauche et à droite.
- Boîtiers sont tous en métal.

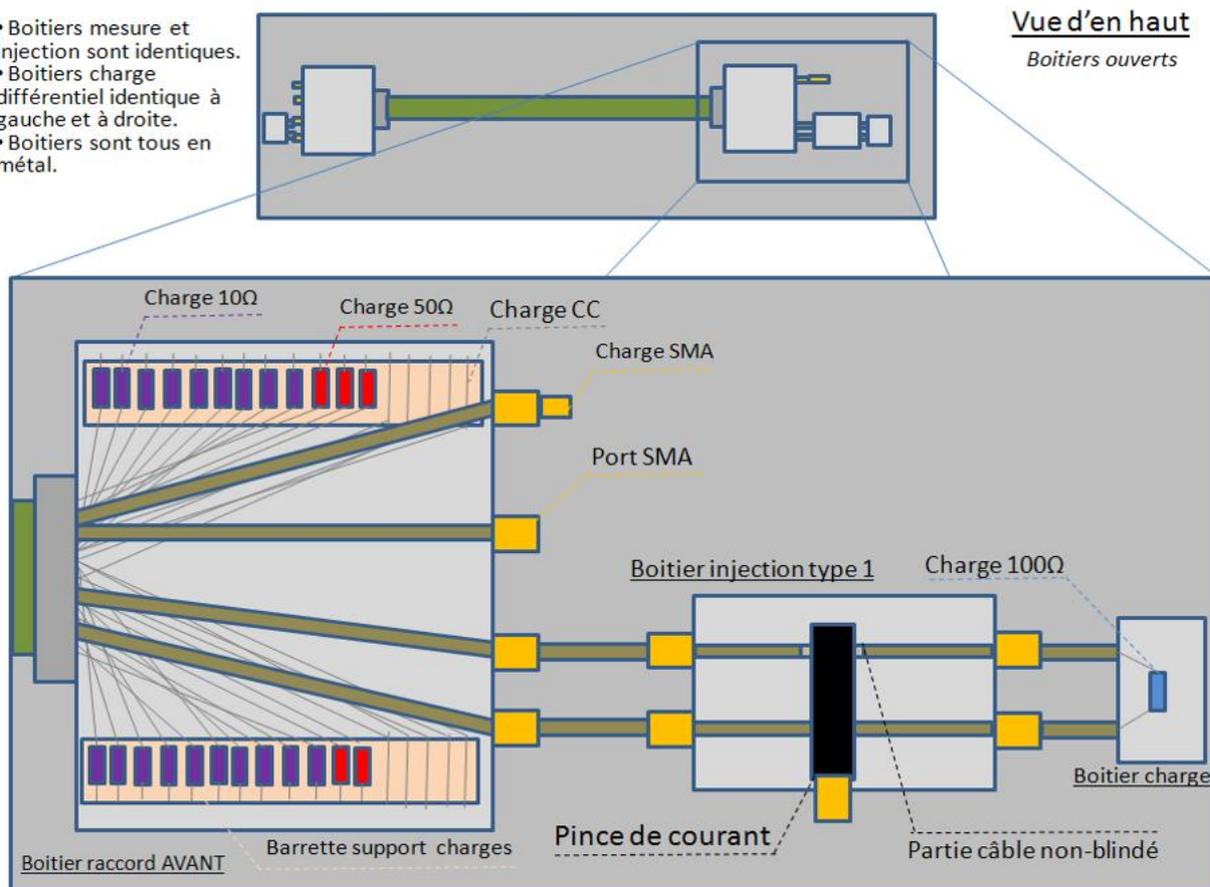


Figure 5-17 Schéma de l'intérieur des différents boîtiers

L'ensemble des boîtiers, décrits ci-dessus, doit être métallique et fermé afin de ne pas introduire de perturbations extérieures, que ce soit au niveau des boîtiers raccords, du boîtier d'injection ou des boîtiers de charges différentielles. Par ailleurs, le choix de ne pas utiliser de monofilaire blindée pour toutes les sorties du raccord arrière sur la barrette est justifié à la fois pour une raison de place dans le boîtier raccord mais aussi pour une raison de représentativité. En effet, lorsqu'un toron est raccordé à un équipement ou un meuble, chaque sortie du raccord arrière se retrouve connectée sur des charges ou des circuits et elles ne sont pas nécessairement blindées.

En ce qui concerne le principe de la mesure, la pince de courant utilisée dans le paragraphe 4.5.2 est à nouveau utilisée pour effectuer les mesures de courants induits sur les câbles étudiés comme illustré dans la Figure 5-18. La difficulté va résider dans l'accès aux câbles pour fixer la pince de mesure.

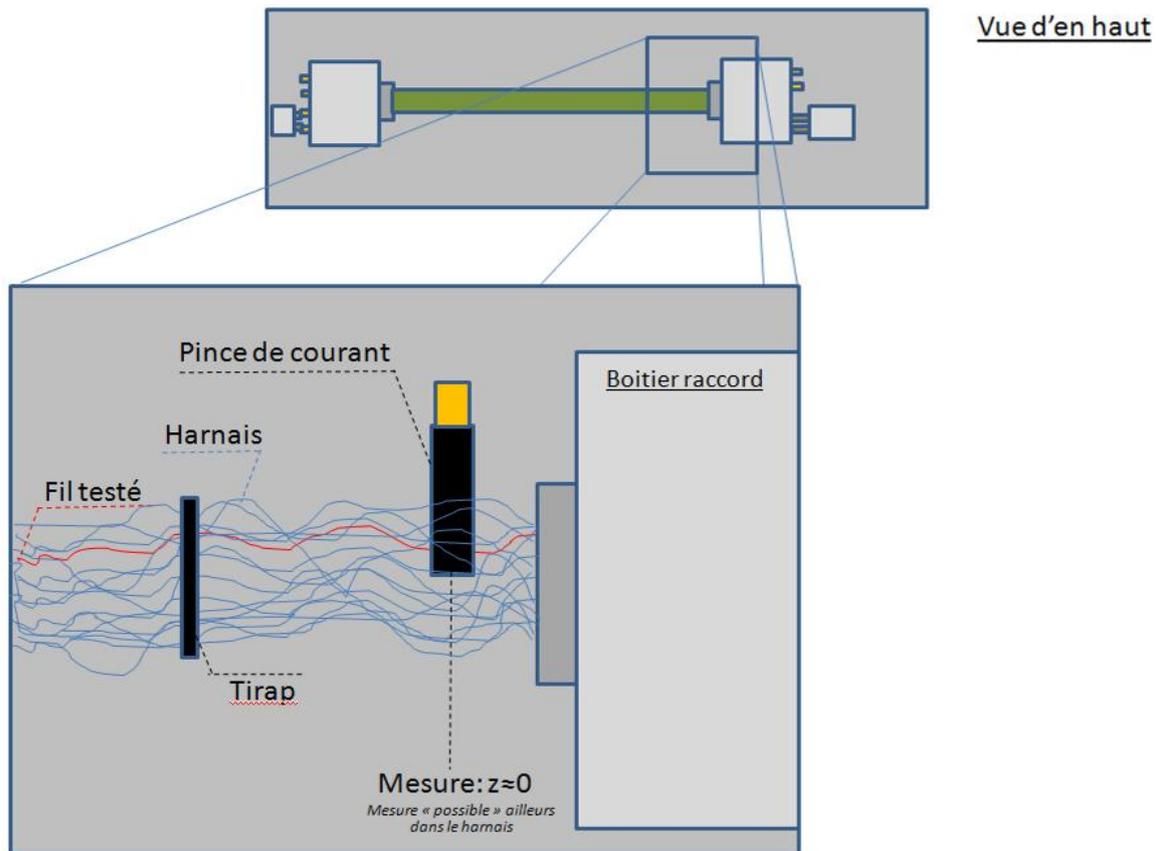


Figure 5-18 Principe de la mesure sur le harnais complexe

Le banc expérimental ainsi défini, plusieurs complications sont apparues au cours de la réalisation:

- Tout d'abord, le raccordement du blindage des monofilaires blindées à l'intérieur des boîtiers raccords s'effectue aisément du côté des connecteurs SMA mais de l'autre côté, il doit être raccordé soit au boîtier, soit à l'embase. Ayant peu d'espace dans les boîtiers raccords, les blindages sont soudés sur une plaque métallique trouée pour faire passer les âmes des câbles blindés comme présenté sur la Figure 5-19.

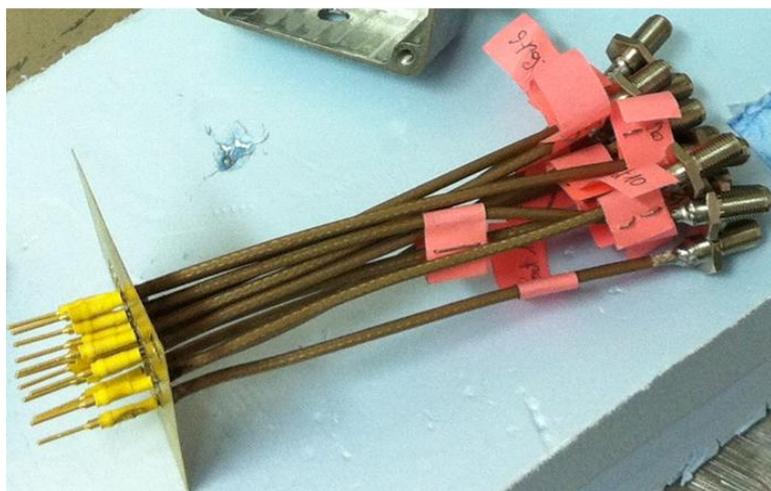


Figure 5-19 Photo des 13 monofilaires blindées avec blindages soudés à la plaque métallique

- La deuxième difficulté est la possibilité de pouvoir effectuer des modifications de connexion de câbles au sein de l'embase. En effet, avec la solution technologique précédente, on ne peut pas insérer une plume (nom de l'outil) pour enlever les pins de l'embase. Afin de laisser la possibilité de modifier ou réparer un des câbles, on a inséré deux pins soudés ensemble afin d'offrir une connexion hors embase comme le montre la Figure 5-20.

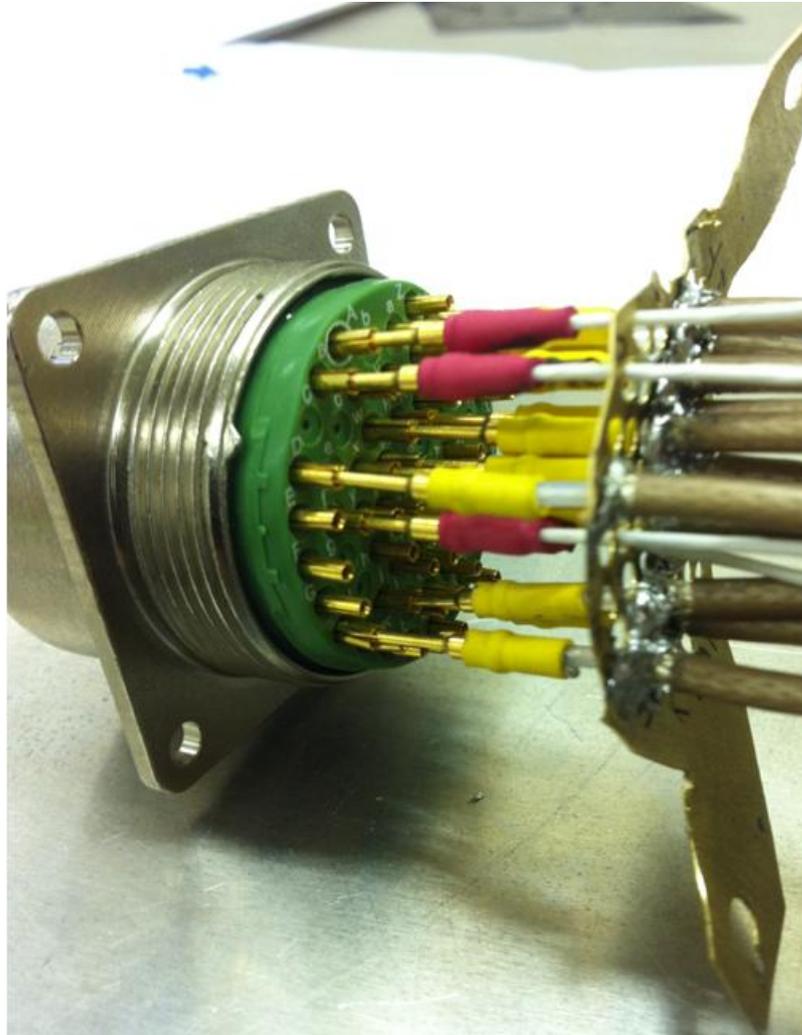


Figure 5-20 Photo de la solution de branchement à l'embase des câbles du boîtier raccord

- La troisième et dernière difficulté est le raccordement des boîtiers raccords sur le plan de masse. En raison du nombre important de câbles présents dans les boîtiers, ils sont de tailles relativement importantes et ne permettent pas de mettre des équerres de fixation afin d'assurer une connexion du plan de masse aux boîtiers raccords comme illustré sur la Figure 5-21. La solution apportée est de visser les boîtiers directement au plan de masse. Une mesure de résistivité a été effectuée pour s'assurer que la résistance de contact était faible et ainsi valider la solution.

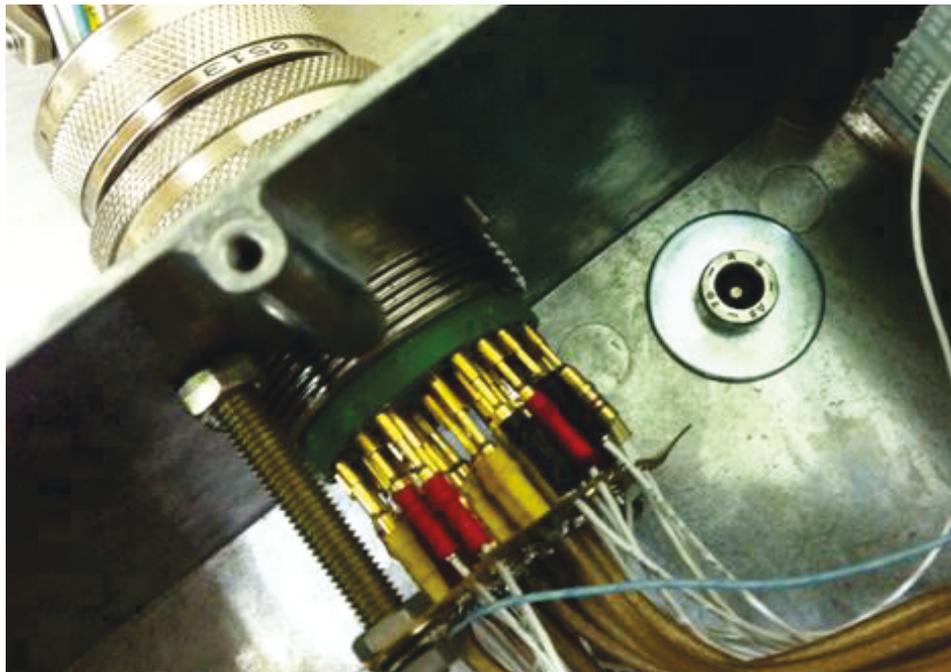


Figure 5-21 Photo du raccordement au plan de masse du boîtier raccord

Une fois ces difficultés traitées, les câbles non-étudiés sont reliés à une barrette où sont situées les charges. La barrette est raccordée au boîtier par un câble comme illustré sur la Figure 5-22. Le montage a été effectué pour deux boîtiers raccords identiques.

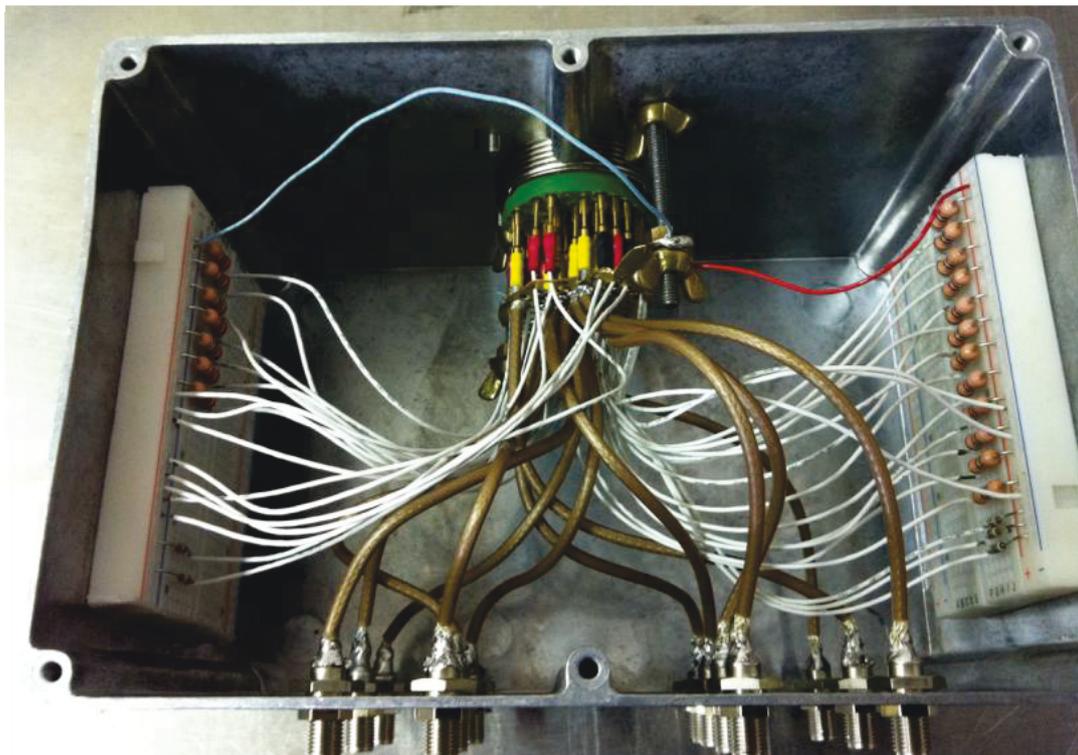


Figure 5-22 Photo d'un boîtier raccord entièrement monté

Le banc expérimental est au final composé des deux boîtiers raccords auxquels est connecté le toron complexe de 59 câbles, présenté sur la Figure 5-23. Ce toron se trouve à une hauteur de 6cm au-dessus du plan de masse à partir du conducteur le plus bas. Il est maintenu à cette hauteur par des cales en bois et aux extrémités par les embases. En effet, ces embases sont à des positions fixes dans les boîtiers raccords connectés à même le plan

de masse. Le boîtier d'injection est construit de telle façon qu'il puisse être raccordé directement aux ports SMA du boîtier raccord. Ceci permet de limiter la longueur des câbles en extrémité et l'augmentation de la dissymétrie introduite par les boîtiers. L'injection et la mesure se font par l'intermédiaire des pinces COP1 de EG&G et d'un analyseur de réseau 8751A (les mêmes équipements qui sont utilisés dans le paragraphe 4.5.2). La masse de l'analyseur de réseau est reliée au plan de masse du banc expérimental afin d'avoir la même référence.

