

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE n^o 521 – Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Année : 2010

Thèse N° 13-2010

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Emmanuel PERRIN

le 05 Mai 2010

Modélisation des effets indirects de la foudre sur avion composite

Thèse dirigée par Alain REINEIX

JURY :

Président :

Valérie Madrangeas Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs :

Farhad Rachidi-Haeri Professeur, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne

Michel Ney Professeur, ENST de Bretagne

Examineurs :

Jean-Philippe Parmantier Ingénieur, DEMR ONERA

Franck Flourens Ingénieur, Airbus

Fabrice Tristant Ingénieur, Dassault Aviation

Christophe Guiffaut Chargé de recherche CNRS, Université de Limoges

Alain Reineix Directeur de recherche CNRS, Université de Limoges

Remerciements

Ces travaux de thèse se sont déroulés à l'institut de recherche XLIM, au sein du projet CEM du département Ondes et Systèmes Associés et en partenariat avec la société DASSAULT AVIATION. Je tiens donc en premier lieu à remercier Pierre-Yves GUILLON et Dominique CROS de m'avoir accueilli au laboratoire. Je remercie également Bernard JECKO et Thierry MONEDIERE de m'avoir accepté au sein de l'équipe OSA.

J'exprime ma gratitude envers les membres du jury, et tout d'abord envers Valérie MARDRANGEAS pour avoir accepté de le présider. Je remercie Farhad RACHIDI-HAERI et Michel NEY de me faire l'honneur de juger ce travail en qualité de rapporteurs. Je remercie également Jean-Philippe PARMANTIER et Franck FLOURENS d'avoir accepté d'examiner ces travaux de thèse.

Je n'aurai pu réaliser ces travaux sans le soutien de nombreuses personnes. Je vais donc au travers ces quelques lignes citer tous ceux sans qui ces travaux n'auraient pu aboutir. J'espère n'oublier personne...

Premièrement, je tiens à remercier Alain REINEIX qui, malgré un emploi du temps très chargé a toujours pris du temps pour me suivre et me guider pendant ces trois ans. Merci Alain de m'avoir transmis votre curiosité scientifique et votre esprit de chercheur invétéré. Un grand merci aussi à Christophe GUIFFAUT pour sa patience, sa disponibilité et la qualité de son encadrement. Merci à tous les deux de la confiance que vous m'avez accordée pendant ces trois années.

Et ce cher Fabrice TRISTANT? Ne sachant pas si je devais te remercier en tant que "chef", "encadrant", "collègue" ou "ami", j'ai fait un paragraphe spécial! Je veux avant tout te remercier de m'avoir proposé ce sujet de thèse passionnant et de m'avoir accordé ta confiance tout au long de ces trois ans. En plus de ton approche ingénieur, tu as au fond de toi un mini chercheur qui pointe le bout de son nez constamment. Cela a apporté à ton encadrement un touche "exotique" qui a permis d'aller toujours plus loin. Travailler dans la bonne humeur est pour moi indispensable et avec toi je peux dire que j'ai été servi! Sache que même si tu m'as quelquefois demandé de faire des choses pour hier, si c'était à refaire je signerais dans la seconde. J'espère sincèrement pouvoir travailler de nouveau avec toi.

Je remercie François TORRES pour son avis toujours pertinent (notamment pendant les mesures), son "fluent english" et sa bonne humeur (quel rire!). Merci également à mes collègues de Dassault Roland CARRE et Fabien TERRADE qui m'ont tous les deux apporté une aide précieuse. Un immense merci à Nadine AYMARD, qui est bien plus que notre secrétaire. Ta disponibilité, ta bonne humeur et ton extrême patiente sont inégalables. Je

tiens également à remercier Marie-Claude LEROUGE pour son aide dans la dernière ligne droite.

Passons maintenant à toutes les personnes avec qui j'ai partagé ces moments au laboratoire. Merci à Michaël T. (mais qui ça peut bien être...) avec qui j'ai cohabité dans le bureau et fondé l'illustre "pôle foudre". Tu es l'exemple même du super collègue que tout le monde voudrait avoir, la preuve, tu es devenu un grand ami. On peut dire que tes blagues ont fait rire toute la clique pendant longtemps... ou pas. A Bruno, mon creusois préféré! Grâce à toi, les journées au bureau étaient bien moins longues et j'espère sincèrement que l'on continuera de refaire le monde tous les deux! On retourne quand au Ladies?

Merci à Julien, Mary, Alice, Mimi pour tous les moments que l'on a partagés... avec vous c'est toujours que du bonheur. Entre la bûche de Noël, la maryoca chez Alphonse, les Alpes et j'en passe... que de souvenirs! Je pourrai écrire une page sur chacun de vous mais vous savez déjà tous combien je vous apprécie. Une dédicace spéciale à Rainette, Claire, Fred, Aurélie et Romain; entre les parties de tarot acharnées chez la vieille, les matchs de négatifs au tennis (hein fred?) et tous les bon moments que l'on a passés ensemble : merci.

Et puis, comme il y a une vie en dehors de la thèse, je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont épaulé. Antho et Vincent, mes amis de toujours, peu importe les km qui nous séparent, vous êtes toujours là. Merci à mes collègues sportifs (ou pas) du tennis de Panazol avec qui je me défoule plusieurs fois par semaine. Je pense aussi à la promo du DUT Mesures Physiques, dont plusieurs sont restés des amis : Duc, Fab, Philou, Marco, Bastien, Dams, Hln, Pierre, Guigui et j'en oublie...

Enfin, je n'en serai pas arrivé là sans ma famille. Un grand merci à mes parents pour m'avoir toujours laissé choisir ma voie, pour votre soutien sans faille et pour les valeurs que vous m'avez transmises. Merci à mon frère, pour tout ce que tu représentes pour moi. Peut être que si tu n'avais pas fait de thèse je ne serai pas en ce moment en train d'écrire les remerciements de la mienne!

Ces derniers mots sont pour toi, Marie. Merci d'être à mes côtés et de me comprendre si bien. J'espère que tu continueras à me soutenir encore très longtemps.

Table des matières

Remerciements	3
Introduction	1
I Présentation du contexte - Expression du besoin	5
Préambule	7
1 Contexte de l'étude	9
1.1 La foudre : principes fondamentaux	9
1.1.1 Un peu d'histoire	9
1.1.2 Naissance d'un orage	10
1.1.3 Les décharges électriques	11
1.2 Processus d'accrochage de la foudre sur un aéronef	12
1.2.1 Les différents types de couplage	12
1.2.2 Le zoning	13
1.2.3 Quand un avion risque-t-il le plus d'être foudroyé ?	14
1.3 Effets directs et indirects de la foudre	14
1.3.1 Les effets directs	14
1.3.2 Les effets indirects	15
1.4 Phénomènes électromagnétiques mis en jeu lors du foudroiement d'un aéronef	16
1.4.1 Couplage résistif	16
1.4.2 Couplage par le champ magnétique	16
1.4.3 Couplage capacitif	17
1.4.4 Synthèse	18
1.5 Influence des matériaux composites	18
1.5.1 Structure des matériaux composites	18
1.5.2 Comportement électromagnétique des matériaux composites	19
1.5.3 Bilan	22
2 Expression du besoin	23
2.1 Introduction	23
2.2 La foudre d'un point de vue normatif	23
2.2.1 L'onde H	24
2.2.2 L'onde A	25
2.2.3 L'onde B et l'onde C	26

2.2.4	L'onde D	26
2.2.5	Approche normative du <i>zoning</i>	28
2.3	Processus classique de certification d'un Falcon	29
2.3.1	Première phase : l'évolution du design	29
2.3.2	Deuxième phase : conception du prototype	29
2.3.3	Troisième phase : les essais de certification	30
2.4	Objectifs des travaux	31
2.4.1	Pendant la phase de choix du design	32
2.4.2	Avant les premiers tests sur le prototype	32
2.4.3	Avant les essais de certification	32
2.5	Conclusion	33
3	Présentation de la méthodologie numérique	35
3.1	Avant propos	35
3.2	Les différences finies dans le domaine temporel	35
3.2.1	Equations de MAXWELL et dérivées centrées	36
3.2.2	Discrétisation du volume de calcul et critère de stabilité	37
3.2.3	Modélisation des éléments surfaciques et des fils	38
3.2.4	Les conditions aux limites du volume de calcul	40
3.3	Le logiciel TEMSI-FD	41
3.3.1	Généralités	41
3.3.2	Les fils obliques	41
3.3.3	La double précision	43
3.3.4	Les moyens de calcul et la parallélisation du code	44
3.4	L'extrapolation	46
3.4.1	Etat de l'art	46
3.4.2	L'algorithme Matrix-Pencil	46
3.4.3	Application	48
3.4.4	La méthode SILI	50
	Conclusions	53
II	Création de la maquette FDTD du FALCON 7X - Validation des modèles	55
	Préambule	57
4	De la CAO aux Mailles	59
4.1	Le FALCON 7X	59
4.2	Philosophie de conception entièrement numérique	60
4.3	Simplification de la géométrie CATIA	61
4.3.1	Première étape : exporter la géométrie allégée	61
4.3.2	Deuxième étape : adapter le modèle aux besoins	62
4.4	Le maillage	63

5	Modélisation des structures surfaciques	65
5.1	Les différents matériaux constituant le fuselage avion	66
5.1.1	L'aluminium	66
5.1.2	Le titane	66
5.1.3	Les matériaux Composites	67
5.2	Modélisation des matériaux composites en différences finies	67
5.2.1	Généralités sur la modélisation des matériaux composites en différences finies	67
5.2.2	Validation du modèle choisi	68
5.3	Bilan	72
6	Modélisation du câblage	75
6.1	Topologies de câblage d'un aéronef	75
6.1.1	Diversité du câblage avion	75
6.1.2	Protection CEM du câblage	75
6.1.3	Synthèse	77
6.2	Impédances des câbles	77
6.2.1	Impédance caractéristique du câble	77
6.2.2	Impédance terminale	78
6.2.3	Résistance linéique	78
6.2.4	Impédance de transfert des blindages	78
6.2.5	Bilan	78
6.3	Perturbations dues à la foudre	79
6.4	État de l'art	80
6.4.1	Étude réalisée sur le moteur TP400 de l'A400M	80
6.4.2	Étude réalisée sur le C-27J d'ALENIA AERONAUTICA	80
6.4.3	Étude réalisée sur l'A320 dans le cadre de MOVEA	81
6.5	Modèle équivalent développé	82
6.5.1	Simplification relative aux objectifs visés	82
6.5.2	Cas des câbles surblindés	83
6.5.3	Modèle équivalent des faisceaux de câbles	84
6.5.4	Évaluation de la pertinence du modèle	87
6.6	Création du modèle de câblage	89
6.7	Utilisation des plans d'expériences	91
6.7.1	Objectifs	91
6.7.2	Les plans d'expériences : théorie	92
6.7.3	Application au numérique	96
	Conclusions	97
III	Calculs sur le Falcon 7X	99
	Préambule	101

7	Calculs sur le moteur latéral	103
7.1	Présentation du moteur	103
7.1.1	Les équipements	103
7.1.2	La nacelle et les blocs moteur	104
7.1.3	Le pylône	104
7.2	Modèle FDTD du moteur gauche	106
7.2.1	Maillage	106
7.2.2	Structures filaires	107
7.3	Présentation du cas considéré	109
7.3.1	Le maillage	109
7.3.2	Le câblage	110
7.4	Résultats	110
7.4.1	Etude des courants induits par une excitation 6.4/70	111
7.4.2	Confrontation avec les résultats des essais	115
7.5	Bilan	122
8	Etude paramétrique à l'aide des plans d'expériences	123
8.1	Présentation de l'étude	123
8.1.1	Objectifs	123
8.1.2	Paramètres de l'étude	123
8.2	Application de l'algorithme SILI	124
8.3	Première étude : plan fractionnaire de résolution III	126
8.3.1	Matrice d'expériences et réponses considérées	126
8.3.2	Extraction des valeurs extrêmes	127
8.3.3	Effet des facteurs	129
8.3.4	Bilan	134
8.4	Seconde étude paramétrique : plan fractionnaire de RECHTSCHAFFNER	134
8.4.1	Matrice d'expériences	134
8.4.2	Valeurs extrêmes des réponses	135
8.4.3	Effets des facteurs	137
8.4.4	Bilan	143
8.5	Synthèse	143
9	Prise en compte du câblage interne	145
9.1	Configuration considérée	145
9.1.1	Equipements internes	145
9.1.2	Câblage pris en compte	146
9.2	Résultats avec des valeurs d'impédances typiques	149
9.2.1	Représentation globale des résultats	151
9.2.2	Allures des courants	151
9.3	Exemple d'évolution de design	156
9.4	Bilan	159
	Conclusions	161

Conclusion	163
Publications et communications relatives à ce travail	171
ANNEXES	173
A Modèle de plaques minces de Bérenger	175
B Modèle de fils obliques en FDTD	177

Introduction

De tous les phénomènes naturels générateurs de perturbations électromagnétiques, la foudre est certainement le plus craint, le plus néfaste et donc le plus étudié. Les effets délétères de la foudre sur les installations électriques domestiques sont connus de tous, mais ceux-ci ne perturbent pas uniquement les systèmes au sol et peut tout à fait frapper un avion en vol. Cette éventualité est d'ailleurs loin d'être marginale car un avion fait face à la foudre en moyenne une fois par an.

En plus de générer de très fortes contraintes mécaniques et thermiques sur le fuselage, le passage du courant de foudre sur un avion provoque des perturbations électromagnétiques pouvant mener au dysfonctionnement d'équipements électroniques.

Cependant, très peu d'évènements catastrophiques dus à la foudre sont à déplorer ces cinquante dernières années. Le plus grave accident mettant en cause la foudre date du 8 décembre 1963, où les 81 passagers d'un BOEING 707 ont péri après que la foudre a mis feu aux vapeurs de kérosène des réservoirs.

C'est suite à cet accident que les autorités américaines ont imposé l'installation de dépar-titeurs permettant d'évacuer le courant de foudre. La protection des aéronefs face à la foudre est depuis toujours une préoccupation majeure des avionneurs et demeure un sujet de recherche fortement présent dans la littérature scientifique. Les études menées par les avionneurs pour démontrer aux autorités le bon comportement de leur aéronef face aux agressions extérieures telle que la foudre sont regroupées dans le processus dit de **certification**.

L'augmentation croissante du nombre d'équipements électroniques à bord et l'évolution technologique des matériaux employés conduit la communauté scientifique à poursuivre et densifier ses études de vulnérabilité électromagnétique des aéronefs. En effet, une des révolutions technologiques du XXI^{ème} siècle dans le domaine de l'aéronautique concerne l'utilisation croissante des matériaux composites. Ces dernières années ont vu apparaître des avions dont la part en masse de matériaux composites bat des records : 20% pour le Falcon 7X de DASSAULT AVIATION, 25% pour l'A380 d'AIRBUS ou 50% pour le 787 *Dreamliner* de BOEING.

Il est vrai que les matériaux composites offrent des avantages indéniables par rapport aux alliages métalliques classiques. Le plus évident demeure le gain de poids et l'économie de carburant qui en découle.

Néanmoins, leur utilisation accrue augmente sensiblement la vulnérabilité de l'avion face à la foudre. Le fuselage entièrement métallique d'un avion frappé par la foudre se comporte comme une cage de FARADAY et confère aux équipements internes une immunité maximale. Les matériaux composites sont de moins bons conducteurs électriques et n'offrent pas les mêmes

garanties de blindage que les matériaux métalliques.

Les avionneurs sont donc toujours confrontés au challenge de concevoir des avions technologiquement très avancés tout en garantissant une sécurité maximale aux passagers. L'avionneur doit démontrer le bon comportement de l'appareil face à différents types d'agressions extérieures, dont la foudre, pour être autorisé à le commercialiser. Les autorités requièrent cette démonstration en s'appuyant sur un ensemble d'essais sur avion qui ont la particularité d'être lourds et coûteux. Depuis plusieurs années, les avionneurs développent plusieurs études visant à accroître l'efficacité des essais de certification.

Le projet **MOVEA**, pour **M**odèle **g**lobal de **V**ulnérabilité **E**lectromagnétique des **A**éronefs, (2003-2008) s'inscrit dans un axe de collaboration entre industriels de l'aéronautique (AIRBUS, EUROCOPTER et DASSAULT AVIATION). Par ce projet d'études amont (PEA), les avionneurs français démontrent leur volonté de décrire tout l'aspect électromagnétique des avions face aux agressions de type foudre ou décharge électrostatique. L'une des thématiques du projet **MOVEA** propose de favoriser une approche numérique dans la démarche de compréhension des phénomènes *via* le développement de modèles 3D des aéronefs.

Dans ce contexte, le fil conducteur de la thèse est de contribuer à la réalisation d'un outil numérique d'aide à la certification des aéronefs. L'objectif des travaux est de concevoir un modèle entièrement numérique d'un avion permettant la détermination des courants induits par la foudre sur le câblage. L'approche numérique permet de prévoir les contraintes indirectes de la foudre sur le câblage de certains systèmes critiques avant les essais de certification ou avant l'existence physique du premier avion.

La "maquette numérique" est entièrement réalisée grâce à la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD). Cette méthode, bien qu'utilisée en Compatibilité Electromagnétique (CEM) depuis des dizaines d'années, est loin d'avoir dévoilé toutes ses capacités. L'augmentation croissante des moyens informatiques, d'une part, et l'engouement d'une partie de la communauté scientifique à développer de nouveaux modèles, d'autre part, confère à la FDTD un potentiel nouveau.

Déterminer précisément des phénomènes aussi localisés qu'un courant induit sur un toron à l'échelle de l'avion entier est un challenge très intéressant. Afin de créer une maquette numérique complète, il est tout d'abord indispensable de pouvoir modéliser le comportement électromagnétique des matériaux composites. En effet, ces matériaux sont originaux aussi bien dans leurs performances que dans leurs caractéristiques électromagnétiques. De plus, au vu de la complexité du câblage présent dans un avion, il est nécessaire de développer un modèle équivalent simplifié. Tout modèle est basé sur des hypothèses initiales qu'il faut définir au mieux pour correspondre le plus possible à la réalité. Enfin, il va de soit que modéliser une structure aussi grande qu'un avion requiert des ressources informatiques adéquates.

Le présent mémoire décrit les moyens mis en œuvre pour remplir les objectifs fixés et s'articule en trois parties. La première partie présente le contexte dans lequel s'inscrit cette étude et est tout d'abord consacrée à la synthèse théorique du phénomène de foudroiement et aux effets électromagnétiques associés. Le contexte industriel est aussi évoqué avec la

présentation du processus de certification des aéronefs et une description de tout l'aspect normatif environnant. La FDTD constituant les fondements du modèle, la fin de la première partie explique synthétiquement les bases de la méthode ainsi que les outils originaux développés durant ces trois ans. L'utilisation d'un nouveau formalisme de fils obliques est notamment présenté. De plus, le développement d'une méthodologie nouvelle d'extrapolation de signaux aboutissant sur un algorithme est détaillé. Cet algorithme, baptisé **SILI** (pour *Short Impulse to Large Impulse*), propose d'utiliser une impulsion de courte durée afin de réduire les temps de calcul.

La deuxième partie s'attache à présenter toutes les étapes de la conception du modèle numérique. Les deux grands axes de cette partie concernent la modélisation des matériaux composites et le développement du modèle équivalent de câblage. Chacune des hypothèses initiales est validée grâce à des exemples simples. La présentation d'une méthode originale basée sur l'utilisation des plans d'expériences pour modéliser les incertitudes sur les impédances est notamment détaillée.

Enfin, la troisième et dernière partie présente tous les résultats obtenus pendant cette thèse à partir du modèle numérique développé. Les résultats sont classés par ordre chronologique et donc par ordre de complexité croissante, reflétant le désir d'affiner au fil de l'étude la pertinence de la maquette numérique. L'aboutissement des travaux est la prise en compte d'une grande partie du câblage interne et donc l'atteinte d'un niveau de complexité inédit.

Première partie

Présentation du contexte - Expression du besoin

Préambule

L'objet de cette première partie est de présenter le contexte général dans lequel s'inscrit notre étude ainsi que les objectifs de ces travaux. Dans le premier chapitre, les principes fondamentaux du phénomène d'accrochage de la foudre sur un aéronef sont définis. Le deuxième chapitre permet de situer nos travaux dans le contexte industriel grâce à une présentation des différentes étapes de certification d'un avion. Enfin, la méthode des différences finies dans le domaine temporel étant une des bases de notre étude, le dernier chapitre décrit les bases théoriques de cette méthode et présente le logiciel utilisé au laboratoire.

Chapitre 1

Contexte de l'étude

1.1 La foudre : principes fondamentaux

1.1.1 Un peu d'histoire

La foudre est certainement un des phénomènes naturels les plus fascinants à étudier, aussi bien de par sa puissance que de par son caractère imprévisible. Dans l'antiquité, de nombreuses religions et mythologies associaient ce phénomène mystérieux à la colère des dieux [Bou06]. Depuis, ce mythe s'est mué en un attrait des scientifiques de plus en plus croissant afin de comprendre ce phénomène. Le plus enclin à percer les mystères de la foudre fut BENJAMIN FRANKLIN qui, à la fin du XVIII^{ème} siècle, découvrit la nature électrique des éclairs grâce à son expérience du cerf-volant, aussi célèbre qu'hypothétique [Fra74].

Ensuite, il faut attendre le XX^{ème} siècle pour voir émerger des études permettant de mieux cerner la foudre en tant que phénomène électrique. Tout d'abord en enregistrant les foudroiements multiples sur l'Empire State Building de New York grâce aux caméras à objectifs tournants [McE39],[Boy26], puis avec l'idée de placer des aimants sur les lignes électriques afin d'estimer l'amplitude des courants générés par la foudre [Uma69]. Néanmoins, c'est l'arrivée de l'oscilloscope cathodique et des analyseurs très rapides qui permettent d'observer précisément les premières formes d'onde de courants issus de la foudre. Les plus gros progrès en matière de compréhension de la foudre d'un point de vue électrique sont issus des travaux de KARL BERGER. En effet, ses études menées durant toute la seconde moitié du XX^{ème} siècle ont conclu, entre autres, que la contre décharge d'un coup de foudre nuage-sol jaillit du sol vers le nuage ou encore que la durée d'une décharge varie entre 0.1 ms et 1 seconde [Ber67].

Depuis quelques années, les progrès techniques permettent de générer en laboratoire des décharges très haute tension et des stations expérimentales déclenchent artificiellement la foudre en milieu naturel afin d'enregistrer en temps réel les coups de foudre. Cependant, la foudre reste un phénomène mal connu sur certains aspects (de l'origine de l'accumulation de charges dans les nuages aux effets sur les systèmes électriques) et demeure un sujet de débats et de questions scientifiques. L'étude théorique effectuée dans ce chapitre est clairement orientée vers notre problématique aéronautique, et certains aspects de la foudre y sont volontairement non abordés.

1.1.2 Naissance d'un orage

La foudre est décrite comme une décharge électrique de plusieurs kilomètres associée à un fort courant transitoire passant entre deux points apparemment isolés de l'atmosphère [Rac04]. La décharge électrique peut intervenir entre un nuage et le sol (éclair nuage-sol), entre deux nuages (éclair internuage) ou à l'intérieur d'un même nuage (intranuage). Afin de détailler les mécanismes régissant un coup de foudre, nous considérons la naissance d'une décharge nuage-sol. Avant la formation d'un orage, des instabilités thermiques (mouvements de masses d'air) impliquent le développement de nuages de type cumulus. Ces nuages se regroupent pour former un cumulonimbus, nuage de quelques dizaines de kilomètres de hauteur et de plusieurs kilomètres de rayon à l'intérieur duquel règne un véritable chaos (mouvements d'air à plusieurs dizaines de m/s, présence d'eau et de cristaux de glace...).

Les mouvements d'air chaud à l'intérieur du cumulonimbus génèrent en son sein une séparation de charges positives et négatives et sont à l'origine de la foudre. Le mécanisme exact de développement des charges dans le nuage ainsi que le processus d'électrification du nuage sont complexes et non développés ici mais sont détaillés en [FPP04] et [Sch62]. Les charges positives se répartissent en haut du nuage et les charges négatives en bas, comme le décrit la figure 1.1. Ces charges ont une durée de vie d'environ 30 minutes et une charge de quelques centaines de Coulombs.

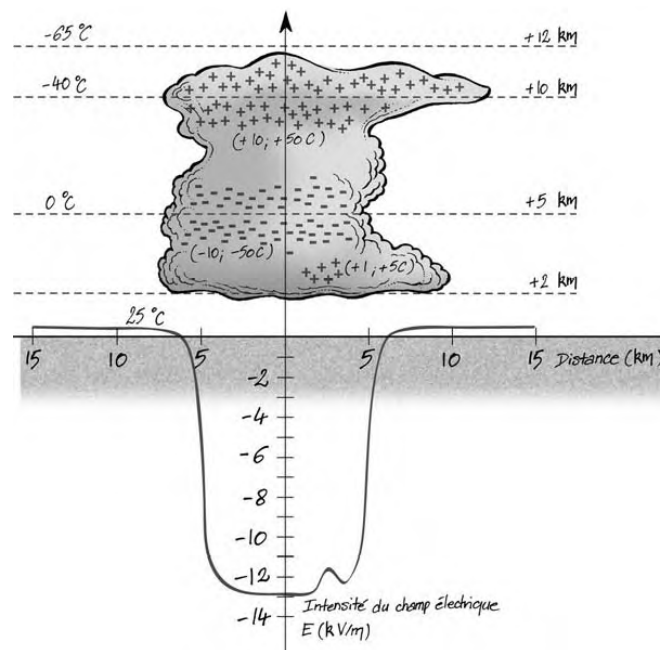


FIGURE 1.1 – Répartition des charges à l'intérieur d'un cumulonimbus mature (adapté de [Bou06])

Les développements et la répartition des charges dans le nuage ont pour effet d'augmenter fortement le champ électrique au sol. En effet, lors de l'approche d'un tel nuage, le champ électrique au sol passe d'une centaine de V/m (valeur moyenne par beau temps) à une quinzaine

de kV/m, indiquant l'imminence de la décharge électrique.

1.1.3 Les décharges électriques

La création d'un canal ionisé dans l'air constitue la première phase de développement de la décharge. La polarité des charges constituant ce canal ionisé et le sens dans lequel il se développe (ascendant ou descendant) permettent de classer les décharges nuage-sol en quatre catégories [BAK75]. Nous considérons par la suite le cas le plus fréquent (90%), une décharge déclenchée par un canal ionisé descendant chargé négativement. La figure 1.2 décrit toutes les étapes présentes lors du déclenchement d'une décharge nuage-sol.

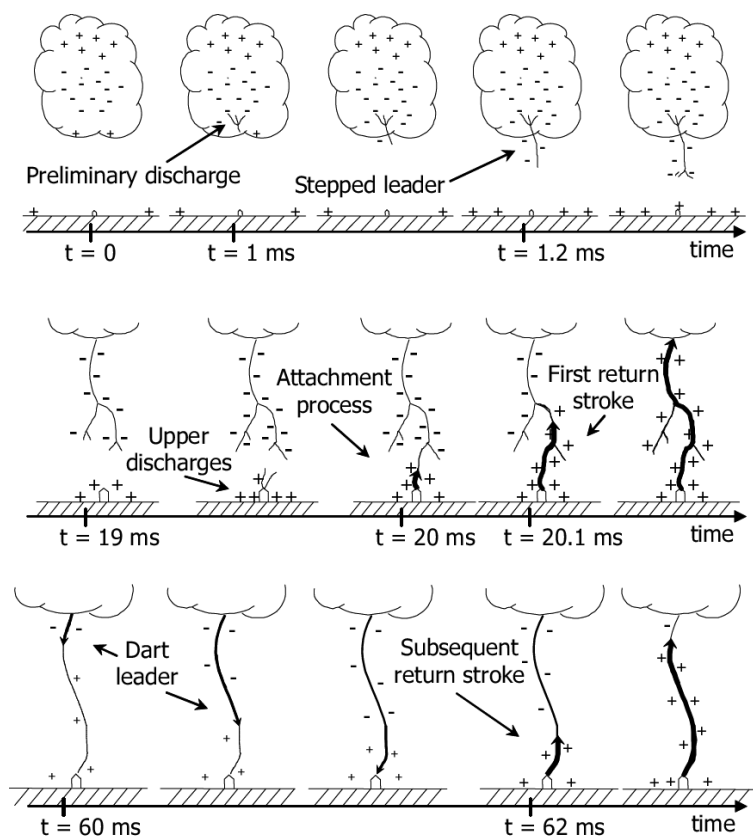


FIGURE 1.2 – Processus de développement d'une décharge nuage-sol (adapté de [Uma87])

Après qu'une décharge préliminaire à l'intérieur du nuage s'est produite, le canal ionisé (aussi appelé traceur ou *leader*) se propage dans l'air. La progression de ce traceur pas à pas ou *step leader* s'effectue par bonds lumineux successifs de quelques dizaines de mètres avant de se dissocier en plusieurs ramifications à l'approche du sol. Lorsque la distance entre le traceur et le sol diminue, le champ électrique croît jusqu'à atteindre le seuil de rigidité diélectrique de l'air, initiant des décharges ascendantes (*upper discharges*). Ensuite, à quelques dizaines de mètres du sol, les charges ascendantes entrent en contact avec les charges du traceur : c'est le processus d'attachement (*attachment process* en figure 1.2). A cet instant, une onde de potentiel de sol se propage vers le nuage et décharge le canal du traceur : c'est le premier arc en retour, ou *first*

return stroke. Cette onde produit un courant d'une valeur crête de plusieurs dizaines de kA et d'une durée de 100 μ s. De plus, durant la propagation du premier arc en retour, la température dans le canal est très élevée (environ 30 000 K) et produit une onde de choc appelée tonnerre [Arb03]. Le premier arc en retour génère un courant très élevé et très énergétique à l'origine de fortes variations de champ électromagnétique.