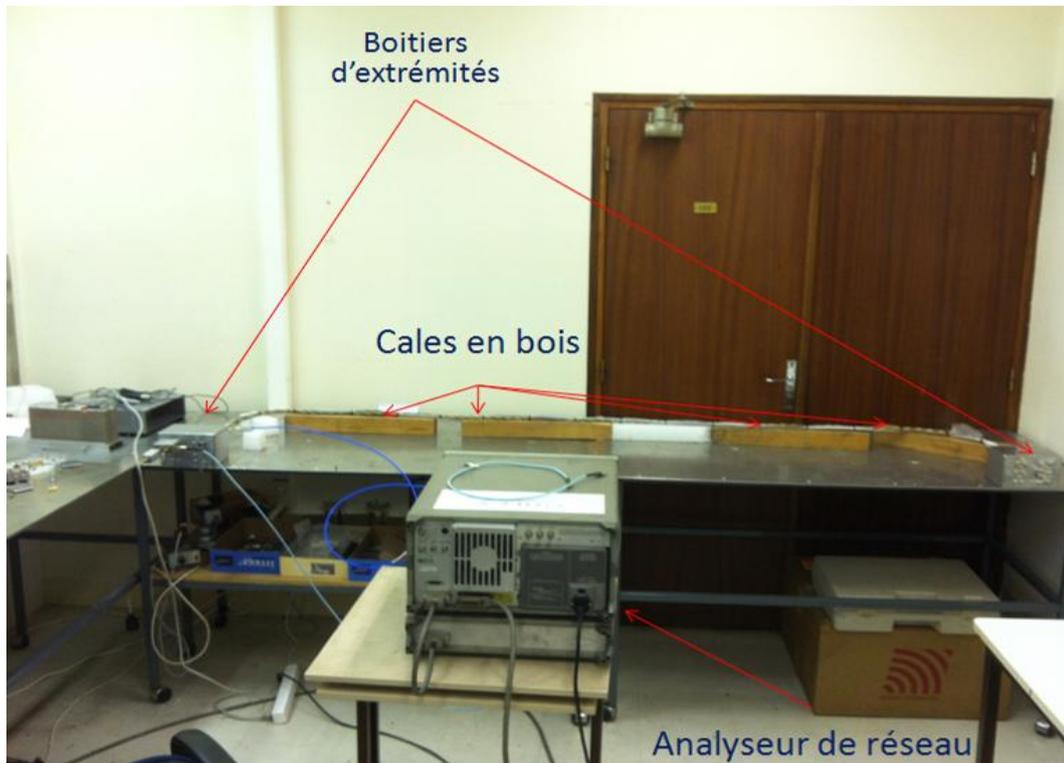
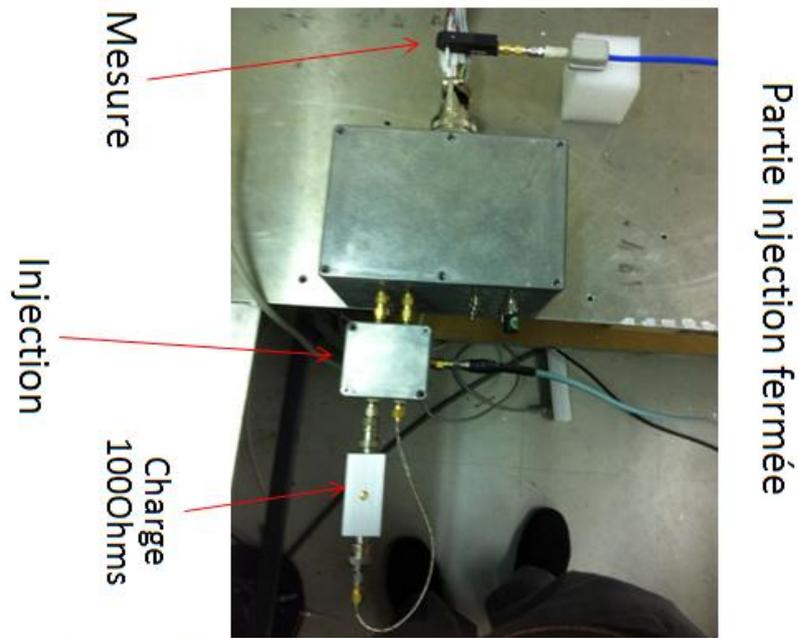
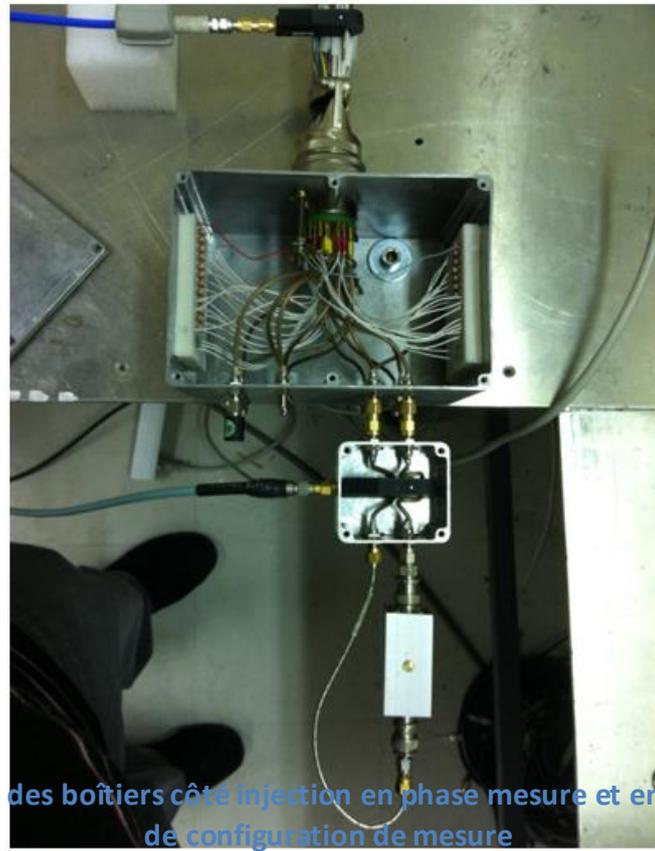


Figure 5-23 Photo du banc expérimental toron complexe

Les résultats expérimentaux résultent de mesures entre le port d'entrée A et le port de sortie R comme dans le paragraphe 4.5.2 de ce manuscrit. Le port R est relié à la sortie d'alimentation par un splitter et un atténuateur de 10dB, afin de pouvoir utiliser la puissance maximum de l'analyseur de réseau. Des ferrites ont été placées sur le câble de mesure reliant le port A à la pince de courant afin de limiter les perturbations extérieures car il y a une longueur plus importante du câble. Le niveau moyen de bruit mesuré est identique au chapitre précédent, évalué à -140dBA. Contrairement au banc expérimental du toron simplifié (bifilaire et monofilaire), les câbles étudiés ne sont identifiables qu'aux extrémités du toron par les manchons identificateurs du fait du nombre important de câbles élémentaires (59). Les mesures seront alors déduites aux 2 extrémités ($z=0\%$ et $z=100\%$). Un exemple de mesure est illustré sur la Figure 5-24 où les boîtiers d'extrémités côté injection (à gauche) sont tous optimisés pour limiter la longueur de câble à ajouter. La connexion entre le boîtier d'injection et la référence s'effectue par les ports SMA reliés au boîtier raccord.



Partie Injection fermée



Partie Injection ouverte

Figure 5-24 Détail des boîtiers côté injection en phase mesure et en phase modification de configuration de mesure

Ainsi, le banc expérimental développé et monté pour effectuer des mesures de courants sur des câbles victimes a pu accueillir le toron de 3m détaillé dans le paragraphe précédent. Ses extrémités ont des longueurs de câbles comparables à celles du banc expérimental pour le toron simplifié. Les mesures peuvent s’effectuer à deux positions différentes sur l’ensemble des câbles étudiés. Par ailleurs, l’ensemble des ports disponibles sur les boîtiers raccord vont permettre d’effectuer des distributions entre les différentes bifilaires et monofilaires. Le banc expérimental doit être maintenant modélisé afin de pouvoir évaluer les modèles simplificateurs de description de toron.

5.2.3. Modélisation et simulation du harnais complexe

Cette modélisation, qui s'effectue sous CRIPTÉ, va être décrite en deux étapes : tout d'abord la modélisation du harnais puis la modélisation du banc expérimental. Ces deux étapes doivent pouvoir représenter de manière précise la réalité. Dans un premier temps, nous allons décrire de manière fine le harnais afin d'avoir des résultats précis mais coûteux en temps de calcul comme nous le verrons dans le paragraphe suivant. Ainsi les simulations réalisées avec CRIPTÉ vont nous permettre d'avoir des résultats de référence et d'évaluer les modèles simplifiés. A notre connaissance, on ne trouve pas d'exemple traitant finement la modélisation d'un exemple aussi complexe.

5.2.3.1. Modélisation fine du harnais

TWISTCAB et son module de torsadage de câbles vont nous permettre de modéliser le toron en exploitant les connaissances acquises sur le nombre suffisant de tubes par torsade à considérer.

Le toron comporte 9 câbles torsadés de 4 types différents :

- 2xDRB24 (bifilaire torsadée non-blindée en cuivre) -> pas de torsadage = 67torsades/m ou $l_{\text{torsade}}=1.5\text{cm}$
- 4xDRD18 (quadrifilaire torsadée non-blindée en cuivre) -> pas de torsadage = 25torsades/m ou $l_{\text{torsade}}=4\text{cm}$
- 2xADB20 (bifilaire torsadée non-blindée en aluminium) -> pas de torsadage = 33torsades/m ou $l_{\text{torsade}}=3\text{cm}$
- 1xADB22 (bifilaire torsadée non-blindée en aluminium) -> pas de torsadage = 50torsades/m ou $l_{\text{torsade}}=2\text{cm}$

On a alors 4 pas de torsadage différents. Comme pour le cas du couplage bifilaire/bifilaire du paragraphe 5.1, la discrétisation d'une torsade en 8 tubes s'effectue sur le pas de torsadage le plus grand afin de représenter au mieux le câble dont la longueur de torsade est la plus petite, et par extension les autres câbles torsadés. Cependant pour avoir une distribution complète d'une position initiale des câbles à cette même position, il faut 536 tubes pour représenter 1m de toron ($8 \text{ tubes/torsade} \times 67 \text{ torsades/m} = 536 \text{ tubes/m}$). En effet, le plus petit commun multiple de ces 4 pas de torsadage est la valeur même de leur pas de torsadage défini comme un entier pour 1m.

Avec TWISTCAB, la première phase de modélisation consiste à modéliser une géométrie aléatoire comme décrit dans le paragraphe 2.3.3.3, où le toron respecte deux contraintes, celle de compacité et celle de non-superposition des câbles. Les câbles torsadés sont alors représentés par leur encombrement. Puis chaque câble torsadé est traité indépendamment dans leur propre référentiel. A l'aide de translations et de rotations, tous les câbles torsadés sont insérés à la place de leur encombrement dans la géométrie finale, illustrée sur la Figure 5-25.

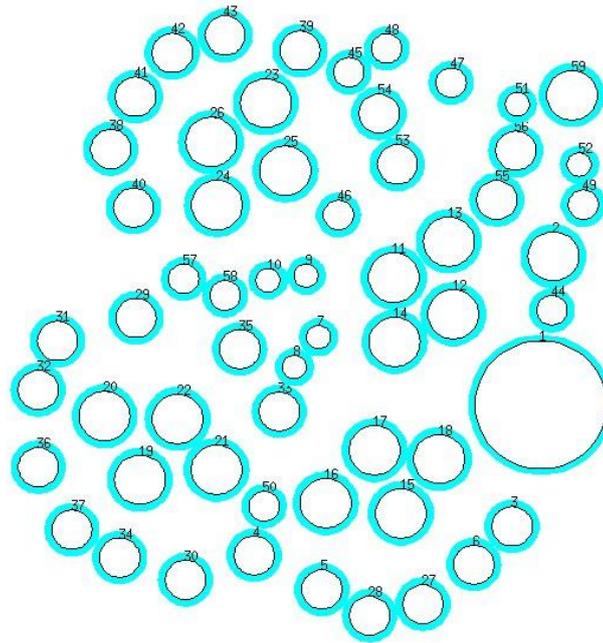


Figure 5-25 Première géométrie transversale utilisée pour représenter le toron

Enfin, la géométrie de base est récupérée pour créer les géométries finales pour chaque angle des câbles torsadés. Pour créer cette géométrie de base avec les encombrements, TWISTCAB met 7min pour la générer (génération aléatoire d'un toron de 42 câbles élémentaires). A cela, il faut ajouter 1min pour créer les 536 géométries finales. Au total, TWISTCAB met **8min** pour générer les 536 géométries pour une distribution aléatoire des voisins des câbles torsadés. En effet, il ne faut pas oublier qu'ici seuls les câbles torsadés évoluent spatialement dans le modèle et les câbles voisins restent droits. Par ailleurs, sachant que chaque câble torsadé est généré aléatoirement dans son propre référentiel, leurs angles de départ α sont aussi aléatoires, ce qui, d'après le paragraphe 5.1.2.4, offre une plus grande possibilité d'être proche de la géométrie moyenne pour représenter la zone de détorsadage du toron. Avec le code de calcul LAPLACE, les 536 géométries ont pu être converties en tubes en calculant les éléments des matrices de paramètres linéiques d'inductance et de capacité. Ce calcul de matrices est de 15min par géométrie, soit un total de **5.6 jours** de calcul pour avoir les 536 tubes qui représentent 1m de câble dans une configuration de positionnement des 42 câbles non-élémentaires. Avec CRIPTE et les limites du nombre de tubes par réseau, il est nécessaire d'effectuer plusieurs niveaux de compactage de réseaux élémentaires (illustré sur la Figure 5-26). En effet, il faudrait un réseau de plus de 550 tubes pour représenter le banc expérimental (≈ 16 tubes) et le toron (536 tubes). Ainsi, le premier niveau de compactage s'effectue sur des réseaux de 10 tubes et de 11 jonctions, soit 54 réseaux élémentaires de premier niveau. Chaque compactage de réseau prend 56min pour être réalisé, soit au total **2.1 jours** pour avoir les 54 jonctions équivalentes. Cependant, le nombre de tubes à insérer dans un réseau pour représenter le toron est encore trop important. Le deuxième niveau de compactage permet de réduire le nombre de jonctions équivalentes à 9, soit 9 réseaux de 7 tubes et 8 jonctions. Un réseau de second niveau de compactage prend 41min par réseau, soit **6.15 heures** de calcul pour l'ensemble des réseaux. On aboutit alors à 9 jonctions équivalentes pour représenter 1m de toron.

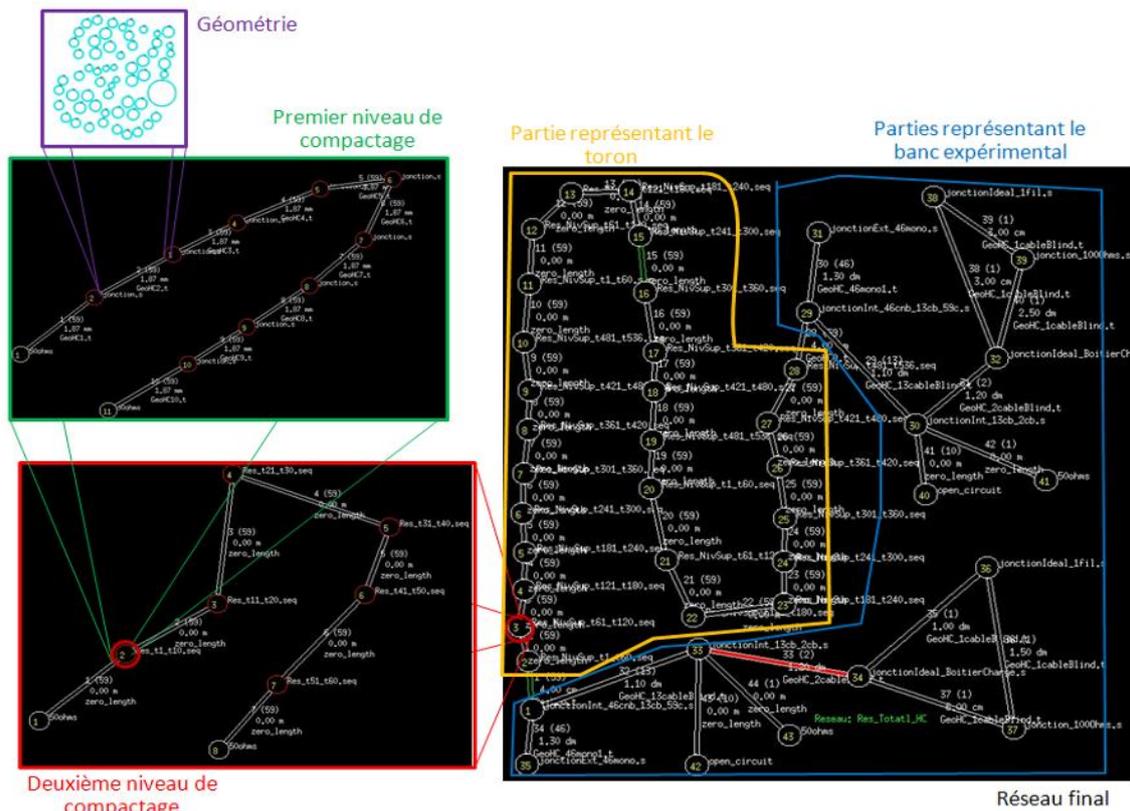


Figure 5-26 Principe des 2 niveaux de compactage

5.2.3.2. Modélisation des éléments du banc expérimental

La description des boîtiers d'extrémités du banc expérimental passe par l'intermédiaire de jonctions terminales connectant les charges aux câbles non-étudiés. Les charges associées aux câbles étudiés sont, quant à elles, décrites sur une partie spécifique du réseau afin de faciliter la modification du type de charge (50Ω ou 100Ω différentielle) et le branchement de la source différentielle sur 100Ω. Ces modifications de réseau constituent la base des possibilités de mesures entre les bifilaires et monofilaires étudiées.

Le réseau final est alors composé de 27 jonctions équivalentes représentant la partie torsadée des câbles au total, et de 43 tubes représentant l'ensemble du banc expérimental terminé par 44 jonctions de tailles différentes, présentées sur la Figure 5-27.

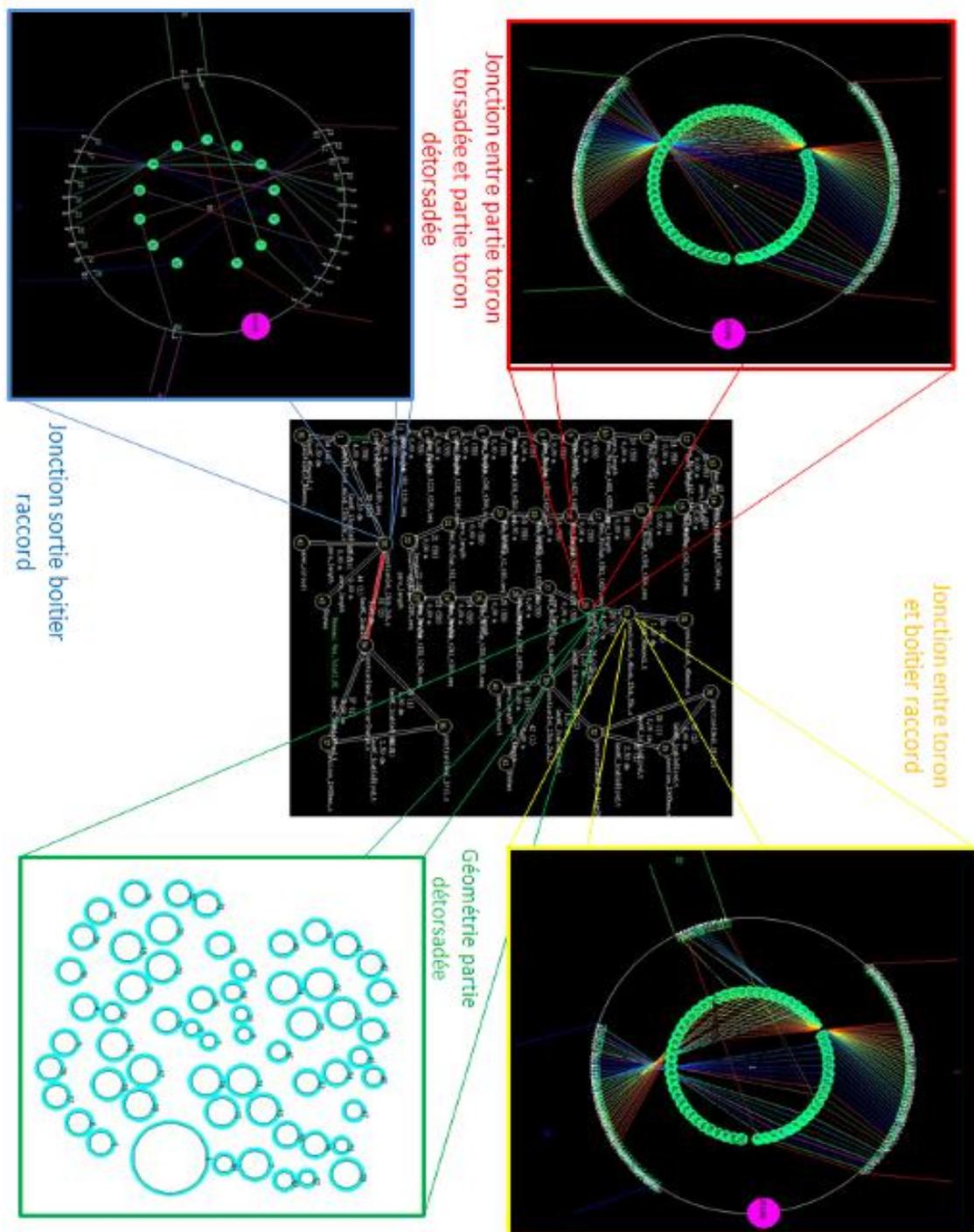


Figure 5-27 Exemple de jonctions complexe du réseau final

5.2.4. Confrontation des résultats de simulations et de mesures

5.2.4.1. Description des différentes configurations – stratégie de représentation des observables

Avec ce réseau, on peut effectuer des simulations de courants induits sur des câbles victimes que ce soient des bifilaires ou des monofilaires à deux positions possibles ($z=0\%$ ou $z=100\%$). Ces mêmes courants peuvent être mesurés sur le banc expérimental. Il y a dans chacun des cas (mesure ou simulation) 3 bifilaires torsadées non-blindées et 3 monofilaires non-blindées entraînant des distributions de mesures possibles : 9 mesures de couplages

Bifilaires/Monofilaires et 6 mesures de couplages Bifilaires/Bifilaires. Ainsi deux grandes familles apparaissent et correspondent aux deux types de couplages possibles. Une fois ces familles définies, on représentera les courants induits sur les câbles victimes pour toutes les distributions possibles en fonction du type de couplage. Afin d'éclaircir la représentation, le maximum, le minimum et la moyenne de l'ensemble des courants sont tracés en fonction de la fréquence du phénomène excitateur. En effet, ces observables offrent une vision globale du comportement du courant pour l'ensemble des mesures d'une famille.

Les courants mesurés et simulés pour la famille du couplage Bifilaire/Monofilaire sont le courant de mode commun sur la bifilaire agresseur et le courant sur la monofilaire à la position $z=0\%$. En ce qui concerne la famille du couplage Bifilaire/Bifilaire, les observables sont le courant de mode commun sur la bifilaire victime et le courant sur un des câbles élémentaires de la bifilaire victime en $z=0\%$. Pour les deux familles de couplage, les mesures s'effectuent en $z=0\%$. En effet, si l'on compare par exemple des distributions de mesures de couplage Bifilaire/Monofilaire en $z=0\%$ et $z=100\%$, on remarque que l'on a une distribution de mesures quasi-identique comme illustré sur la Figure 5-28.

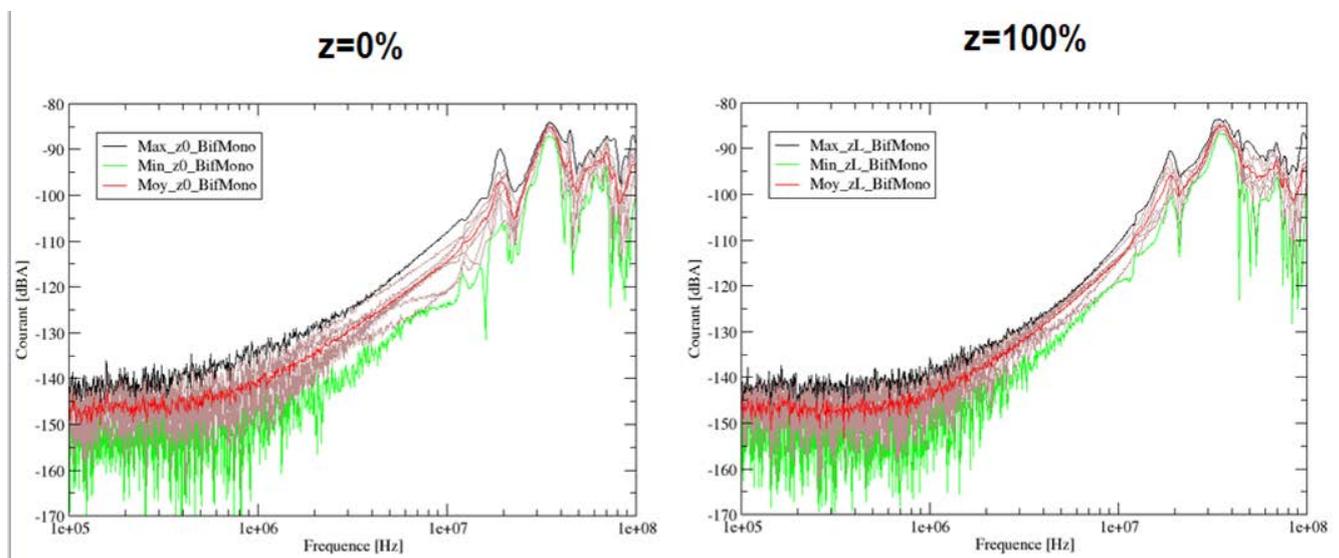


Figure 5-28 Exemple de distribution de mesures pour la famille de couplage Bifilaire/Monofilaire en $z=0\%$ et $z=100\%$

On remarque que les dynamiques et les niveaux maximum sont très proches que ce soit pour le maximum, la minimum ou la moyenne ($<1\text{dB}$). Par ailleurs, malgré les optimisations effectuées sur le banc expérimental pour pouvoir mesurer des niveaux les plus faibles possibles, le bruit sur les mesures est important jusqu'à 1MHz . Pour faciliter la lecture, les résultats sont présentés dans la gamme de fréquence $1\text{MHz}-100\text{MHz}$ qui représente la gamme intermédiaire entre les basses fréquences et le domaine des résonances. Les mesures sont effectuées avec 801 points de fréquence (équidistants en échelle logarithmique) comme pour les simulations. Ces dernières sont réalisées sans tenir compte d'éventuelles pertes diélectriques (conductances de fuite nulles). Seules sont prises en compte les pertes résistives (matrices R) constantes en fonction de la fréquence, compte tenu du domaine fréquentiel de l'étude et de la longueur limitée du toron.

La représentation des courbes se fait sous formes matricielles permettant de comparer des résultats de référence avec des résultats testés (colonnes) et pour les deux observables de courant par famille de couplages (lignes). Sur les résultats comparés (colonne Test) sont représentées les pentes des résultats de mesures (colonne Ref) ainsi que la fréquence de la

première résonance et le niveau maximum de courant. Ainsi, avec ce type de représentation, les résultats sont aisément comparables comme nous allons le voir dans les paragraphes suivants.

5.2.4.2. Résultats des courants pour la famille de couplage Bifilaire/Monofilaire

La première confrontation consiste à comparer les résultats de mesures (colonne Ref) et de simulations (colonne Test) pour le courant induit sur les monofilaires victimes et le courant de mode commun sur la bifilaire agresseur présentée sur la Figure 5-29. Ici, pour chaque configuration, on peut rappeler que la bifilaire agresseur est chargée sur 100Ω en différentiel à chaque extrémité. La monofilaire victime est chargée sur une impédance 50Ω reliée au plan de masse et les autres câbles étudiés sont en circuit-ouvert.

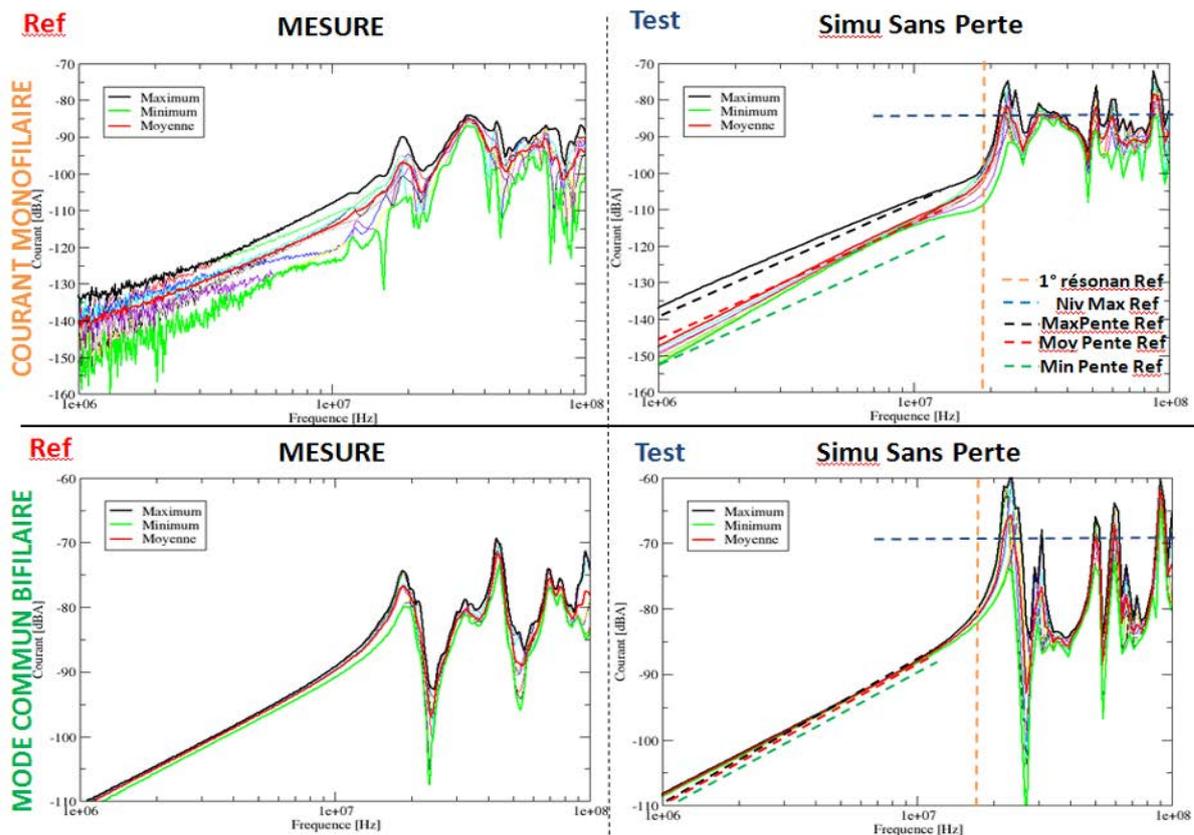


Figure 5-29 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en $z=0\%$ pour les mesures et les simulations

On peut observer tout d'abord que l'on a une bonne corrélation générale entre les mesures et les simulations tant pour le courant induit sur les monofilaires victimes que pour le courant de mode commun sur la bifilaire agresseur. Si l'on compare les pentes entre mesures et simulations pour le courant sur la monofilaire victime, on remarque que la différence est de l'ordre de quelques dB(A) pour le maximum et le minimum, voire inférieure à 1dB pour la moyenne en basse fréquence. D'ailleurs, les courants de mode commun entre simulations et mesures sont très proches les uns des autres (<2dB entre le maximum et le minimum) car on ne regarde que l'injection qui est la même quelle que soit la bifilaire sur laquelle on injecte. Cette mesure ne sert qu'à valider les conditions similaires entre les différentes mesures de la distribution. Si l'on s'intéresse au domaine des résonances pour les courants induits sur les monofilaires victimes, il apparaît un décalage de la première

résonance vers une fréquence plus élevée et un niveau maximum plus élevé sur les simulations, phénomènes que l'on observe aussi sur les courants de mode commun de la bifilaire agresseur. Le décalage en fréquence peut venir soit, de longueurs erronées mais qui ont été à plusieurs reprises vérifiées, soit des valeurs de diélectrique qui recouvrent les câbles. En effet, même si l'on connaît le type de diélectrique, la valeur de sa permittivité, qui rentre en jeu dans le calcul des paramètres linéiques, n'est pas spécifiée. Pour le niveau de courant, si l'on intègre les pertes diélectriques en ajoutant la matrice conductance variant en fonction de la fréquence sur la bande 100kHz-100MHz avec une tangente de perte de 3×10^{-4} , on diminue le niveau maximum dans le domaine de résonance comme le montrent les courbes de courants sur la Figure 5-30.

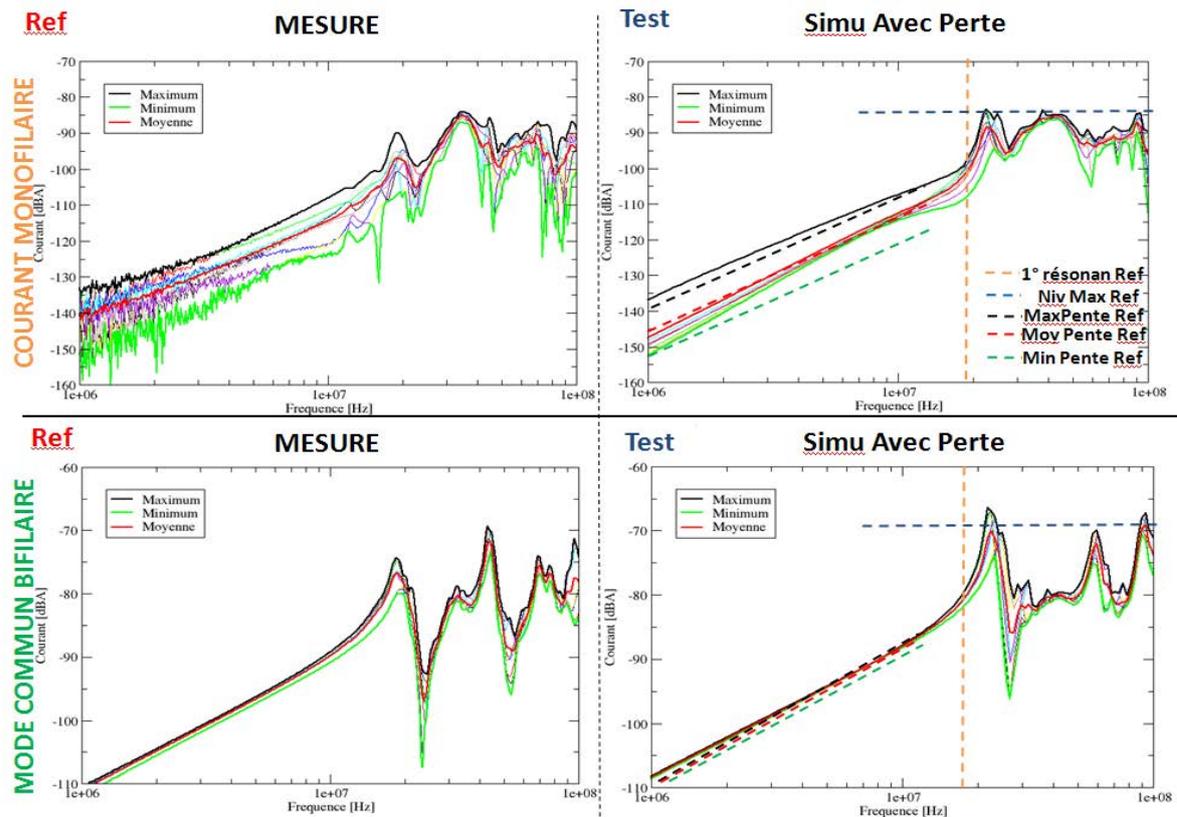


Figure 5-30 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en $z=0\%$ pour les mesures et les simulations avec des pertes diélectriques

En effet, on remarque l'importance de prendre en compte les pertes existantes dans les diélectriques des isolants des câbles mis en toron et donc en contact les uns avec les autres.

Cependant dans ces modélisations, on prend en compte le détorsadage lié à l'installation des câbles torsadés. Or, dans les paragraphes précédents, l'effet torsadage était limité lorsque le détorsadage était introduit. Dans le cas du harnais complexe, la distribution de simulation de mesures de couplage Bifilaire/Monofilaire, permet de confronter le cas de référence au cas où l'ensemble des câbles torsadés sont droits comme dans le paragraphe 4.5.6 et illustré sur la Figure 5-31.

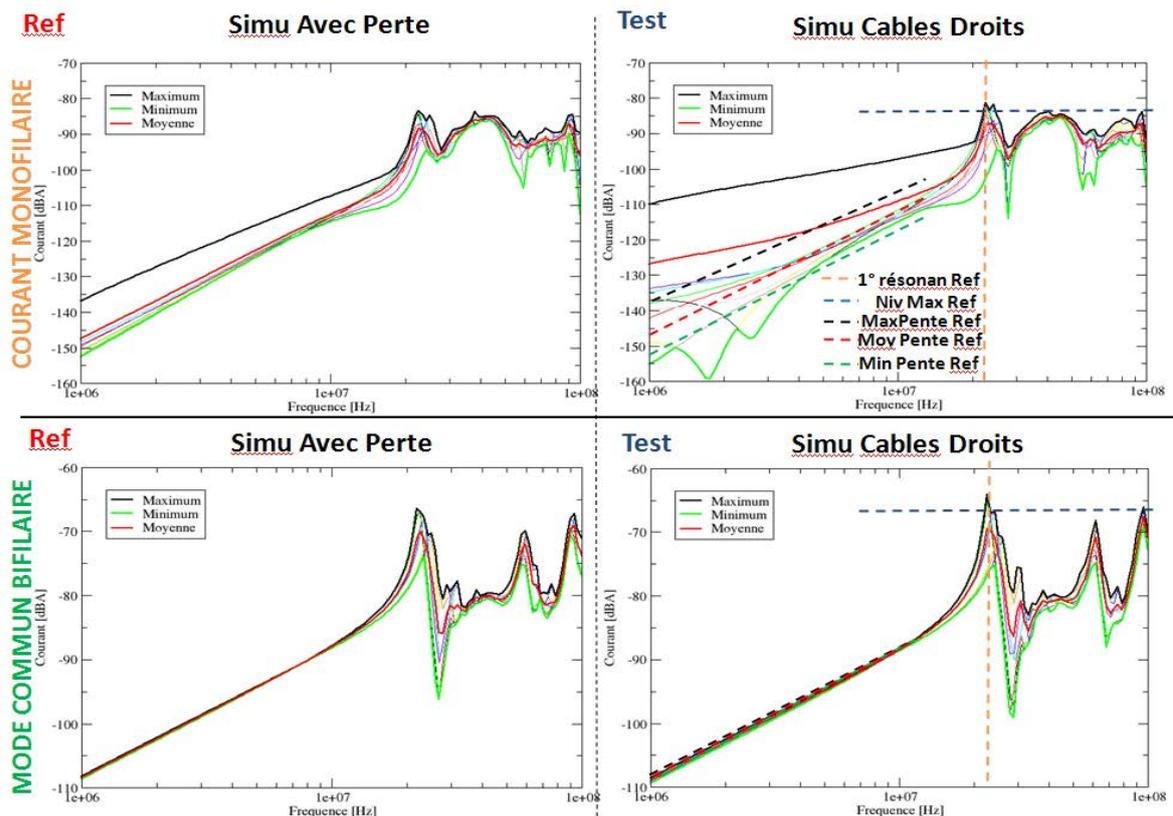


Figure 5-31 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en $z=0\%$ pour les simulations câbles torsadés et câbles droits avec des pertes diélectriques

La contribution de l'injection sur le courant de mode commun des bifilaires agresseurs est exactement similaire que ce soit en basse fréquence ou dans le domaine des résonances.

Lorsque l'on compare les courants induits sur les monofilaires victimes, on observe qu'il peut y avoir une grande différence de niveau en basse fréquence (en dessous de la première fréquence de résonance) entre le cas des câbles droits et le cas des câbles torsadés. Il est évident que le couplage d'un câble bifilaire droit avec son environnement est plus important que celui d'une bifilaire torsadée.

On a démontré plus haut que le détorsadage introduit par l'installation de ce câble et surtout les boîtiers d'extrémités limitaient l'intérêt du torsadage pour un toron avec peu de câbles. Cependant, avec une longueur plus importante et noyée dans un toron complexe, on montre que ce torsadage a son importance. Bien que le câble droit puisse se trouver à proximité du câble victime étudié, comme on le verra dans le paragraphe 5.2.6, il peut se produire un couplage plus fort (gain pouvant aller jusqu'à 30dBA). Le torsadage permet de rapprocher un câble victime d'un câble élémentaire agresseur d'une bifilaire tout en ayant un couplage faible.

5.2.4.3. Résultats des courants pour la famille de couplage Bifilaire/Bifilaire

En ce qui concerne les simulations de la famille de couplage Bifilaire/Bifilaire, nous avons directement pris en compte les pertes diélectriques en ajoutant la contribution de la matrice conductance en fonction de la fréquence. Le premier résultat est donc la comparaison entre les mesures et les simulations des courants sur un des câbles élémentaires des bifilaires victimes et du courant de mode commun de ces bifilaires, comme présenté sur la Figure 5-32.