Après la phase de l'arc en retour, soit toutes les charges se sont équilibrées et l'éclair disparaît, soit une quantité de charges est encore disponible et un nouveau traceur se crée : le traceur continu ou traceur obscur (*dart leader*). Le traceur continu donne naissance à l'arc en retour subséquent (*subsequent return stroke*). Cet arc met en jeu un courant plus rapide et moins énergétique. Enfin, de nouvelles séquences traceur-arc d'une milliseconde chacune se produisent, jusqu'à 15, toutes les 40 à 50 millisecondes [Rou91]. Fréquemment, le dernier arc draine les charges résiduelles du nuage et implique un courant de 100 A, mettant fin au processus d'éclair.

Les deux autres types de décharge, inter et intra nuage, représentent deux tiers de toutes les décharges de foudre produites sur terre [FPP04]. Néanmoins, leur observation et leur caractérisation est beaucoup plus délicate. Les décharges inter et intra nuage mettent en jeu deux zones chargées positivement et négativement séparées de 5 à 10 km, entre lesquelles se développe un traceur. Ensuite, des phénomènes identiques à ceux présentés précédemment interviennent : un arc électrique se propage d'une zone à l'autre, créant un fort courant et provoquant des variations de champ électromagnétique. Dans la suite de ce chapitre, les différents principes de couplage entre un avion et la foudre sont présentés.

1.2 Processus d'accrochage de la foudre sur un aéronef

1.2.1 Les différents types de couplage

La connaissance des phénomènes de couplage de la foudre avec un avion est issue de tests au sol mais aussi d'expérimentations en vol. Comme il a été dit précédemment, le foudroiement d'un avion n'est pas un évènement marginal car, en moyenne, un avion de ligne est foudroyé une fois toutes les 1500 heures de vol. Deux scénarii de couplage de la foudre avec un aéronef se distinguent : soit l'avion intercepte un éclair existant dont la naissance est totalement indépendante de la présence de l'avion, soit l'avion joue un rôle dans la création du traceur et initie les arcs électriques.

Le mécanisme du premier cas de foudroiement est présenté en figure 1.3.

1. l'avion se charge positivement du fait de la proximité du traceur descendant négatif ;
2. le leader se connecte à l'avion, puis poursuit sa progression vers le sol ;
3. lorsque l'arc en retour se forme, il traverse l'avion qui fait partie du canal ionisé.

Ce type d'évènement ne représente que 10% des cas de foudroiement des avions. La seconde catégorie repose sur le fait que, localement, la présence de l'avion augmente sensiblement la valeur du champ électrique [FPP04]. Si cette augmentation atteint le niveau de claquage, l'éclair produit est initié par l'avion (figure 1.4).

Un traceur se forme et a la particularité d'être bidirectionnel. Le champ électrique extérieur induit des charges aux extrémités de l'avion. Le traceur positif émane de l'avion, provoquant une perte de charges positives (1) et le traceur négatif (ou *streamer*) se propage par bonds successifs (2). Les signes de ces deux traceurs sont liés à l'orientation du champ électrique dans lequel est placé l'avion. Ensuite, les phénomènes produits sont identiques à ceux présentés précédemment,

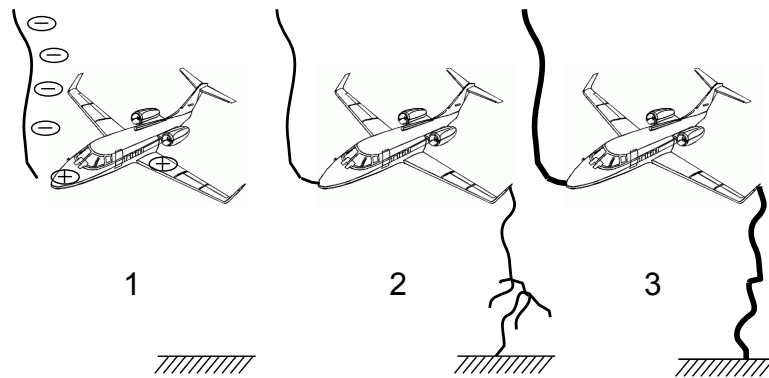


FIGURE 1.3 – Mécanisme d'interception de la foudre par un avion

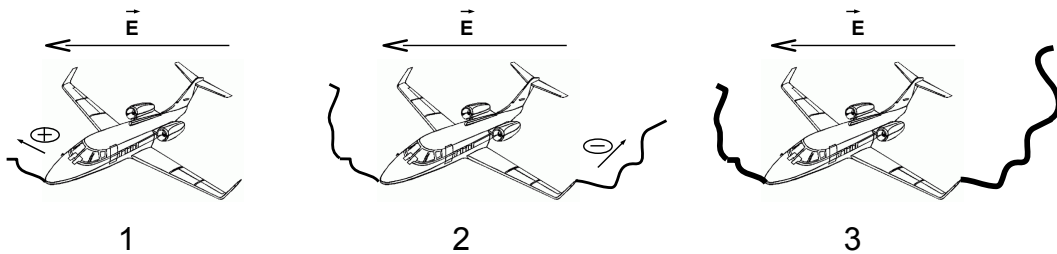


FIGURE 1.4 – Avion initiant un éclair

c'est-à-dire la création d'une décharge électrique provoquant le passage d'un fort courant dans l'avion (3).

1.2.2 Le zoning

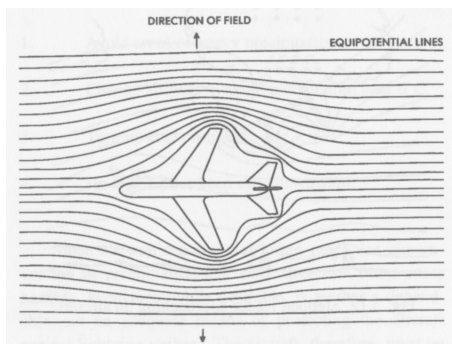


FIGURE 1.5 – Intensification du champ électrique autour de l'avion (adapté de [FPP04])

Dans les exemples précédents, nous considérons comme point d'entrée de la foudre le nez de l'avion et comme point de sortie une aile. Des études permettent de distinguer quelles zones de l'aéronef sont les plus susceptibles d'être des points d'entrée et de sortie de la foudre : c'est le *zoning*. Globalement, les régions les plus fréquemment concernées sont les extrémités, à savoir les ailes, le nez, l'empennage, la dérive et les moteurs. En effet, les extrémités sont les zones dans lesquelles le champ électrique est le plus fort, là où les surfaces équipotentielles sont les plus concentrées (figure 1.5). Ainsi, à l'approche du traceur, l'air s'ionise aux zones proches de l'avion où le champ électrique est le plus élevé (les extrémités), et les *streamers* se forment, indiquant la direction de l'éclair

qui le traversera. Néanmoins, la foudre ne s'attache pas forcément à l'avion en seulement un point d'entrée et un point de sortie. En effet, pendant la durée du processus d'attachement (jusqu'à une seconde), l'avion parcourt une distance non négligeable, modifiant sa position par rapport au canal foudre. Ainsi, de nouveaux points d'attachement apparaissent, multipliant donc les chemins parcourus par le courant dans l'avion : c'est le phénomène de *swept channel*. D'un point de vue normatif, les courants liés aux décharges des arcs sont associés à des formes d'onde particulières. Il en résulte une approche normative du *zoning*, spécifiant quelles zones de l'avion sont susceptibles d'être parcourues par telle ou telle forme d'onde. Cet aspect est développé plus tard dans ce manuscrit (cf 2.2.5).

1.2.3 Quand un avion risque-t-il le plus d'être foudroyé ?

Les aéronefs sont susceptibles d'intercepter les trois types de décharges évoqués en 1.1.2 : nuage-sol, inter nuage et intra nuage. En effet, pendant les périodes de décollage et d'atterrissage, l'avion peut se situer entre le sol et un cumulonimbus mature ou à l'intérieur même d'un nuage de foudre. 75% des foudroiements référencés se produisent lors de la montée vers l'altitude de croisière, lors de la descente et à l'approche de la piste d'atterrissage ([Plu01]). Durant le vol à l'altitude de croisière, les foudroiements sont plus rares pour deux raisons principales : les longs courriers ont un niveau de vol au-dessus des cumulonimbus (environ 12000 mètres) et il est plus facile de contourner les zones d'orages pendant cette phase que lors du décollage ou de l'atterrissage.

De plus, les relevés montrent que les aéronefs sont foudroyés principalement entre 1000 et 6000 mètres d'altitude, soit jusqu'au centre d'un cumulonimbus mature situé au niveau des zones de décollage et d'atterrissage. La figure 1.6 montre la répartition des foudroiements d'avion en fonction de leur altitude. L'aéronef est le plus vulnérable lorsqu'il traverse la partie basse d'un cumulonimbus de foudre.

Dans le paragraphe suivant, sont présentées les deux grandes catégories de dommages liés au foudroiement d'un avion.

1.3 Effets directs et indirects de la foudre

Lorsque la foudre frappe un aéronef, les conséquences sont classées en deux grandes catégories :

- les effets DIRECTS rassemblent les dégâts causés aux points d'attachement de la foudre (points d'entrée et de sortie, zones de balayage) : élévation de température liée à une onde de choc entraînant des dégradations du fuselage ;
- les effets INDIRECTS regroupent les conséquences des circulations et pénétrations des champs électromagnétiques et des courants engendrés dans l'aéronef.

1.3.1 Les effets directs

Les points d'entrée et de sortie de l'arc électrique sont les zones les plus contraintes thermiquement, la température pouvant y atteindre plusieurs dizaines de milliers de degrés Celsius. De plus, le courant drainé par la décharge est très élevé et entraîne une forte concentration de forces magnétiques. Les conséquences possibles sont multiples :

- déformation mécanique liée aux forces magnétiques ;

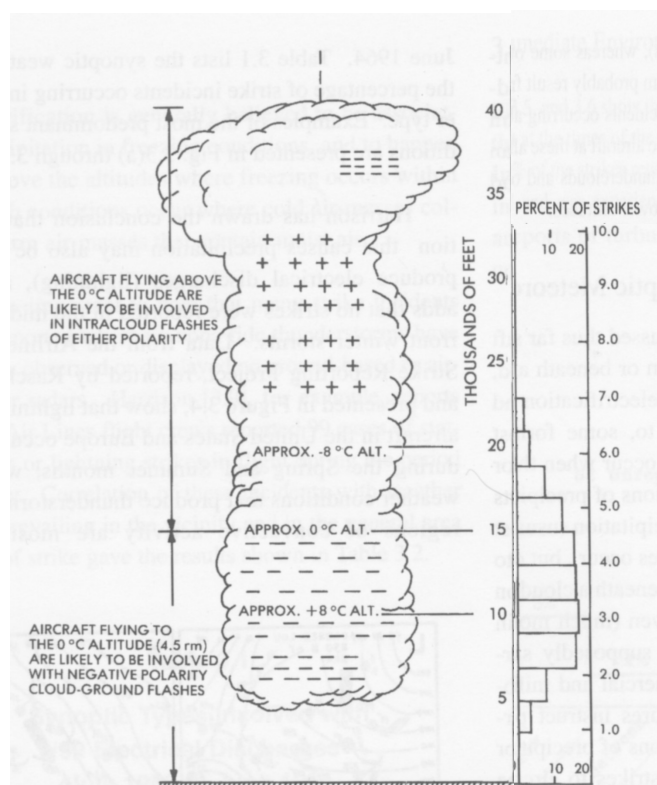


FIGURE 1.6 – Foudroiement des aéronefs en fonction de leur altitude (adapté de [FPP04])

- dégradation majeure du fuselage si la température au point de contact atteint la température de fusion du matériau ;
- la forte augmentation de pression provoquée par l'onde de choc peut engendrer une implosion de structures ;
- formation d'arcs électriques entre deux parties conductrices isolées électriquement l'une de l'autre (un joint par exemple) ;
- chocs acoustiques ;
- possibilité d'explosion par la génération d'un arc dans les réservoirs de kérosène.

De nombreuses études visent à diminuer toutes les dégradations trop importantes liées aux points d'attache de l'arc électrique. Les méthodes employées ne sont pas détaillées dans ces travaux. Nous nous intéressons aux effets indirects décrits dans le paragraphe suivant.

1.3.2 Les effets indirects

La décharge subie par l'aéronef lors de son foudroiement entraîne une forte circulation de courant sur le câblage et induit des tensions pouvant perturber les équipements électroniques. Les dommages produits sur les équipements sont définis comme *effets indirects* (surtensions au niveau des circuits de commande, dysfonctionnement des capteurs, calculateurs ou ordinateurs, dommages physiques réversibles ou irréversibles des composants électroniques...). Si l'on considère un avion entièrement métallique subissant un foudroiement nez-aile, le courant injecté sur le nez

de l'avion s'écoule parfaitement sur son fuselage jusqu'au point de sortie. Tout se passe comme dans une cage de FARADAY, ni champ ni courant ne pénètre dans l'avion. Cependant, la réalité se distingue de cette théorie. Le paragraphe suivant développe les différents types de couplages entre le courant de l'arc électrique et les équipements de l'avion.

1.4 Phénomènes électromagnétiques mis en jeu lors du foudroie- ment d'un aéronef

On distingue trois mécanismes de couplage distincts : le couplage résistif, le couplage par champ magnétique et le couplage capacitif. Dans les paragraphes suivants sont décrits les effets induits par un coup de foudre sur un avion considéré entièrement métallique. L'influence des matériaux composites sur ces phénomènes de couplage est discutée plus loin dans ce manuscrit.

1.4.1 Couplage résistif

Le couplage résistif est lié au champ électrique produit le long des surfaces internes du fuselage. Les résistances des matériaux et des joints créent une différence de potentiel entre le point d'entrée et de sortie du courant de foudre. Il existe donc une tension entre les deux points d'attachement de l'arc. Si l'on considère une résistance bout à bout de l'avion de l'ordre de $2.5 \text{ m}\Omega$, un courant de 200 kA circulant sur le fuselage entraîne une différence de potentiel de 500 V entre le point d'entrée et de sortie de la foudre [FPP04]. Ainsi, un équipement connecté à la masse en deux points assez éloignés peut avoir à ses bornes une tension induite de 500 V .

Le schéma de la figure 1.7 représente le phénomène de couplage résistif : si I représente le courant drainé par l'arc électrique, R les résistances diverses de l'avion, le produit $I.R$ est la différence de potentiel créée d'un bout à l'autre de l'avion.

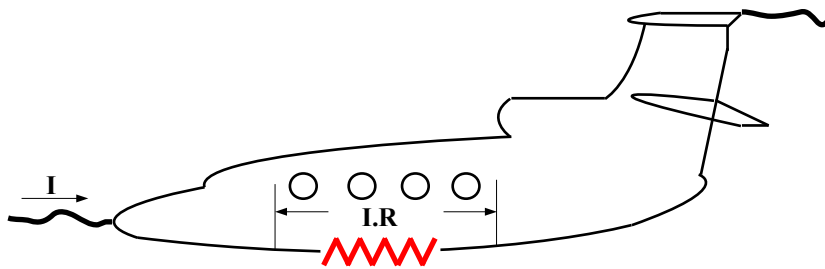


FIGURE 1.7 – Phénomène de couplage résistif du courant avec l'avion

1.4.2 Couplage par le champ magnétique

Ce couplage fait intervenir le champ magnétique pénétrant à l'intérieur de l'avion. En effet, un avion ne peut pas être considéré comme une cavité fermée. Les hublots ou le pare-brise sont des ouvertures au travers desquelles un champ magnétique peut s'infiltrer. Si un courant de foudre parcourt le fuselage de l'avion, il crée un champ magnétique tournant autour de la direction de ce courant. La figure 1.8 illustre ce phénomène. Les lignes de champ magnétique se déforment

1.4 Phénomènes électromagnétiques mis en jeu lors du foudroiement d'un avion¹⁷

autour des ouvertures et pénètrent dans l'avion. La variation de champ magnétique passant dans la boucle, ou variation de flux magnétique, génère une tension de circuit ouvert V_{oc} définie par 1.1, où S est la surface de la boucle et μ_0 la perméabilité du vide :

$$V_{oc} = -\frac{d\phi}{dt} = -\mu_0 S \frac{dH}{dt} \quad (1.1)$$

De plus, un courant de court-circuit I_{sc} est induit sur la boucle si celle-ci est court-circuitée. L'amplitude de ce courant est donnée par 1.2, où L est la self inductance de la boucle :

$$I_{sc} = \frac{1}{L} \int V_{oc} dt \quad (1.2)$$

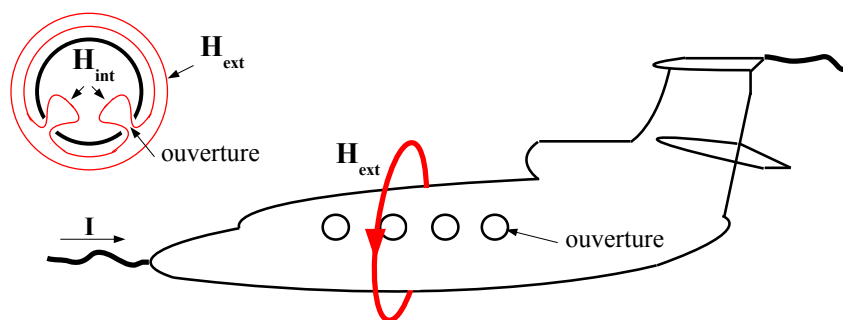


FIGURE 1.8 – Phénomène de couplage du courant avec l'avion par pénétration du champ magnétique

D'autres types de couplages par le champ magnétique se produisent comme par exemple la diffusion des forts courants à travers la peau de l'avion.

1.4.3 Couplage capacitif

Le troisième type de couplage, représenté en figure 1.9, fait intervenir le champ électrique pénétrant dans l'avion au travers des ouvertures.

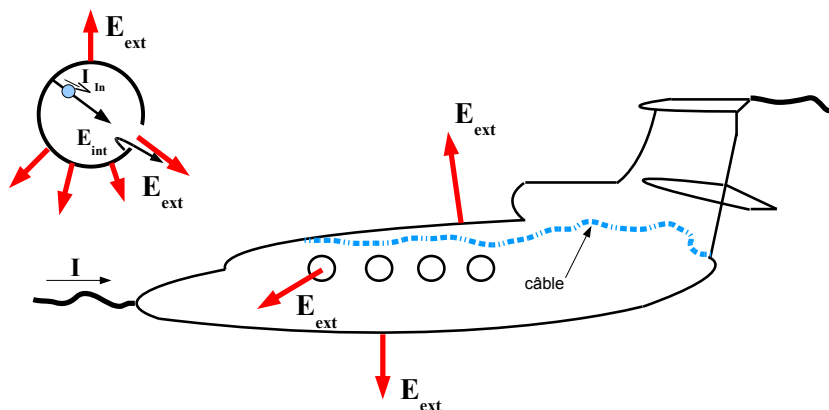


FIGURE 1.9 – Phénomène de couplage du courant avec l'avion par le champ électrique

La variation de champ électrique \vec{E} induit un courant de déplacement I_{disp} défini par la relation 1.3, où S est la surface pouvant intercepter le champ \vec{E} et ε_0 la permittivité du vide :

$$I_{disp} = \varepsilon_0 S \frac{dE}{dt} \quad (1.3)$$

Si ce courant de déplacement traverse une impédance, une tension apparaît et la valeur de la tension et du courant est proportionnelle à la variation de champ électrique.

1.4.4 Synthèse

Nous avons vu dans les trois paragraphes précédents qu'un avion ne doit pas être considéré comme une cage de FARADAY pour les équipements qu'il contient. En effet, il existe de nombreux mécanismes permettant à l'énergie électrique de se coupler avec les objets internes. De plus, il faut noter que les courants et tensions induits peuvent avoir des formes d'onde complètement différentes de celles caractérisant l'arc électrique. Tous ces phénomènes sont présents si l'on considère un avion entièrement métallique. Néanmoins, quand le fuselage de l'aéronef possède des zones en matériaux composites, tous les mécanismes évoqués précédemment sont accrus. Le paragraphe suivant présente tout d'abord les matériaux composites et leur utilisation en aéronautique. Ensuite, il s'attache à décrire les caractéristiques électromagnétiques et l'influence sur les effets indirects de ce type de matériaux.

1.5 Influence des matériaux composites

Depuis quelques années, les matériaux composites prennent une part de plus en plus importante dans la composition du fuselage des avions. Ces matériaux sont très attrayants pour l'avionneur car ils offrent de nombreux avantages par rapport à l'aluminium [Chu94] :

- faible masse volumique ;
- forte résistance mécanique ;
- faible coefficient de dilatation thermique ;
- bonne résistance à l'érosion...

Néanmoins, ils n'offrent pas les mêmes garanties que l'aluminium face aux agressions de type foudre. En effet, ils n'évacuent pas le courant généré par l'arc électrique aussi bien que l'aluminium, du fait de leur plus faible conductivité électrique. Dans le paragraphe suivant, une brève description de la structure des matériaux composites est présentée. Ensuite, une étude de leur comportement électromagnétique est détaillée.

1.5.1 Structure des matériaux composites

On appelle "matériau composite" une structure composée d'au moins deux matériaux différents. L'assemblage de plusieurs matériaux permet d'obtenir un ensemble possédant des propriétés inédites. Ainsi, on considère le contreplaqué comme un matériau composite, car composé de plusieurs couches de plaques de bois collées les unes aux autres. Les matériaux composites utilisés en aéronautique sont constitués d'un squelette (ou renfort) assemblé dans une matrice en résine. Le renfort possède en général de très intéressantes caractéristiques mécaniques et la matrice a pour but de protéger le squelette et de lui transmettre les efforts mécaniques. Selon leurs composants, on distingue plusieurs types de matériaux composites :

- le Glass-Reinforced Plastics (GRP) constitué de fibres de verre et de résine d'époxy (communément appelé *fibre de verre*);
- la fibre d'aramide (ou Kevlar);
- le Carbon-Fiber-Reinforced Plastic (CFRP) constitué de fibres de carbone et de résine d'époxy (communément appelé *fibre de carbone*)

La figure 1.10(a) représente l'agencement des différentes couches constituant un matériau composite typique. L'orientation des fibres est différente entre chaque couche successive. Les photos de la figure 1.10(b) donnent divers exemples de matériaux composites à base de fibres de carbone (CF) ou de Kevlar.

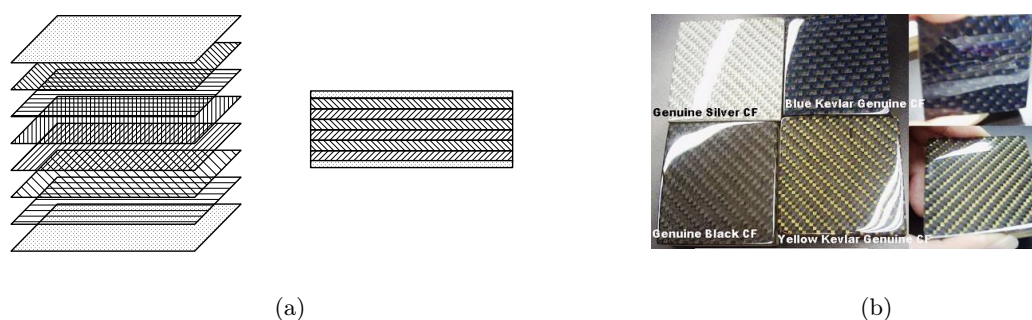


FIGURE 1.10 – (a) Structure typique d'un matériau composite; (b) Photos de différents matériaux composites (source : CARBON TECHNIK[©])

La conception en couches des matériaux composites leur confère une caractéristique particulière : l'anisotropie. Par exemple, la rigidité et la résistance (d'un point de vue mécanique) sont différentes dans le sens des fibres ou dans le sens de l'épaisseur. Cette particularité permet d'ajuster le dimensionnement des structures en composite et mène à un gain de poids. De même, les caractéristiques électromagnétiques sont anisotropes (à des niveaux différents), ainsi, la perméabilité et la permittivité sont différentes selon les trois orientations possibles [HSJ05].

Dans la partie suivante, une description détaillée de l'influence des composites sur les effets indirects de la foudre est menée.

1.5.2 Comportement électromagnétique des matériaux composites

Comme évoqué précédemment, d'un point de vue électromagnétique, les matériaux composites se distinguent de l'aluminium du fait de leur plus faible conductivité électrique. La littérature indique des valeurs de conductivité de CFRP 100 à 1000 fois inférieures à celles de l'aluminium ($\sigma_{alu} = 3,7 \cdot 10^7 S/m$). Les répercussions sur les effets indirects de la foudre et sur les équipements internes sont importantes.

Influence directe de la faible conductivité électrique

Nous avons considéré en 1.4.1 que la résistance bout à bout d'un avion est de l'ordre de 2,5 m Ω . La résistance d'un bout à l'autre d'un avion dont le fuselage se compose en partie de matériaux composite peut s'élever à plusieurs dizaines de milliohms. Ainsi, un courant de 200 kA circulant sur le fuselage est à même d'induire une tension de plusieurs milliers de volts aux bornes d'un équipement.

Influence de la faible efficacité de blindage magnétique

L'efficacité de blindage magnétique est liée à la capacité d'un matériau à laisser passer un champ magnétique. De manière générale, les matériaux composites n'assurent quasiment aucun blindage magnétique. Un phénomène dit de "redistribution" se produit alors, du fait de la plus forte pénétration de champ magnétique dans le fuselage. Considérons un câble métallique à l'intérieur d'une enceinte fermée en composite. Même sans ouverture, un champ magnétique pénètre dans la cavité et tourne autour du câble, induisant un courant. Le composite possède une plus forte résistance et une plus faible inductance que le câble métallique. Le courant sur le câble s'affaiblit donc au même rythme que l'énergie magnétique dans la cavité est absorbée. De ce fait, le courant induit sur le câble interne peut durer plus longtemps que le courant injecté, augmentant les contraintes sur les équipements.

Influence de l'effet de peau

L'effet de peau quantifie la profondeur de pénétration du courant circulant sur un conducteur. L'épaisseur de peau, notée δ , est la profondeur à laquelle le courant de surface passe à un facteur $\frac{1}{e}$ ($\approx 0,37$) de sa valeur maximale et peut s'exprimer avec la relation suivante, où f est la fréquence et σ la conductivité électrique :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (1.4)$$

D'après 1.4, l'épaisseur de peau est inversement proportionnelle à la racine carrée de la conductivité. Ainsi, un courant circulant sur un très mauvais conducteur le traversera facilement, et, en théorie, le même courant circulera de part et d'autre de la plaque. Ce phénomène a pour conséquence directe l'augmentation des courants circulant sur les câbles internes.