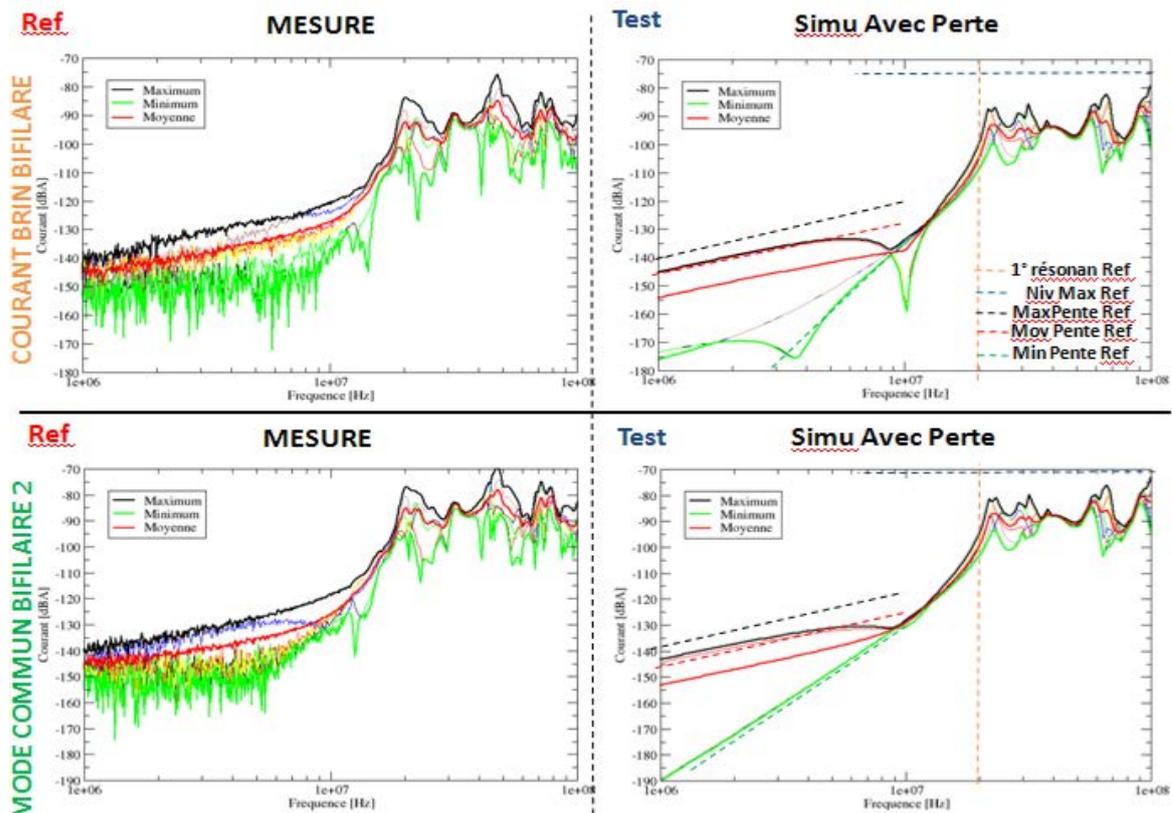


Figure 5-32 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur de ces bifilaires en $z=0\%$ pour les mesures et les simulations avec des pertes diélectriques

Le premier commentaire que l'on peut faire sur les mesures est qu'elles sont fortement bruitées. En effet, les niveaux de courants recherchés sont en dessous des niveaux mesurables avec les appareils utilisés pour le banc en basse fréquence. Sur ces courbes, on peut tout d'abord observer qu'en basse fréquence on retrouve un comportement similaire entre simulations et mesures, que ce soit pour le courant induit sur un des câbles élémentaires de la bifilaire victime ou le courant de mode commun sur ces bifilaires. Il y a néanmoins une différence de niveau d'environ 5dB de moins sur les simulations par rapport aux mesures. En effet, dans nos modèles, les câbles torsadés sont toujours à la même distance les uns des autres, alors que, comme nous l'avons vu dans le paragraphe 3.2.4, les câbles torsadés non-blindés ont tendance à cheminer de manière importante. Ainsi, même si deux bifilaires torsadés non-blindés sont proches sur une grande partie de la longueur du toron, il n'y a aucune raison pour qu'elles soient à distance constante l'une de l'autre. En simulation, cette possible non-proximité n'étant pas prise en compte, les niveaux des courants simulés peuvent être plus importants. Pour le domaine des résonances, on observe que la première fréquence de résonance est très proche entre les mesures et les simulations quelle que soit l'observable, le niveau maximum de courant en régime de résonance étant un peu plus faible dans les simulations.

Cependant, comme avec la famille de couplage Bifilaire/Monofilaire, il est intéressant de voir l'influence du torsadage, même en simulation, par rapport à des câbles droits. Les mêmes observables que précédemment sont présentées sur la Figure 5-33.

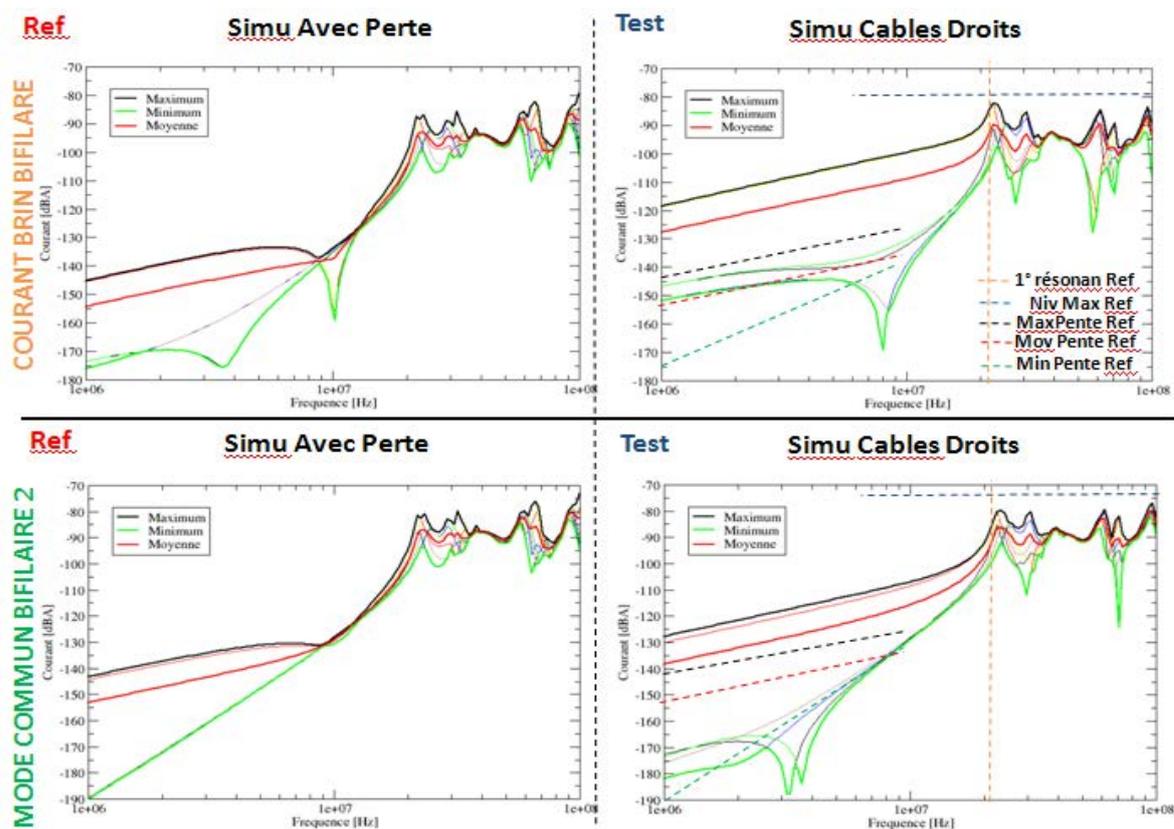


Figure 5-33 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur de ces bifilaires en $z=0\%$ pour les simulations câbles torsadés et câbles droits avec des pertes diélectriques

Comme précédemment, le courant se comporte similairement, en basse fréquence, mais les niveaux dans le cas des câbles droits sont sensiblement plus importants que ce soit pour le courant induit sur un des câbles élémentaires des bifilaires ou le courant de mode commun sur ces bifilaires victimes. Ici aussi, on voit l'intérêt du torsadage afin de diminuer les couplages. Si deux bifilaires sont à proximité l'une de l'autre et que l'une agresse l'autre, le fait que les câbles sont droits implique que le couplage est maximisé. A l'inverse, si les câbles sont proches, malgré le détorsadage d'extrémité, la longueur sur laquelle le couplage est intense entre le câble agresseur et le câble victime, est minimisée. Pour le domaine de résonance, on retrouve une première fréquence de résonance assez proche ainsi qu'un niveau maximum de courant comparable quelle que soit l'observable.

5.2.4.4. Conclusions partielles

En conclusion, nous avons montré que l'on pouvait modéliser la complexité d'un toron avec un grand nombre de conducteurs (pas d'entrelacement sur l'ensemble des câbles le long du toron) en tenant compte du torsadage des câbles différemment torsadés. Ainsi, on a pu mettre en évidence l'intérêt du torsadage malgré l'influence des boîtiers et du détorsadage d'extrémités en rapport à des câbles droits. Afin de modéliser correctement la réponse du toron complexe dans le domaine de résonance, il est important de prendre en compte les pertes diélectriques.

Cependant, pour arriver à la modélisation complète du banc expérimental, les calculs prennent 8 jours sur une machine type bureautique avec un Processeur Intel Pentium 4© cadencé à 3,4GHz et de 1Go de RAM. A cela, il faut aussi prendre en compte 1h par simulation (bifilaire 1 avec monofilaire 1, bifilaire 1 avec monofilaire 2,...) pour effectuer l'ensemble des simulations pour les deux familles de couplage, **15h** sont nécessaires. A cela,

Bien évidemment, les extrémités détorsadées du toron sont toujours présentes et non prises en compte dans ce moyennage.

5.2.5.2. Résultats des courants pour les deux familles de couplage avec le modèle de moyennage MoyLC

Le premier résultat que l'on va étudier concerne la famille de couplage Bifilaire/Monofilaire pour lequel on va comparer le modèle détaillé (modèle de référence) et le modèle de moyennage MoyLC (modèle testé) pour les courants de mode commun sur les bifilaires torsadées agresseurs et les courants induits sur les monofilaires. Ces résultats sont présentés sur la Figure 5-35.

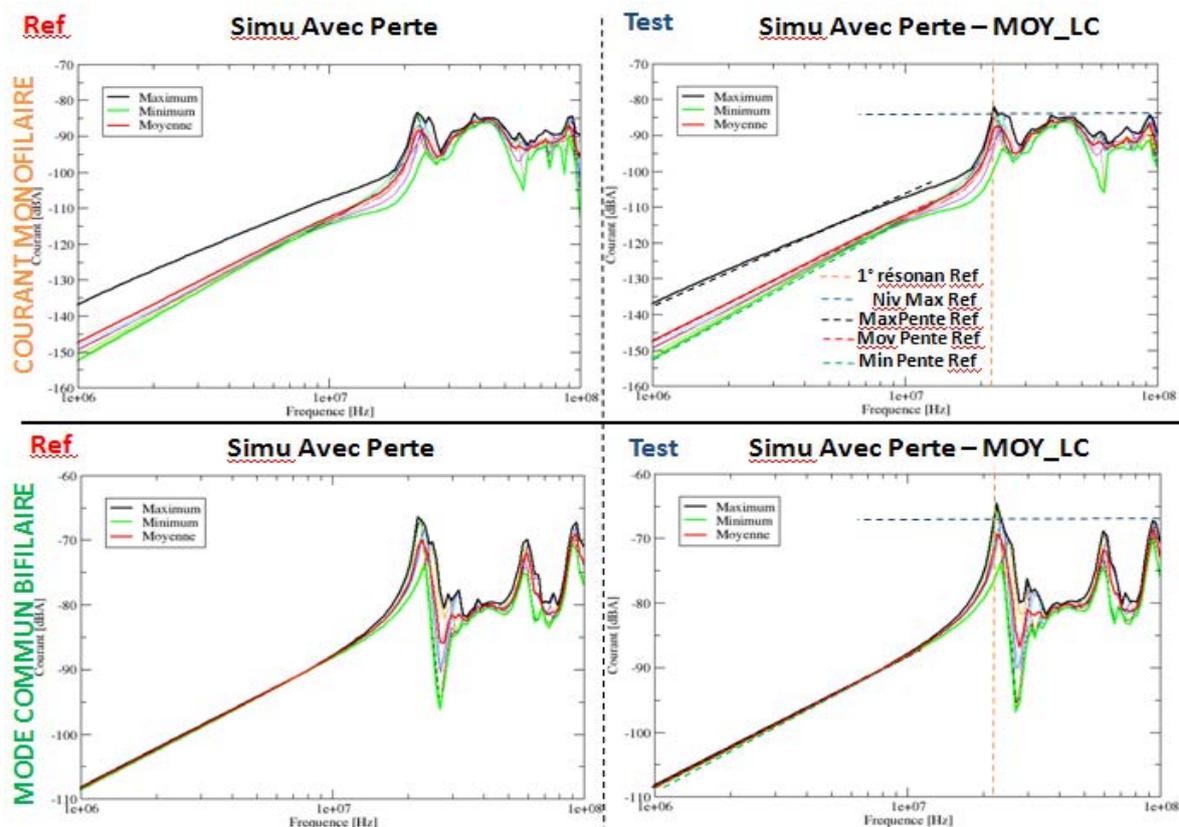


Figure 5-35 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en $z=0\%$ pour le modèle détaillé et le modèle MoyLC

On remarque tout d'abord sur ces courbes qu'il y a une superposition exacte des courants en basse fréquence, que ce soit sur la monofilaire victime ou sur le mode commun de la bifilaire agresseur. Puis, dans le domaine des résonances, la première résonance est à la même fréquence et les niveaux maximum sont comparables pour les deux observables. Le modèle MoyLC fonctionne très bien pour les couplages Bifilaires/Monofilaires.

Le second résultat étudié est une comparaison de résultats pour la famille de couplage Bifilaire/Bifilaire entre le modèle détaillé (modèle de référence) et le modèle de moyennage MoyLC (modèle testé) pour les courants de mode commun sur les bifilaires torsadées victimes et les courants sur un des câbles élémentaires de ces bifilaires. Ces résultats sont présentés sur la Figure 5-36.

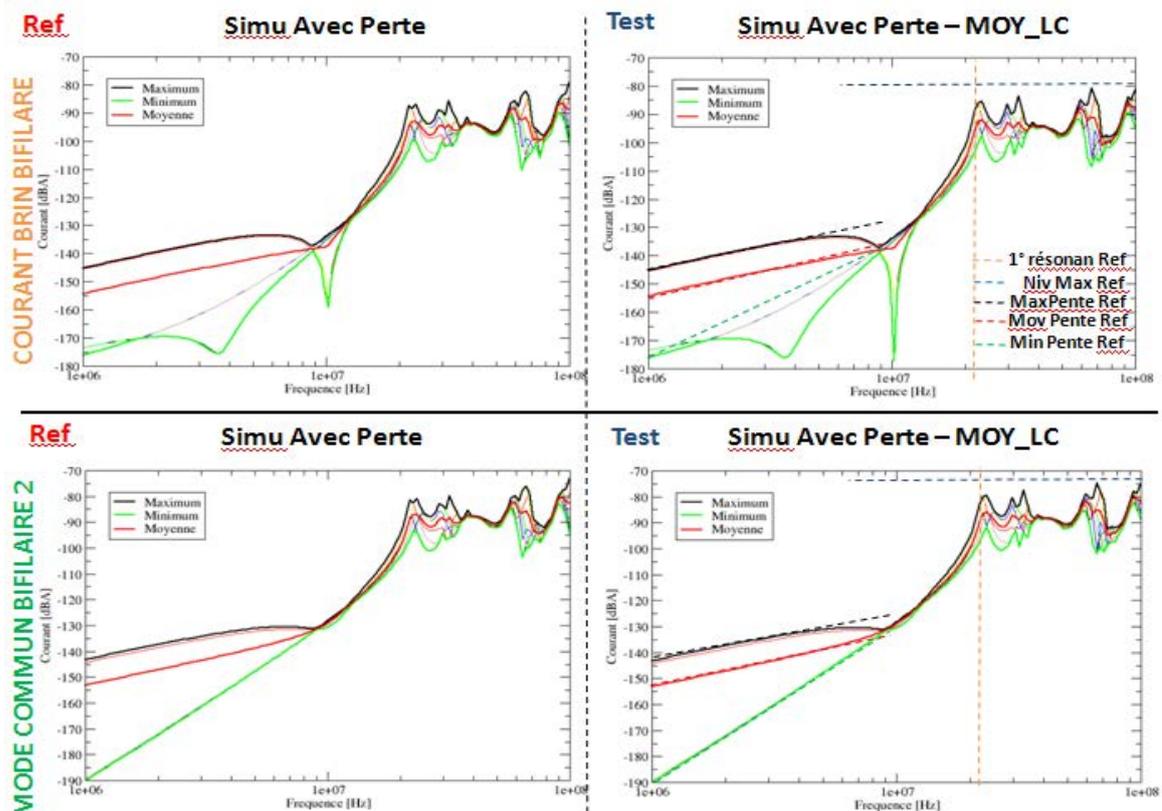


Figure 5-36 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur ces bifilaires en $z=0\%$ pour le modèle détaillé et le modèle MoyLC

On retrouve les mêmes commentaires que précédemment :

- En basse fréquence, on a une superposition exacte des courbes quelle que soit l'observable de courant.
- Dans le domaine des résonances, on retrouve la première fréquence de résonance et les niveaux maxima sont similaires.

Ici aussi le modèle MoyLC fonctionne pour ce couplage Bifilaire/Bifilaire.

Le modèle MoyLC permet de réduire la taille des réseaux et de gagner sur les temps de calculs. En effet, chaque calcul de simulation ne prend plus que 15min soit un gain de 75% du temps de calcul. Ainsi, l'ensemble des simulations prend seulement 4h pour avoir des résultats identiques aux simulations issues du modèle détaillé.

Le modèle MoyLC permet donc de représenter dans le cadre d'un toron complexe pour des couplages Bifilaire/Monofilaire et Bifilaire/Bifilaire, l'ensemble des câbles dans certaines configurations de cheminement.

Cependant, d'autres voies de simplification peuvent être étudiées. En effet, si un seul pas de torsadage commun à tous les types de câbles torsadés était suffisant pour prendre en compte le torsadage, cela permettrait de réduire le nombre de 536 tubes à calculer à seulement 8 tubes sans avoir à les générer.

5.2.5.3. Autre voie de simplification pour les deux familles de couplage

Pour cela, on a effectué ce type de modélisation et on a comparé les résultats pour les mêmes observables que précédemment, illustré sur la Figure 5-37 et la Figure 5-38.

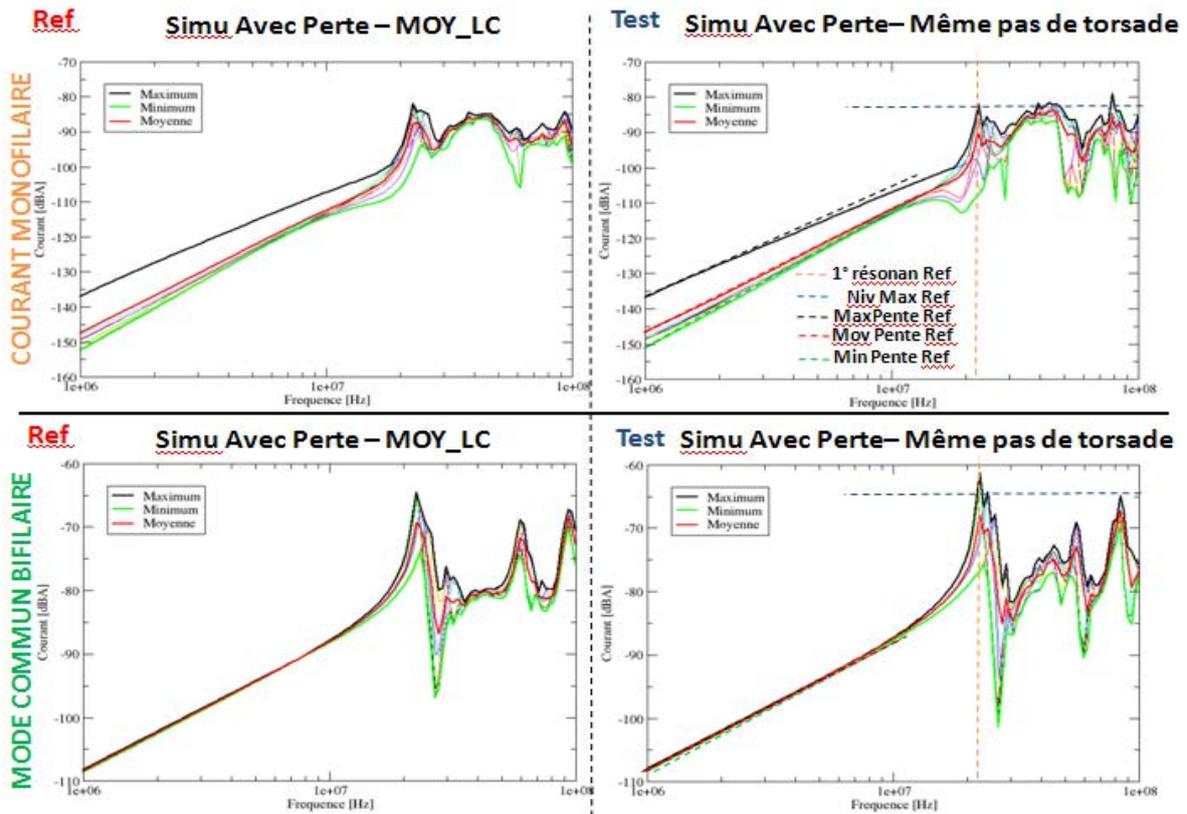


Figure 5-37 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en $z=0\%$ pour le modèle MoyLC et le modèle avec le pas de torsadage unique