Impédances de surface et de transfert

L'impédance de surface, notée Z_S est le rapport entre le champ électrique et la densité de courant sur la surface extérieure d'une interface. L'impédance de transfert, notée Z_T est quant à elle le rapport entre le champ électrique sur la surface intérieure et la densité de courant sur la surface extérieure d'une interface. Leurs formulations dans le domaine des fréquences sont les suivantes [MRP84] :

$$Z_s(\omega) = \frac{1}{\sigma d} + j\omega \left(\frac{2}{\sigma d} \right) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\omega_n + j\omega} \quad (1.5)$$

$$Z_t(\omega) = \frac{2}{\sigma d} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{1 + j\omega/\omega_n} \quad (1.6)$$

avec

$$\omega_n = \left(\frac{n\pi}{d} \right)^2 \frac{1}{\mu\sigma} \quad (1.7)$$

d est l'épaisseur du matériau à l'interface, σ sa conductivité et μ sa perméabilité.

Aux basses fréquences, les expressions 1.5 et 1.6 tendent vers une valeur commune donnée par 1.8 :

$$Z_s = Z_t = \frac{1}{\sigma d} \quad (1.8)$$

De plus, il est possible d'exprimer l'impédance de surface aux hautes fréquences par les formulations suivantes :

$$Z_s = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \frac{1+j}{\sigma\delta} \quad (1.9)$$

Comparons maintenant les impédances de transfert et de surface d'un matériau composite avec celles de l'aluminium. Considérons :

- une plaque de Carbon Fiber Composite (CFC) de conductivité $20\,000\text{ S/m}$ et d'épaisseur 6,35 mm (0,25 pouces) ;
- une plaque d'aluminium de conductivité $3,710^7\text{ S/m}$ et d'épaisseur 1,27 mm (0,05 pouces).

Les tracés en fonction de la fréquence des impédances de surface et de transfert de la plaque composite et de la plaque d'aluminium sont présentés respectivement en 1.11(a) et 1.11(b).

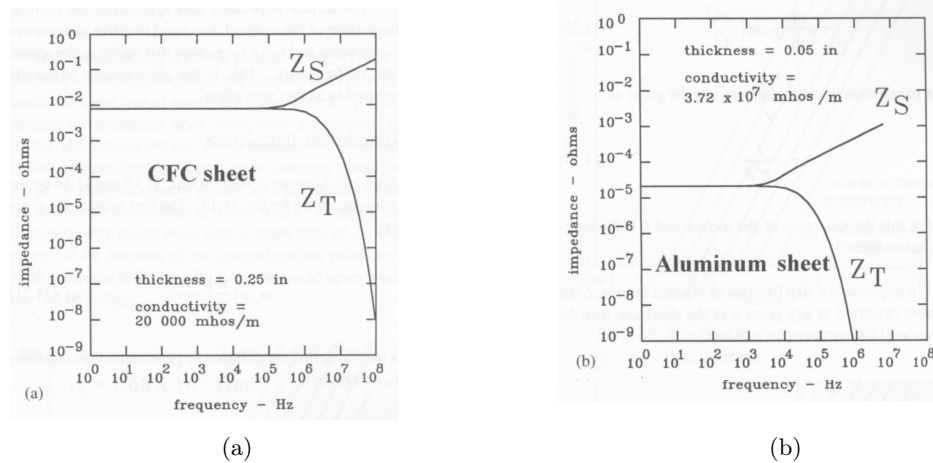


FIGURE 1.11 – Impédances de surface et de transfert théoriques obtenues à partir de 1.5 et 1.6 pour des plaques en composite (a) et en aluminium (b) (source : [FPP04])

Aux basses fréquences, jusqu'à environ une dizaine de kHz, on peut considérer que les impédances de transfert et de surface sont indépendantes de la fréquence. Considérons l'impédance de transfert afin de décrire l'influence du composite sur la pénétration du champ électrique :

- **aux basses fréquences** : l'impédance de transfert de l'aluminium est de l'ordre de 10^{-5} S/m . Cela signifie qu'une très faible quantité de champ électrique issue d'une circulation de courant traverse une plaque d'aluminium. Concernant le CFC, l'impédance de transfert est supérieure de trois ordres de grandeur à celle de l'aluminium. Donc, dans les mêmes conditions de circulation de courant, 1000 fois plus de champ électrique traverse une plaque en CFC qu'une plaque en aluminium quatre fois moins épaisse. Imaginer l'influence sur l'amplitude des courants de déplacement induits sur les câbles internes est trivial.
- **aux hautes fréquences** : aussi bien dans le cas d'une plaque en CFC que dans le cas d'une plaque en aluminium, l'impédance de transfert atteint très rapidement des valeurs extrêmement faibles. Donc, peu de champ électrique traverse ces plaques et on estime que le CFC autant que l'aluminium offrent un blindage efficace vis-à-vis du champ électrique

aux hautes fréquences.

1.5.3 Bilan

Les matériaux composites sont des structures complexes aussi bien du point de vue de leur conception que de leurs comportements mécanique, thermique ou électromagnétique. Le paragraphe 1.5 a synthétisé les caractéristiques utiles à la compréhension des phénomènes étudiés dans ces travaux de thèse.

Il s'avère que l'utilisation de matériaux composites dans la conception des avions a des répercussions sur les effets indirects de la foudre. En effet, les différents processus de couplage de l'onde foudre sur le câblage interne sont accentués avec un fuselage composite. Néanmoins, différents mécanismes sont développés afin de pallier les désavantages inhérents à l'utilisation des matériaux composites. Par exemple, un treillis métallique peut être adjoint au CFC, augmentant la conductivité électrique équivalente du matériau et permettant de renforcer la résistance thermique et mécanique au point d'attachement de la foudre.

Le chapitre suivant permet de situer nos travaux dans le contexte industriel, fortement lié au processus de certification de l'avion.

Chapitre 2

Expression du besoin

2.1 Introduction

Avant de pouvoir commercialiser leur aéronef, les avionneurs doivent démontrer son bon comportement à plusieurs niveaux et notamment face aux agressions extérieures. En effet, un avion en vol est soumis à de fortes contraintes météorologiques : pression, température, vent, etc. La foudre, comme il l'a été décrit dans le chapitre précédent, est aussi un évènement météorologique susceptible de frapper un avion en vol. De plus, si aucune précaution n'est prise, les conséquences peuvent mener à de graves dysfonctionnements voire à la perte de l'avion et de son équipage.

L'avionneur mène donc des études et des essais permettant de démontrer point par point l'invulnérabilité de l'avion face à tous types d'agressions susceptibles de le frapper : c'est le processus de certification. Dans ces travaux, nous nous intéressons à une partie de la certification électromagnétique de l'avion, relatif à son comportement face à la foudre.

Dans la première partie de ce chapitre, nous décrivons comment la foudre est considérée d'un point de vue normatif. Ensuite, une description chronologique du processus de certification du FALCON 7X face à la foudre est menée. Puis, le processus étant basé sur des essais réels, la troisième partie de ce chapitre s'attache à détailler les méthodes de mesures employées par DASSAULT AVIATION. Enfin, nous présentons les objectifs de notre étude, à savoir développer un outil de prototypage numérique d'aide à la certification.

2.2 La foudre d'un point de vue normatif

Comme il a été décrit dans le chapitre 1, la foudre se caractérise par une décharge électrique associée à une circulation de forts courants successifs. De nombreuses campagnes de mesure ont permis d'identifier les formes d'onde représentatives des courants induits. Chaque phase du mécanisme de foudroisement de l'avion est donc associée à une forme d'onde de courant particulière. Toutes les données issues de ces campagnes sont regroupées dans des normes. La norme **RTCA/DO-160E** [RE04] définit les caractéristiques du phénomène de foudroisement que l'avionneur doit considérer pour démontrer la conformité de son appareil : formes d'onde des courants et tensions induites, mécanismes d'injection, *zoning*, spécifications des équipements, etc.

Les formes d'onde typiques des décharges successives de courant liées au foudroisement d'un avion sont présentées en figure 2.1. Le processus complet est composé de deux phases : la première correspondant à la formation du canal ionisé et la deuxième caractérisant les décharges électriques successives.

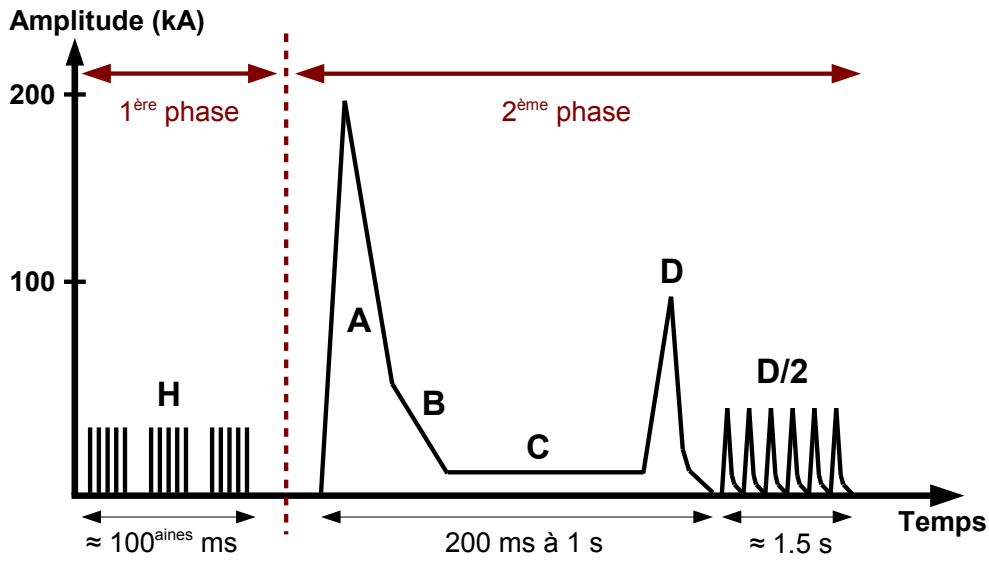


FIGURE 2.1 – Formes d’onde du courant associé au processus de foudroiement d’un avion

2.2.1 L’onde H

L’onde H caractérise la formation du canal ionisé, précurseur de la décharge électrique du premier arc en retour. Pendant cette phase, l’avion est parcouru par de nombreuses décharges électriques de faible amplitude et de courte durée, en comparaison des courants mis en jeu lors de la décharge principale. Ce phénomène, baptisé *Multiple Burst*, peut aussi se produire à la fin de la décharge électrique, lié à un éclair intranuage. La figure 2.2 représente la forme d’onde d’une impulsion seule (figure 2.2(a)) et l’allure d’une partie du train d’impulsions (figure 2.2(b) et 2.2(c)).

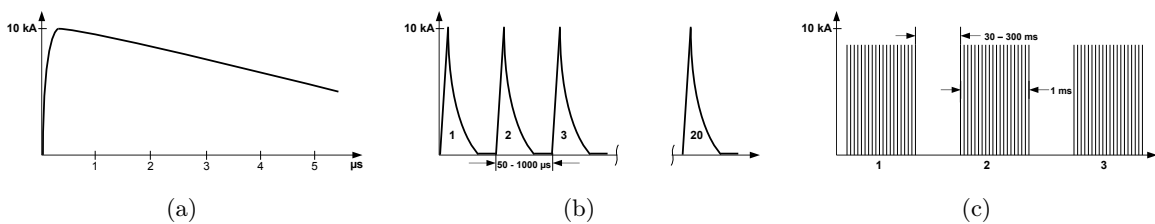


FIGURE 2.2 – Représentation de la forme d’onde H : impulsion seule (a), train d’impulsions (b) et allure globale (c)

L’onde H, définie dans la norme [RE04], se compose de 3 trains de 20 impulsions. Le temps entre chaque impulsion individuelle est compris entre $50 \mu\text{s}$ et 1 ms, induisant une durée minimale de chaque série de 1 ms. Le temps entre chaque train de 20 impulsions est compris entre 30 et 300 ms. Les impulsions sont des biexponentielles, de valeur crête de 10 kA avec une pente aux premiers instants de 2×10^{11} A/s. Leur formulation mathématique dans le domaine temporel est donnée par 2.1 :

$$i(t) = I_0 \left[e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right] \quad (2.1)$$

avec

$$I_0 = 10\,572\text{ A} \quad \alpha = 187\,191\text{ s}^{-1} \quad \beta = 19\,105\,100\text{ s}^{-1}$$

Par rapport aux courants associés aux décharges des arcs en retour ou secondaires, l'onde H est faiblement énergétique et ne cause de dommage physique ni à l'avion, ni aux composants électroniques des équipements. Néanmoins, la nature répétitive des impulsions peut interférer avec certains systèmes et provoquer des erreurs dans les communications entre les équipements.

2.2.2 L'onde A

La forme d'onde A correspond au courant généré par la décharge du premier arc en retour. C'est le courant le plus fort et le plus énergétique mis en jeu lors du processus de foudroisement. Elle est définie comme une biexponentielle de valeur crête 200 kA, avec un temps de montée de 6,4 μs et une largeur à mi-hauteur de 70 μs . Ainsi, cette onde est fréquemment désignée comme l'onde "6,4/70". Ses représentations temporelle et spectrale sont présentées en figure 2.3.

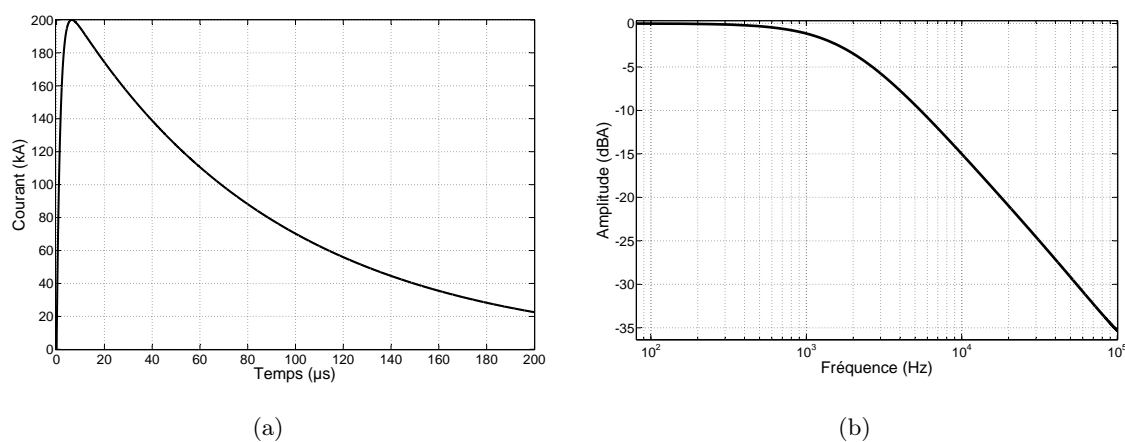


FIGURE 2.3 – Représentations temporelle (a) et fréquentielle (b) de la forme d'onde A

L'essentiel du contenu spectral de l'onde A est compris entre 0 et quelques dizaines de kHz. Le caractère basse fréquence de cette perturbation va conditionner de nombreux choix de modélisations, développés dans les chapitres 5 et 6. La formulation mathématique de l'onde A dans le domaine des temps est identique à celle de l'onde H donnée en (2.1) avec les valeurs suivantes :

$$I_0 = 218\,810\text{ A} \quad \alpha = 11\,354\text{ s}^{-1} \quad \beta = 647\,265\text{ s}^{-1}$$

Cette forme d'onde est utilisée durant le processus de certification car c'est la pire agression que puisse subir l'avion.

2.2.3 L'onde B et l'onde C

Les formes d'onde B et C caractérisent la transition entre la décharge du premier arc en retour et la décharge secondaire. Tout d'abord, un courant intermédiaire de faible amplitude correspondant à un transfert de charges de 10 C circule : c'est l'onde B (figure 2.4(a)). C'est un courant biexponentiel (équation 2.1) avec les valeurs suivantes :

$$I_0 = 11\,300\text{ A} \quad \alpha = 700\text{ s}^{-1} \quad \beta = 2\,000\text{ s}^{-1}$$

Ensuite, l'onde B évolue en une composante continue de 200 A à 800 A, correspondant à un transfert de charges plus conséquent (200 Coulombs), sur 0,25 s à 1 s : l'onde C. Elle est représentée comme un signal rectangulaire classique d'amplitude 400 A sur une durée de 0,5 s (figure 2.4(b)).

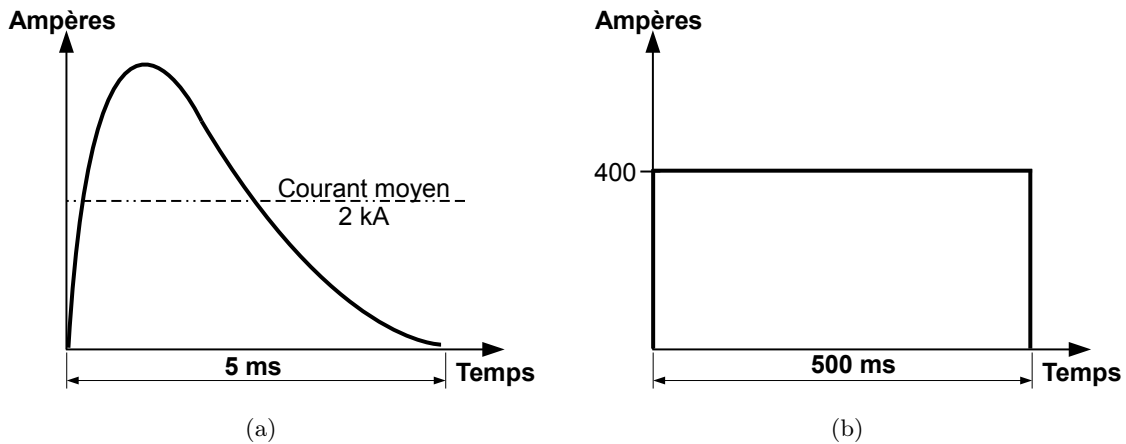


FIGURE 2.4 – Représentations temporelles de l'onde B (a) et de l'onde C (b)

2.2.4 L'onde D

Forme d'onde de la décharge secondaire

Après la décharge du premier arc en retour, si les charges ne sont pas toutes équilibrées, de nouvelles décharges peuvent avoir lieu, liées aux arcs en retour subséquents. Après formation du traceur obscur, la première décharge de l'arc en retour subséquent produit un courant d'une centaine de kA. C'est la deuxième décharge la plus énergétique après la décharge du premier arc en retour. La forme d'onde liée à cette décharge est présentée en 2.5, et sa formulation mathématique est identique à celle d'une biexponentielle (2.1) avec les valeurs suivantes :

$$I_0 = 109\,405\text{ A} \quad \alpha = 22\,708\text{ s}^{-1} \quad \beta = 1\,294\,530\text{ s}^{-1}$$

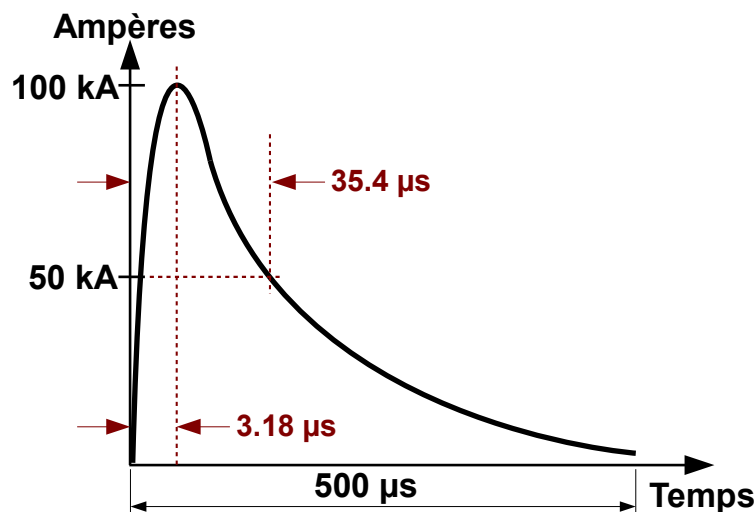
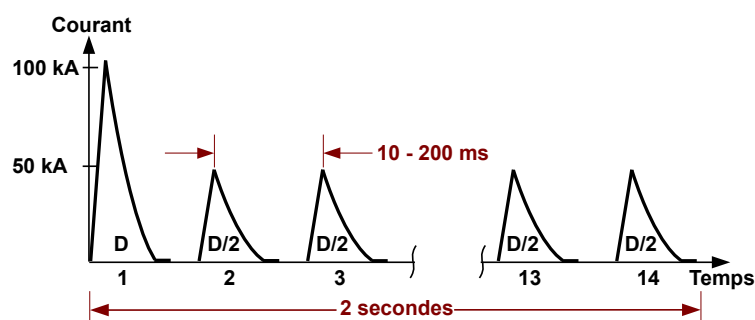


FIGURE 2.5 – Allure temporelle de la forme d'onde D (pas à l'échelle)

Phénomène de décharges multiples

Lors d'un foudroiement nuage-sol de l'avion, de nombreuses décharges se produisent en plus des décharges du premier arc en retour et secondaire. Elles correspondent aux décharges électriques nécessaires à l'équilibre des charges dans le traceur obscur (cf 1.1.3). Ce phénomène de décharges multiples (ou *multiple stroke*) est considéré dans la norme [RE04] comme une suite de plusieurs formes d'onde baptisées "D/2". En fait, ces composantes sont définies comme une forme d'onde D à la moitié de sa valeur crête, soit 50 kA. La figure 2.6 illustre le phénomène de *multiple stroke* tel qu'il est décrit en [RE04] : après la décharge de l'arc en retour subséquent définie avec la forme d'onde D, 13 décharges supplémentaires en composantes D/2 sont considérées en accord avec les contraintes suivantes :

- une durée minimale entre les décharges de 10 ms ;
- une durée maximale séparant deux décharges successives de 200 ms ;
- une durée totale du phénomène inférieure à 2 secondes.

FIGURE 2.6 – Représentation temporelle du phénomène de *multiple stroke* [RE04]

2.2.5 Approche normative du *zoning*

Comme évoqué en 1.2.2, chaque partie externe d'un avion ne possède pas la même probabilité de foudroiement. D'un point de vue normatif, les surfaces externes de l'avion sont divisées en six zones, chacune d'elles ayant des caractéristiques d'attachement différentes. Elles sont définies comme suit [SAE00] :

- **Zone 1A** : surfaces d'attachement du premier arc en retour ;
- **Zone 1B** : surfaces susceptibles d'accrocher le premier arc en retour sur une longue période ;
- **Zone 1C** : surfaces de transition de la décharge du premier arc en retour ;
- **Zone 2A** : surfaces ayant une forte probabilité de subir un balayage de l'arc électrique issu des zones 1 (phénomène de *swept channel*) ;
- **Zone 2B** : surfaces susceptibles de subir un phénomène de *swept channel* sur une longue période ;
- **Zone 3** : surfaces subissant les circulations de courant continu.

La figure 2.7 représente les différentes zones citées ci-dessus dans le cas du FALCON 7X. Les fortes densités de probabilité d'attachement sont au niveau des extrémités alors que les fortes densités de probabilité de balayage se situent au niveau du fuselage tout entier.

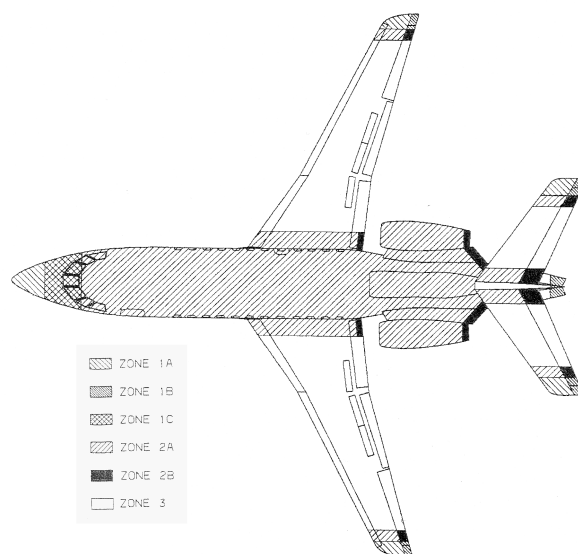


FIGURE 2.7 – Représentation du *zoning* dans le cas du FALCON 7X

A chaque zone de l'avion sont donc associées les différentes formes d'onde du courant de foudre susceptibles d'y circuler. Ainsi, par exemple, la zone 1A peut être associée aux courants d'allures A,B,C et H alors que la zone 2A peut être parcourue par les courants des composantes D,B,C et H [SAE05]. Ces données sont utilisées par l'avionneur durant le processus de certification développé dans le paragraphe suivant.

2.3 Processus classique de certification d'un Falcon

2.3.1 Première phase : l'évolution du design

Le processus de certification d'un avion débute dès sa phase de design et se termine juste avant sa commercialisation. Au début de la phase de design d'un nouvel appareil, l'avionneur étudie les modifications apportées par rapport aux précédents avions certifiés. D'un point de vue électromagnétique, les modifications importantes sont liées aux évolutions des matériaux du fuselage, à l'ajout ou au changement de position d'équipements électroniques. Durant cette phase, une première étude permet d'anticiper l'effet de ces modifications sur les effets directs et indirects de la foudre. Par exemple, le fait de transformer une partie du fuselage aluminium en CFC peut entraîner des conséquences :

- si les surfaces concernées font partie d'une zone privilégiée d'accrochage de la foudre, les effets directs sont à traiter ;
- les zones métalliques à proximité sont parcourues par de plus forts courants ;
- les câbles internes proches de la zone subissent de plus importantes contraintes en courant.

Ainsi, dès cette phase, l'avionneur doit décider quelles modifications sont acceptables d'un point de vue électromagnétique et une première identification des zones susceptibles de subir de forts effets indirects est réalisée. Par exemple, une des principales améliorations technologiques apportée au FALCON 7X concerne les commandes de vol, auparavant hydrauliques et devenues à commandes électriques. Les commandes de vol font partie des systèmes inclus dans le processus de certification concernant les effets indirects de la foudre, qu'elles soient hydrauliques ou électriques. Néanmoins, le passage au tout électrique focalise une attention bien plus conséquente car le câblage et les équipements électroniques sont plus sensibles à la foudre que les tuyaux hydrauliques. Dès la phase de conception, l'avionneur doit anticiper au mieux les contraintes subies par cet équipement lors d'un foudroiement et prendre les précautions nécessaires. Citons, entre autres :

- le dimensionnement des surblindages protégeant le câblage : meilleur compromis entre limiter suffisamment le courant sous les blindages et ne pas trop augmenter le poids ;
- le routage du câblage : éviter les zones de forts champs ;
- optimisation de la mise à la masse des calculateurs...

Jusqu'à présent, le dimensionnement des contraintes est réalisé grâce à l'expérience de l'avionneur. Bien anticiper les contraintes est primordial car toute erreur entraînera des modifications pendant la phase de conception. Chaque modification pendant la conception est préjudiciable car elle implique inévitablement un retard et un coût supplémentaire.

2.3.2 Deuxième phase : conception du prototype

Une fois les modifications validées, la conception débute puis un premier prototype est créé. Ce prototype subit toute une batterie d'essais au sol et en vol et en particulier des tests électromagnétiques. Les premiers essais visent à identifier tout comportement anormal de l'avion face à une agression de type foudre.

Dès cette étape, les courants induits sur le câblage sont comparés aux valeurs maximales définies par les normes pour la certification. Ainsi, si certaines valeurs sont supérieures aux valeurs normatives, l'avionneur doit étudier quels paramètres peuvent influencer sur les courants trop élevés. Ainsi, plusieurs solutions sont envisagées, les plus courantes étant :

- surdimensionnement des gaines de blindage ;
- ajout de tresses de métallisation pour optimiser l'évacuation du courant de foudre ;
- modifications des zones de mise à la masse des blindages des câbles...

Ces modifications sont réalisées pendant la conception de l'avion, c'est-à-dire pendant la réalisation de la maquette du produit final. L'évolution du design de l'avion à ce stade n'a pas de lourdes répercussions sur les délais imposés au départ du projet. Cependant, plus le dimensionnement des contraintes est correctement défini à l'étape précédente, plus la conception de l'avion est facilitée.

De plus, il faut noter qu'il n'y a qu'un prototype et que les conséquences des modifications apportées par l'avionneur à ce stade seront quantifiées uniquement lors des essais de certification.

2.3.3 Troisième phase : les essais de certification

Principe des essais

Deux organismes définissent les procédures de certification de l'aviation civile : la FEDERAL AVIATION ADMINISTRATION (US FAA) aux États-Unis et l'AGENCE EUROPÉENNE DE LA SÉCURITÉ AÉRIENNE (AESA) en Europe.