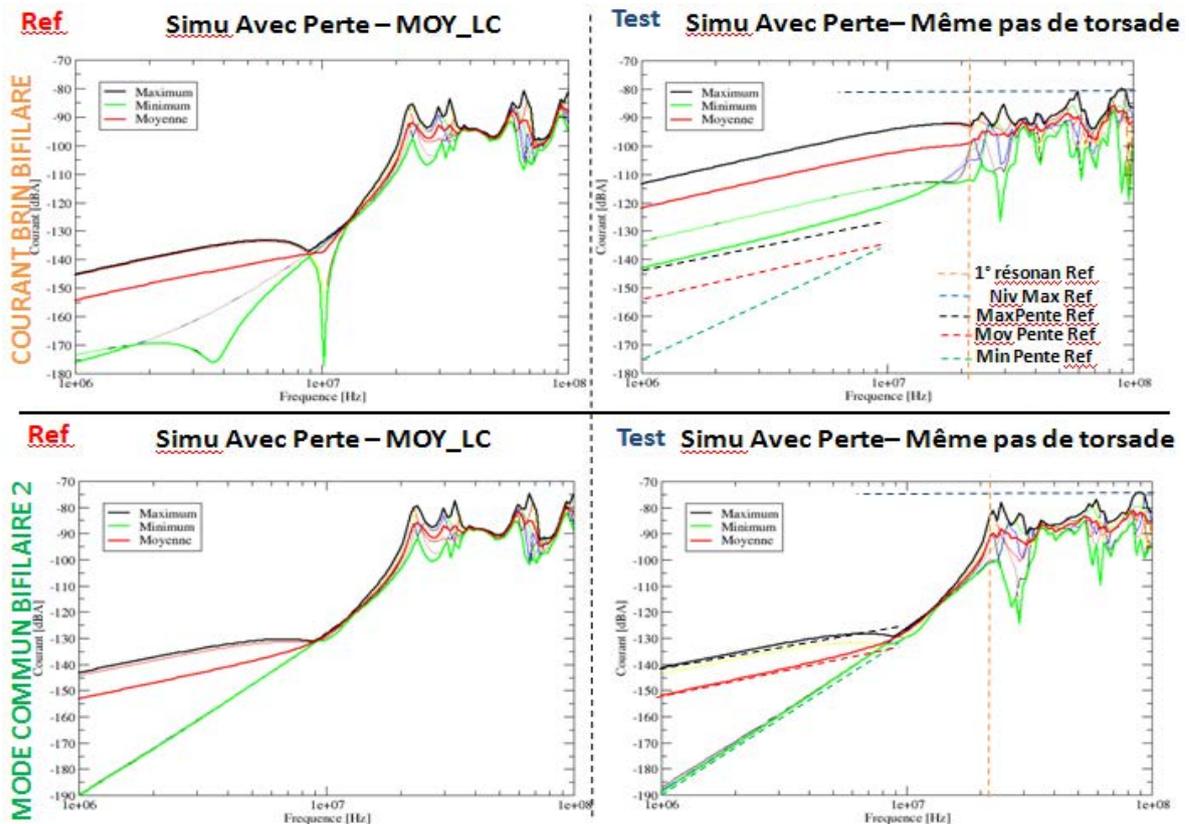


Figure 5-38 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur ces bifilaires en $z=0\%$ pour le modèle MoyLC et le modèle avec le pas de torsadage unique

Tout d'abord, le courant de mode commun sur les bifilaires agresseurs est identique que ce soit en basse fréquence ou dans le domaine des résonances, sauf pour le niveau de courant maximum qui est inférieur de quelques dB avec le modèle à pas de torsadage unique. Une remarque identique peut être formulée pour le courant sur les monofilaires victimes et le courant de mode commun sur les bifilaires victimes. Cependant, on observe une divergence importante concernant l'observation du courant sur l'un des câbles élémentaires des bifilaires victimes. En effet, cette divergence de 30dB supplémentaire pour le minimum, le maximum et la moyenne, provient de l'absence de différence de pas de torsadage entre les bifilaires. Les niveaux et pentes de courants étaient similaires avec des câbles droits. Le fait d'avoir un pas de torsadage unique favorise le couplage entre les câbles élémentaires des bifilaires agresseurs avec les câbles élémentaires des bifilaires victimes. Ici, on se rapproche d'une situation de câbles droits. Par conséquent, le couplage qui résulte de ces dissymétries entre les deux fils de la bifilaire agresseur, est important.

Ainsi, la simplification du pas de torsadage unique pour l'ensemble des conducteurs torsadés ne peut fonctionner que pour un couplage entre un câble torsadé agresseur et un voisin en mode commun. Il peut cependant être utilisé comme modèle pire cas dans une étude de couplage de mode différentiel sur un mode différentiel. Maintenant que nous avons démontré l'intérêt de représenter le pas de torsadage de chaque type de câbles torsadés pour prendre en compte l'ensemble des observables, on va s'attarder sur une analyse statistique des courants de couplage dans ce toron complexe.

5.2.6. Analyse Statistique

5.2.6.1. Introduction

Jusqu'à présent, le nombre d'observables par famille de couplage était suffisant pour valider nos modèles. Ici, on utilisera seulement le modèle MoyLC car la présence de plusieurs pas de torsadage différents engendre des divergences entre le modèle de torsade unique et le modèle de référence comme vu dans le paragraphe 5.2.5.3. Néanmoins, pour mener une analyse statistique des couplages au sein du toron, il faudrait rigoureusement générer plusieurs géométries globales du toron afin de tenir compte des cheminements aléatoires des câbles sur la longueur du toron. Cette opération serait coûteuse en temps de calcul. C'est la raison pour laquelle nous allons tirer profit des conclusions précédentes sur le modèle simplifié de moyennage MoyLC en modélisant les câbles torsadés par cette méthode en, générant plusieurs géométries de bases.

Ainsi, comme on l'a vu dans le paragraphe 3.1.5, un échantillon d'une population de 40 résultats permet d'utiliser les outils statistiques afin d'analyser les tendances d'évolution fréquentielle des courants. Sachant que l'on peut avoir une distribution de 9 mesures différentes pour le couplage Bifilaire/Monofilaire et 6 mesures différentes pour le couplage Bifilaire/Bifilaire, nous avons fixé le nombre de générations aléatoires du toron simulé à 5. On a alors 45 résultats de simulations de courants induits sur les monofilaires voisines et 30 résultats de simulations de courants induits sur un des câbles des bifilaires torsadées victimes. Par ailleurs, une autre possibilité de gain de temps de calcul est d'effectuer ces simulations sur un ordinateur plus récent et plus puissant. L'ordinateur ayant accueilli ces simulations, est composé de 4 processeurs Opteron 8218 (dual core 2.6GHz) et de 16Go de RAM. L'ensemble des 75 simulations (45 couplages Bifilaire/Monofilaire et 30 couplages Bifilaire/Bifilaire) prend 8h de calcul pour 6.4min de temps de calcul par réseau.

Si l'on observe par exemple les moyennes des distributions de courants au niveau de la famille de couplage Bifilaire/Monofilaire pour les 5 torons illustrés sur la Figure 5-39 ou pour la famille de couplage Bifilaire/Bifilaire pour les 5 torons illustrés sur la Figure 5-40, on remarque que l'ensemble des moyennes est très proche les unes des autres. Par ailleurs, ces

moyennes présentent le même comportement que la mesure, même si cela est moins visible pour les couplages Bifilaire/Bifilaire où l'on retrouve les divergences précédentes de manière plus ou moins importantes.

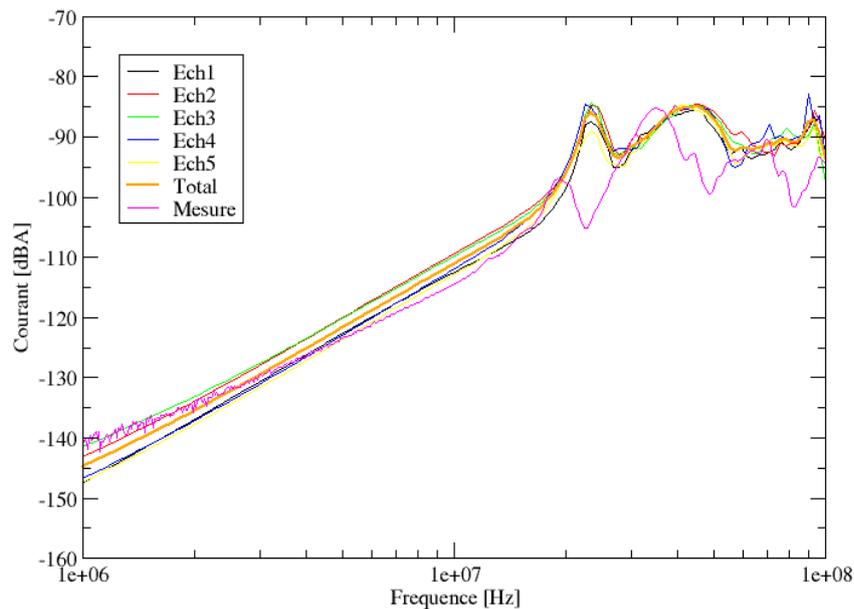


Figure 5-39 Moyennes des distributions courants induits sur les monofilaires pour les 5 échantillons pour un couplage Bifilaire/Monofilaire

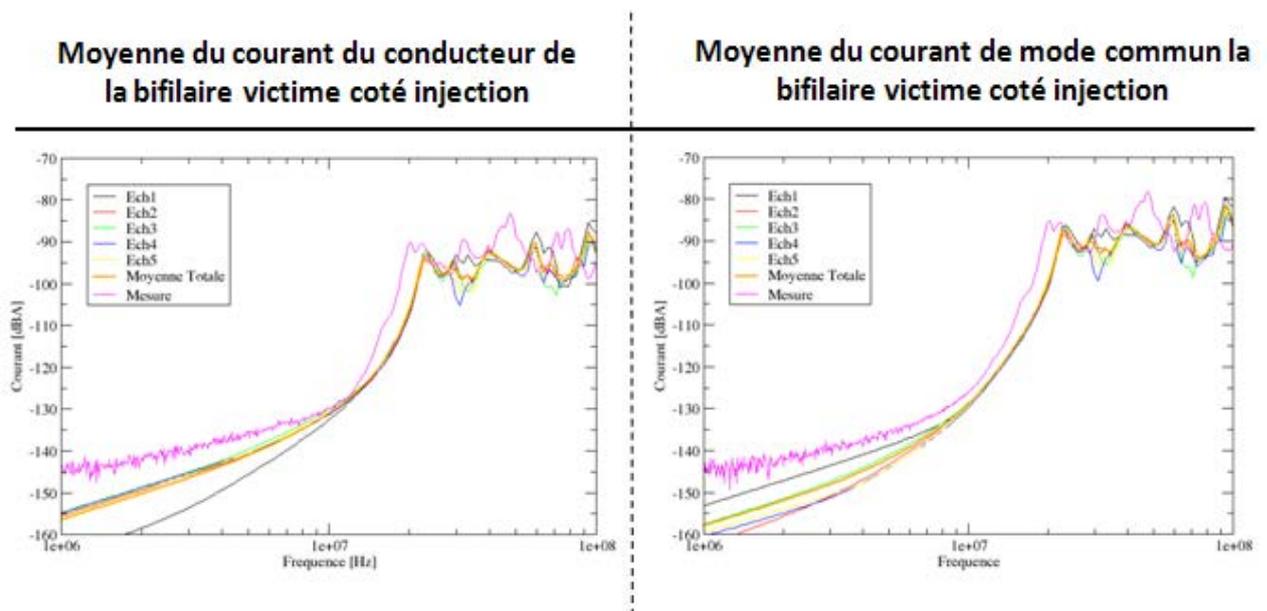


Figure 5-40 Moyennes des distributions courants induits de mode commun des bifilaires victimes et sur un des câbles élémentaires de ces bifilaires

5.2.6.2. Analyse des échantillons par comparaison d'écart-types pour des couplages Bifilaires/Monofilaires

Les résultats présentés sont les écart-types pour les 5 échantillons, l'écart-type total (appelé Total sur la courbe), l'écart-type de la mesure (appelé Mesure sur la courbe) et la moyenne totale sur les 5 échantillons (des courants sur les monofilaires) avec les schémas représentant ces échantillons. Le premier résultat illustré sur la Figure 5-41 concerne les courants induits sur les monofilaires victimes (Famille de couplage Bifilaire/Monofilaire).

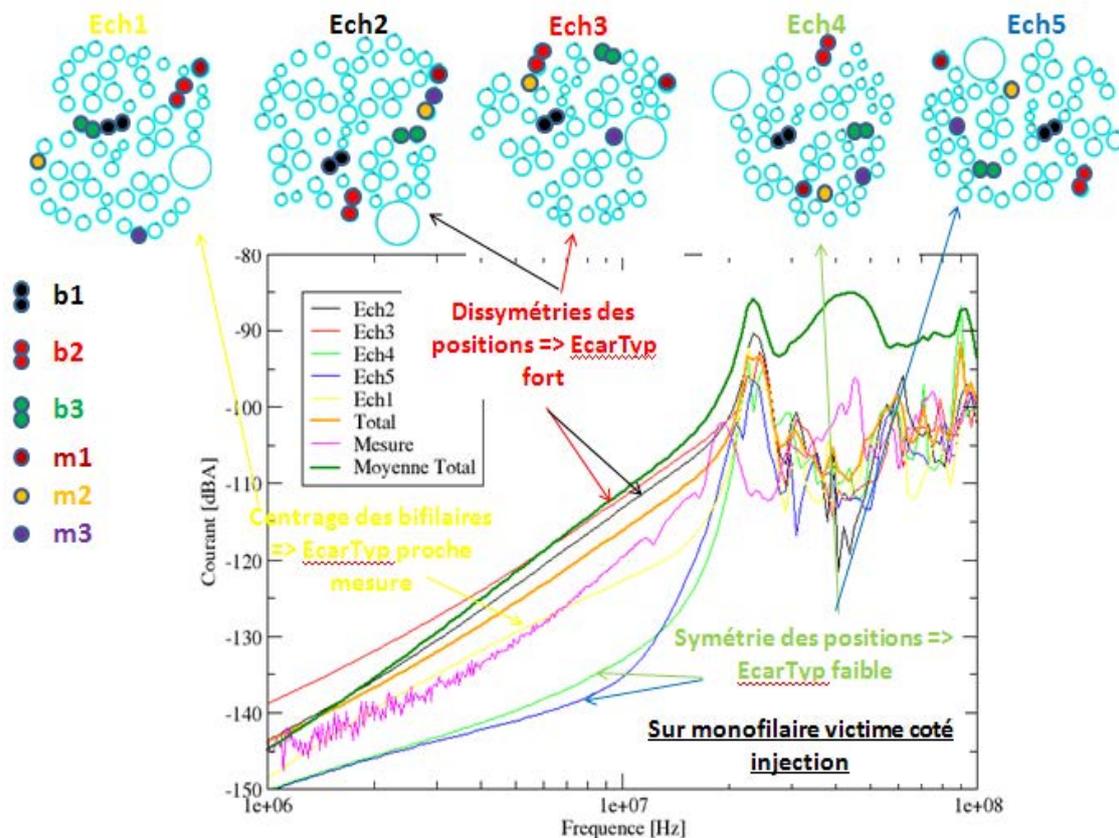


Figure 5-41 Comparaison des écarts-types de chaque échantillon du total et de la moyenne pour le courant induit sur la monofilaire victime

Les écarts-types représentent un indicateur de la dispersion d'une variable aléatoire réelle, où, dans notre cas, cette variable est le courant. Ainsi l'écart-type reflète la dispersion des résultats autour de la moyenne et va nous aider à comprendre les tendances du courant en fonction des positions des conducteurs. L'écart-type du premier échantillon est très proche de celui des mesures. Au regard de la géométrie transversale du toron utilisée, on observe que les bifilaires torsadées agresseurs sont encerclées par les monofilaires victimes. A l'inverse sur les échantillons 3 et 2/4/5, on peut remarquer que les bifilaires agresseurs et les monofilaires victimes sont regroupées chacune de leurs côtés ou mélangées. Ceci implique deux cas de figure :

- Cas 1 : Le groupe des bifilaires torsadées est proche de celui des monofilaires, voire même mélangé comme pour les échantillons 3.
- Cas 2 : Le groupe des bifilaires torsadées est éloigné de celui des monofilaires comme pour les échantillons 2/4/5.

Dans le cas 1, l'écart-type montre une dispersion des résultats importants. En effet, on peut atteindre des niveaux de courants plus élevés dus à la proximité des deux groupes. Ainsi les couplages sont plus importants. Par ailleurs, certaines configurations montrent un câble agresseur éloigné d'un câble victime, limitant les couplages. Ces deux observations nous donnent deux valeurs extrêmes éloignées l'une de l'autre et traduisent un écart-type important. Dans le cas 2, à l'inverse, les deux groupes de câbles sont bien définis et sont à une distance relativement éloignée par rapport à la dimension du toron. Ainsi les couplages sont tous minimisés. De plus, la distance qui sépare deux des trois bifilaires de deux de leurs monofilaires victimes est égale. Ainsi, on a une symétrie qui apparaît dans les positions

traduisant une dispersion des résultats plus faibles et donc au final un écart-type avec des niveaux plus bas.

Comme dans le paragraphe 5.1.2.3, on va s'intéresser aux deux extrémités non-torsadées du toron. En effet, dans ce paragraphe, nous avons étudié l'influence de différents détorsadages afin d'être plus représentatif de la réalité. Il en était ressorti qu'une géométrie moyennant globalement les deux extrémités offrait une meilleure correspondance entre les simulations et les mesures. En partant de cette conclusion, on peut tenter de l'étendre au harnais complexe pour vérifier :

- L'influence, sur les niveaux de courants obtenus, des différentes extrémités non-torsadées
- L'influence des positions des câbles entre eux

Pour cela, on a remarqué sur la figure précédente que l'échantillon 3 donnait des courants induits sur la monofilaire plus importants que les autres échantillons. A l'inverse, on a sur l'échantillon 1 des résultats comparables aux mesures. La modélisation du toron peut alors être discontinuée afin d'observer l'influence des parties détorsadées. Ainsi, les courants induits sur les monofilaires victimes pour le toron continu (extrémités correspondantes à la partie torsadée) sont illustrés sur la Figure 5-42, lorsque l'on associe les parties détorsadées de l'échantillon 3 à la partie torsadée de l'échantillon 1 et lorsque l'on associe les parties torsadées de l'échantillon 1 à la partie torsadée de l'échantillon 3.

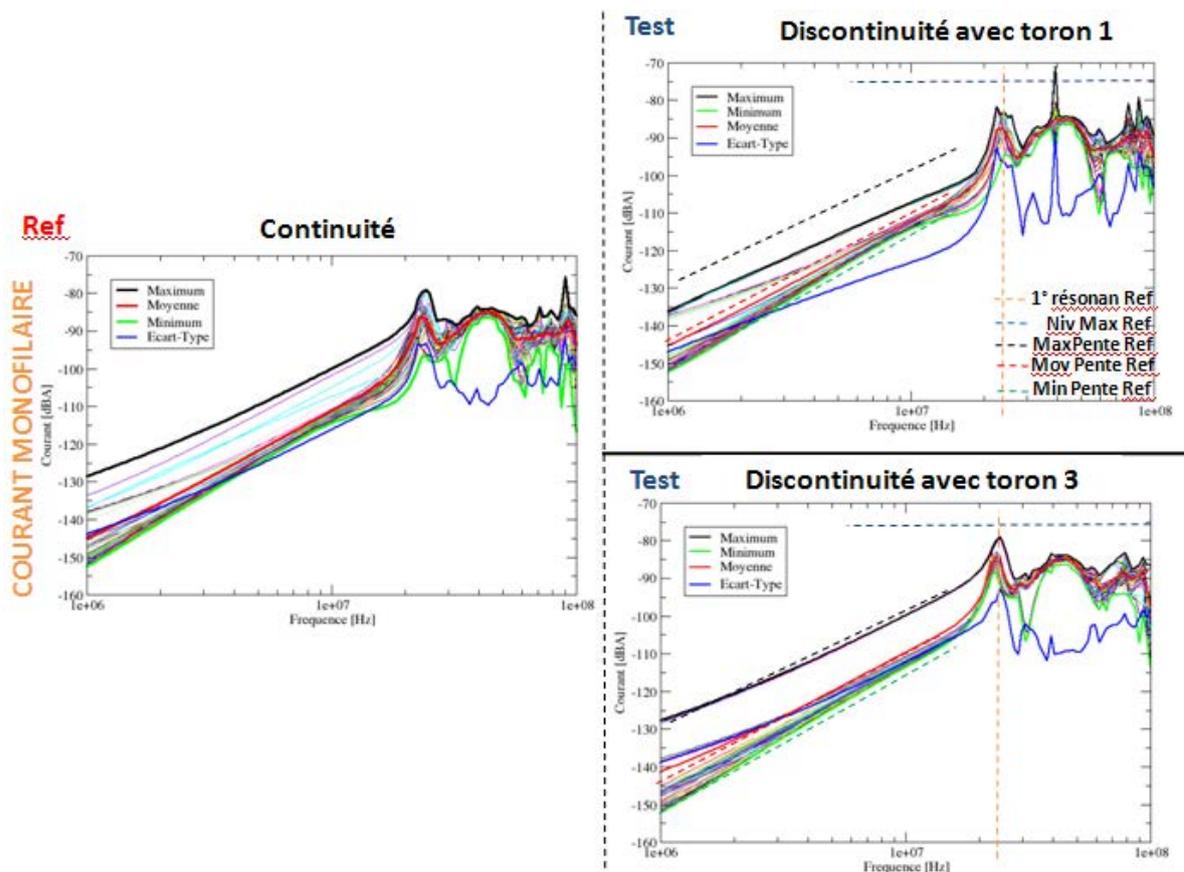


Figure 5-42 Comparaison des courants sur monofilaires victimes en $z=0\%$ avec le modèle MoyLC pour la référence (échantillon n°3 avec continuité) et avec des discontinuités entre les extrémités détorsadées et la partie torsadée des câbles du toron

Si l'on conserve la partie torsadée du toron 1 qui semble être la plus représentative et que l'on ajoute les extrémités de l'échantillon 3, on se place au niveau des résultats semblables à l'échantillon 1. De même, si l'on conserve la partie torsadée du toron 3 et que l'on ajoute les extrémités de l'échantillon 1, on obtient des résultats comparables à ceux de l'échantillon 3. On remarque ici que l'effet du détorsadage sur ce type de couplage est moins important. On a donc une prépondérance des phénomènes de couplage au sein même du toron.

5.2.6.3. Analyse des échantillons par comparaison d'écart-types pour des couplages Bifilaires/bifilaires

Une fois le cas des courants induits sur les monofilaires étudiées, on peut s'intéresser à la famille des couplages Bifilaires/Bifilaires. Ainsi, les résultats présentés sont les écart-types pour les 5 échantillons, l'écart-type total, l'écart-type de la mesure et la moyenne totale sur les 5 échantillons avec les schémas représentant ces échantillons comme précédemment mais concernant le courant sur un des câbles élémentaires des bifilaires torsadées victimes, illustrés sur la Figure 5-43.

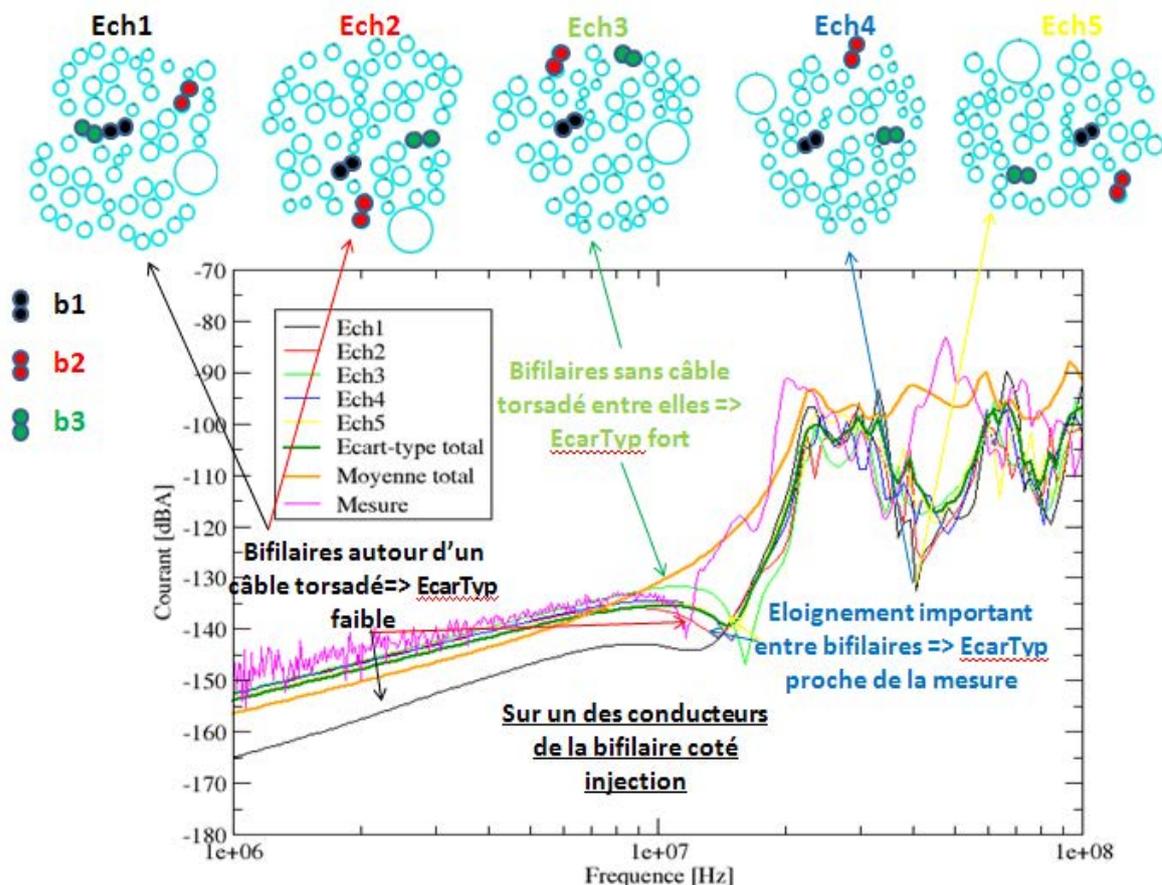


Figure 5-43 Comparaison des écart-types de chaque échantillon du total et de la moyenne pour le courant induit un des câbles élémentaires des bifilaires victimes

On retrouve les écart-types pour chacun des échantillons, de la mesure et de l'ensemble des échantillons comme sur la figure précédente. Même si les remarques sont similaires ici, le groupe des 3 bifilaires torsadées étudiées a des positions qui varient au niveau de l'éloignement comme dans le cas des échantillons 1 et 4 mais surtout elles ont un environnement différent les unes avec les autres. Par exemple, dans le cas de l'échantillon 1 et 2, on observe que les 3 bifilaires torsadées sont proches et autour d'une quadrifilaire

torsadée. Le fait que les câbles soient proches signifie que les courants sont similaires d'une distribution à une autre et donc engendre une dispersion des résultats faibles. La présence de la quadrifilaire torsadée provoque une chute de niveau. En effet,, la présence du câble torsadé fait office de « blindage » entre les conducteurs et perturbe le couplage direct entre les bifilaires. En effet, sur l'échantillon 3, on remarque que les distances entre bifilaires sont proches de celles de l'échantillon 2 mais la seule différence entre les deux réside dans la présence de la quadrifilaire torsadée. Les échantillons 4 et 5 sont dans un état intermédiaire entre l'échantillon 2 et l'échantillon 3.

Ainsi, les 5 échantillons traduisent 5 situations différentes de dispositions des câbles étudiés entre eux et par rapport à leur environnement. On remarque d'ailleurs que cet environnement joue un rôle important lors des couplages Bifilaires/Bifilaires. A l'inverse, la disposition des monofilaires par rapport aux bifilaires agresseurs influe fortement lors des couplages Bifilaires/Monofilaires.

5.2.6.4. Analyse statistique globale

Une fois ces échantillons analysés grâce aux écarts-types de chaque distribution, on peut valider notre modèle de moyennage MoyLC avec une analyse statistique globale, c'est-à-dire confronter les résultats de mesures à des outils statistiques appliqués à l'ensemble des résultats de simulations sur les 5 échantillons.

Ici, on ne cherche pas, à ce stade, un ajustement statistique à une loi particulière mais simplement, à estimer si les mesures sont effectivement en majorité inférieures au niveau de la moyenne augmenté de deux écarts-types. Ceci correspondrait à un intervalle de confiance de 95% pour une gaussienne malgré le fait que l'on ait vu au chapitre 3 que d'autres lois pourraient être éligibles comme par exemple la loi de Weibull. Ce n'est qu'une étape préliminaire abordée dans cette thèse. L'unique objectif est d'apprécier la dispersion des simulations par rapport à celle des mesures comme observé sur la Figure 5-44.

Ainsi, si l'ensemble des résultats de mesures est à l'intérieur de cet intervalle, on peut considérer que notre modèle permet de représenter la réalité. Si un ou deux résultats de mesures sortent de cet intervalle, on peut considérer que le modèle a une bonne représentativité mais avec une certaine réserve.

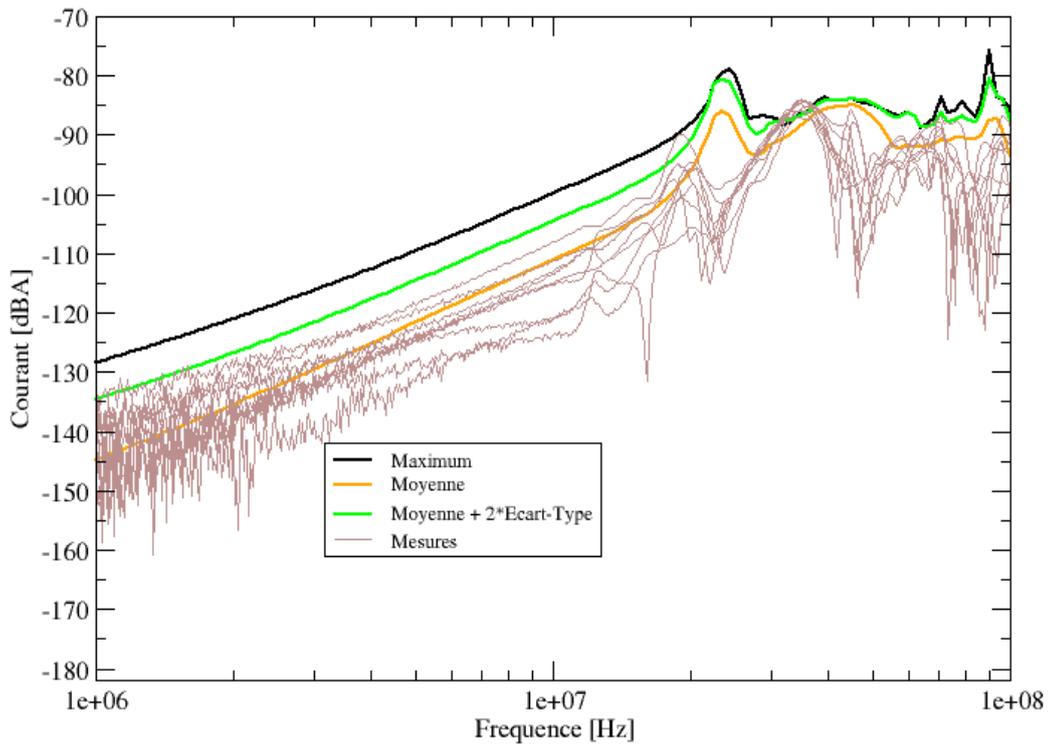


Figure 5-44 Encadrement des résultats de mesures par les outils statistiques pour des courants induits sur les monofilaires victimes

Ainsi la raison pour laquelle le minimum de cet outil n'est pas représenté réside dans la proximité entre la moyenne et l'écart-type. D'un autre côté, on cherche à s'assurer que notre modèle prend en compte les maximums de courants provenant d'un couplage entre une bifilaire torsadée et une monofilaire. Donc, si l'on s'attarde sur les maximums, on observe que la courbe « moyenne+2 écarts-types » des résultats de simulations est de l'ordre de grandeur du maximum observé parmi l'échantillon de 9 mesures. Ce résultat présente une certaine divergence dans la partie résonante.

Le modèle étant validé pour les couplages Bifilaires/Monofilaires, les courants pour les couplages Bifilaires/Bifilaires sont illustrés sur la Figure 5-45 pour le mode commun sur les bifilaires victimes et sur un des câbles élémentaires de ces bifilaires.

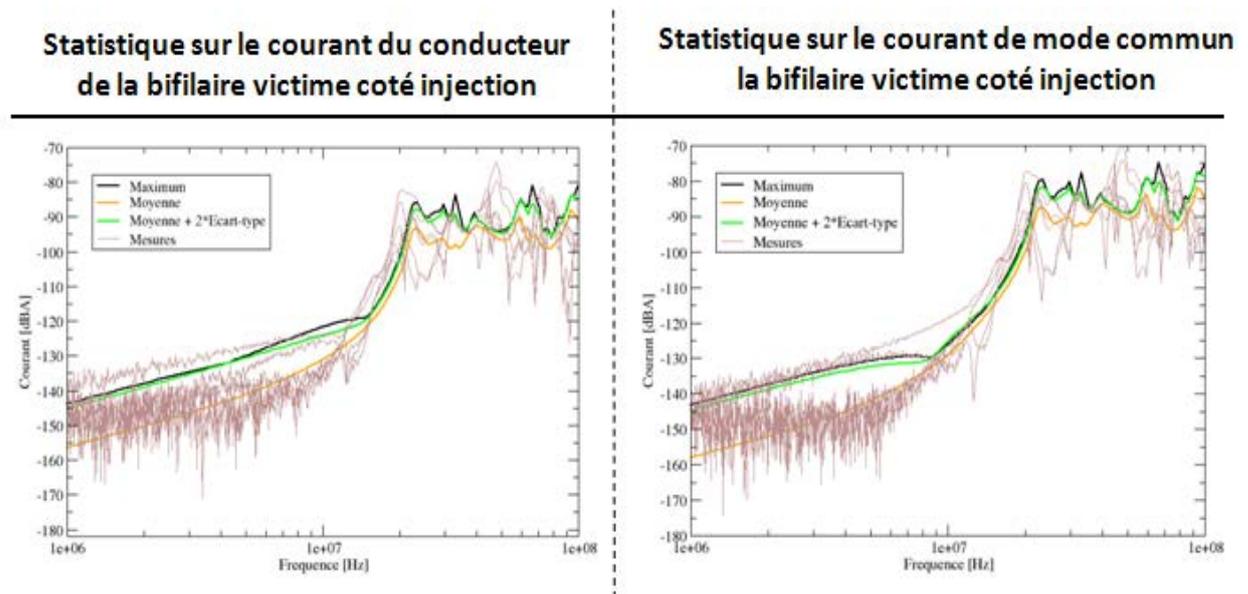


Figure 5-45 Encadrement des mesures par les outils statistiques pour des courants de mode commun des bifilaires victimes et sur un des câbles élémentaires de ces bifilaires

On observe ici que quelle que soit l'observable, les mesures sont encadrées de manière à ne laisser que 2 ou 3 résultats en dessous des courbes de simulations « moyenne+2 écarts-types » en basse fréquence. Le domaine des résonances est aussi moins bien représenté car le nombre de courbes de mesures qui se trouvent au-dessus de cette limite est un peu plus important que pour le couplage Bifilaire/Monofilaire. Ainsi, on peut considérer que notre modèle dans ces conditions représente la réalité du toron étudié, mais que l'estimation des niveaux maximums potentiellement rencontré mérite une étude à part entière.

Cette validation de modèle montre qu'avec seulement 5 échantillons de toron, on peut encadrer et représenter des résultats de mesures. Le modèle de moyennage MoyLC semble donc non seulement réduire les temps de calcul mais aussi être proche de la réalité. Néanmoins, ce travail pourrait être dans le futur approfondi pour déterminer la loi sous-jacente décrivant le comportement du courant.

5.3. Conclusion

Nous nous sommes consacrés dans ce chapitre à l'examen des méthodes de simulation d'un toron réellement complexe.

Une phase intermédiaire de ce travail a tout d'abord consisté à évaluer le couplage entre deux lignes bifilaires. Ce cas de difficulté intermédiaire nous a permis d'établir deux constats essentiels. La simulation d'un couplage différentiel entre lignes bifilaires requiert une description probablement encore plus fine des extrémités non-torsadées. Ceci est sans doute à l'origine des différences observées pour des niveaux de couplages très faibles entre simulations et mesures. D'autre part, l'examen de cette configuration a permis de détecter que le modèle de moyennage des paramètres L et C sur la longueur d'une torsade est plus performant que le modèle moyennage des situations de couplages minimales et maximales. Nous avons donc retenu pour la suite de notre étude uniquement le premier modèle simplifié.

En ce qui concerne le toron complexe, nous avons choisi d'examiner les situations de couplages entre 3 bifilaires et 3 monofilaires d'une part puis entre bifilaires d'autre part. Ainsi, nous avons été capables d'évaluer la dispersion des réponses sur le plan expérimental. La modélisation de plusieurs échantillons globaux, ne distinguant pas les bifilaires étudiées

les unes des autres dans le toron, permet également d'obtenir un ensemble équivalent de réponses. Si l'on observe les moyennes des réponses expérimentales et les moyennes des réponses numériques, à condition d'ajouter les pertes dans le modèle, il existe une très bonne similitude entre les résultats obtenus.

La dispersion des écarts-types semble aussi donner de bons résultats. Ces résultats de simulations ont été obtenus grâce à l'utilisation de TWISTCAB. La mise en œuvre de cette modélisation particulièrement complexe exige des temps de calculs extrêmement importants (environ 8 jours de calculs). Ceci permet de souligner l'intérêt d'un modèle simplifié pour un tel toron. Nous avons pu montrer que le modèle simplifié basé sur le moyennage L et C sur une torsade donnait des résultats tout aussi cohérents que le modèle de référence. Ce modèle simplifié introduit une réduction considérable des temps de conception et de calcul. Nous avons entrepris par la suite une étude statistique à l'aide du modèle simplifié en modifiant aléatoirement (généré par TWISTCAB) la disposition des conducteurs. Nous nous sommes focalisés sur la valeur de l'écart-type de l'ensemble des réalisations obtenues. On constate que les mesures sont majoritairement situées en dessous de la courbe représentant la moyenne plus ou moins deux écarts-types issues des 45 simulations de courants sur les monofilaires. La dispersion obtenue sur quelques mesures est donc du même ordre de grandeur que l'encadrement donné par 2 fois l'écart-type des réponses estimées à partir des simulations. A l'inverse, les mesures ne sont pas majoritairement situées en dessous de la courbe représentant la moyenne plus ou moins deux écarts-types issue des 30 simulations de courants sur les bifilaires. Toutefois, les mesures ne sont pas situées à des niveaux considérablement plus élevées. Par ailleurs, l'analyse porte sur un ensemble limité de mesures. En effet, comme nous l'avons vu dans le paragraphe 3.1.5, plus le nombre de représentations est important dans un échantillon, plus la validité statistique de cet échantillon est importante. Le deuxième point que l'on peut souligner est celui de la modélisation elle-même qui peut être insuffisante et nécessiterait plus de représentations dans les différents échantillons.

Par conséquent, cette analyse statistique préliminaire pourrait donner lieu à des investigations plus poussées qui permettraient par exemple de déterminer les lois de distribution sous-jacentes des courants observés et de déterminer plus précisément les intervalles de confiance associés.

6. Conclusion

Cette thèse a porté sur l'étude des couplages électromagnétiques à l'intérieur de torons complexes. En particulier, nous avons examiné différentes stratégies possibles de modélisations d'un ensemble de câbles réunis dans un même toron mais dont les positions respectives sont aléatoires et très variables tout au long du toron.

A l'origine de ces travaux, nous avons exploité le logiciel TWISTCAB qui offre la possibilité de décrire de manière virtuelle un toron présentant des caractéristiques de positionnement aléatoire de ces conducteurs.

La première partie de cette étude montre que la succession de tubes TWISTCAB offre une génération aléatoire comparable avec un modèle issu de la référence. Ceci a constitué une première ébauche de validation de la méthode utilisée par TWISTCAB pour représenter un ensemble de 14 conducteurs. Cette première configuration a permis de valider un premier modèle simplifié de mode commun appliqué à la détermination du courant de mode commun sur cet ensemble de conducteurs. En revanche, un tel modèle ne rend pas compte de la diaphonie entre deux conducteurs car il perd l'information sur la position respective des conducteurs le long des torons. Ces travaux ont donné lieu à une communication internationale (50). Nous avons ensuite confirmé que les profils générés avec TWISTCAB étaient cohérents avec le véritable profil d'un harnais de câble réel (issu d'un avion A380) que nous avons découpé en tronçons afin de trouver ses propriétés. Afin de mener ces investigations sur le toron réel, nous avons dû employer des techniques de découpage approprié pour conserver et reconstituer l'information relative au positionnement des câblages. A notre connaissance, nous n'avons pas observé dans la littérature ouverte d'analyse portant sur la position réelle des câbles dans un toron. Bien qu'il faille procéder de même avec d'autres torons, les informations extraites peuvent être particulièrement utiles pour la phase de modélisation.

De ce fait, la bifilaire torsadée a été identifiée expérimentalement comme étant le câble ayant un cheminement le plus complexe. Par ailleurs, la modélisation des phénomènes de couplages, impliquant le mode différentiel, est ardue. Nous avons donc consacré la suite de nos travaux à l'étude du comportement de ligne bifilaire dans un environnement simple puis de plus en plus complexe.