Ces autorités ont établi que la certification d'un avion est obtenue uniquement en s'appuyant sur des essais au sol et en vol. Concernant les effets indirects de la foudre, une batterie de tests au sol au niveau de l'avion et au niveau des équipements doit être effectuée. Il y a une trentaine d'années, FISHER and MARTZLOFF ont élaboré une philosophie de protection des équipements face aux agressions de type foudre inspirée du concept utilisé dans les centrales électriques [MF77] [Mar77]. Ce concept est devenu une référence et est la base du processus de certification établi par les autorités.

Deux niveaux de courant sont définis pour chaque équipement dit "critique", i.e. dont le dysfonctionnement ou la panne peut avoir de graves conséquences sur le comportement de l'avion. Ils sont décrits comme suit :

- le niveau de courant à partir duquel l'équipement est susceptible de dysfonctionner : EQUIPMENT TRANSIENT DESIGN LEVEL (ETDL) ;
- le niveau de courant susceptible d'atteindre l'équipement lorsqu'il est placé dans l'avion : TRANSIENT CONTROL LEVEL (TCL).

L'ETDL est une valeur définie pendant la phase de design de l'appareil par l'avionneur et l'équipementier. En effet, cette estimation, basée sur l'expérience de l'avionneur, conditionne les dispositifs de protection mis en place par l'équipementier. Le TCL est un niveau de courant mesuré directement sur avion lors des essais de certification. Ainsi, lors des tests, l'objectif est de dégager la marge la plus importante possible entre le niveau maximum supporté par l'équipement (ETDL) et le niveau de courant mesuré (TCL). De manière générale, une marge de 6 dB est souhaitée entre l'ETDL et le TCL.

Présentation des moyens de tests

La figure 2.8(a) représente l'avion avec le dispositif de tests de certification. L'appareil est placé dans une ligne coaxiale, dont l'âme est en fait l'avion lui-même. Le dispositif est schématisé en 2.8(b) en vue de face et en 2.8(c) d'un point de vue électrique.

Un courant de type 6.4/70 et d'amplitude 20 à 40 kA est injecté par le conducteur central. Les points d'entrée et de sortie sont disposés en fonction de la configuration désirée : la pire hypothèse

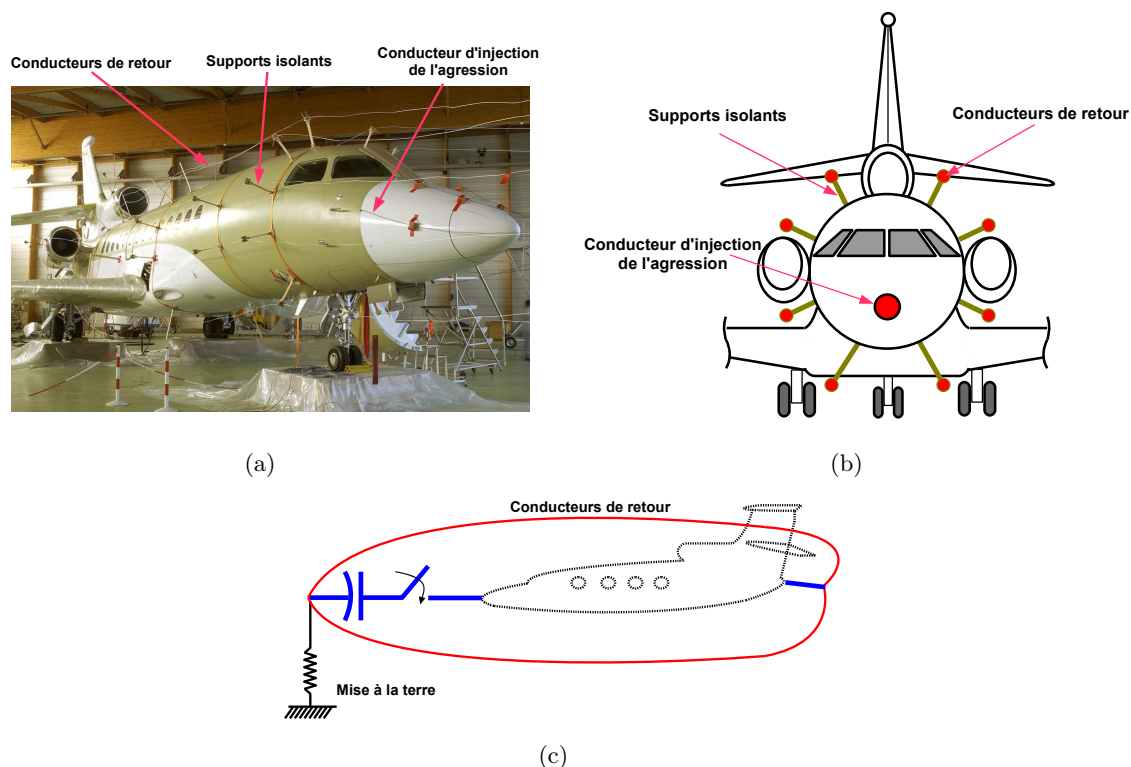


FIGURE 2.8 – Dispositif de test de l’avion pour les mesures de certification foudre : (a) : photographie (source : DASSAULT AVIATION), (b) : schéma vue de face et (c) : schéma électrique simplifié

est considérée pour chaque équipement critique. Par exemple, pour tester le comportement des actionneurs de l’empennage horizontal, la sortie du courant foudre est positionnée à l’extrémité de l’empennage horizontal, car c’est le point le plus proche de l’équipement sous test. Les courants calculés sur le câblage sont ensuite extrapolés pour une excitation de 200 kA, correspondant à l’amplitude de la forme d’onde A. La composante A est utilisée pour les essais de certification car c’est l’onde de courant la plus énergétique du processus de foudrolement et celle provoquant le plus de dommages.

Pendant les essais de certification, l’avion sous test est immobilisé pendant plusieurs jours, interrompant ainsi la chaîne de montage. C’est pourquoi les tests doivent se dérouler sur un laps de temps minimum. L’un des objectifs de cette étude, présenté dans le prochain paragraphe, est d’optimiser l’efficacité des essais afin de réduire leur durée.

2.4 Objectifs des travaux

Ces travaux de thèse visent à modéliser l’avion afin de simuler les effets indirects de la foudre sur le câblage et les équipements. Les modélisations ont pour objectif principal d’aider l’avionneur pendant la certification de l’avion grâce à la réalisation d’un PROTOTYPE NUMÉRIQUE. Les paragraphes suivants développent la manière dont cet outil intervient à chaque étape du processus de certification, pour des raisons différentes.

2.4.1 Pendant la phase de choix du design

Le premier objectif de l'outil numérique développé dans ces travaux est d'apporter une aide supplémentaire durant les choix de l'évolution du design. En se basant sur les géométries du dernier avion certifié, un premier maillage ainsi qu'une modélisation simplifiée du câblage sont réalisés. Concernant chaque évolution du design envisagée par l'avionneur, une modification directe du maillage est possible. En effet, il est aisé de modifier sur la maquette numérique le matériau d'une partie du fuselage ou l'emplacement d'un équipement.

Les premiers calculs effectués dès cette phase donnent un aperçu de l'impact de telle ou telle modification du design. Les avantages de ce prototypage numérique sont nombreux :

- quantifier "en temps réel" les conséquences des évolutions du design sur les courants induits et conduits ;
- identifier, avant la conception, les zones fortement contraintes afin d'anticiper les futures solutions ;
- évaluer les niveaux EDTL moyens fournis aux équipementiers.

2.4.2 Avant les premiers tests sur le prototype

Une fois les choix de design établis, la conception du prototype débute. Les tests effectués sur le premier prototype permettent à l'avionneur d'analyser le comportement de l'avion face à une agression de type foudre. Cette étape coïncide avec l'élaboration de modélisations plus réalistes. En effet, nous avons accès à ce niveau à la géométrie complète et au routage précis des câbles. Ainsi, un modèle plus complet est conçu, permettant d'effectuer des calculs plus conformes à la réalité avion.

Suite aux essais, l'avionneur peut identifier des contraintes trop fortes sur certaines zones de l'avion et envisager plusieurs solutions possibles. Les modifications apportées par l'avionneur peuvent être directement implémentées dans la maquette numérique. En effet, il est possible d'ajouter un fil ou de changer la conductivité électrique d'une partie du fuselage très facilement. Les effets des modifications apportées par l'avionneur sont donc immédiatement quantifiables.

Ainsi, pendant cette phase, le prototype numérique vise à être un outil de diagnostic complet et totalement modulaire, adapté aux choix de l'avionneur. Le paragraphe suivant explique le troisième objectif de nos travaux, directement relié aux essais de certification.

2.4.3 Avant les essais de certification

Avant la campagne d'essais de certification, l'avionneur doit s'assurer de dégager une marge la plus importante possible entre l'ETDL et le TCL. Durant les étapes précédentes, les simulations ont permis de valider des choix et d'identifier les zones les plus contraintes, en considérant un câblage incomplet. En effet, les premiers calculs se focalisent sur un équipement ou un système (par exemple les commandes de vol) en particulier et seulement une partie du câblage est considérée.

Durant cette phase, l'objectif des simulations est de modéliser le plus précisément possible les phénomènes, en considérant un câblage très fidèle à la réalité avion. Les calculs effectués permettent d'obtenir des valeurs ponctuelles dans des zones précises à l'échelle de l'avion complet. La prévision des phénomènes électromagnétiques à l'échelle de l'avion permet à l'avionneur de focaliser les essais de certification sur les zones les plus contraintes. L'objectif principal étant un gain de temps et donc une réduction du coût des essais.

Les simulations effectuées à ce stade du processus de certification offrent un deuxième avantage très intéressant. Chaque toron de la pieuvre avion possède des pertes :

- certaines dites "de contact", relatives à la connexion à un équipement ou à la masse avion ;
- d'autres dites "linéiques", liées au matériau du câble, à la gaine ou aux différents blindages entourant le toron.

Les valeurs des résistances liées à ces pertes ne sont pas totalement maîtrisées et des grandeurs moyennes et extrêmes sont fixées soit par des abaques, soit par les équipementiers. D'un avion à l'autre, les mesures démontrent que les valeurs de courant induits et conduits peuvent différer de quelques dB. Le fait que chaque contact entre un équipement et le câblage diffère légèrement d'un avion à l'autre est la principale cause de cette disparité : **chaque avion est unique**.

Jusqu'à cette étape, les résistances du câblage dans le modèle numérique étaient définies comme des constantes, égales aux valeurs moyennes. Afin de prendre en compte la disparité des pertes, il est possible de considérer les résistances du câblage comme des "variables" grâce à une étude paramétrique basée sur les plans d'expériences.

Ainsi, les résultats des modélisations mènent à un ensemble de courants, dont les allures sont dépendantes des différentes valeurs prises par les facteurs variables. D'après ces calculs, nous avons donc accès à des valeurs extrêmes censées encadrer les courants mesurés lors des essais sur avion. L'étude paramétrique réalisée est basée sur la méthode des plans d'expériences, permettant de diminuer considérablement le nombre de simulations à effectuer.

2.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de situer nos travaux dans le domaine industriel, tout d'abord en associant chaque phénomène physique de la foudre à des courants définis par des normes, puis en expliquant le déroulement du processus de certification d'un avion. De nombreux objectifs motivent la conception de l'outil développé pendant ces travaux de thèse. En effet, le prototypage numérique vise à épauler l'avionneur tout au long du processus de certification, des choix de design jusqu'aux essais.

Nos travaux étant fortement tournés vers le calcul numérique, le chapitre suivant développe la méthodologie "numérique" appliquée.

Chapitre 3

Présentation de la méthodologie numérique

3.1 Avant propos

Le chapitre suivant décrit les principes de base de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (ou FDTD pour *Finite Difference in the Time Domain*). La méthode FDTD est depuis de nombreuses années bien connue dans le domaine de la CEM car les nombreux avantages qu'elle offre encouragent chercheurs et ingénieurs en électromagnétisme à l'utiliser. C'est pourquoi le présent chapitre synthétise les principes fondamentaux de celle-ci, indispensables à la compréhension de la suite de notre étude. De nombreuses références bibliographiques sont données, permettant au lecteur d'y trouver des informations très complètes.

La deuxième partie de ce chapitre présente le solveur TEMSI-FD (pour Time ElectroMagnetic Simulator - Finite Difference) développé au laboratoire. Les modules utilisés dans cette étude pour modéliser l'avion sont décrits, et en particulier ceux relatifs à la modélisation du câblage. De plus, les différents outils originaux conçus pendant cette thèse dans le but d'améliorer les performances des calculs sont présentés.

3.2 Les différences finies dans le domaine temporel

La FDTD est basée sur la méthode des dérivées centrées, permettant de résoudre des équations sous forme différentielle. La méthode des différences finies est donc utilisée dans de nombreux domaines et en particulier en électromagnétisme pour résoudre les équations de MAXWELL. Le schéma de base de résolution des équations de MAXWELL en différences finies est donné par YEE en 1966 [Yee66], mais ce n'est qu'en 1975 qu'une application numérique est proposée par TAFLOVE [TB75]. TAFLOVE est aussi le premier à introduire un critère de stabilité correct et à évaluer les erreurs numériques [TB75] [Taf88]. Par la suite, de nombreux chercheurs se sont penchés sur cette méthode, car l'augmentation croissante des ressources informatiques la rendait très attractive. Parmi les avantages offerts par la méthode FDTD, citons la facilité de mise en œuvre ou la possibilité d'obtenir des résultats sur une large bande de fréquence. Néanmoins, cette méthode possède quelques désavantages parmi lesquels l'obligation de suivre une grille cartésienne pour modéliser les structures ou le critère de stabilité reliant le pas spatial au pas temporel (cf 3.2.2).

3.2.1 Equations de MAXWELL et dérivées centrées

Les dérivées centrées

Le principe des dérivées centrées peut être résumé ainsi : à partir de deux points connus d'une fonction proches l'un de l'autre, il est possible de connaître la valeur de la dérivée de cette fonction entre ces deux points. Le schéma en figure 3.1 illustre ce principe.

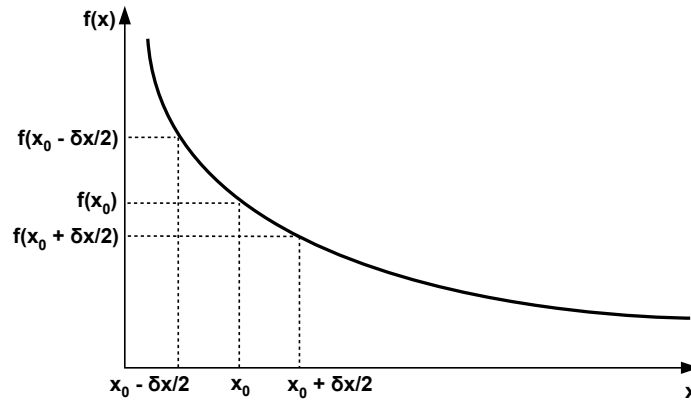


FIGURE 3.1 – Illustration du principe des dérivées centrées

Grâce à un développement de TAYLOR adéquat, la valeur de la dérivée de la fonction au point x_0 ne dépend pas de la valeur de la fonction en ce même point, mais est donnée par 3.1 :

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + \frac{\delta x}{2}) - f(x_0 - \frac{\delta x}{2})}{\delta x} + \Theta(\delta x^2) \quad (3.1)$$

L'erreur commise sur le calcul de la dérivée est noté Θ et constitue une erreur du second ordre.

Les équations de MAXWELL

Le système d'équations de MAXWELL régit les phénomènes de propagation des ondes électromagnétiques. Dans un milieu isotrope et homogène, les équations de MAXWELL-FARADAY (3.2), MAXWELL-AMPÈRE (3.3), MAXWELL-GAUSS (3.4) et MAXWELL-THOMSON (3.5) sont définies comme suit :

$$\vec{rot} \vec{E}(\vec{r}, t) = -\mu \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\vec{rot} \vec{H}(\vec{r}, t) = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (3.3)$$

$$\text{div}(\vec{D}) = \rho \quad (3.4)$$

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (3.5)$$

Le principe des dérivées centrées s'adapte parfaitement à ces équations car elles s'expriment

sous forme différentielle. Afin de traiter numériquement ces équations, celles-ci sont discrétisées dans l'espace et le temps.

3.2.2 Discrétisation du volume de calcul et critère de stabilité

Le volume de calcul est l'espace (de une à trois dimensions) dans lequel est placé le système modélisé. Dans ce volume sont résolues les équations de MAXWELL décrites ci-dessus afin de calculer les champs électromagnétiques, les courants, etc. Le volume de calcul est divisé en mailles élémentaires de dimensions égales : c'est un maillage uniforme.

Dans le cas d'un système de coordonnées cartésiennes, trois composantes de champ électrique (E_x, E_y, E_z) et trois composantes de champ magnétique (H_x, H_y, H_z) sont calculées dans chaque maille parallélépipédique, comme l'indique la figure 3.2.

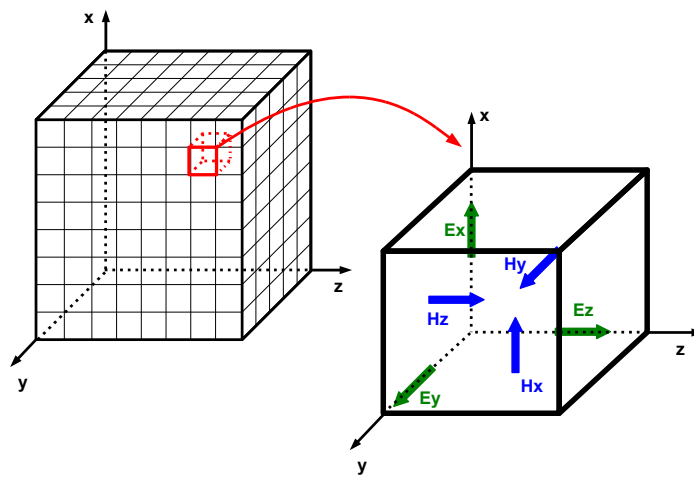


FIGURE 3.2 – Volume de calcul et cellule élémentaire de Yee [Yee66]

Les composantes du champ magnétique se situent au centre des faces alors que les composantes du champ électrique sont au milieu des arêtes. Chaque composante du champ \vec{E} est entourée de quatre composantes du champ \vec{H} et inversement. Ainsi, les différences finies centrées sont applicables pour calculer les dérivés spatiales des champs.

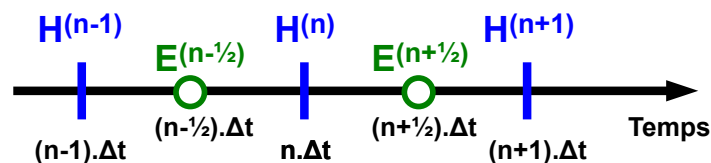


FIGURE 3.3 – Incrémentation temporelle du calcul des champs

Le calcul des champs \vec{E} et \vec{H} en temporel suit un schéma itératif de pas constant parfois baptisé *leapfrog* ou en "saute-mouton". L'image du "saute-mouton" permet de bien comprendre le principe car, comme le montre la figure 3.3, les composantes du champ \vec{H} sont calculées aux instants multiples pairs du demi pas de temps $\Delta t/2$ tandis que les composantes du champ \vec{E}

sont évaluées aux instants multiples impairs $(n \pm 1/2) \Delta t$. Ainsi, comme la discrétisation dans l'espace, l'incrémentation temporelle permet d'évaluer les dérivées centrées des composantes de champs et d'obtenir un schéma explicite.

Les pas temporel et spatial sont liés entre eux par une relation régissant la stabilité numérique du code. Cette condition, définie comme le critère de COURANT-FRIEDRICH-LÉVY (CFL), stipule que la vitesse de propagation numérique doit être supérieure à la vitesse de propagation physique. Le critère CFL se traduit par l'expression 3.6a dans le cas d'un maillage parallélépipédique et par la relation 3.6b pour un maillage cubique [Taf88].

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\left[\frac{1}{\Delta_x}\right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta_y}\right]^2 + \left[\frac{1}{\Delta_z}\right]^2}} \quad (3.6a)$$

$$\Delta t \leq \frac{\Delta_{3D}}{c\sqrt{3}} \quad (3.6b)$$

avec

- c : célérité (ms^{-1})
- $\Delta_{x,y,z}$: pas d'échantillonnage spatial d'une maille parallélépipédique (m)
- Δ_{3D} : pas d'échantillonnage spatial d'une maille cubique (m)
- Δt : pas d'échantillonnage temporel (s)

D'après ces relations, il paraît évident que plus le maillage de la structure sera fin, plus le pas temporel sera petit. Ainsi, modéliser précisément une structure afin de calculer sa réponse à une excitation de longue durée requiert des ressources informatiques conséquentes.

De plus, un deuxième critère de précision numérique doit être considéré lors des modélisations en FDTD. En effet, afin de décrire correctement la propagation d'une onde dans un milieu, il convient de choisir au minimum une dizaine d'échantillons par longueur d'onde. Là encore, il paraît trivial que plus les phénomènes modélisés sont hauts en fréquence, plus le maillage est fin et donc plus les ressources informatiques nécessaires sont conséquentes.

L'application aux équations de MAXWELL du schéma itératif ci-dessus n'est pas décrite ici. La théorie complète sur la discrétisation des équations de MAXWELL ainsi que toute autre information utile à l'approfondissement des connaissances en FDTD se trouve en [TH05].

3.2.3 Modélisation des éléments surfaciques et des fils

Modèle de plaques minces

Afin d'éviter de mailler toutes les structures d'un système étudié et de faciliter sa modélisation, des modèles sont développés. En effet, à l'échelle de l'avion, il paraît délicat de discrétiser le volume de façon à prendre en compte les quelques millimètres d'épaisseur d'une plaque du fuselage. Ainsi, des modèles de plaques minces sont développés, permettant de définir à l'interface entre deux cellules une condition équivalente à la présence d'une plaque (figure 3.4). Le modèle de BÉRENGER est un des formalismes développés pour modéliser les plaques minces en différences finies [Ber92]. De plus amples détails sur ce modèle sont donnés en annexe A.

Considérons une onde plane incidente sur une plaque d'épaisseur e (avec $e \leq \Delta_{3D}$), de

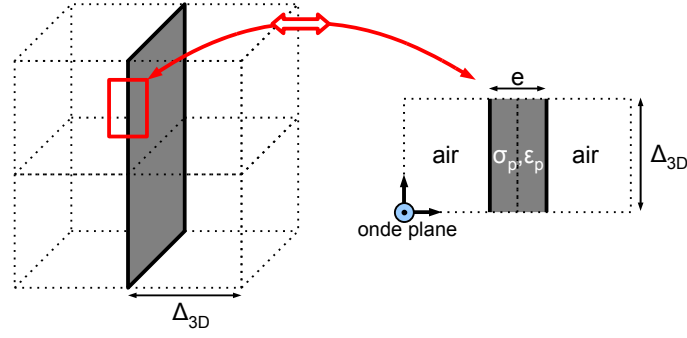


FIGURE 3.4 – Représentation schématique du principe des plaques minces de Bérenger [Ber92]

conductivité électrique σ_p et de permittivité ε_p . Afin de calculer les composantes des champs électromagnétiques de chaque côté de la plaque, des coefficients de transmission T (3.7a) et de réflexion R (3.7b) interviennent :

$$T(f) = \frac{(1 - r^2) \vartheta}{1 - r^2 \vartheta^2} \quad (3.7a)$$

$$R(f) = r - \frac{r(1 - r^2) \vartheta^2}{1 - r^2 \vartheta^2} \quad (3.7b)$$

avec :

$$r = \frac{1 - n}{1 + n} \quad \vartheta = e^{-j \frac{2\pi f}{c} en} \quad n = \sqrt{\frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_0} - j \frac{\sigma_p}{2\pi \varepsilon_0 f}}$$

Ces coefficients de réflexion et transmission sont transposables au schéma *leapfrog* uniquement en respectant la condition suivante : l'épaisseur de la plaque doit être au plus égale à son épaisseur de peau. En effet, étant donné que le champ dans le matériau décroît en e^{-x/δ_p} , si $\delta_p > e$, alors le champ transmis sera très largement inférieur au champ incident. Cette forte atténuation peut se traduire par une discontinuité dans le schéma *leapfrog*, induisant une erreur numérique. Du fait de la dépendance fréquentielle de l'épaisseur de peau (équation 1.4), un domaine de validité est défini en fréquence par l'inégalité suivante :

$$f < \frac{1}{\pi \mu_0 \sigma_p e^2} \quad (3.8)$$

Modèle de fils minces

Il est possible de modéliser des fils sur les arêtes des mailles grâce au formalisme développé par HOLLAND [HS81]. Le principe de base du formalisme consiste à considérer le tronçon de fil comme des distributions linéiques de courant I et de charge Q . Ces charges et courants sont évalués à chaque instant en fonction du champ électromagnétique dans les cellules voisines. Etant donné que le rayon du fil est très inférieur à la longueur d'onde, HOLLAND propose d'utiliser les lois de

la statique pour évaluer les charges et les courants. Dans un repère en coordonnées cylindriques dont l'origine est sur le fil, les composantes des champs H_ϕ et E_r sont données par 3.9a et 3.9b :

$$H_\phi = \frac{I}{2\pi r} \quad (3.9a)$$

$$E_r = \frac{Q}{2\pi r \varepsilon_0 \varepsilon_r} \quad (3.9b)$$

En remplaçant 3.9a et 3.9b dans le système d'équations de MAXWELL projetées dans un repère cylindrique, et en considérant un fil orienté suivant l'axe des z, il vient :

$$\frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial I}{\partial t} + \frac{c^2}{r \varepsilon_r} \frac{\partial Q}{\partial z} \right] \quad (3.10a)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial \phi} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\partial I}{\partial z} + \frac{\partial Q}{\partial t} \right] \quad (3.10b)$$

Ensuite, une intégration suivant r , un moyennage sur la surface d'une cellule $\Delta_x \Delta_y$ ainsi que la conséquence de la symétrie de révolution du fil permettent de faire disparaître les dépendances en r et ϕ dans 3.10a et 3.10b. Un champ moyen (3.11a) et une inductance moyenne (3.11b) au sein de la cellule sont évalués comme suit :

$$\langle E_z \rangle = L_{moy} \left[\frac{\partial I}{\partial t} + c^2 \frac{\partial Q}{\partial z} \right] \quad (3.11a)$$

$$L_{moy} = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{\int_{\Delta_x \Delta_y, r} \ln\left(\frac{r}{a}\right) \cos \theta dr}{\Delta_x \Delta_y} \quad (3.11b)$$

L'évaluation du couple courant-champ du fil est possible à chaque itération temporelle et spatiale, en respectant le schéma *leapfrog*. Ce formalisme est très efficace mais permet de modéliser des fils uniquement sur les arêtes des mailles. Cette contrainte étant trop importante pour notre étude, un formalisme original de fils en biais a été développé au sein du solveur TEMSI-FD (cf 3.3).

3.2.4 Les conditions aux limites du volume de calcul

La méthode FDTD ne prend en compte que des systèmes bornés, car le schéma itératif présenté précédemment ne peut se répéter à l'infini. Si l'on souhaite modéliser une cavité fermée, il est aisé de placer des conditions de court-circuit électrique aux limites du volume. Mais à l'inverse, comment modéliser un système en espace libre dans lequel les ondes, après interaction avec le système étudié, doivent se propager sans réflexion jusqu'à l'infini ?

Les conditions aux frontières sont le sujet de nombreux travaux de recherche depuis le début des années 1980 [HS77], [EM80], [Mur81]. En 1994, BÉRENGER dévoile une méthode d'absorption totale des ondes sortantes, devenue la référence dans le domaine : les PML (*Perfectly Matched*

Layer) [Bér94]. Les PML de BÉRENGER absorbent les ondes quels que soient la fréquence, la polarisation et l'angle d'incidence, en espace libre et dans des milieux diélectriques ou magnétiques. Les PML peuvent offrir un coefficient de réflexion inférieur à -80 dB et peuvent être placées très proches des structures étudiées (quelques cellules).

Le principe de base de la méthode consiste à ajouter aux bords du volume de calcul des couches d'un milieu à pertes dispersif et anisotrope de conductivité électrique σ_e et magnétique σ_m dans la direction normale aux couches PML. Les conductivités magnétiques et électriques du milieu respectent la condition suivante en incidence normale :

$$\frac{\sigma_e}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma_m}{\mu_0} \quad (3.12)$$

Si la condition 3.12 est respectée, le milieu possède une impédance égale à celle du vide. Ainsi, le milieu est adapté et toute onde incidente n'est pas réfléchi. L'originalité de la méthode provient de la séparation de toutes les composantes du champ électromagnétique en deux sous-composantes, par exemple $E_z = E_{zx} + E_{zy}$, ajoutant un degré de liberté supplémentaire [Gui00].