Nous avons défini un cas d'étude de base composé d'une bifilaire agresseur et d'une monofilaire victime afin d'appréhender le comportement d'un câble torsadé sur un environnement simplifié. Nous montrons tout d'abord que la modélisation d'une bifilaire torsadée peut être réduite à 8 tubes par torsade. Cette succession de 8 tubes doit respecter la symétrie de la torsade réelle. La modélisation de l'ensemble bifilaire et monofilaire est effectuée sur cette base. La distribution des courants sur la monofilaire a révélé des motifs spécifiques à l'échelle d'une torsade et éventuellement différents selon l'angle de départ de la torsade. Afin de comprendre l'origine de ces motifs, une méthode analytique basée sur une approche circuit a été développée pour identifier les paramètres influents. Cette approche montre que les motifs observés dépendent de la succession des différences de diaphonie capacitives et inductives entre l'un et l'autre conducteur de la ligne bifilaire et la ligne monofilaire. Ces travaux ont donné lieu à la publication d'un article dans une revue internationale (51) et d'une communication internationale (52). L'effet du détorsadage d'extrémités systématiques dans un contexte industriel a ensuite été étudié. Nous montrons à travers la modélisation que les dissymétries engendrées rendent beaucoup moins critiques la modélisation du torsadage. Le nombre important de simulations avec des réseaux de près

d'une trentaine de tubes engendre des temps de calculs et de conceptions importants. Nous avons étudié la faisabilité d'une méthode de modélisation simplifiée. Une réduction de nombre de tubes via un modèle de moyennage de matrice de paramètres linéiques a réduit à un seul tube toute la partie torsadée des différentes configurations. Notons que cette méthode revient à faire porter par chacun des conducteurs de la ligne bifilaire des paramètres linéiques qui tendent à devenir identiques en cas de symétrie de ces deux conducteurs par rapport à leur environnement. Dans un cas limite ou idéal, cela reviendrait à placer virtuellement ces deux conducteurs à la même position. Une évolution de ce premier modèle se limitant aux termes extrémaux des matrices des paramètres de lignes a aussi été développée. Ces modèles ont été validés avec les mesures et simulations détaillées effectuées précédemment donnant lieu à une communication (53).

Une complexification du cas d'étude à des torons comportant plusieurs câbles en différentiel a alors été mise en place afin de se rapprocher le plus possible d'un cas réel. La première étape a été d'ajouter une deuxième bifilaire dans le toron de référence précédent mais en tant que victime. Cette étape a montré que le modèle de moyennage LC se superposait toujours aux résultats de simulations de référence. A l'inverse, l'évolution de ce modèle montre ses limites. La deuxième étape a consisté à étudier un toron réel composé de 61 conducteurs représentatif de ce qui se fait dans les avions actuels. Ainsi cette augmentation de complexité se rapproche d'un cas réel. Une comparaison de différentes distributions fréquentielles du courant entre les simulations détaillées, les mesures et les simulations avec le modèle de moyennage LC a permis de valider le modèle simplifié. Cette validation a offert la possibilité d'effectuer une analyse statistique préliminaire des courants en fonction des différentes positions des câbles que ce soit pour un couplage bifilaire/monofilaire ou bifilaire/bifilaire. Ces résultats ont donné lieu à une communication internationale (54). L'encadrement des résultats de mesures a pu être effectué avec les résultats issus du modèle simplifié, ce qui aurait été totalement impossible avec le modèle de référence compte tenu des temps de calculs.

A l'issue de ce travail sur le toron complexe, nous avons pu obtenir des résultats convaincants de modélisation à partir d'une représentation simplifiée du torsadage tout en réduisant l'aléa de positionnement à la génération d'un seul tube. La réalisation de plusieurs tubes uniques permet ainsi d'accéder à une analyse statistique avec des moyens raisonnables.

Au final, cette étude montre que l'on peut réduire la complexité du harnais au seul traitement du torsadage pour un couplage entre une bifilaire et son environnement filaire. Cependant les perspectives, qui en découlent, peuvent offrir de nouvelles voies de recherches.

La première perspective que l'on peut citer vient des propriétés réelles des câbles dans un toron. En effet, dans cette thèse, nous avons mis en évidence certaines propriétés issues de la réalité des câbles mais sans les confirmer par d'autres observations sur d'autres torons et sans les intégrer dans TWISTCAB. Une partie expérimentale d'observation du comportement des câbles avec une intégration de ces observations dans la partie numérique est une perspective qui peut à la fois réduire les marges entre la modélisation et la réalité tout en offrant une ouverture à de nouveaux modèles simplificateurs.

La deuxième perspective que l'on peut identifier concerne la quantification du risque de couplages ou plus précisément la détermination des niveaux maximum probables de couplages. Cette étude doit reposer sur une étude statistique ou certains outils de la

statistique. Or, la complexité des harnais limitait ce type d'étude. Cette voie s'ouvre donc grâce à la proposition de modèles simplifiés faite dans cette thèse. En effet, la réduction des temps de calcul étant très importante, il est possible d'effectuer un grand nombre de simulations sur un toron complexe et ainsi offrir la possibilité d'utiliser des outils statistiques.

Une troisième perspective est justifiée par la complexité grandissante des modélisations de câblages demandée, soit par les avionneurs, soit par les services de certification. Ainsi, le modèle de moyennage MoyLC peut être encore étudié sur des cas plus concrets et plus complexes comme par exemple le couplage entre structures différentielles afin de le valider quelle que soit la situation. Mais il serait intéressant de pouvoir réduire le nombre de tubes à générer au départ afin de ne pas pénaliser le temps total de simulations. Les temps de calcul et de conception des réseaux deviendraient réduits voire négligeables par rapport à ceux qu'ils sont actuellement pour un même problème défini.

7. Annexes

7.1. Annexe 1 : Paramètres d'entrées de TWISTCAB

Le logiciel TWISTCAB permet de positionner des conducteurs dans l'espace. Afin d'effectuer ce positionnement, le logiciel a besoin de plusieurs paramètres d'entrées en fonction de l'option utilisée comme illustré sur la Figure 7-1.

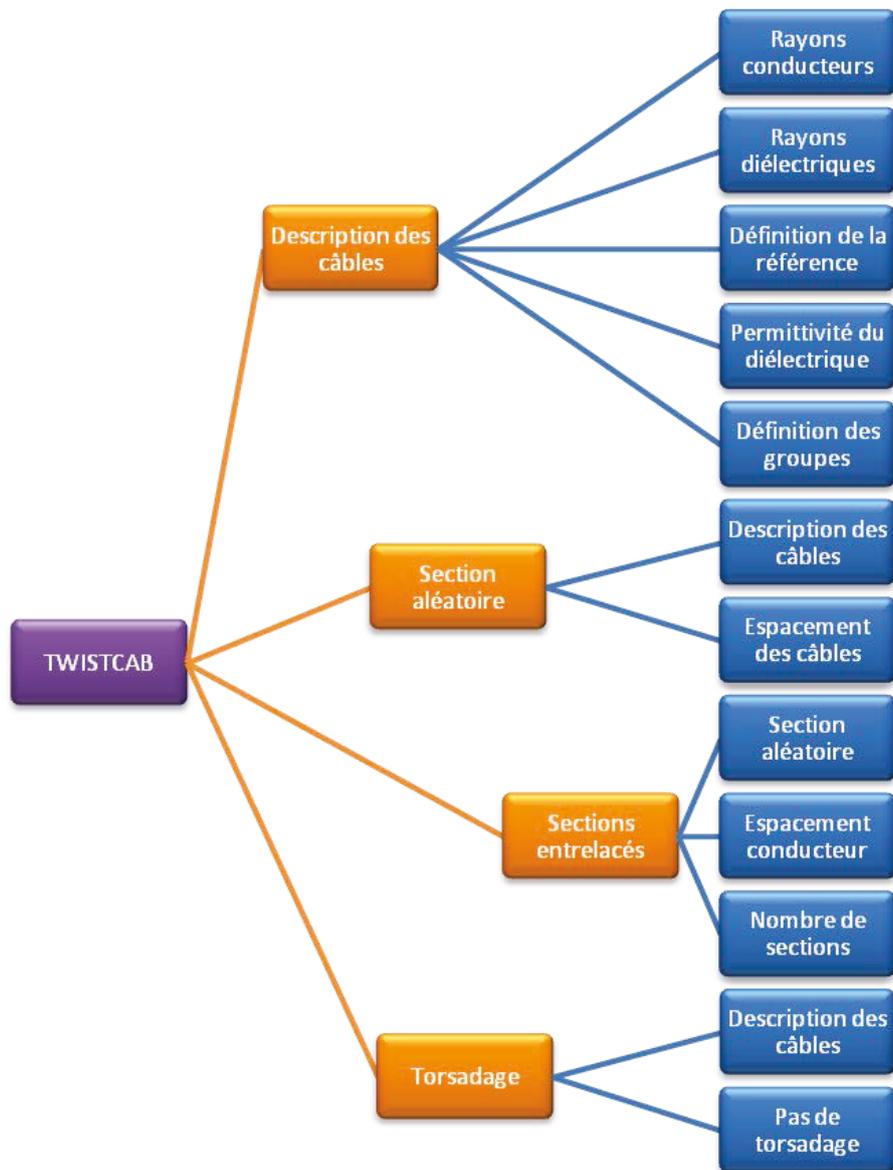


Figure 7-1 Organigramme présentant les fonctions de TWISTCAB

Tout d'abord, il est nécessaire de décrire les paramètres intrinsèques aux différents câbles que l'on veut représenter. Pour cela, on a besoin des dimensions physiques des conducteurs et de leurs diélectriques associés afin de respecter la cohérence de la géométrie. La permittivité du diélectrique, que l'on doit rentrer, n'est pas utilisée pour la génération de la géométrie mais pour des calculs ultérieurs. Une fois ces paramètres renseignés par l'utilisateur, il est important de connaître la référence électrique du toron à construire que ce soit un blindage ou un plan de masse qui sera automatiquement défini en fonction de la distance qui le sépare du toron. La dernière notion de cette étape concerne

les groupes que l'on peut spécifier afin de garder la proximité de câble complexe (bifilaire, trifilaire, quadrifilaire, ...).

La deuxième étape concerne la génération aléatoire d'une section géométrique. Pour effectuer cette génération, l'utilisateur doit renseigner un fichier concernant la première étape où les différentes valeurs préalablement rentrées sont enregistrées. Puis il doit définir le facteur d'espacement entre les câbles sous la forme d'un pourcentage par rapport à une valeur prédéfinie dans le logiciel.

La troisième étape concerne la génération de sections entrelacées. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser une première section générée dans la deuxième étape afin d'avoir une référence. Le deuxième paramètre consiste à définir l'espacement toujours en pourcentage des différents conducteurs. Le dernier paramètre est le nombre de sections à générer qui est choisi par l'utilisateur.

Enfin la quatrième étape concerne le torsadage pour les câbles que l'utilisateur veut torsader. Pour ceci, il n'a besoin de renseigner qu'un fichier de description de câbles issu de la première étape dans lequel seront communiqués les numéros de groupes de conducteurs faisant l'objet de torsadage. Le dernier paramètre à renseigner est le pas de torsadage des différents groupes qui doivent être torsadés.

8. Bibliographie

1. **Gay, Jacques.** *Six millénaires d'histoires des ancres.* s.l. : Presses de l'Université Paris-Sorbonne, 1997.
2. **Duhamel du Monceau, Henry Louis.** *Traité de la fabrique des manœuvres pour les vaisseaux ou l'Art de la corderie perfectionnée.* Paris : DESAINT, 1769.
3. **Diderot et Alambert.** *Encyclopédie, ou Dictionnaire Raisonné des Sciences, des Arts et des Métiers.* 1751.
4. **Ben-Chaim, Michael.** Social mobility and scientific change: Stephen Gray's contribution to electrical research. s.l. : The British Journal for the History of Science, Mars 1990. Vol. 23, 01, pp. 3-24.
5. *Resersch in electric telephony.* **Bell, A.G.** 20, 1877, Journal of the society of Telegraph Engineers, Vol. 6, pp. 385-421.
6. **Bell, Alexandre Graham.** *Telephon Circuit.* 244426 [éd.] United States Patent Office. Etats-Unis, 19 juillet 1881.
7. **Maxwell, James Clerk.** A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field. s.l. : Royal Society Transactions, 1865. Vol. 155, pp. 459-512.
8. —. *A Treatise on Electricity & Magnetism.* New York : Dover Publications, 1873. ISBN 0-486-60636-8 (Vol. 1) & 0-486-60637-6 (Vol. 2).
9. **Heaviside, Olivier.** Electromagnetic induction and its propagation. s.l. : The Electrician, 1885.
10. **Carson, John Renshaw.** *Electrical Circuit Theory and Operational Calculus.* New York : McGraw-Hill, 1926.
11. **Schelkunoff, Sergei Alexander.** Electromagnetic Waves in Conducting Tubes. s.l. : Physical Review, Novembre 1937. 52, p. 1078.
12. **Sensiper, Samuel.** Electromagnetic Wave Propagation on Helical Structures (A Review and Survey of Recent Progress). s.l. : Proceedings of the IRE, 1955. Vol. 43, pp. 149-161.
13. **Amemiya, Hiroshi.** Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines by means of equivalent circuits. Camden : Electronics Letters, Janvier 1967. Vol. 3, pp. 14-15.
14. **Moser, J. Ronald et Spencer, Ralph F.** Predicting the Magnetic Fields from a Twisted-Pair Cable. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility Septembre 1968. Vol. EMC-10, pp. 324-329.
15. **Paul, Clayton R. et McKnight, Jack W.** Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires-Part I: A Transmission-Line Model for Twisted-Wire Pairs. s.l. : IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility, Mai 1979. Vol. EMC-21, 2.
16. —. Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires- Part II: A Simplified Low-Frequency Prediction Model. s.l. : IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility, Mai 1979. Vol. EMC-21, 2.
17. **Paul, Clayton R.** Coupling to Twisted-Pair Transmission Lines. Zurich : 4th Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Mars 1981.
18. **Baum, Carl E., Tesche, Frederick M. et Liu, T. K.** On the analysis of general multiconductor transmission line networks. s.l. : Interaction Notes, novembre 1978. 350.
19. **Baum, Carl E.** A Formal Approach to the Analysis and Design of Complex Electronic Systems. s.l. : Interaction Notes, Septembre 1980. Note 400.
20. **Parmantier, Jean-Philippe.** Approche Topologique pour l'Etude des Couplages Electromagnétiques. [Thèse]. Université de Lille Flandres Artois : s.n., Décembre 1991.
21. **Besnier, Philippe.** Etude des couplages Electromagnétiques sur des Réseaux de lignes de Transmission non Uniformes à l'Aide d'une Approche Topologique. [Thèse]. Janvier 1993.

22. **Parmantier, Jean-Philippe et Bertuol, Solange.** CRIPTE: Code de réseaux de lignes de transmission multiconducteur- MANUEL D'UTILISATION. s.l. : ONERA/DEMR - 009/06 - S, 2006. Vol. CRIPTE 4.2.
23. **Parmantier, Jean-Philippe, et al.** An Application of Electromagnetic Topology on the Test-Bed Aircraft. s.l. : Interaction Notes, Novembre 1993. 506.
24. **Capraro, Gerard T. et Paul, Clayton R.** A Probabilistic Approach to Wire Coupling Interference Prediction. Zurich : Proceedings of the 1981 IEEE International Symposium on EMC, Mars 1981.
25. **Paul, Clayton R.** Sensitivity of Crosstalk to Variations in Wire Position in Cable Bundles. Zurich : IEEE International Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, 1987.
26. **Baum, Carl E.** Approximation of Non-Uniform Multiconductor Transmission Lines by Analytically Solvable Sections. s.l. : Interaction Notes, Octobre 1992. 490.
27. **Nitsch, Jürgen et Gronwald, Franck.** Analytical Solutions in Nonuniform Multiconductor Transmission Line Theory. s.l. : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Novembre 1999. Vol. 41, 4, pp. 469-476.
28. **Castanié, Christophe.** Modèle de lignes de transmission non-uniformes pour l'étude de couplages électromagnétiques sur des réseaux de câbles. [Thèse]. Octobre 2002.
29. **Michielsen, Bastiaan L.** Probabilistic modelling of stochastic interactions between electromagnetic fields and systems. s.l. : ELSEVIER, Aout 2006. Vol. C. R. Physique 7, pp. 543-559.
30. **Stievano, Igor S., Manfredi, Paolo et Canavero, Flavio G.** Stochastic Analysis of Multiconductor Cables and Interconnects. Mai 2011.
31. **Baum, Carl E.** Aspects of Random-Lay Multiconductor Cable Propagation Which Are Not Statistical. Munich : Proceedings 18th International Zurich Symposium on EMC, 2007. pp. 389-392.
32. **Junqua, Isabelle et Parmantier, Jean-Philippe.** Application de techniques de modélisation numérique coopératives à un hélicoptère BK117. s.l. : CEM, 2004.
33. **Andrieu, Guillaume.** Elaboration et application d'une méthode de faisceau équivalent pour l'étude des couplages électromagnétiques sur réseaux de câblages automobiles. [Thèse]. Villeneuve d'Ascq : Université de Lille, Décembre 2006.
34. **Parmantier, Jean-Philippe, et al.** Simplification Method for the Assessment of the EM Response of a Complex Cable Harness. Zurich : Proceedings 20th International Zurich Symposium on EMC, 2009. pp. 161-164.
35. **Li, Zhuo, et al.** Extension of the "Equivalent Cable Bundle Method" for Modelling Crosstalk of Complex Cable Bundles. s.l. : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2011.
36. **Ridel, Michael et Parmantier, Jean-Philippe.** Equivalent Cable-Bundle Model for Large Cable Response in Complex Vehicule Environment. Venise : ESA Workshop on Aerospace EMC, Mai 2012.
37. **Pignari, Sergio A. et Spadacini, Giordano.** Plane-Wave Coupling to a Twisted-Wire Pair Above Ground. s.l. : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Mai 2011. Vol. 53, 2.
38. **S., Tkatchenko, F., Rachidi et M., Ianoz.** Electromagnetic fieldcoupling to a line of finite length: theory and fast iterative solutions in frequency and time domains. s.l. : IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, November 1995. Vol. 37, 4, pp. 509-518.
39. **A. K., Agrawal, H. J., Price et S. H., Gurbaxani.** Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field. s.l. : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1980. Vol. EMC22, pp. 432-435.

40. **Degauque, Pierre et Zeddou, Ahmed.** *Compatibilité électromagnétique 1, des concepts de base aux applications.* s.l. : Hermes, 2007. 978-2-7462-1637-1.
41. **Genoulaz, Jérôme.** Contribution à l'Etude du Rayonnement des Câbles Soumis aux Signaux de l'Electronique de Puissance dans un Environnement Aéronautique. Octobre 2008.
42. **Paletta, Laurent.** Démarche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques sur des systèmes de câblages industriels de grande dimension. Septembre 1998.
43. **Junqua, Isabelle, et al.** Modélisation des Couplages Electromagnétiques sur des Architectures Complexes de Câbles dans un Environnement 3D. Rouen : 16ème édition du Colloque International sur la Compatibilité ElectroMagnétique, 2012.
44. **Parmantier, Jean-Philippe et Bertuol, Solange.** TWISTCAB Version 1.0, Programme de génération automatique de sections de faisceaux de câbles. Novembre 2004.
45. *Hand-Assembled Cable Bundle Modeling for Crosstalk and Common-Mode Radiation.* **Sun, Shisung, et al.** August 2007, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. vol. 49, pp. 708-718.
46. *Random number generators: good ones are hard to find.* **Park, Stephen K. et Miller, Keith W.** [éd.] Computing Practices. 10, s.l. : Communications of the ACM, Octobre 1988, Vol. 31.
47. *A Statistical Distribution Function of Wide Applicability.* **Weibull, W.** s.l. : Transactions of the American Society Of Mechanical Engineers, Septembre 1951, ASME Journal of applied mechanics, pp. 293-297.
48. **Lemoine, Christophe.** Contribution to the statistical analysis of measurements data in mode-stirred reverberation chamber. Applications for the evaluation of stirring efficiency and measurements uncertainty in the context of radiofrequencies and EMC. [Thèse]. s.l. : Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Juillet 2008. pp. 75-81.
49. **Huang, Wen Qi, et al.** New Heuristic for packing unequal circles into a circular container. [éd.] ELSEVIER. s.l. : Computers and Operations Research, Février 2005.
50. **Hifi, Mhand et M'Hallah, Rym.** Adaptative and restarting techniques-based algorithms for circular packing problems. [éd.] Springer. s.l. : Computation Optimisation Application, Juin 2007. Vol. 39, pp. 17-35.
51. **Bellan, D., Spadacini, G. et Pignari, S. A.** Prediction of twist nonuniformity and twist-residual effects on crosstalk in twisted-wire pairs. Zurich, Suisse : Proceedings EMC Zurich International Symposium Electromagnetic Compatibility, 2003. pp. 181-186.
52. **Jullien, Charles, et al.** Towards the generation of industrial bundles through a random process under realistic constraints. Wroclaw, Pologne : EMC Europe, 2010.
53. —. Advanced Modeling of Crosstalk Between an Unshielded Twisted Pair Cable and an Unshielded Wire Above a Ground Plane. s.l. : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Juillet 2012.
54. —. Analysis of the Current Distribution Induced on a Victim Wire by a Differential Voltage Source applied onto a Twisted Pair Cable. Singapour : Asia-Pacific Electromagnetic Compatibility, Mai 2012.
55. —. Analyse Théorique et Expérimentale du Couplage entre une Paire Torsadée Non-Blindée et un Câble Monofilaire. Rouen : CEM Rouen 2012, Avril 2012.
56. —. Crosstalk inside a bundle with Unshielded Twisted Pair Cables and a single wire. Toulouse : EUROEM Toulouse 2012, Juillet 2012.