Une transition...

Les paragraphes précédents ont permis de présenter brièvement les principes de base de la méthode des différences finies dans le domaine temporel. Cette méthode étant bien connue en CEM, et le but de ces travaux n'étant pas de développer un code, la description est très synthétique.

Le paragraphe suivant présente le simulateur du laboratoire, utilisé pour modéliser les attachements de la foudre sur avion. Le logiciel a sensiblement évolué entre le début et la fin de ces travaux. Ces évolutions du code ont conditionné de nombreux choix de modélisation tout au long de notre étude, c'est pourquoi il nous paraît important de les décrire.

3.3 Le logiciel TEMSI-FD

3.3.1 Généralités

TEMSI-FD, pour Time ElectroMagnetic Simulator, est le simulateur développé au laboratoire XLIM, basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel [Gui07]. C. GUIFFAUT et C. GIRAUDON ont initialement développé ce code pour des applications en CEM et radar. De nombreux développements ont ensuite élargi le domaine d'application jusqu'aux antennes.

Le simulateur est écrit en FORTRAN 90, sous forme de différents modules et orienté objet. La première version du code, apparue en 2001, connaît de nombreuses améliorations grâce à la création de nouveaux modules. Dans les paragraphes suivants sont présentées les principales améliorations apportées au code pendant ces trois ans de thèse.

3.3.2 Les fils obliques

Nous avons présenté en 3.2.3 le formalisme classique de modélisation de fils en FDTD, le modèle de HOLLAND. Le fait de ne pouvoir placer des fils que sur les arêtes des cellules est l'inconvénient majeur de ce formalisme. En effet, un fil en biais est obligatoirement représenté

en marches d'escalier avec le modèle de HOLLAND. Les inconvénients de cette modélisation sont les suivants :

- non respect de la géométrie initiale de fil ;
- augmentation de la longueur du fil, d'un facteur pouvant atteindre $\sqrt{3}$;
- possibilité de créer un nœud de 6 fils au maximum ;
- limitation du nombre de fils par maille.

Pour notre cas d'étude, ces limitations nous mènent rapidement vers une impasse. En effet, la pieuvre de fils à modéliser est très dense et extrêmement complexe : présence de nœuds multifils, proximité de plusieurs tronçons, torons proches de parois etc.

C'est pour résoudre ce problème qu'un formalisme de HOLLAND amélioré est développé : le formalisme des fils obliques. Les lignes suivantes synthétisent le principe de base du modèle développé par C. GUIFFAUT. L'objectif de ce paragraphe n'est pas de décrire rigoureusement la théorie du formalisme mais plutôt de présenter la philosophie et les avantages apportés par rapport au formalisme classique de HOLLAND. Néanmoins, plus de détails concernant le modèle sont présents en annexe B

Dans le cas d'un fil droit positionné suivant l'axe des z (figure 3.5(a)), le champ électromagnétique moyen lié au courant sur le fil est donné par l'équation 3.11a. A partir de cette relation, le courant I_z et la charge Q_z sur le fil sont facilement calculés grâce au schéma des dérivés centrées. La facilité d'implémentation de la relation 3.11a dans le schéma de YEE provient de l'orientation du fil. Dans l'exemple choisi en figure 3.5(a), le fil est orienté suivant l'axe des z , ainsi, les composantes des champs considérées sont E_z et H_z . Ces composantes étant directement évaluées grâce au schéma *leapfrog*, la relation est immédiate avec les courants et champs.

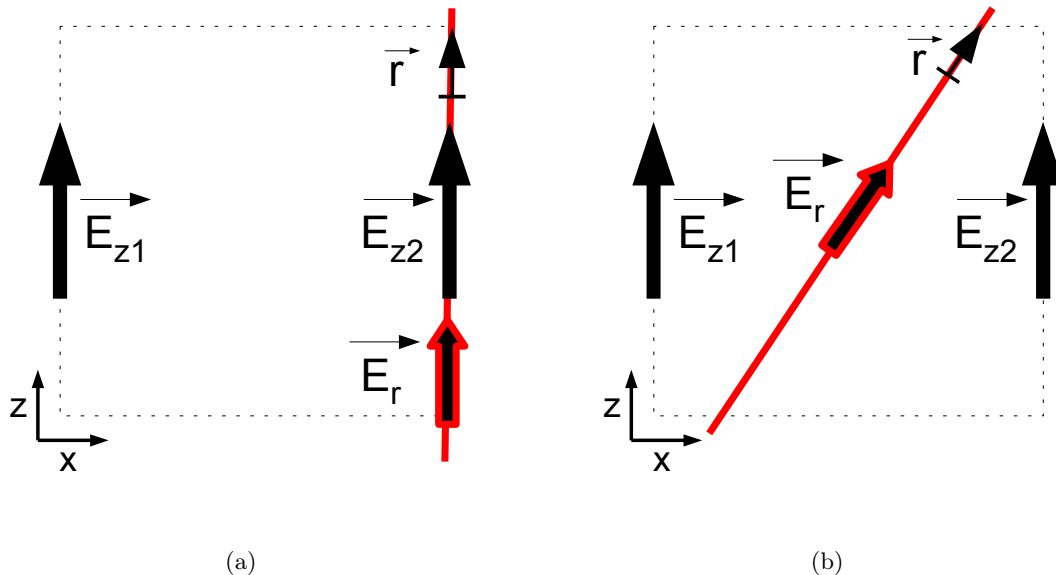


FIGURE 3.5 – Position d'un fil droit (a) et oblique (b) dans une cellule FDTD en 2D

Par contre, comme le montre la figure 3.5(b), dans le cas d'un fil oblique dans la maille, la relation n'est pas immédiate. En effet, la simplification des équations 3.10a et 3.10b est moins triviale si le fil n'est pas orienté suivant une arête.

Afin de traiter le problème, la relation 3.11a est intégrée sur le volume d'une cellule FDTD. L'intégrale est centrée sur la composante de champ électrique afin de minimiser le comportement du fil lorsqu'il est incliné. Douze nouvelles équations sont écrites, associées aux douze arêtes de la cellule de YEE [GRP10] :

$$\{ \langle L_{u,j,m} \rangle (\partial_t I + \nu^2 \partial_r Q) + RI \} \vec{dr} \cdot \vec{u} = \langle E_{u,j,m} \rangle \quad (3.13)$$

Dans cette relation 3.13, $u = x, y$ ou z et l'indice j indique une des quatre composantes E_u entourant la cellule m . Un développement adéquat faisant intervenir des pondérations permet de réduire le système de douze équations en une seule, définie comme suit [GRP10] :

$$L_k (\partial_t I_k + \nu^2 \partial_r Q) + RI_k = \langle E_k \rangle \quad (3.14)$$

avec

$$L_k = \sum_{u=x,y,z} L_{u,k} dr_u^2 \quad (3.15)$$

$$\langle E_k \rangle = \sum_{u=x,y,z} \langle E_{u,k} \rangle dr_u \quad (3.16)$$

$$L_{u,k} = \sum_{n,m \cap k} \left[\frac{\delta l_{k,m}}{\Delta l} \sum_{j=1}^4 (\langle L_{u,j,m} \rangle p_{u,j,k,m}) \right] \quad (3.17)$$

$$\langle E_{u,k} \rangle = \sum_{n,m \cap k} \left[\frac{\delta l_{k,m}}{\Delta l} \sum_{j=1}^4 (\langle E_{u,j,m} \rangle p_{u,j,k,m}) \right] \quad (3.18)$$

k est le numéro d'un segment de fil et Δl sa longueur. $\delta l_{k,m}$ est la longueur du segment k dans la cellule m et $p_{u,j,k,m}$ est un coefficient de pondération.

Les possibilités offertes par ce formalisme original, et utiles à notre étude, sont les suivantes :

- possibilité de cheminement d'un fil proche d'une paroi ;
- traversé d'une paroi ;
- jonction multifils testée jusqu'à 16 fils ;
- possibilité de présence de plusieurs fils dans la même maille, avec une approximation locale d'ordre un concernant les couplages directs entre les fils ;
- prise en compte d'un fil infini (jonction fil PML) ;
- ajout d'éléments circuits (capacité, résistance, inductance) et de générateurs sur les fils.

Dans le chapitre 6, nous expliquons comment le formalisme des fils obliques a conditionné nos choix de modélisation du câblage avion.

3.3.3 La double précision

La seconde amélioration du code apportée pendant ces travaux de thèse concerne la précision des calculs. A l'origine, le code est développé en "simple précision", c'est-à-dire que toutes les variables sont définies avec 7 chiffres significatifs. Cette précision est suffisante dans la majeure partie des cas car elle permet d'atteindre une dynamique de calcul de 120 dB environ. Néanmoins, dans le cadre de notre étude, il s'avère que la simple précision implique des erreurs numériques.

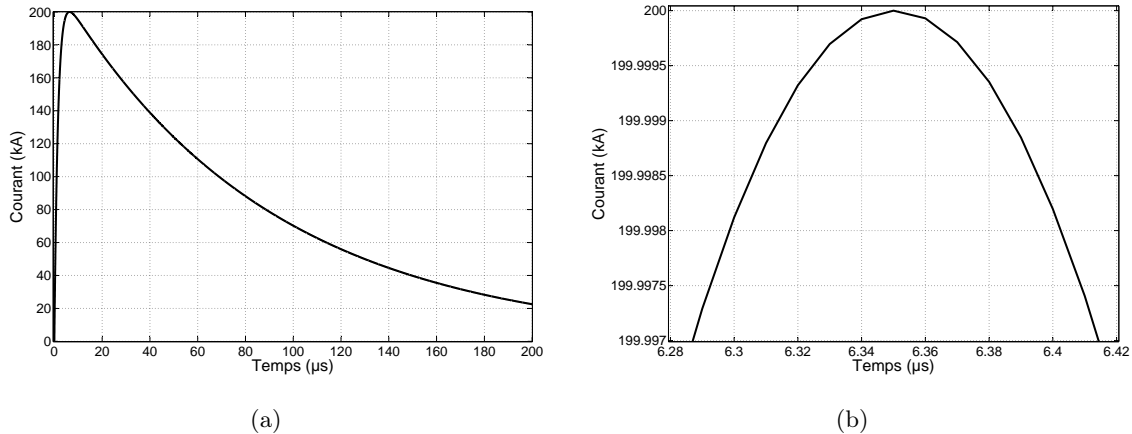


FIGURE 3.6 – Représentation temporelle globale de l'onde 6.4/70 (a) et zoom sur la valeur crête (b)

Afin d'expliquer ce paramètre, considérons tout d'abord la forme d'onde utilisée pour exciter l'avion : la composante 6.4/70. La figure 3.6 représente l'onde 6.4/70 globale 3.6(a) ainsi qu'un zoom sur la valeur crête 3.6(b).

Au niveau de la valeur crête du courant, les variations sont très faibles : environ 1 A sur 100 ns. Nous avons vu en 3.2.2 que le pas spatial et le pas temporel sont liés par une condition de stabilité (3.6). Par exemple, pour un maillage cubique de 5 à 10 cm, le pas temporel est compris entre 100 et 200 ps (cf équation 3.6b). Ainsi, seulement 100 à 200 ps séparent le calcul d'un champ ou d'un courant d'un instant n à un instant $n+1$. Le principe des dérivées centrées fait intervenir des différences entre deux valeurs de champ successives. Donc, si la différence entre deux champs séparés d'un demi-temps ou d'une demi-maille est trop faible, il se peut que 7 chiffres significatifs soient insuffisants et que la différence calculée soit nulle. L'erreur produite à l'instant n se propage donc aux instants postérieurs et induit irrémédiablement une erreur cumulée conséquente.

La solution proposée est d'effectuer tous les calculs en "double précision", en considérant non plus 7 mais 14 chiffres significatifs. La dynamique est augmentée, et les différences entre deux champs successifs sont donc quantifiables.

3.3.4 Les moyens de calcul et la parallélisation du code

Ressources informatiques nécessaires

Un avion est une structure de grande taille, dont la modélisation requiert des ressources informatiques conséquentes. En effet, même si des simplifications de la géométrie (cf 4.2) permettent de réduire les dimensions de la structure, le volume de calcul atteint un nombre de mailles impressionnant.

De plus, les formes d'onde injectées pour modéliser le foudroiement sont extrêmement longues. Si l'on souhaite obtenir uniquement les valeurs crêtes des courants induits et conduits suite à l'injection d'une onde A, un calcul d'au minimum une dizaine de μs est nécessaire. Considérons, comme dans le paragraphe précédent, que l'avion est maillé en cellules cubiques de 5 cm. Le pas temporel relatif est alors de l'ordre de 100 ps. Obtenir les courants crêtes induits par l'injection d'une onde A requiert donc au moins 100 000 itérations temporelles. Pendant chaque itération

temporelle, toutes les grandeurs (champ magnétique, électrique, courants...) dans toutes les cellules sont calculées. La durée de chaque itération est par conséquent longue au vu du nombre de mailles nécessaires à la modélisation de l'avion.

Au final, tous ces facteurs se cumulent et induisent des temps de calcul très conséquents. Le travail d'un doctorant ne pouvant se limiter à une attente interminable devant un PC, une solution s'impose !

Tout d'abord, les calculs sont réalisés au centre de calcul du CNRS : l'IDRIS (Institut de Développement des Ressources en Informatique Scientifique). Les ressources informatiques proposées par l'IDRIS sont extrêmement performantes et un gain de 5 à 7 est obtenu sur la machine NEC-SX8 par rapport à un PC de bureau. Si l'utilisation de la NEC permet d'obtenir les valeurs crêtes des courants en un temps raisonnable, il est illusoire d'observer l'allure de la relaxation de l'onde (jusqu'à quelques centaines de μs). C'est dans cette optique que deux solutions sont envisagées :

- développer un algorithme d'extrapolation des ondes basse fréquence ;
- paralléliser le code de calcul afin de réaliser les simulations sur plusieurs processeurs.

La parallélisation du code est présentée dans le paragraphe suivant alors que la méthode d'extrapolation est développée en 3.4.

La parallélisation

La parallélisation d'un code consiste à attribuer à plusieurs processeurs une partie des données à traiter. Distribuer les tâches et la taille mémoire sur plusieurs processeurs divise, en théorie, le temps de calcul et la taille mémoire d'un facteur proportionnel au nombre de processeurs [Gui00]. Outre la difficulté d'équilibrer correctement les tâches entre les processeurs, il faut s'assurer d'une bonne communication entre eux. Deux méthodes différentes sont utilisées pour paralléliser le code : le standard OpenMP (*Open Multi Processing*) et le standard MPI (pour *Message Passing Interface*).

Le simulateur parallélisé avec le standard OpenMP permet d'effectuer des calculs sur 8 processeurs au maximum sur la machine de l'IDRIS NEC-SX8. Un gain de 6 à 7 est obtenu par rapport à un calcul sur un processeur de cette même machine. La version OpenMP du code est utilisée dans cette étude pour tous les cas de validation du modèle avion.

La version MPI du code permet d'effectuer des calculs sur un grand nombre de processeurs (64 dans notre cas) sur la machine IBM Power-6 de l'IDRIS. Nous obtenons en moyenne un gain de 100 par rapport à un calcul sur un processeur. La version MPI du code est utilisée pour tous les calculs sur les temps longs ($\geq 200\mu s$) et permet donc d'observer l'allure du temps de descente des courants induits et conduits.

La parallélisation du code offre de nombreuses possibilités et donne accès à des informations sur les courants calculés impossibles à obtenir avec le code classique : largeur à mi-hauteur, temps de relaxation total etc. Cependant, les performances des machines sur lesquelles est porté le code ne permettent pas de calculer les courants jusqu'à leur totale évanescence. Pour calculer l'énergie contenue dans l'onde de courant, nous sommes contraints de disposer d'une onde complètement amortie car il est nécessaire de calculer une intégrale sur le temps. De même, déterminer le spectre du courant requiert une onde complètement revenue à zéro. C'est pourquoi nous avons développé une méthode d'extrapolation de signaux basse fréquence décrite ci-après.

3.4 L'extrapolation

3.4.1 Etat de l'art

Extrapoler des résultats de simulation en différences finies jusqu'aux temps longs est un sujet fortement présent dans la littérature. Parmi ces méthodes de *post processing*, l'algorithme MUSIC (pour *MUltiple SIgnal Classification*) [BSWL92], ou les techniques de "*system identification*" (SI) [KW94], entre autres, permettent d'extrapoler des signaux en temporel. Néanmoins, ces algorithmes sont essentiellement destinés à l'extrapolation de signaux résonants. D'autres méthodes plus connues comme l'algorithme de PRONY ou le modèle auto régressif (AR) donnent de très bon résultats [JMM94] [KM91].

La SEM, pour *Singularity Expansion Method*, développée par C.E. BAUM, a révolutionné les méthodes d'interpolation de signaux [BF76]. En effet, BAUM démontre que tout signal peut se décomposer en une somme d'exponentielles complexes, définies par des paires de pôles et de résidus complexes. La SEM a inspiré les fameuses méthodes POF (*Pencil-Of-Function*) et GPOF (*Generalized-Pencil-Of-Function*), largement utilisées dans les algorithmes d'interpolation temporelle [SNWJ80] [HS89]. La méthode Matrix-Pencil (MP) est une variante de la méthode GPOF et propose une méthodologie identique, i.e. extraire les pôles et résidus d'un signal transitoire afin de l'approximer par une somme d'exponentielles [SP95]. Cet algorithme est très efficace pour interpoler un signal. Néanmoins, peu d'études appliquent cette méthode pour extrapoler des formes d'onde temporelles non résonantes. Seuls ADVE *et al.* utilisent cet algorithme afin de supprimer les instabilités de leur simulateur temporel aux temps longs (oscillations parasites, divergences etc) [ASPR97].

On se propose d'utiliser l'algorithme MP pour extrapoler des signaux temporels non amortis. Dans un premier temps, l'extrapolation directe de la réponse d'une structure à une impulsion 6.4/70 est effectuée. Ensuite, une application de l'algorithme MP pour des signaux plus haute fréquence dans le cadre d'une méthode originale est présentée en 3.4.3.

3.4.2 L'algorithme Matrix-Pencil

D'après [BF76], tout signal temporel y_k possédant N échantillons peut être décomposé en une somme d'exponentielles amorties tel que :

$$y_k = \sum_{i=1}^M r_i z_i^k \quad \text{avec } k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.19)$$

avec z_i et r_i respectivement les pôles et résidus complexes définis comme suit :

$$z_i = e^{s_i} = e^{\alpha_i + j\omega_i} \quad (3.20)$$

L'objectif de la méthode est d'évaluer le nombre de pôles et résidus complexes ainsi que leurs poids. Pour cela, la méthode POF propose de considérer les vecteurs transposés \vec{y}_i suivants [SNWJ80] :

$$\vec{y}_i = [y_i, y_{i+1}, \dots, y_{i+N-L-1}]^T \quad \text{avec } M \leq L \leq N - M \quad (3.21)$$

Le paramètre L est le "critère de pencil" lié au nombre de couples pôles-résidus M. Les vecteurs \vec{y}_i permettent de former deux matrices dites de HANKEL :

$$Y_1 = [\vec{y}_0, \vec{y}_1, \dots, \vec{y}_{L-1}] \quad (3.22)$$

$$Y_2 = [\vec{y}_1, \vec{y}_2, \dots, \vec{y}_L] \quad (3.23)$$

L'originalité de la méthode *Matrix Pencil* est la suivante : former un système matriciel à partir de 3.22 et 3.23 défini comme suit :

$$Y_1 - \lambda_i Y_2 \quad (3.24)$$

Ce système fait intervenir les valeurs propres λ_i de Y_1 et Y_2 . Les vecteurs propres généralisés \vec{q}_i sont finalement donnés par :

$$Y_2 \vec{q}_i = \lambda_i Y_1 \vec{q}_i \quad (3.25)$$

La résolution de ce système passe inévitablement par le calcul de la matrice inverse de Y_1 , Y_1^+ . Pour cela, SARKAR et. al. proposent de factoriser Y_1 en ses valeurs singulières, comme suit :

$$Y_1 = U D V^H \quad (3.26)$$

$$Y_1^+ = V D^{-1} U^H \quad (3.27)$$

Dans ces expressions, U et V sont les matrices unités respectivement des vecteurs singuliers gauche et droite, et D est la matrice diagonale des valeurs singulières σ_i . En multipliant 3.25 par Y_1^+ , le système de valeurs propres suivant est formé :

$$Y_1^+ Y_2 \vec{q}_i = \lambda_i \vec{q}_i \quad (3.28)$$

La résolution du système 3.28 permet d'obtenir les λ_i , qui sont finalement les pôles z_i définis en 3.19.

La seconde étape consiste à calculer le nombre de pôles nécessaires à la résolution du problème. Cette détermination est menée à partir des valeurs singulières σ_i issues de la matrice diagonale D définie en 3.26 :

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{\min(N-L, L)}. \quad (3.29)$$

Si le rapport entre deux valeurs singulières consécutives σ_{M+1}/σ_M est inférieur à un seuil convenablement choisi, le nombre de pôles M à prendre en compte est défini.

La dernière étape du raisonnement permet de calculer les résidus r_i définis en 3.19, à travers la résolution du problème en moindres carrés suivant :

$$\min_{\vec{r}} \|Z \vec{r} - \vec{y}\| \quad (3.30)$$

avec

$$Z = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_M^{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\vec{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{N-1}]^T \quad (3.32)$$

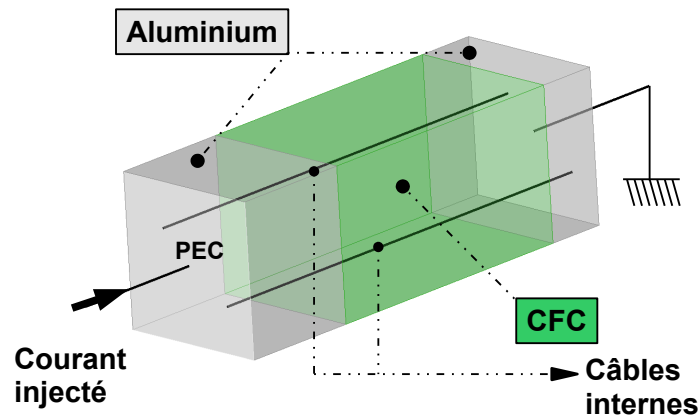
$$\vec{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T \quad (3.33)$$

Les exponentielles z_i déduites des pôles et résidus déterminés grâce à la méthode *Matrix Pencil* sont définies sur N points, correspondant au nombre d'échantillons de la séquence FDTD initiale. On se propose de calculer ces exponentielles sur un nombre d'échantillons supérieur à N , permettant ainsi de réaliser l'extrapolation des signaux temporels.

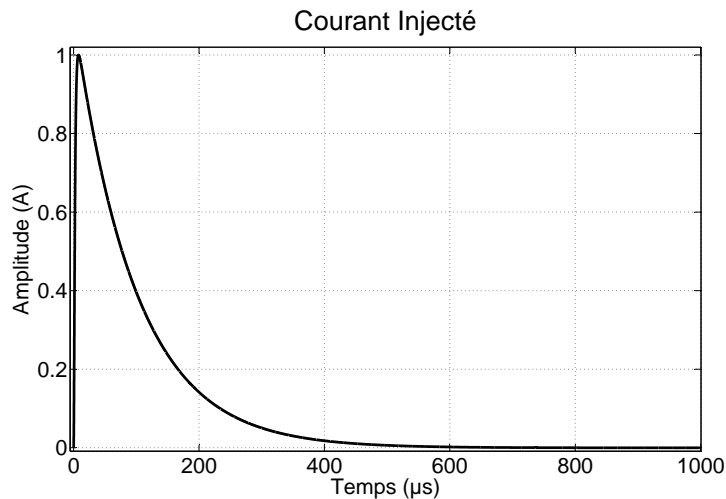
Nous démontrons par la suite que cet algorithme est parfaitement adapté à l'extrapolation de signaux temporels.

3.4.3 Application

Dans un premier temps, afin de valider les performances de l'algorithme MP pour l'extrapolation de signaux basse fréquence, nous considérons la situation décrite en figure 3.7(a).



(a)



(b)

FIGURE 3.7 – Schéma de la cavité Aluminium-CFC modélisée (a) et allure du courant injecté (b)

Nous modélisons une cavité vide de dimensions $35 \times 35 \times 100 \text{ cm}^3$ dont les parois aux deux

extrémités sont en aluminium et les parois au centre en CFC. Un courant est injecté sur la face avant en matériau parfaitement conducteur (PEC) afin d'obtenir une répartition homogène sur toute la section. Un second fil sur l'autre extrémité de la cavité permet d'évacuer le courant injecté dans les PML. A l'intérieur, deux fils relient les extrémités de la cavité. Du fait de la faible conductivité du composite, le courant de surface est diffusé et est induit sur les fils internes. On souhaite calculer ce courant lorsqu'une forme d'onde de type 6.4/70 est injectée (figure 3.7(b)).

Le courant induit est calculé en différences finies jusqu'à $12 \mu s$ (figure 3.8(a)). Ensuite, ce courant est extrapolé jusqu'à 1 ms avec la méthode MP, en considérant 5 couples pôles-résidus. La comparaison du courant extrapolé avec celui calculé entièrement en différences finies est représentée en figure 3.8(b) en temporel et en figure 3.8(c) en fréquentiel. Le résultat extrapolé est très proche du résultat FDTD, démontrant donc que l'algorithme MP est un outil adapté à l'extrapolation de signaux basse fréquence.

Grâce à l'extrapolation, les spectres des courants deviennent accessibles en un temps de simulation raisonnable. Le paragraphe suivant décrit une amélioration à l'extrapolation présentée ci-dessus. En effet, on se propose de calculer la fonction de transfert du système grâce à une impulsion courte durée extrapolée. Ensuite, à partir de cette fonction de transfert large bande, la réponse du système à n'importe quelle excitation est quantifiable.

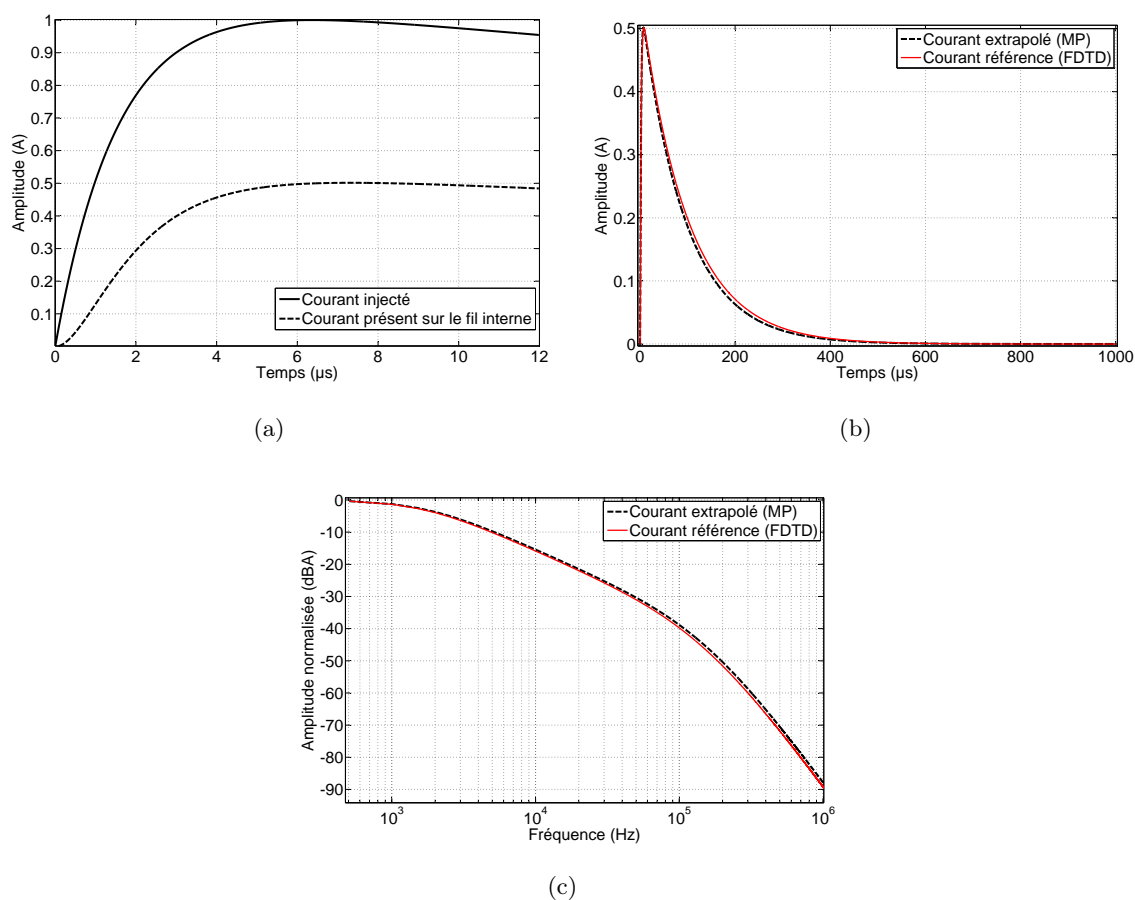


FIGURE 3.8 – Courant induit calculé en différences finies jusqu'à $12 \mu s$ (a) et courant extrapolé jusqu'à 1 ms comparé au calcul complet FDTD en temporel (b) et en fréquentiel (c)

3.4.4 La méthode SILI

Principe

L'organigramme de la figure 3.9 synthétise le principe de base de la méthode baptisée SILI (pour *Short Impulse to Large Impulse*).