9. Liste des publications associées à la thèse

9.1. Publications parues dans les revues

Advanced Modeling of Crosstalk Between an Unshielded Twisted Pair Cable and an Unshielded Wire Above a Ground Plane

Auteurs: Charles Jullien, Philippe Besnier, Michel Dunand et Isabelle Junqua

Publié dans IEEE Transactions on ElectroMagnetic Compatibility

Date : Juillet 2012

9.2. Communications scientifiques internationales

- **Towards the generation of industrial bundles through a random process under realistic constraints**
Auteurs: Charles Jullien, Philippe Besnier, Michel Dunand et Isabelle Junqua
Congrès : EMC Europe, Wroclaw, Pologne
Date : Septembre 2010
Communication écrite et orale
- **Analyse Théorique et Expérimentale du Couplage entre une Paire Torsadée Non-Blindée et un Câble Monofilaire**
Auteurs: Charles Jullien, Philippe Besnier, Michel Dunand et Isabelle Junqua
Congrès : 16° Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique, Rouen, France
Date : Avril 2012
Communication écrite et orale
- **Analysis of the Current Distribution Induced on a Victim Wire by a Differential Voltage Source applied onto a Twisted Pair Cable**
Auteurs: Charles Jullien, Philippe Besnier, Michel Dunand et Isabelle Junqua
Congrès : Asia-Pacific EMC 2012, Singapour, Singapour
Date : Mai 2012
Communication écrite (publié sur IEEEExplore) et orale
- **Crosstalk inside a bundle with Unshielded Twisted Pair Cables and a single wire**
Auteurs: Charles Jullien, Philippe Besnier, Michel Dunand et Isabelle Junqua
Congrès : EUROEM 2012, Toulouse, France
Date : Juillet 2012
Communication écrite (publié sur le site de SUMMA Foundation) et orale

10. Liste des figures

Figure 1-1 Photo d'une gravure (3) montrant le métier du cordage dans la marine.....	13
Figure 1-2 Vision des pôles de développement de l'avion plus électrique par SAFRAN.....	17
Figure 1-3 Avion foudroyé	18
Figure 1-4 Complexité d'un harnais aéronautique	20
Figure 1-5 Découpeuse de câble.....	20
Figure 1-6 Tables d'assemblage des câbles.....	21
Figure 1-7 Montage des harnais dans un meuble électrique	21
Figure 1-8 Installation de harnais dans un fuselage.....	22
Figure 1-9 Présentation de l'évolution en gain de la consommation des avions jusqu'en 2020 par le CORAC (Conseil pour la Recherche Aéronautique Civile)	23
Figure 2-1 Fil mince dans l'espace (x,y,z).....	28
Figure 2-2 Equivalence entre le fil au-dessus d'un plan de masse et le fil avec son conducteur image.....	30
Figure 2-3 Application de la théorie des images	35
Figure 2-4 Equivalence entre diagramme topologique et graphe d'interactions	36
Figure 2-5 Définition des ondes sur un tube d'un réseau	36
Figure 2-6 Schéma du changement de variable sur l'onde rétrograde.....	38
Figure 2-7 Exemple du compactage sur un sous-réseau.....	40
Figure 2-8 Résumé et dépendance des logiciels permettant de traiter des réseaux de câblages.....	41
Figure 2-9 Organigramme pour le choix d'entrées/sorties	42
Figure 2-10 Exemple de contours : un toron dans un raceway et un toron blindé	43
Figure 2-11 Schéma définissant les différentes notions pour une géométrie de section droite	44
Figure 2-12 Schéma de groupes de conducteurs	45
Figure 2-13 Photo d'une opératrice montant un harnais	46
Figure 2-14 Photo d'un harnais fini d'un A380.....	46
Figure 2-15 Exemple de placement d'un conducteur autour d'un conducteur courant	48
Figure 2-16 Exemple de géométrie générée par TWISTCAB pour un toron de 193 conducteurs.....	49
Figure 2-17 Explication du passage d'une section n-1 à n.....	49
Figure 2-18 Exemple de torsadage pour un toron composé de 4 paires torsadées	50
Figure 2-19 Visualisation du torsadage de l'exemple de 4 paires torsadées avec NUTLA..	51
Figure 3-1 Schéma représentant le cas d'étude.....	55
Figure 3-2 Géométrie initiale du harnais.....	56
Figure 3-3 Exemple de fonctionnement du modèle RDSI	57
Figure 3-4 Schéma de principe du modèle TWISTCAB pour la création d'une géométrie .	58
Figure 3-5 Exemple de fonctionnement du modèle TWISTCAB pour le passage d'une géométrie n à la géométrie n+1	59
Figure 3-6 Visualisation 3D d'un harnais avec NUTLA.....	59
Figure 3-7 (a) Géométrie article de référence - (b) Géométrie issue de TWISTCAB –(c) Exemple d'un toron réel de 14 conducteurs identiques	60
Figure 3-8 (a) Maximum, moyenne et écart-type du courant de mode commun au point P1 via TWISTCAB - (b) Maximum, moyenne et minimum du courant de mode commun au point P1 via étude de référence	60
Figure 3-9 Maxima et moyenne (représenté avec -10dB pour faciliter la lecture) de mesures au point P1, simulation modèle RDSI et simulation modèle TWISTCAB	61
Figure 3-10 Comparaison du courant de mode commun aux positions P1, P2 et P3.....	61

Figure 3-11 (a) Fonction de densité de probabilité à 506MHz - (b) Histogramme à 506MHz	63
Figure 3-12 (a) Fonction de densité de probabilité à 528MHz - (b) Histogramme à 528MHz	63
Figure 3-13 (a) Fonction de densité de probabilité à 550MHz - (b) Histogramme à 550MHz	64
Figure 3-14 Valeurs de risques pour les 3 fréquences sélectionnées ainsi que le seuil de risque calculé par le test de KS-Massey	65
Figure 3-15 Schéma de la détermination du nombre d'éléments à calculer	66
Figure 3-16 Principe du conducteur équivalent par rapport au toron non-uniforme	66
Figure 3-17 Comparaison de la moyenne du courant de mode commun pour le modèle détaillé et le modèle simplifié	67
Figure 3-18 Principe du toron uniforme par rapport au toron non-uniforme	68
Figure 3-19 Comparaison de la moyenne du courant de mode commun pour le modèle détaillé, le conducteur équivalent et le modèle des torons uniformes	68
Figure 3-20 (a) Maximum, moyenne et minimum du courant de diaphonie via TWISTCAB - (b) Maximum, moyenne et minimum du courant de diaphonie via étude de référence	69
Figure 3-21 Maximum, moyenne et écart type du courant de diaphonie via TWISTCAB pour le modèle détaillé avec 100 tubes/toron	70
Figure 3-22 Maximum, moyenne et écart type du courant de diaphonie via TWISTCAB pour le modèle simplifié avec 1 tube/toron	70
Figure 3-23 Photo d'un toron de câbles tyrapé	72
Figure 3-24 Photo de la partie 1 non-blindée et non-surtressée	73
Figure 3-25 Photo de la partie 2 blindée et surtressée	73
Figure 3-26 Photo illustrant les 4 groupes du toron sur la première partie du harnais	74
Figure 3-27 Schéma de la zone de présence de groupe	74
Figure 3-28 Visualisation de l'encombrement de chaque groupe	75
Figure 3-29 Visualisation 3D des encombrements des groupes	76
Figure 3-30 Visualisation 3D des encombrements de chaque groupe indépendamment	76
Figure 3-31 Photo d'une inclusion faite à partir d'un morceau de toron plongé dans de la résine	77
Figure 3-32 Photo des protections du harnais	78
Figure 3-33 Photo de l'échantillon prélevé du toron	79
Figure 3-34 Photo des tyrapes délimitant la zone de découpage	79
Figure 3-35 Photo des tronçons découpés	79
Figure 3-36 Photo du dispositif de suivi des conducteurs	80
Figure 3-37 Principe d'identification	80
Figure 3-38 Schéma de la découpe d'un sécateur	81
Figure 3-39 Principe de la prise en compte du découpage	82
Figure 3-40 Visualisation 3D des 20 sections du toron réalisée avec OpenOffice	82
Figure 3-41 Schéma de la prise en compte du vrillage « naturel » du toron	83
Figure 3-42 Résultats des superpositions des positions des conducteurs de l'ensemble des sections	83
Figure 3-43 Géométrie de la modélisation A	85
Figure 3-44 Géométrie de la modélisation B	85
Figure 3-45 Géométrie de la modélisation C	85
Figure 3-46 Comparaison entre une photo d'une section de toron et une image du modèle généré par TWISTCAB	86
Figure 3-47 Comparaison de la réalité et du modèle sur les 10 premières sections	87

Figure 3-48 Comparaison du cheminement entre réalité et modèle pour les quadrifilaires	87
Figure 3-49 Zones de superposition des câbles suivis sur le modèle	88
Figure 3-50 Exemple de 3 géométries successives qui s'étalent dans l'espace.....	88
Figure 3-51 Résultats de mesures de diamètres en fonction du nombre de conducteur pour la modélisation et pour les modèles théoriques homogènes et hétérogènes	89
Figure 4-1 Description d'une configuration standard avec un agrandissement sur la longueur d'une torsade	94
Figure 4-2 Illustration de l'angle de départ de la bifilaire	95
Figure 4-3 Photo d'une extrémité d'un harnais de câble avec un détorsadage des câbles	95
Figure 4-4 Exemple d'une bifilaire torsadée.....	96
Figure 4-5 Discrétisation d'une bifilaire torsadée non-blindée en 4 tubes.....	97
Figure 4-6 Distribution du courant à 11MHz le long de la monofilaire victime pour les 7 discrétisations choisies pour une longueur d'une torsade de 4cm	98
Figure 4-7 Ratio entre les 6 différentes discrétisations et celle de référence à 128 tubes pour le courant en extrémité de la monofilaire	98
Figure 4-8 Distribution de courant le long de la monofilaire sur 4cm à 11MHz pour les angles $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$	100
Figure 4-9 Courant en fonction de la fréquence aux positions $z=0$, $z=l/4$, $z=l/2$, $z=3l/4$ et $z=l$ le long de la monofilaire pour une longueur l de 4cm et un angle $\alpha=0^\circ$	101
Figure 4-10 Courant en fonction de la fréquence aux positions $z=0$, $z=l/4$, $z=l/2$, $z=3l/4$ et $z=l$ le long de la monofilaire pour une longueur l de 4cm et un angle $\alpha=90^\circ$	101
Figure 4-11 Détails de la distribution du courant le long de la monofilaire à 11MHz sur 4cm résultant du couplage avec une bifilaire torsadée de 25 torsades, soit un toron de 1m	102
Figure 4-12 Distribution du courant le long de la monofilaire pour 1m de toron à 11MHz couplé à une bifilaire torsadée de 25 torsades de 4cm chacune.....	103
Figure 4-13 Description de la configuration avec 25 sections torsadées et 2 sections droites en extrémités	103
Figure 4-14 Détail de la distribution du courant pour 1.08m de toron composé de 25 sections où la bifilaire est torsadée et 2 sections où la bifilaire est détorsadée	104
Figure 4-15 Distribution du courant le long de la monofilaire victime sur 1.08m à 11MHz issue du couplage avec la bifilaire torsadée avec les extrémités détorsadées de 4cm.....	104
Figure 4-16 Photos du banc mesure champ proche et détails des appareils de mesure .	106
Figure 4-17 Photo du boîtier de connexion côté injection	107
Figure 4-18 Photo du centre du banc expérimental.....	107
Figure 4-19 Schéma explicatif pour l'angle $W=45^\circ$	108
Figure 4-20 Champs mesurés par la sonde en fonction de la position à 20MHz au-dessus de la bifilaire.....	109
Figure 4-21 Champ mesuré au-dessus de la bifilaire torsadée avec et sans la monofilaire	110
Figure 4-22 Champ pour une torsade en fonction de la position pour différentes longueurs de détorsadage.....	111
Figure 4-23 Illustration de la division en 2 parties du cas d'étude pour le modèle analytique	113
Figure 4-24 Distribution des circuits équivalents sur la monofilaire victime	114
Figure 4-25 Distribution des courants le long de la monofilaire victime à 11MHz issue du couplage avec la bifilaire torsadée sur une section de 4cm pour un angle $\alpha=0^\circ$	115
Figure 4-26 Schéma de la différence observée pour un couplage entre la bifilaire torsadée et la monofilaire pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$	117

Figure 4-27 Premier cas d'étude avec les extrémités détorsadées, 1 section torsadée et 2 sections détorsadées.....	120
Figure 4-28 Approche circuit équivalent pour le premier cas d'étude du détorsadage ...	120
Figure 4-29 Distribution de courant sur la monofilaire victime à 11MHz avec 1 section torsadée et 2 sections détorsadées pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=90^\circ$	122
Figure 4-30 Photo du banc de mesure en vue de validation des résultats numériques...	123
Figure 4-31 Photo du toron sur le support en mousse	124
Figure 4-32 Photo détaillée des deux boîtiers d'extrémités	125
Figure 4-33 Principe de l'injection purement différentielle	126
Figure 4-34 Réseau simple du toron de câbles.....	127
Figure 4-35 Courant sur la monofilaire victime aux positions $z=0\%$, $z=50\%$ et $z=100\%$ pour les mesures et les simulations issues du modèle du câble torsadé idéal sans prise en compte des boîtiers	128
Figure 4-36 Réseau détaillé représentant le banc expérimental	129
Figure 4-37 Comparaison des courants induits sur la bifilaire et la monofilaire victime pour les simulations et les mesures.....	130
Figure 4-38 Comparaison des courants induits sur la bifilaire et la monofilaire victime pour les simulations et les mesures avec le détorsadage	132
Figure 4-39 Courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$ et $z=50\%$ pour les mesures, leurs simulations associées et les simulations avec des câbles droits	133
Figure 4-40 Courants induits sur la monofilaire victime en présence de détorsadage à $z=0\%$ et $z=50\%$ pour les mesures, leurs simulations associées et les simulations avec des câbles droits.....	134
Figure 4-41 Principe du modèle équivalent avec moyenne arithmétique des matrices de capacités et d'inductances	136
Figure 4-42 Distribution du courant le long de la monofilaire victime pour 1.08m de toron à 11MHz pour le modèle de référence et le modèle équivalent	136
Figure 4-43 Comparaison de Distribution du courant le long de la monofilaire victime et sur la bifilaire torsadée pour la configuration expérimentale entre le modèle de référence et le modèle équivalent	137
Figure 4-44 Distribution du courant le long de la monofilaire victime pour 1.08m de toron à 11MHz pour le modèle de référence, le modèle équivalent et le modèle MMEM	139
Figure 5-1 Cas d'étude avec le deuxième câble victime, la bifilaire 2.....	143
Figure 5-2 Photo du banc expérimental modifié pour accueillir la bifilaire 2.....	144
Figure 5-3 Photo du boîtier modifié côté injection	144
Figure 5-4 Réseau CRIPTÉ représentant le banc expérimental modifié et intégrant la bifilaire 2.....	145
Figure 5-5 Courant sur le fil d'injection et de mode commun sur la bifilaire 1, sans détorsadage.....	146
Figure 5-6 Courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés	147
Figure 5-7 Courants de mode commun sur la bifilaire 2 à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés	148
Figure 5-8 Courants induits sur le câble 3 de la bifilaire 2 à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés	150
Figure 5-9 Courant sur le fil d'injection et de mode commun sur la bifilaire 1, avec détorsadage.....	151
Figure 5-10 Courants induits sur la monofilaire victime à $z=0\%$, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés, avec détorsadage sur les bifilaires	152

Figure 5-11 Courants de mode commun sur la bifilaire 2 à z=0%, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés, avec détorsadage sur les bifilaires	153
Figure 5-12 Courant de mode commun sur la bifilaire 2 en z=50%, avec détorsadage, où ce détorsadage est représenté par des angles proches issus de l'observation	155
Figure 5-13 Courants induits sur le câble 3 de la bifilaire 2 à z=0%, 50% et 100% pour les mesures, simulations et modèles moyennés	156
Figure 5-14 Photo du toron complexe, composé de 59 câbles élémentaires.....	158
Figure 5-15 Estimation des alimentations des câbles élémentaires	159
Figure 5-16 Schéma du banc expérimental pour le harnais complexe	160
Figure 5-17 Schéma de l'intérieur des différents boîtiers	161
Figure 5-18 Principe de la mesure sur le harnais complexe	162
Figure 5-19 Photo des 13 monofilaires blindées avec blindages soudés à la plaque métallique.....	162
Figure 5-20 Photo de la solution de branchement à l'embase des câbles du boîtier raccord	163
Figure 5-21 Photo du raccordement au plan de masse du boîtier raccord	164
Figure 5-22 Photo d'un boîtier raccord entièrement monté	164
Figure 5-23 Photo du banc expérimental toron complexe	165
Figure 5-24 Détail des boîtiers côté injection en phase mesure et en phase modification de configuration de mesure	166
Figure 5-25 Première géométrie transversale utilisée pour représenter le toron	168
Figure 5-26 Principe des 2 niveaux de compactage	169
Figure 5-27 Exemple de jonctions complexe du réseau final.....	170
Figure 5-28 Exemple de distribution de mesures pour la famille de couplage Bifilaire/Monofilaire en z=0% et z=100%	171
Figure 5-29 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en z=0% pour les mesures et les simulations.....	172
Figure 5-30 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en z=0% pour les mesures et les simulations avec des pertes diélectriques	173
Figure 5-31 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en z=0% pour les simulations câbles torsadés et câbles droits avec des pertes diélectriques	174
Figure 5-32 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur de ces bifilaires en z=0% pour les mesures et les simulations avec des pertes diélectriques	175
Figure 5-33 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur de ces bifilaires en z=0% pour les simulations câbles torsadés et câbles droits avec des pertes diélectriques	176
Figure 5-34 Réseau total avec modèle MoyLC	177
Figure 5-35 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en z=0% pour le modèle détaillé et le modèle MoyLC	178
Figure 5-36 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur ces bifilaires en z=0% pour le modèle détaillé et le modèle MoyLC	179
Figure 5-37 Courant sur monofilaires victimes et de mode commun sur les bifilaires agresseurs en z=0% pour le modèle MoyLC et le modèle avec le pas de torsadage unique	180
Figure 5-38 Courant sur câble élémentaire des bifilaires victimes et de mode commun sur ces bifilaires en z=0% pour le modèle MoyLC et le modèle avec le pas de torsadage unique	180
Figure 5-39 Moyennes des distributions courants induits sur les monofilaires pour les 5 échantillons pour un couplage Bifilaire/Monofilaire	182

Figure 5-40 Moyennes des distributions courants induits de mode commun des bifilaires victimes et sur un des câbles élémentaires de ces bifilaires.....	182
Figure 5-41 Comparaison des écarts-types de chaque échantillon du total et de la moyenne pour le courant induit sur la monofilaire victime	183
Figure 5-42 Comparaison des courants sur monofilaires victimes en $z=0\%$ avec le modèle MoyLC pour la référence (échantillon n°3 avec continuité) et avec des discontinuités entre les extrémités détorsadées et la partie torsadée des câbles du toron	184
Figure 5-43 Comparaison des écarts-types de chaque échantillon du total et de la moyenne pour le courant induit un des câbles élémentaires des bifilaires victimes.....	185
Figure 5-44 Encadrement des résultats de mesures par les outils statistiques pour des courants induits sur les monofilaires victimes	187
Figure 5-45 Encadrement des mesures par les outils statistiques pour des courants de mode commun des bifilaires victimes et sur un des câbles élémentaires de ces bifilaires...	188
Figure 7-1 Organigramme présentant les fonctions de TWISTCAB.....	194

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Contribution à l'analyse et à la modélisation des couplages électromagnétiques au sein de torons de câbles à grand nombre de liaisons - Application aux câblages aéronautiques

Nom Prénom de l'auteur : JULLIEN CHARLES

Membres du jury :

- Monsieur RACHIDI-HAERI Farhad
- Monsieur BESNIER Philippe
- Monsieur HÉLIER Marc
- Madame PALADIAN Françoise
- Monsieur DÉMOULIN Bernard
- Madame JUNQUA Isabelle
- Monsieur DUNAND Michel

Président du jury : *Françoise PALADIAN*

Date de la soutenance : 12 Février 2013

Reproduction de la these soutenue

- Thèse pouvant être reproduite en l'état
 Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 12 Février 2013

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI