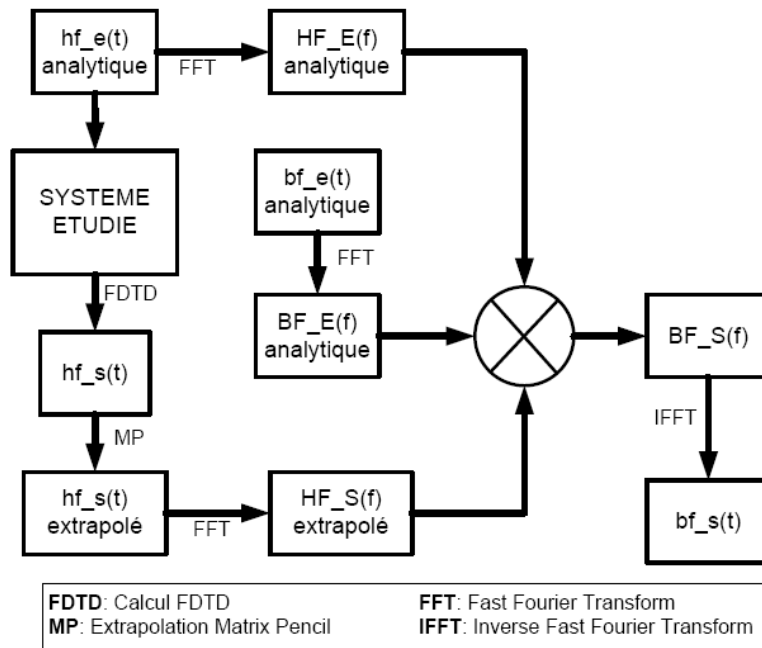


FIGURE 3.9 – Organigramme du principe de la méthode SILI

Dans un premier temps, on considère une impulsion de courte durée ($< 5\mu s$), généralement gaussienne, donc couvrant une large bande spectrale. La réponse du système étudié à cette impulsion est calculée en différences finies, sur une durée égale au temps mis par l'impulsion d'entrée pour s'atténuer correctement. Néanmoins, le temps requis par l'atténuation de la réponse du système peut être très long comparé à la durée de l'impulsion initiale. Ainsi, la réponse est extrapolée grâce à la méthode MP décrite en 3.4.2.

Dans un second temps, la fonction de transfert du système est calculée (3.34a) : c'est le rapport dans le domaine fréquentiel entre la réponse extrapolée et l'impulsion initiale. La fonction de transfert est donc obtenue sur une large bande de fréquence. A partir de la fonction de transfert, la réponse à n'importe quelle excitation peut être calculée (3.34b), simplement en multipliant le spectre de cette excitation par la fonction de transfert fréquentielle. A ce stade, il est important de préciser que la linéarité du système est supposée, donc que la fonction de transfert est la même quelle que soit l'excitation.

$$G(f) = \frac{HF_S(f)_{extrapolee}}{HF_E(f)} \quad (3.34a)$$

$$LF_S(f) = G(f) \times LF_E(f) \quad (3.34b)$$

Validation

La méthode SILI est appliquée au système présenté en 3.4.3. Le courant injecté est une gaussienne définie par une fréquence maximale de 2 MHz, donc atténuée après $2 \mu s$. Le courant calculé sur le fil interne n'est pas complètement atténué au bout de $2 \mu s$ car la diffusion du courant à travers le composite allonge sensiblement la forme temporelle (figure 3.10(a)). Ce courant est extrapolé avec l'algorithme MP afin de pouvoir calculer la fonction de transfert du système (figure 3.10(b)). Ensuite, la réponse du système à une excitation de type 6.4/70 est déduite et comparée à un courant de référence issu d'une simulation FDTD complète (figure 3.10(c)).

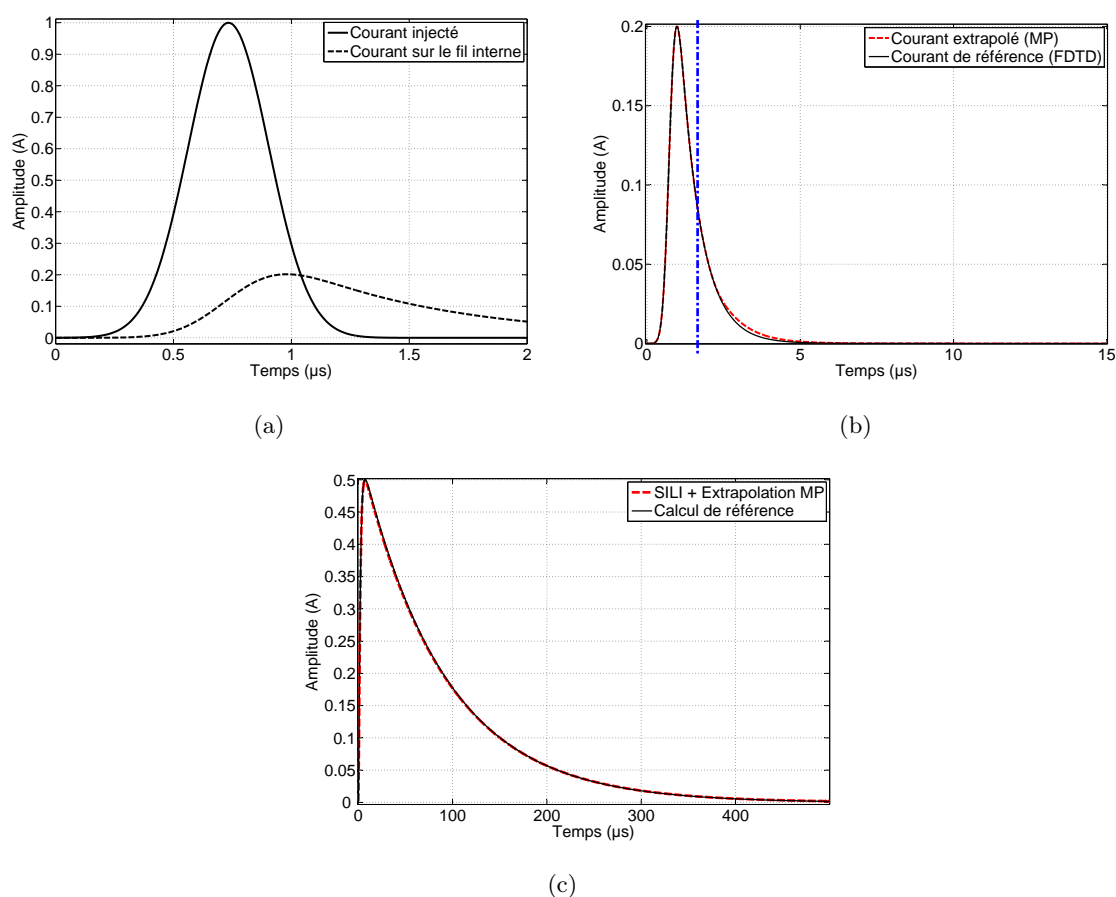


FIGURE 3.10 – Courant gaussien induit calculé en différences finies jusqu'à $2 \mu s$ (a) et courant extrapolé comparé au calcul complet FDTD (b). Réponse du système à une impulsion de type 6.4/70 calculée à l'aide de la méthode SILI (c)

Bilan

Les résultats obtenus sont très satisfaisants, et en accord avec le calcul FDTD de référence. Grâce à la combinaison entre la méthode SILI et l'extrapolation MP, il est possible d'obtenir la réponse d'un système sur des temps très longs uniquement à partir d'un calcul FDTD sur $2 \mu s$. De plus, la fonction de transfert permet de calculer la réponse du système à n'importe quel type d'excitation.

Dans le chapitre 8, la méthode SILI est utilisée pour calculer les courants induits sur les torons du moteur latéral lorsque l'avion est parcouru par un courant foudre de type 6.4/70. La méthode SILI permet d'obtenir les formes d'onde des courants jusqu'à 1 ms à partir d'un calcul FDTD sur $50 \mu s$.

Conclusions

Cette première partie a synthétisé toutes les notions théoriques de base et introduit les outils nécessaires à la compréhension de notre étude. Le potentiel grandissant des modèles numériques permet d'envisager la mise en place d'un outil puissant d'aide à la certification.

Le simulateur FDTD développé au laboratoire et utilisé lors de ces trois ans offre de nombreuses possibilités. L'avancée la plus notable par rapport aux autres codes commerciaux est sans nul doute le formalisme des fils obliques. Le fait de s'affranchir de la grille cartésienne pour modéliser les fils repousse les limites de la méthode des différences finies. De plus, l'interfaçage avec les descriptions géométriques du câblage sont facilitées. En effet, il est inutile, entre autres, de concevoir un algorithme de projection sur une grille.

Afin d'améliorer les performances de la méthode FDTD, des outils originaux d'extrapolation de signaux basse fréquence sont développés. Le gain de temps obtenu grâce à la méthode SILI permet d'envisager la réalisation de calculs conséquents.

Les outils disponibles ainsi que les contraintes liées à la physique des phénomènes calculés condensent les choix effectués afin de concevoir le modèle numérique. Ces étapes sont détaillées dans la partie suivante du mémoire.

Deuxième partie

Création de la maquette FDTD du FALCON 7X - Validation des modèles

Préambule

Avant de détailler le modèle développé, ces quelques lignes décrivent la démarche scientifique adoptée pour la modélisation du FALCON en différences finies. Mailler une structure aussi complexe qu'un avion requiert la mise en place d'une méthodologie soignée, définie en étroite relation avec les objectifs précédemment cités, les capacités du solveur et les ressources informatiques disponibles. Ainsi, le modèle doit, par exemple, être entièrement modulaire afin de faciliter toute modification de matériau, d'épaisseur etc. Ces travaux étant les précurseurs de la méthodologie employée, le processus de maillage contient inévitablement des développements d'interfaces entre chaque outil utilisé : du logiciel de CAO au mailleur, du mailleur au solveur etc. Bien que toutes aient été développées pendant ces trois ans, ces interfaces ne seront pas présentées dans ce mémoire.

La première étape du processus consiste en une simplification de la géométrie fournie par l'avionneur. La géométrie est issue de la maquette numérique et contient toutes les caractéristiques mécaniques : du module d'YOUNG au coefficient de dilatation thermique des matériaux. De plus, la géométrie est fidèle au rivet près au produit réel car la maquette numérique remplace désormais les maquettes physiques autrefois développées. Après une brève description du FALCON 7X, les outils utilisés et les simplifications apportées à la géométrie sont présentés au chapitre 4.

Ensuite, de nouvelles questions se posent : par exemple, comment modéliser les matériaux du fuselage ? Selon les caractéristiques électromagnétiques des matériaux, différents modèles existent en différences finies. L'incertitude majeure concerne les matériaux composites. Ces matériaux de composition particulière possèdent des caractéristiques difficiles à modéliser. Néanmoins, l'encombrement spectral de la perturbation considérée permet de se tourner vers un modèle basique.

Enfin, le dernier point important du processus de modélisation concerne le câblage. Le formalisme des fils obliques présenté en 3.3.2 est développé et disponible dans le simulateur TEMSI-FD. Dans cette étude, ce modèle est utilisé car il offre des possibilités de précision jusqu'à présent inégalées. Le chapitre 6 présente en détail notre modèle de câbles et les différentes simplifications imposées par la complexité du cas avion.

Chapitre 4

De la CAO aux Mailles

4.1 Le FALCON 7X

Le FALCON 7X (photo en figure 4.1) est le dernier avion d'affaire de la série FALCON développé par DASSAULT AVIATION. Le FALCON 7X est un triréacteur de rayon d'action de 10 560 km avec une vitesse maximum de Mach 0.9. Parmi les innovations présentes sur cet avion, citons le nouveau système de pilotage EASY ou les commandes de vol entièrement électriques. La conception de l'avion a débuté en 2002 et il a obtenu la double certification FAA et EASA mi-2007.



FIGURE 4.1 – Le FALCON 7X

Le FALCON 7X peut transporter jusqu'à une dizaine de passagers, selon la configuration. Ses dimensions externes sont les suivantes :

- envergure : 26 m ;
- longueur : 23 m ;
- hauteur : 7.8 m.

Une autre particularité du FALCON 7X concerne son développement car c'est le premier avion conçu entièrement grâce aux outils de CAO de DASSAULT AVIATION.

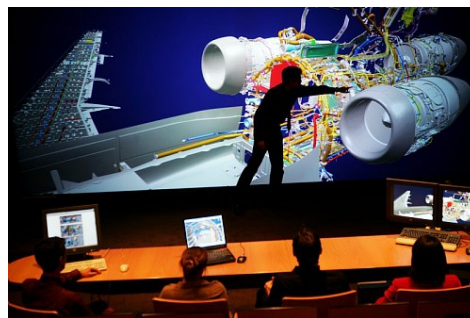
4.2 Philosophie de conception entièrement numérique

Le programme de développement du FALCON 7X inaugure une nouvelle méthode de conception des avions de DASSAULT AVIATION impliquant de nombreux outils informatiques : le *Product Lifecycle Management* (PLM). La philosophie d'un tel développement est la suivante : pouvoir gérer de manière entièrement numérique le cycle de vie complet d'un avion, depuis l'étape de design jusqu'à la maintenance du produit commercialisé. Le programme fait intervenir un ensemble d'outils numériques dont CATIA, le logiciel de Conception Assistée par Ordinateur (CAO) développé par DASSAULT SYSTÈMES.

CATIA a révolutionné la conception numérique au point de faire disparaître la maquette physique. La maquette numérique conçue apporte une description pièce à pièce et une gestion complète de tout l'avion. Lorsque l'on sait qu'un avion équivaut 100 000 pièces, 40 km de câbles et 300 000 fixations, on imagine bien la puissance des outils numériques utilisés pour le décrire. Néanmoins, même avec des outils puissants, une représentation de l'avion sur un écran ne remplace pas le visuel d'une maquette physique. C'est pourquoi une salle de projection en relief, baptisée VRC (*Virtual Reality Center*), est installée à DASSAULT AVIATION. Les photos de la figure 4.2 représentent la maquette de l'avion projetée dans le VRC.



(a)



(b)

FIGURE 4.2 – Photos de la maquette numérique du FALCON 7X projetée dans le VRC (source : DASSAULT AVIATION©)

La maquette numérique est "pluridisciplinaire" et le PLM permet à toutes les filières de travailler sur le même support, de l'aérodynamisme à la mécanique en passant par l'ergonomie. Ce référentiel unique est modifiable à l'infini et exportable sous toutes formes, dont celle utilisée dans notre étude.

De la version complète CATIA au modèle importé dans le mailleur, de nombreuses modifications sont apportées. Ces simplifications sont détaillées dans le paragraphe suivant.

moins, d'autres modifications préalables sont apportées à la géométrie afin de simplifier au maximum le modèle.

4.3.2 Deuxième étape : adapter le modèle aux besoins

Taille de la maille élémentaire

Bien que le FALCON 7X soit de petite taille par rapport, par exemple, à l'A380 d'AIRBUS, il demeure une structure délicate à modéliser en différences finies. Tout d'abord, il convient de choisir une taille de maille adaptée aux contraintes électromagnétiques inhérentes à la méthode des différences finies. D'après le deuxième critère de stabilité décrit en 3.2.2, les dimensions de la cellule élémentaire ne doivent pas excéder un dixième de la longueur d'onde minimale prise en compte. A 1 MHz, la forme d'onde A est suffisamment atténuée pour considérer cette fréquence comme limite haute du spectre de calcul. La longueur d'onde correspondante est de l'ordre de 300 m, il ne faut donc pas mailler l'avion en mailles supérieures à 30 m ! Au vu de la taille de l'avion, il est clair que ce critère n'est pas dimensionnant. Le second paramètre est donc d'ordre géométrique : quel est le plus petit élément considéré dans nos cas de calcul ?

La zone de l'avion nécessitant le plus de précision est le moteur latéral. La figure 4.4(a) représente le moteur latéral gauche avec, en transparence, la nacelle et le pylône et, de différentes couleurs, les blocs moteur. Le gap entre la nacelle et le bloc moteur, illustré en figure 4.4(b), est au minimum d'une dizaine de cm. Dans cet espace, de nombreux torons sont présents et une attention toute particulière leur est apportée car ils sont fortement contraints et alimentent, pour certains d'entre eux, un équipement hautement critique : le calculateur moteur. La géométrie cylindrique du moteur impose un maillage en marches d'escalier, impliquant l'obligation de considérer deux mailles entre la nacelle et le bloc moteur. Ainsi, un pas de maillage de 5 cm paraît être le meilleur compromis entre respect de la géométrie et dimensions du volume de calcul.

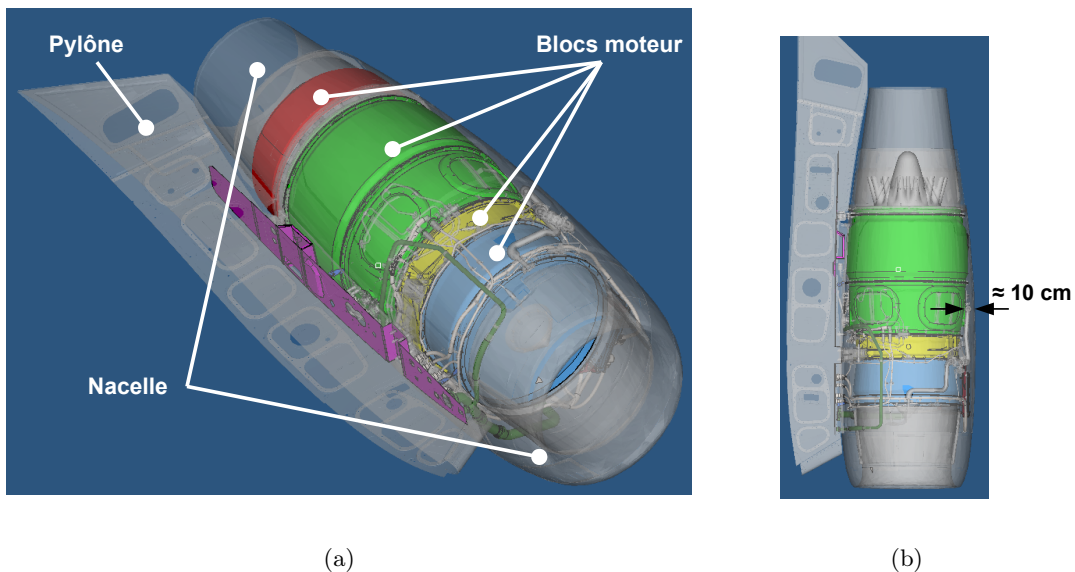


FIGURE 4.4 – Géométrie globale du moteur latéral gauche (a) et vue de dessus (b)

Réduction du volume de calcul

Vu les dimensions de l'avion (cf 4.1), le mailler en cellules élémentaires de 5 cm implique un volume de calcul de $520 \times 460 \times 156$, soit 37 millions de mailles. Un désavantage de la méthode des différences finies est pointé ici : l'obligation de mailler tout le volume de calcul, même aux endroits où aucune structure et/ou fil n'est modélisé. On se propose de réduire significativement le nombre de mailles grâce à l'hypothèse suivante : il est nécessaire de ne considérer que les zones de circulation privilégiées du courant lors du foudroiement.

Par exemple, on suppose que lors d'un foudroiement nez - aile droite, mailler ou pas l'aile gauche et l'empennage n'influe que très peu sur les courants induits au pied des équipements de la cabine, du cockpit ou de la soute. Ainsi, dans ce cas précis, le volume de calcul est divisé par trois, correspondant à une diminution significative des ressources en mémoire vive et en temps de calcul.

4.4 Le maillage

Le maillage est réalisé avec le logiciel HYPERMESH de la suite HYPERWORKS. Développé par ALTAIR, ce mailleur est très puissant et se destine originellement au maillage orienté mécanique. En effet, il intègre de nombreux solveurs permettant, entre autres, l'étude de déformations dues à l'application de forces. Le maillage réalisé est tétraédrique ou hexaédrique, donc bien plus complexe que le maillage parallélépipédique régulier propre à la méthode des différences finies.

En fait, la géométrie est maillée en surface à l'aide de triangles puis une routine s'appuie sur les nœuds de ce premier maillage pour générer un maillage approché cubique ou parallélépipédique. La géométrie simplifiée développée dans le précédent paragraphe est directement implémentée dans HYPERMESH. La figure 4.5 représente les différences entre la géométrie simplifiée et le maillage de la peau externe de l'avion entier.



FIGURE 4.5 – Géométrie simplifiée de la peau externe (a) et maillage (b)

La peau ainsi que les cadres et les lisses sont maillées en plaques 2D. Les seuls éléments volumiques sont le sol séparant la cabine des réservoirs carburants et les blocs moteur.

Le chapitre suivant décrit la manière dont sont considérés les éléments surfaciques dans le modèle FDTD. Tout d'abord, une description des différentes zones du fuselage est faite afin d'identifier les matériaux à modéliser.

Chapitre 5

Modélisation des structures surfaciques

La figure 5.1 référence toutes les zones de la peau du FALCON 7X. La nomenclature des zones étant spécifique, la liste de toutes les dénominations est aussi présentée.

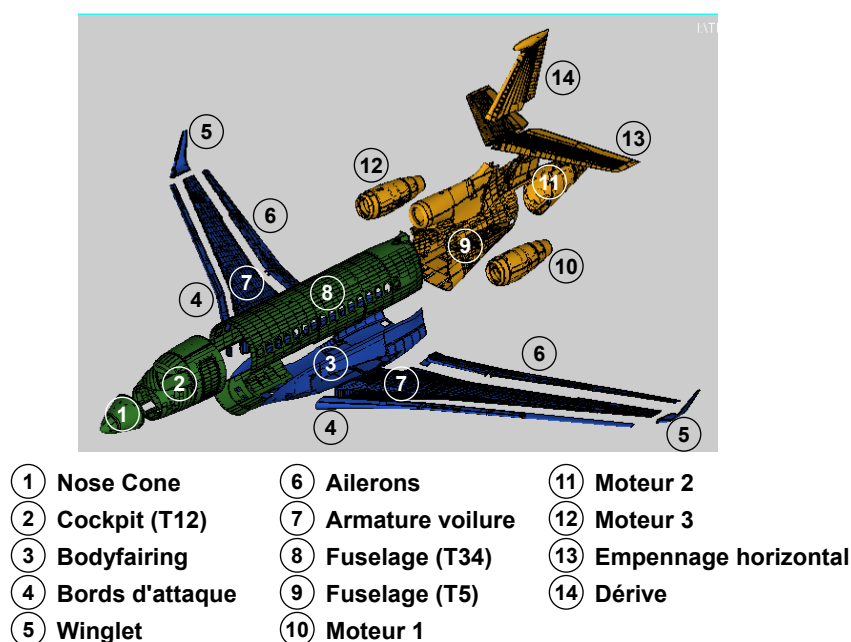


FIGURE 5.1 – Représentation et dénomination des différentes parties de la peau du FALCON 7X

L'épaisseur des matériaux du fuselage est, comme il a été évoqué précédemment, trop faible pour être modélisée à l'aide de volumes. Ainsi, le modèle de plaques minces décrit en 3.2.3 est utilisé. Néanmoins, il est tout de même nécessaire de connaître la conductivité électrique des matériaux, caractéristique délicate à obtenir dans le cas des matériaux composites.

Après une présentation des différentes parties du FALCON 7X et des matériaux correspondants, la validation du modèle utilisé est menée.

5.1 Les différents matériaux constituant le fuselage avion

Le FALCON 7X suit la tendance actuelle dans la conception de nouveaux avions, à savoir l'utilisation de plus en plus accrue de matériaux composites. Ce paragraphe décrit les différents matériaux composant le fuselage du FALCON 7X. Notons que d'importantes parties du fuselage demeurent métalliques et l'avion "tout composite" n'est pas encore envisagé. La figure 5.2 représente un découpage des principales zones en composite du FALCON 7X. Toutes les parties de la peau non colorisées sont en aluminium ou en alliages métalliques.

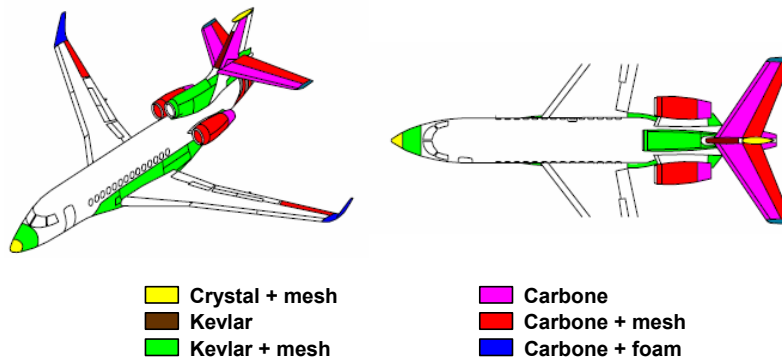


FIGURE 5.2 – Découpage des zones du FALCON 7X en fonction des matériaux

5.1.1 L'aluminium

L'aluminium prend une part très importante dans la composition du fuselage. L'aluminium seul ne possède pas, à part sa légèreté, des propriétés mécaniques très attrayantes d'un point de vue aéronautique. Néanmoins, l'alliage avec d'autres métaux le rend très performant. Classiquement, l'aluminium est allié avec de très faibles quantités de cuivre, de nickel, de manganèse ou de fer. La part d'aluminium dans ces alliages reste très importante et supérieure à 90 % [Meg07]. La couche de peinture présente sur toutes les parties en aluminium n'est pas considérée dans nos calculs car elle n'influe que très peu sur l'évacuation du courant.

Dans le modèle en différences finies, les parties du fuselage en alliages d'aluminium sont considérées comme de l'aluminium pur de conductivité $3.7 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$. Les épaisseurs varient d'une zone à l'autre mais sont en moyenne de l'ordre de 1.5 mm. Les parties du fuselage en aluminium sont les suivantes : la partie cockpit (T12), le fuselage principal (T34), la partie arrière du fuselage (T5), l'entrée des moteurs et les ailes.

5.1.2 Le titane

L'utilisation du titane en aéronautique débute principalement sur les avions militaires. Les alliages à base de titane sont de très bons isolants thermiques et résistent très bien à tous types de corrosion. Le titane représente jusqu'à 10 % de la masse d'un avion, principalement dans des pièces subissant de forts efforts mécaniques et soumises à d'importantes contraintes thermiques. Néanmoins, le titane ne constitue quasiment aucune pièce de la peau externe des avions civils, l'aluminium lui étant préféré.

Sur la peau du 7X, le titane est principalement présent au niveau des moteurs. A l'intérieur des deux pylônes latéraux, une plaque en titane isole la partie fuselage de la partie moteur. De plus, quelques parties du bloc moteur sont en titane.

Le titane est un très bon conducteur électrique. Les valeurs de conductivité présentes dans la littérature sont de l'ordre de 10^6 S.m^{-1} , soit un ordre de grandeur en deçà de la conductivité de l'aluminium.

5.1.3 Les matériaux Composites

Comme le montre la figure 5.2, de nombreux matériaux composites différents constituent la peau du 7X. Deux grandes familles se distinguent : les matériaux à base de carbone et ceux à base de kevlar.

La peau du nez de l'avion est constituée de Kevlar, dont une partie est recouverte d'un treillis métallique permettant d'augmenter la faradisation. Le radôme, extrémité du *nose cone*, est composé de kevlar seul car il contient le radar météo. Le kevlar étant quasiment transparent aux ondes électromagnétiques, le rayonnement du radar n'est pas perturbé par la coque du radôme. Néanmoins, le nez de l'avion est une zone privilégiée d'accrochage de la foudre, ainsi, des lignes parafoudre (ou *lightning-arrester strips*) permettent de drainer le courant foudre jusqu'à la zone suivante, plus conductrice (figure 5.3).

Le modèle différences finies du radôme ne considère pas les lignes parafoudres, car, pendant les essais, le courant de foudre est injecté à l'extrémité supérieure du radôme. Ainsi, seulement la partie postérieure en kevlar et treillis métallique est modélisée. En plus du *nose cone*, l'entrée d'air du moteur central et le *bodyfairing* sont constitués de kevlar associé à un treillis métallique.

Le composite à base de carbone constitue les extrémités de la voilure, l'empennage et les nacelles moteur. Comme pour le kevlar, au CFC est ajouté un treillis métallique augmentant sensiblement la conductivité électrique de l'alliage. Si les caractéristiques électromagnétiques du kevlar ou du CFC sont globalement connues et présentes dans la littérature, il est beaucoup plus délicat de déterminer une conductivité équivalente de ces mêmes matériaux munis d'un treillis métallique. Le paragraphe suivant présente la méthode retenue dans cette étude pour modéliser les matériaux composites.

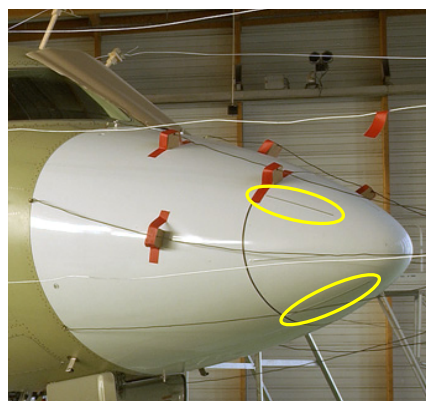


FIGURE 5.3 – Lignes parafoudre sur le radôme du 7X (photo DASSAULT AVIATION)

5.2 Modélisation des matériaux composites en différences finies

5.2.1 Généralités sur la modélisation des matériaux composites en différences finies

Les caractéristiques électromagnétiques des matériaux composites exposées en 1.5.2 indiquent que la modélisation de telles structures est délicate. Par exemple, prendre en compte l'anisotropie

du matériau est difficile.

L'utilisation accrue des matériaux composites a motivé le développement de nombreux modèles en différences finies. La suite de ce paragraphe synthétise les divers modèles présents dans la littérature de ces dernières années. Le paragraphe 5.2.2, quant à lui, présente la méthode utilisée pour la maquette du 7X ainsi que sa validation.

Modéliser avec exactitude n'importe quel matériau consiste à implémenter les équations 1.5 et 1.6 dans le schéma FDTD. La discrétisation d'une telle équation étant délicate, plusieurs modèles équivalents sont envisagés, comme celui des plaques minces présenté en 3.2.3. EARL développe en 2006 un modèle équivalent circuit permettant de considérer plusieurs couches différentes de matériaux composites [Ear06]. Chaque "feuille" du matériau est considérée comme un circuit RLC caractérisant le comportement fréquentiel de l'épaisseur de peau. Chaque circuit équivalent forme un schéma en échelle, d'où le terme de structure en *ladder*.

En 2005, HOLLOWAY présente un modèle équivalent multi-couches reproduisant le comportement électromagnétique des matériaux composites [HSJ05]. L'introduction de tenseurs de permittivité et de perméabilité permet de modéliser l'aspect anisotrope des matériaux. La méthode repose sur le principe de périodicité de la géométrie des matériaux composites (couches superposées) et utilise les calculs de matrices impédances. La méthode s'inspire des développements de sous-maillages, permettant de faire varier localement le pas spatial d'un facteur entier. D'autres travaux utilisent un principe identique mais en utilisant l'évaluation des matrices admittances [AABP08a] [AABP08b].

Néanmoins, HOLLOWAY démontre que le modèle multi-couches se distingue d'un modèle volumique classique à partir d'un GHz seulement. En deçà, le modèle à une ou plusieurs couches se comporte exactement comme un modèle classique. Ainsi, il nous semble inutile d'utiliser ces modèles complexes, au vu de l'encombrement spectral de la foudre. Le paragraphe suivant s'attache à confronter nos choix de modélisation avec la formulation analytique présentée dans la première partie.

5.2.2 Validation du modèle choisi

Il est indispensable de modéliser le plus précisément possible les matériaux de la peau de l'avion car le fuselage est l'interface principale entre le courant de foudre externe et le courant induit sur les câblages internes. L'utilisation du formalisme des plaques minces de BÉRENGER décrit en 3.2.3 est envisagée. Néanmoins, il est nécessaire de confronter ce modèle aux formulations analytiques des impédances de surface et de transfert 1.5 et 1.6.

Afin de conforter ce choix, le cas test FDTD illustré en figure 5.4 est considéré, soit une plaque mince infinie placée dans le plan yOz illuminée par une onde plane. La plaque mince est d'épaisseur t et possède une conductivité σ .

La matrice impédance de surface et de transfert s'exprime en fonction des composantes de champs électrique et magnétique de part et d'autre de l'échantillon comme suit :

$$\begin{bmatrix} E_{1y} \\ E_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_S & Z_T \\ Z_T & Z_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{1z} \\ H_{2z} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

A partir de cette expression matricielle, la résolution du système de deux équations mène aux formulations suivantes de Z_S et Z_T :

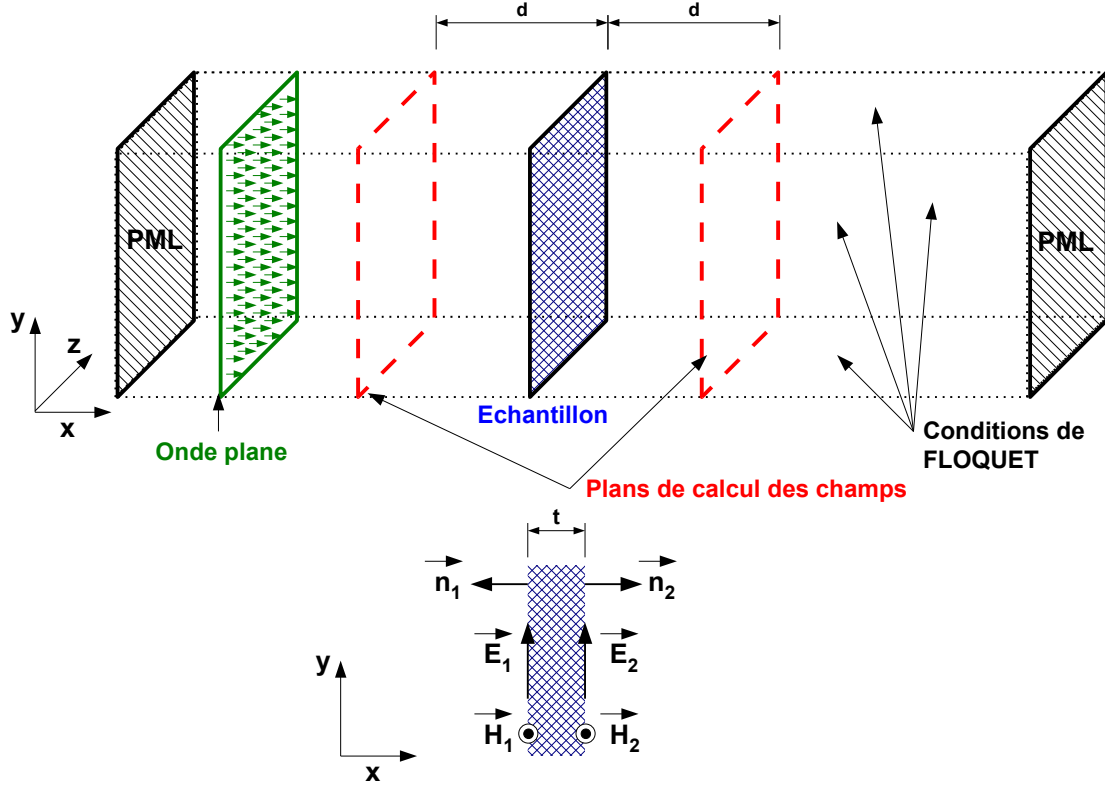


FIGURE 5.4 – Schéma du cas de validation du modèle de matériaux composites FDTD

$$Z_S = \frac{H_{1z}E_{1y} + H_{2z}E_{2y}}{H_{1z}^2 - H_{2z}^2} \quad (5.2)$$

$$Z_T = \frac{H_{2z}E_{1y} + H_{1z}E_{2y}}{H_{1z}^2 - H_{2z}^2} \quad (5.3)$$

Dans la situation de la figure 5.4, les champs sont calculés de part et d'autre de l'échantillon à une distance d . Les expressions des champs $E_{1,2}$ et $H_{1,2}$ au niveau de l'échantillon sont le résultat d'une décomposition en champ incident et réfléchi puis d'un déphasage en fréquence des champs calculés en FDTD $E_{d1,d2}$ et $H_{d1,d2}$. Donc, avec Δx le pas spatial et k_x la constante de propagation suivant l'axe des x , il vient :

$$E_1 = E_{1d}^{inc} e^{-jk_x d} + (E_{1d}^{tot} - E_{1d}^{inc}) e^{jk_x d} \quad (5.4)$$

$$E_2 = E_{2d}^{tr} e^{jk_x d} \quad (5.5)$$

$$H_1 = H_{1d}^{inc} e^{-jk_x(d-\Delta x/2)} + (H_{1d}^{tot} - H_{1d}^{inc}) e^{jk_x(d-\Delta x/2)} \quad (5.6)$$

$$H_2 = H_{2d}^{tr} e^{jk_x(d-\Delta x/2)} \quad (5.7)$$

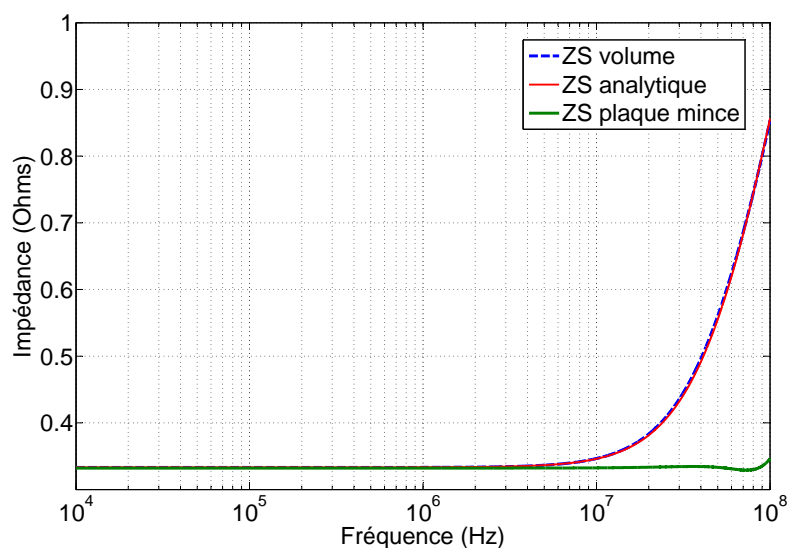
A partir des champs \vec{E} et \vec{H} dans les plans d^+ et d^- , il est possible de calculer les impédances

de surface et de transfert du matériau. Néanmoins, les composantes des champs fluctuent légèrement sur toute la surface d'observation. Afin de s'affranchir de la dépendance de la position du point d'observation, les composantes des champs sont sommées sur toute la surface avant d'être moyennées. Cela revient finalement à ne conserver que le mode fondamental TEM (Transverse ElectroMagnétique) propageant. Les champs moyens sont donnés par la relation suivante :

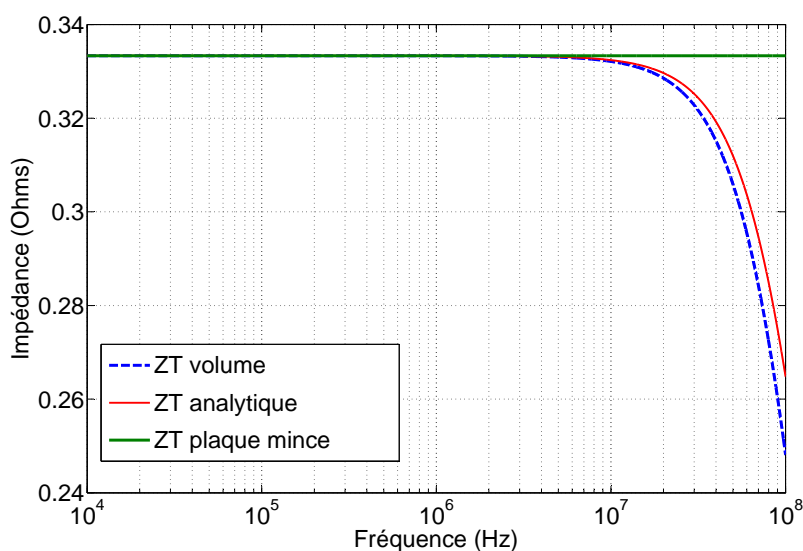
$$E_m = \frac{1}{N_y N_z} \sum_{j=1}^{N_y} \sum_{k=1}^{N_z} E(x_0, y_j, z_k) \quad (5.8)$$

Dans la relation 5.8, N_y et N_z sont respectivement le nombre de cellules suivant y et z que compte la surface de calcul des champs, et x_0 définit la position en x du plan de calcul. De la même manière, les composantes du champ magnétique sont moyennées sur la même surface.

Les impédances sont calculées lorsque le matériau est modélisé volumiquement (mailles FDTD) puis à l'aide du formalisme des plaques minces de BÉRENGER. L'échantillon considéré possède une conductivité de 1000 S/m et une épaisseur de 3 mm. Les résultats obtenus sont comparés avec les impédances calculées analytiquement en utilisant les formulations 1.5 et 1.6 (figure 5.5).



(a)



(b)

FIGURE 5.5 – Impédances de surface (a) et de transfert (b) d'un matériau composite obtenues en FDTD et confrontées au calcul analytique

D'après ces résultats, le modèle des plaques minces de BÉRENGER est conforme au calcul analytique jusqu'à une dizaine de MHz. Au delà, ce modèle se distingue, en raison du dépassement du domaine de validité en fréquence évoqué dans la première partie.

Dans le cadre de cette étude, nous démontrons que le domaine de validité fréquentiel du modèle de BÉRENGER est en parfait accord avec le spectre de définition des phénomènes foudre. Rappelons que le spectre de l'onde A passe au-dessous des -35 dB vers la centaine de kHz.

Néanmoins, les matériaux constituant le fuselage du 7X sont plus complexes car les couches de carbone ou de kevlar sont parfois agrémentées de treillis métalliques. Afin de quantifier l'effet du treillis sur les impédances de surface et de transfert, on insère au milieu de l'échantillon (maillé volumiquement) des fils sous forme de grillage parfaitement conducteur. Deux cas sont

considérés : un treillis de périodicité 5 mm et un autre de pas 1 mm. Les impédances sont évaluées à partir des champs et comparées au matériau seul (figure 5.6).

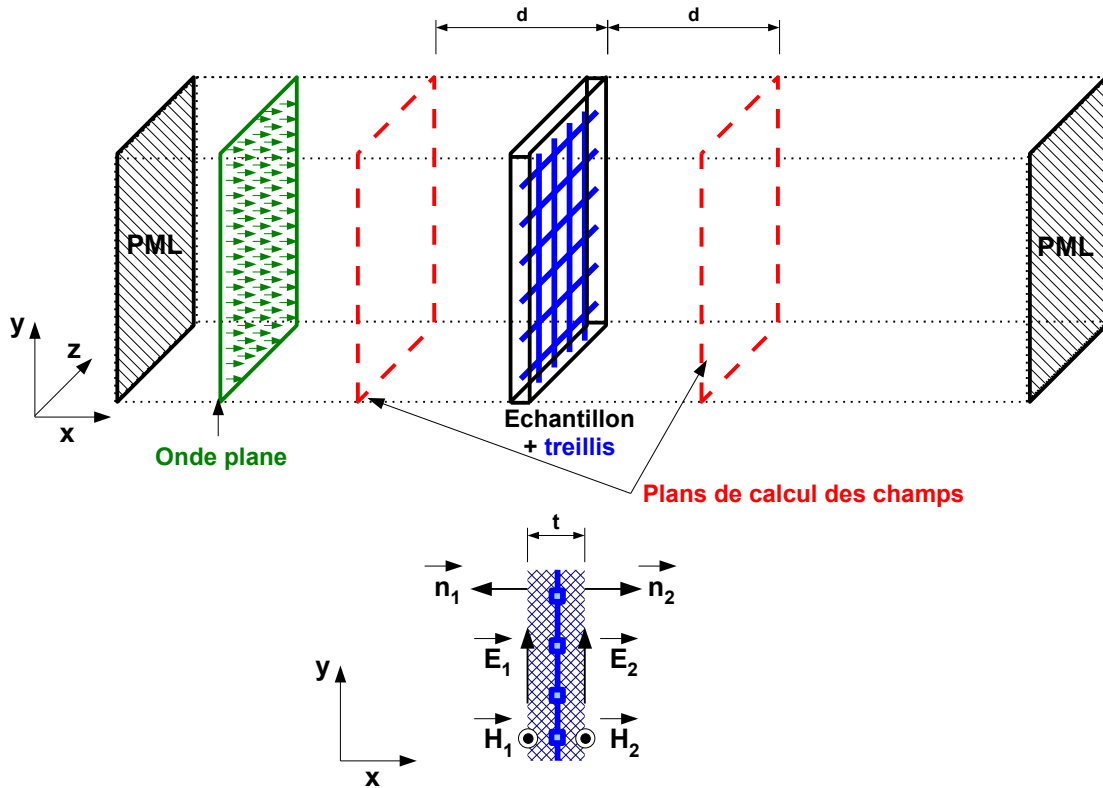


FIGURE 5.6 – Schéma du cas de validation du modèle de matériaux composites avec treillis métallique en FDTD

Les impédances évaluées à partir des champs calculés en FDTD sont présentées en figure 5.7.

Globalement, aux basses fréquences, l'ajout du treillis métallique augmente artificiellement la conductivité équivalente du matériau. En effet, afin de quantifier ce phénomène, les impédances de surface et de transfert de l'échantillon pour deux conductivités éloignées d'un ordre de grandeur sont tracées en figure 5.7. Jusqu'à une dizaine de MHz, l'échantillon de faible conductivité auquel est ajouté un treillis métallique se comporte comme le matériau de conductivité 10 fois plus élevée. Au delà d'une dizaine de MHz, le comportement est moins trivial.

Ces résultats suggèrent qu'un modèle simple permet de modéliser correctement un matériau composite aux basses fréquences. La présence du treillis implique une modification "linéaire" du comportement du matériau. En fait, l'ajout du treillis revient, aux basses fréquences, à augmenter la conductivité équivalente du matériau, sans pour autant modifier l'allure globale de ses impédances.

5.3 Bilan

Ce chapitre a permis de décrire en détail les différents matériaux composant le fuselage d'un avion, et plus particulièrement les matériaux composites. Modéliser de telles structures semble être très délicat au vu de leur conception exotique. Néanmoins, l'encombrement spectral de la foudre permet d'effectuer des simplifications importantes.

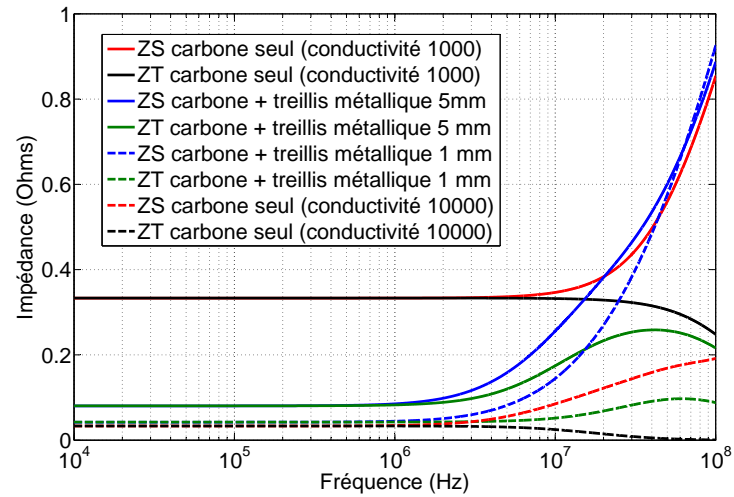


FIGURE 5.7 – Influence du treillis métallique sur les impédances de transfert (calcul FDTD)

Par conséquent, le formalisme des plaques minces de BÉRENGER est tout à fait adapté à notre problématique. Les exemples simples décrits dans ce chapitre permettent de valider nos choix.

Le chapitre suivant présente la méthode retenue pour modéliser le câblage dans notre étude.

Chapitre 6

Modélisation du câblage

Remarques préliminaires

Il existe de nombreuses manières de modéliser un câblage dans un système en fonction des outils et des modèles utilisés. En FDTD, l'effort est généralement réalisé sur la prise en compte de la structure externe, dans une moindre mesure sur la structure interne et enfin sur le câblage. Ce dernier est dans le cas d'un aéronef d'une complexité très importante et difficilement modélisable sans hypothèses simplificatrice.

La démarche dans ce chapitre consiste à décrire l'ensemble des paramètres fondamentaux qui participent à la description du câblage dans un aéronef. L'objectif final étant de décrire les contraintes induites par la foudre en courant sur un modèle équivalent à l'ensemble du câblage avion.

6.1 Topologies de câblage d'un aéronef

Comme évoqué précédemment, le FALCON 7X est parcouru au total par environ 40 km de câbles de plusieurs natures. En plus d'une très forte densité, la complexité du cheminement de la pieuvre et la diversité des types de câbles et de jonctions rendent leur modélisation très délicate.

6.1.1 Diversité du câblage avion

Les liaisons entre les équipements de l'avion sont de différents types : alimentation électrique, communications numériques ou analogiques, liaisons antennaires, etc. En fonction du signal transmis, de la criticité de l'information ou encore des zones du cheminement, différentes typologies de câbles sont recensées dans la pieuvre globale.

Le tableau 6.1 référence une liste de quelques typologies de câbles présents dans l'avion.

Sans être exhaustive, cette liste donne un aperçu de la diversité du câblage présent dans l'avion, aussi bien d'un point de vue technologique que géométrique. De plus, à l'échelle de l'avion, à cette diversité s'ajoute une complexité conséquente. La figure 6.1 représente un aperçu de la complexité du routage des câbles au niveau du cockpit.

6.1.2 Protection CEM du câblage

Certains câblages, compte tenu de leur position dans l'avion, peuvent être particulièrement exposés aux agressions foudre, pouvant conduire l'avionneur à avoir recours à des solutions de

Désignation	Nombre de câbles	Diamètre (mm)	Rés. linéique (mΩ/m)
Fil simple	1	0.8 à 17	0.3 à 160
Fil simple blindé	1 + 1 blindage	1 à 4.5	4 à 160
Paire torsadée	2	1.6 à 4.5	6 à 160
Paire torsadée blindée	2 + 1 blindage	2 à 6	6 à 160
Tierce torsadée	3	1.7 à 6	6 à 160
Tierce torsadée blindée	3 + 1 blindage	2 à 6	6 à 160
Quarte torsadée	4	2 à 4	20 à 160
Quarte torsadée blindée	4 + 1 blindage	2 à 5	20 à 160
Coaxial	1 âme + 1 gaine	2 à 13	Non spécifiée
Triaxial	1 âme + 2 gaines	4 à 5	Non spécifiée

TABLE 6.1 – Liste non exhaustive des différents types de câbles présents dans un avion

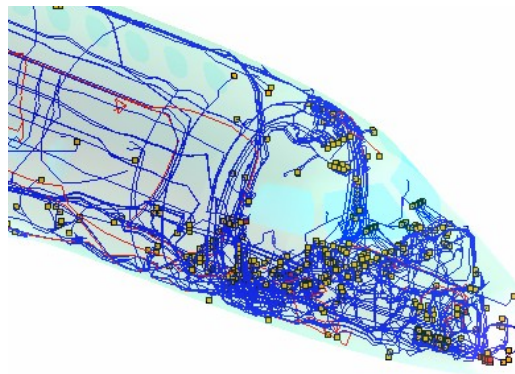


FIGURE 6.1 – Illustration de la complexité du câblage dans la zone cockpit

blindage ou de surblindage. Le blindage consiste à entourer le câble d'une gaine constituée d'un treillis métallique.

La protection électromagnétique des câbles draine une partie importante de l'agression, le résiduel est induit sur les constituants internes en fonction de l'impédance de transfert du câblage (cf 6.2.4). Cette solution est assez contraignante pour l'avionneur, car elle induit une augmentation significative de la masse du câblage et le vieillissement du surblindage doit être contrôlé pendant toute la durée de vie de l'aéronef.

La résistance de métallisation traduit la qualité de mise à la masse de tous les équipements avionnés. Cette résistance est mesurée au premier montage puis contrôlée à chaque dépose-pose des équipements. Sa valeur de rejet est typiquement de l'ordre 2,5 mΩ et si cette valeur n'est pas respectée, une amélioration du montage est réalisée. Cette métallisation a deux effets :

- permettre un bon référencement de la masse mécanique de l'équipement à la structure primaire avion ;
- limiter les couplages électriques (courant - tension) vis-à-vis des contraintes foudre et

champs forts.

Dans le cas d'un câblage surblindé, par exemple, la qualité de cette mise à la masse permet de garantir un bon écoulement des courants entre le câblage (surblindé) et la structure avion.

6.1.3 Synthèse

Les deux paragraphes précédents ont permis de présenter rapidement la grande diversité de câblage présent dans un aéronef. Ces câbles sont regroupés en faisceaux, comme le montre la figure 6.2. A l'intérieur de ces faisceaux cheminent des câbles de technologies très différentes. La nécessité d'élaborer une méthode de simplification est d'ores et déjà démontrée par la simple description de la diversité et de la complexité de la pieuvre réelle.

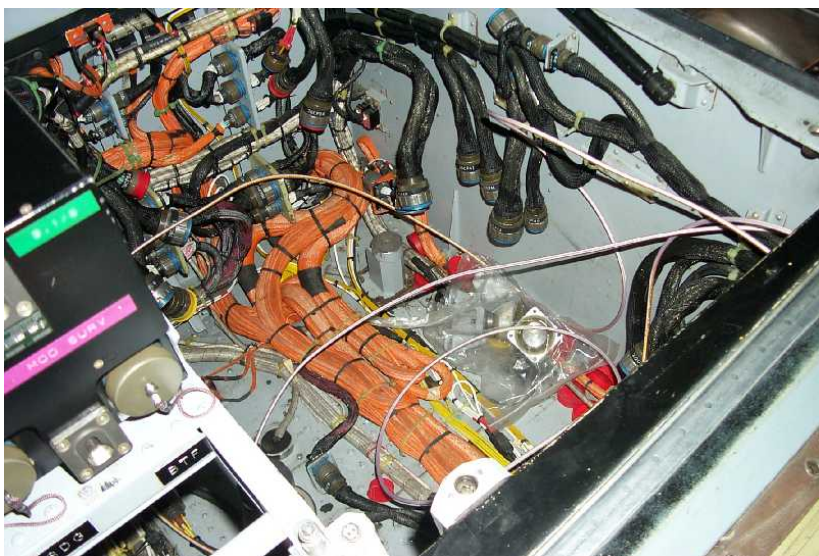


FIGURE 6.2 – Exemple de la diversité et de la complexité du câblage présent dans un avion

6.2 Impédances des câbles

Lorsque le terme "impédance" est utilisé pour qualifier un câble, il faut veiller à spécifier de quel type d'impédance il s'agit. Les trois paragraphes suivant synthétisent brièvement les différents types impédances liés à un câble.

6.2.1 Impédance caractéristique du câble

L'impédance caractéristique d'un câble dépend avant tout de sa géométrie. Un câble coaxial possède une impédance caractéristique différente d'une paire torsadée ou d'un câble nu. Par exemple, l'impédance caractéristique d'une paire torsadée dépend du diamètre de chaque conducteur, de l'espacement entre les deux conducteurs et du nombre de tours par mètre d'enroulement des deux câbles.

L'impédance caractéristique d'un câble coaxial est directement liée au rapport entre le diamètre du conducteur externe et de l'âme centrale ainsi qu'au diélectrique utilisé [Van78]. Un

exemple typique concerne les câbles coaxiaux d'alimentation d'antennes, dont l'impédance caractéristique doit être égale l'impédance de l'émetteur ou du récepteur, généralement 50Ω .

6.2.2 Impédance terminale

L'impédance terminale d'un câble dépend de "comment" et "à quoi" le câble est connecté à son extrémité.

Dans le cas d'un câble blindé ou surblindé, le blindage est connecté au boîtier de l'équipement lui-même relié à la masse. L'impédance terminale est donc fonction des différents raccords entre le blindage, le boîtier et la masse avion (cf 6.1.2).

L'impédance des câbles simples dépend du circuit auquel ils sont connectés. En effet, un circuit de protection foudre, une antenne ou un amplificateur ne présentent pas du tout la même impédance.

De plus, cette impédance peut dépendre de l'amplitude du courant perturbateur. Cette non linéarité existe, par exemple, si le câble est connecté à un circuit écrêteur ou à un dispositif de protection tel qu'un éclateur. Enfin, notons que l'impédance terminale d'un câble simple est différente si l'équipement est fonctionnel ou non.

La détermination de l'impédance terminale de ces câbles est donc très délicate car fonction de paramètres intrinsèques à l'équipement.

6.2.3 Résistance linéique

Le tableau 6.1 donne pour chaque exemple de technologie de câble une gamme de résistances linéiques. Ce terme regroupe les pertes linéiques du câble et se traduisent physiquement en une chute de tension. Plus les pertes sont élevées, plus la chute de tension entre ses extrémités le sont également. La résistance linéique d'un câble dépend à la fois de sa section et du matériau le constituant.

6.2.4 Impédance de transfert des blindages

Comme évoqué précédemment, les blindages offrent une protection aux câbles internes vis-à-vis des perturbations extérieures. Néanmoins, l'immunité qu'ils confèrent n'est pas totale et on définit une efficacité de blindage. L'impédance de transfert du blindage caractérise le lien entre le courant sur le blindage et la tension induite au niveau du câble interne.

6.2.5 Bilan

La détermination des impédances du câblage est donc très délicate, au vu de sa diversité et de sa complexité. Sa typologie, son rôle et le circuit auquel il est connecté sont autant de paramètres dimensionnant l'impédance d'un câble. Définir de manière exhaustive toutes les impédances terminales nécessite donc une connaissance précise de tous les circuits électriques des équipements. Lorsque l'on connaît le nombre de terminaisons existantes pour chaque équipement, cette étude est aujourd'hui inaccessible à l'échelle de l'avion. C'est pourquoi, en plus d'une simplification de la géométrie, définir un modèle équivalent d'impédance paraît essentiel.

6.3 Perturbations dues à la foudre

La compréhension de la perturbation engendrée par la foudre passe inévitablement par l'étude des mécanismes de couplage. Ceux-ci établissent le lien entre la source perturbatrice primaire et son aboutissement au niveau de l'équipement. Prenons l'exemple qui nous concerne : la foudre. Un coup de foudre direct sur le nez de l'avion équivaut à l'injection sur le fuselage d'un courant fort. La perturbation se propage donc par conduction *via* des éléments conducteurs (fuselage, châssis, câblage, etc) : c'est le couplage par conduction.

Ce couplage se différencie du couplage par champ électromagnétique, qui s'établit par la propagation d'un champ perturbateur. La foudre est à même d'injecter des parasites à travers ce mode de couplage. Considérons un coup de foudre nuage sol : le courant mis en jeu dans le premier arc en retour se comporte comme un monopole électrique géant et génère un champ électromagnétique transitoire. Ce champ électromagnétique se propage dans l'air et peut engendrer des perturbations par induction par exemple sur les lignes électriques.

Deux modes de couplage par conduction se distinguent, en fonction du lien existant entre le perturbateur et l'élément perturbé : le couplage par mode différentiel et le couplage par mode commun. Afin de détailler ces deux modes, considérons deux équipements reliés entre eux par une paire simple (un conducteur "aller" et un conducteur "retour").

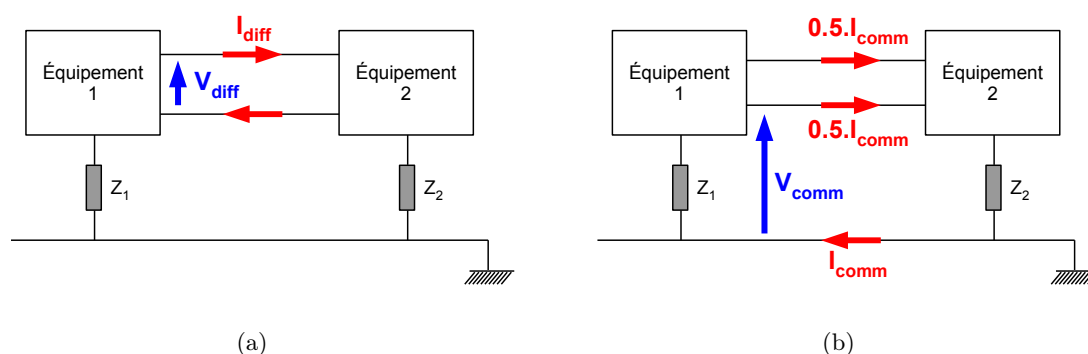


FIGURE 6.3 – Schémas de principe du couplage en conduction par le mode différentiel (a) et par le mode commun (b)

Lors d'un couplage par le mode différentiel, le courant perturbateur se superpose au courant utile, se propage sur le conducteur "aller" et revient en opposition de phase sur le conducteur "retour" (figure 6.3(a)).

Dans le cas d'un couplage par le mode commun, le courant perturbateur circule dans le même sens sur les deux conducteurs et n'a aucun lien avec le signal utile (figure 6.3(b)). La tension de mode différentiel est définie entre les deux conducteurs. Le courant perturbateur de mode commun peut tout à fait provenir de l'extérieur de la boucle formée par les deux équipements, à l'inverse du courant de mode différentiel. Celui-ci peut, par exemple, provenir d'une source lointaine et se propager par la masse ou réciproquement provenir directement de la masse. La tension perturbatrice de mode commun est définie par rapport à la masse.

6.4 État de l'art

Des travaux récents visent à modéliser le câblage d'un aéronef ou d'une partie d'un aéronef afin d'étudier les effets indirects de la foudre. Cette partie détaille les différents choix de modélisation adoptés dans ces études afin de situer nos travaux.

6.4.1 Étude réalisée sur le moteur TP400 de l'A400M

Les travaux menés par l'ONERA en [PBV⁺10] modélisent les effets indirects de la foudre sur le moteur TP400 de l'A400M (figure 6.4). Le moteur est modélisé entièrement en FDTD en cellules cubiques de 1 cm tout comme le câblage (figure 6.4(b)).

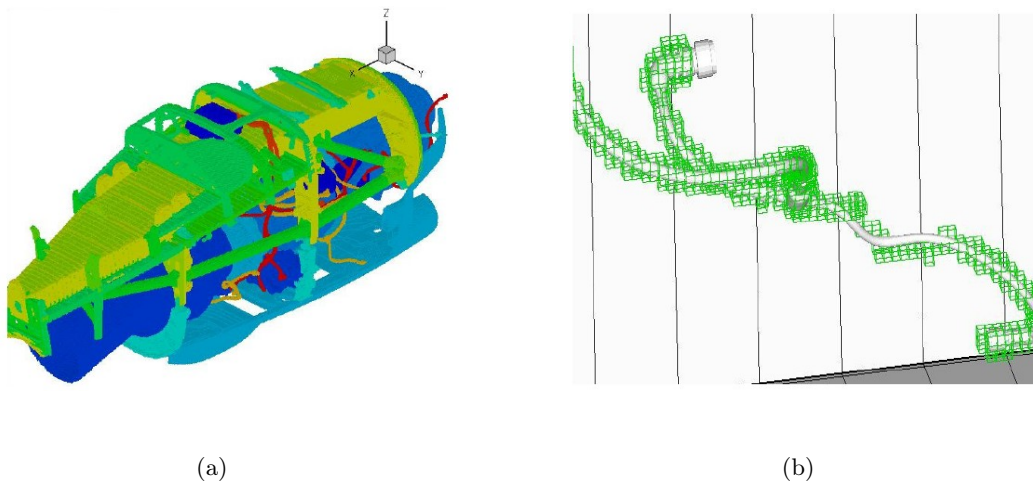


FIGURE 6.4 – Modèle FDTD du moteur TP400 (a) et du câblage (b) (extrait de [PBV⁺10])

La valeur du pas spatial permet d'obtenir une description très fidèle du moteur ainsi que du câblage. De plus, en raison du pas spatial petit, ce modèle offre la possibilité de calculer les réponses d'une part à toutes les ondes foudre (de l'onde A à l'onde H) mais aussi jusqu'à la partie basse des champs forts. Les valeurs crêtes des courants sont obtenues après environ 80 heures de calcul sur un supercalculateur vectoriel [PBV⁺10].

Cette modélisation demeure délicate à l'échelle de l'avion du fait de la lourdeur des calculs. De plus, dans le cas d'un câblage plus dense, la solution de mailler les câbles risque de mener vers une impasse liée à l'encombrement du modèle en marches d'escalier.

6.4.2 Étude réalisée sur le C-27J d'ALENIA AERONAUTICA

L'EMC Lab de la Sapienza (Rome) modélise les effets indirects de la foudre sur l'avion de transport C-27J d'ALENIA AERONAUTICA [ADG⁺08]. Seule la structure (peau, cadres et lisses) est maillée en FDTD comme le montre la figure 6.5.

La câblage n'est pas pris en compte directement dans le modèle FDTD. En effet, les champs électromagnétiques sont calculés en FDTD aux coordonnées de routage des câbles. Ces champs EM sont considérés par la suite comme les termes source d'un second modèle permettant de déterminer le couplage champ/câble.

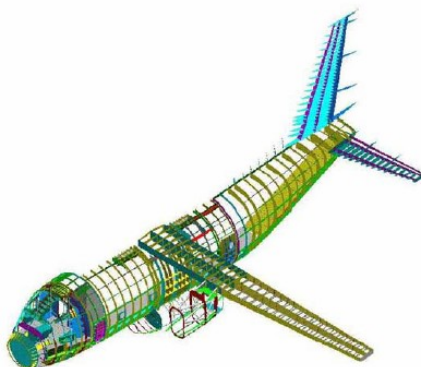


FIGURE 6.5 – Modélisation FDTD de la structure externe du C-27J (extrait de [ADG⁺08])

Les principaux avantages de ce modèle sont, d'une part, l'inutilité de modéliser les torons de câbles en FDTD et, d'autre part, la possibilité de calculer les courants sur chaque câble interne du faisceau. Cependant, la méthode repose sur l'hybridation de deux codes, qui plus est entre un code temporel et fréquentiel, pouvant s'avérer très complexe. De plus, le fait de ne mailler aucun câble en FDTD peut induire des erreurs. En effet, les câbles parcourus par de forts courants influent, par leur rayonnement, sur le champ électromagnétique environnant. C'est pourquoi la considération de la présence même du câble paraît nécessaire afin de calculer des champs EM réalistes.

6.4.3 Étude réalisée sur l'A320 dans le cadre de MOVEA

Cette étude réalisée dans le cadre du PEA MOVEA repose sur les mêmes principes que celle évoquée dans le précédent paragraphe. En effet, la structure interne de l'A320 d'AIRBUS est modélisée en FDTD (ASERIS-FD) comme le montre la figure 6.6.

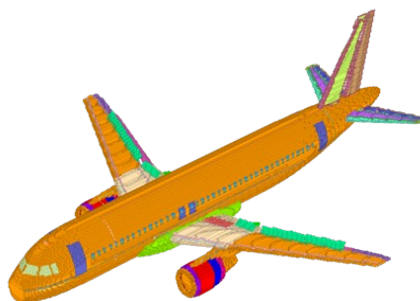


FIGURE 6.6 – Modélisation FDTD de la structure externe de l'A320

Le couplage du champ EM sur les câbles est aussi réalisée grâce à code de théorie des lignes

(ASERIS-NET). Néanmoins, les câbles "basse impédance", donc parcourus par de forts courants, sont pris en compte dans le modèle FDTD afin de considérer leur influence sur le champ EM environnant.

Cette étude a démontré d'excellents résultats, démontrant l'utilité de prendre en compte les liaisons "basse impédance". De plus, ce modèle permet de calculer les tensions et courants induits sur les câbles internes de chaque faisceau. Ce calcul nécessite la connaissance des *cross sections* de chaque faisceau ainsi que chaque impédance terminale. Le renseignement de ces informations peut s'avérer fastidieux et paraît très délicat à mener pour un nombre important de liaisons.

Le paragraphe suivant présente le modèle équivalent de câblage pris en compte dans notre étude.

6.5 Modèle équivalent développé

La conception du modèle final de câblage résulte d'une série de simplifications basées sur des hypothèses de travail qu'il convient de décrire.

6.5.1 Simplification relative aux objectifs visés

L'objectif principal de l'outil est de pouvoir déterminer les courants induits par la foudre au pied des équipements tels qu'ils sont mesurés pendant les essais de certification. La figure 6.7 représente une photographie du moyen de mesure des courants sur les torons du moteur latéral pendant une campagne d'essais sur avion.

Le courant mesuré est un courant "global" de toron et donc de mode commun. En effet, la mesure du courant telle qu'elle est effectuée en 6.7 équivaut à la somme des courants de mode commun sur chaque câble intérieur. Prenons le cas d'un faisceau de deux câbles comme précédemment. La mesure du mode commun ou du mode différentiel requiert un montage différent, comme le montre la figure 6.8.

En figure 6.8(a), les courants de mode différentiel sont dans le même sens alors que les courants de mode commun sont en opposition. Ainsi, le courant mesuré avec la pince est uniquement lié au courant de mode différentiel. A l'inverse, en figure 6.8(b), les courants de mode différentiel s'annulent et le courant mesuré est directement celui de mode commun.

Le courant mesuré lors des essais de certification correspond donc uniquement au courant de mode commun, c'est pourquoi le modèle équivalent de câblage ne tiendra pas compte du couplage par le mode différentiel.

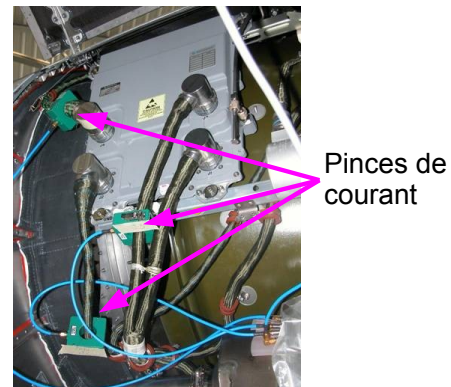


FIGURE 6.7 – Photo des moyens de mesures des essais de certification

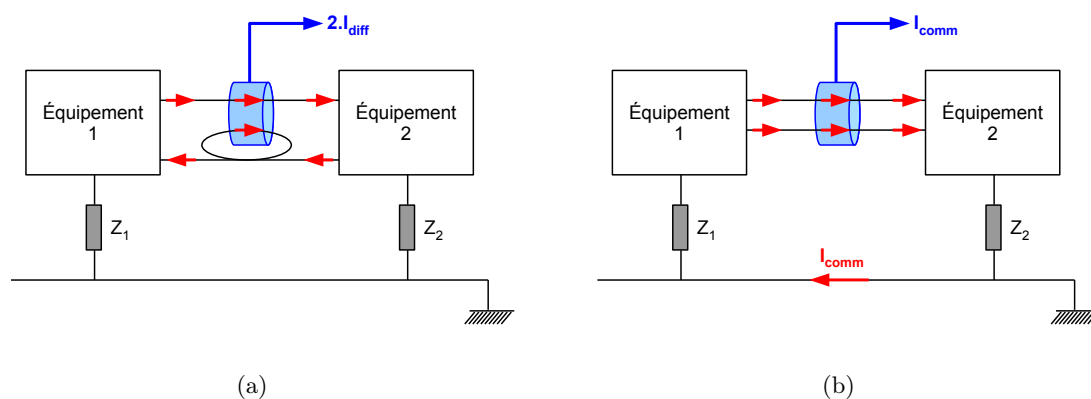


FIGURE 6.8 – Schémas de principe de mesure du courant de mode différentiel (a) et de mode commun (b) à l'aide d'une pince de courant

6.5.2 Cas des câbles surblindés

Dans le cas d'un faisceau de câbles surblindé, le surblindage est connecté à chaque extrémité à la masse avion soit directement par une prise de coupure, soit par l'intermédiaire du boîtier de l'équipement. Ainsi, la perturbation conduite par le blindage ne pénètre dans l'équipement que par l'intermédiaire de l'impédance de transfert et chemine vers le point de sortie par la masse avion.

Dans cette situation, l'hypothèse proposée est la suivante : la contrainte en courant transite majoritairement par le surblindage et il n'est pas nécessaire de modéliser le faisceau de câbles interne. Le schéma topologique réel de la figure 6.9(a) se simplifie donc comme le schéma de la figure 6.9(b). Le câble équivalent modélisé est un câble plein et possède une section égale à celle du surblindage.

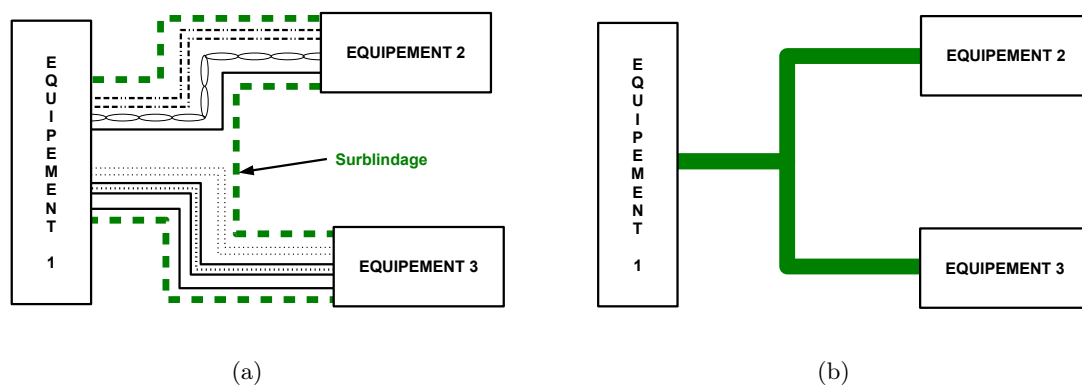


FIGURE 6.9 – Schéma topologique de communication entre trois équipements par liaison surblindée (a) et schéma équivalent considéré dans le modèle (b)

Ce schéma équivalent dit "en T" est appliqué pour toutes les liaisons surblindées et notamment pour le câblage du moteur présenté en 7.3.2. En raison de la simplification topologique, il est nécessaire de définir des impédances équivalentes du câblage. Tout d'abord, les pertes linéiques

du surblindage sont directement prises en compte grâce à l'introduction de résistances linéiques sur les fils. Ensuite, il convient de spécifier des impédances terminales, qui se réduisent finalement dans ce cas particulier à l'impédance de mise à la masse de l'équipement. Cette impédance sera différente si le surblindage est directement connecté à la masse avion ou si la mise à la masse est effectuée par l'intermédiaire du boîtier d'un équipement.

6.5.3 Modèle équivalent des faisceaux de câbles

Si le faisceau de câbles n'est pas surblindé, la situation se complique et le modèle en T défini ci dessus ne peut plus être appliqué.

Hypothèse initiale

Afin de simplifier un faisceau de câbles non surblindé, l'hypothèse suivante est émise : parmi tous les câbles du faisceau, au moins un câble est "basse impédance", i.e. possédant une impédance très faible par rapport aux autres et proche de 0Ω .

Concaténation de câbles

Etant donné que nous favorisons le calcul du courant par le mode commun, le courant de foudre perturbateur se propage sur tous les conducteurs du faisceau dans le même sens, et peut être modélisé par un générateur de courant comme le montre la figure 6.10.

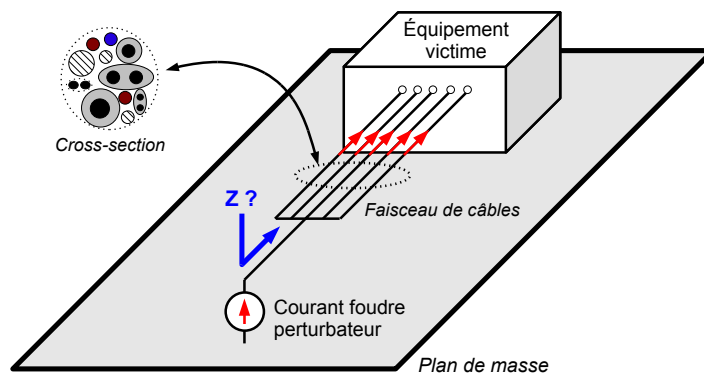


FIGURE 6.10 – Représentation schématique de la perturbation foudre sur un faisceau de câbles non surblindé

La *cross-section* représentée en figure 6.10 constitue l'exemple typique d'un faisceau de câbles de dimensions et technologies variées. Il est clair que le courant circulant sur chaque brin du faisceau dépend de l'impédance présentée par chacun d'entre eux. Ainsi, si l'on suppose qu'au moins un des câbles du faisceau est basse impédance (BI), il va à lui seul drainer la majeure partie du courant perturbateur. C'est pourquoi tout faisceau de câbles de la pieuvre avion est modélisé par un unique câble nu basse impédance de diamètre égal à celui du faisceau entier originel (figure 6.11). Nous verrons par la suite que cette hypothèse est plus ou moins forte selon la composition du faisceau.

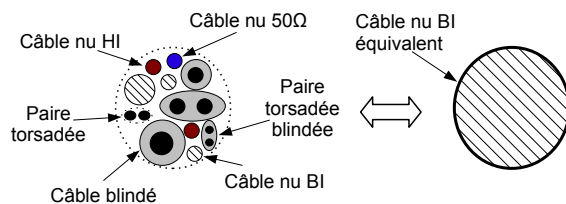


FIGURE 6.11 – Modélisation équivalente d'un faisceau de câbles

Impédances équivalentes

Cette concaténation de câbles en un seul élément simplifie fortement la pieuvre originelle. La figure 6.12 schématise la simplification engendrée sur la liaison entre trois équipements : un central et deux périphériques.

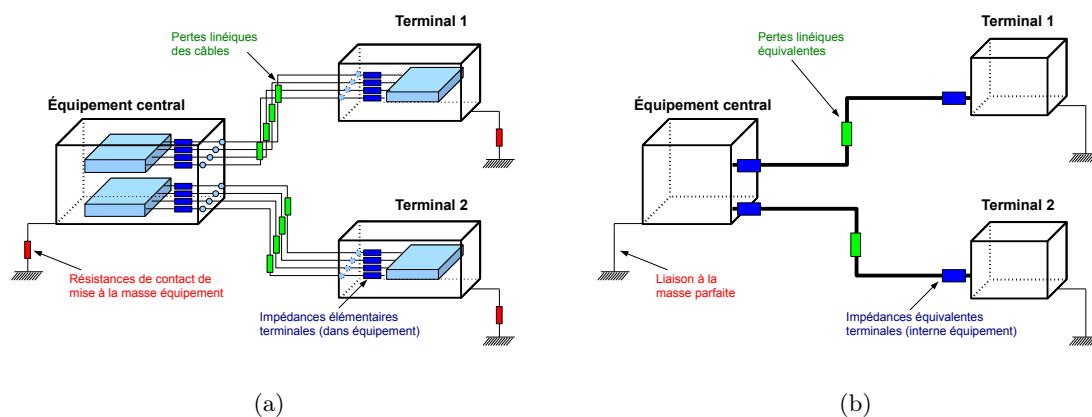


FIGURE 6.12 – Représentation schématique de la liaison entre trois équipements : réalité avion (a) et modèle équivalent résultant de la concaténation de câbles (b)

Définir des impédances linéiques représentatives de chaque faisceau est réalisable dans la mesure où la composition du faisceau est un facteur maîtrisé. En effet, les valeurs nominales d'impédances linéiques sont référencées dans une base de données disponible chez l'avionneur. À l'inverse, les impédances terminales de connexion aux équipements sont très difficiles à définir. La simplification engendrée par la concaténation impose la définition d'impédances terminales équivalentes.

Les résistances de mise à la masse des équipements sont relativement bien référencées et sont spécifiées par l'avionneur par une valeur de rejet. L'impédance terminale du câble équivalent est, quant à elle, considérée comme un court-circuit parfait, donc négligée vis-à-vis des résistances linéiques et de mise à la masse de l'équipement. Afin de valider cette hypothèse, l'impédance terminale d'un équipement est mesurée en utilisant la méthode *Bulk Current Injection* (BCI). Le *set up* de la mesure est présenté en figure 6.13.

Un courant connu est injecté sur le toron grâce à une pince d'injection alors qu'une seconde pince permet de mesurer le courant circulant sur le toron. À partir de ces deux courants, l'impédance terminale globale du toron est mesurée en connectant chaque pince à un port de l'analyseur de réseaux.

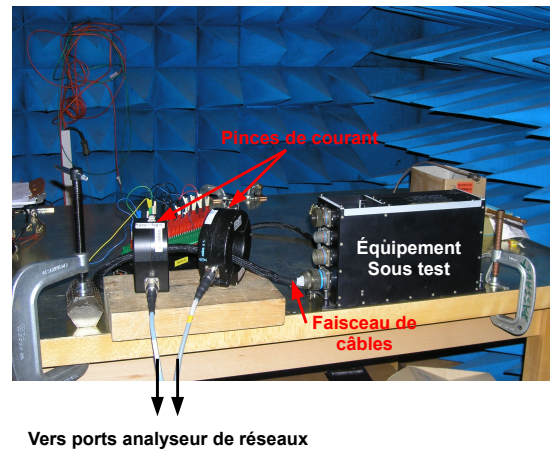


FIGURE 6.13 – Photographie du moyen de mesure de l'impédance terminale d'un équipement

La figure 6.14 représente la mesure de l'impédance terminale vue par ces deux faisceaux de câbles non surblindés et connectés au même ordinateur.

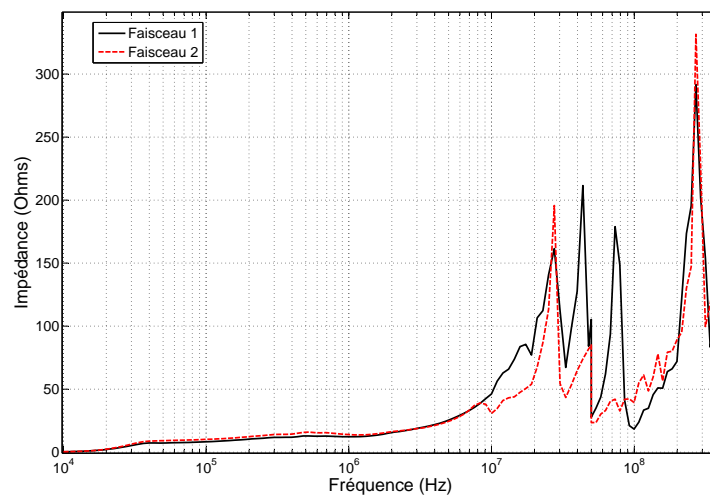


FIGURE 6.14 – Résultats de mesure de l'impédance terminale de deux faisceaux de câbles connectés à un équipement

Aux basses fréquences, cette impédance est relativement faible (quelques Ohms) mais peut varier d'un câble à un autre suivant des valeurs qu'il est difficile de quantifier pour des raisons expliquées en 6.2. L'hypothèse de la présence d'au moins un câble basse impédance ainsi que l'effet du nombre de câbles du faisceau (impédances en parallèle) conduit à diminuer l'impédance équivalente aux basses fréquences. Ce phénomène est d'autant plus vrai si le nombre de câbles du faisceau est important. Ainsi, en première approximation, l'impédance terminale des câbles connectés à l'équipement est considérée comme nulle et est assimilée à un court-circuit parfait.

Simplification liée à la bande fréquentielle de la foudre

L'impédance de mise à la masse d'un équipement peut être assimilée à un circuit RLC, présenté en figure 6.15. La liaison à la masse de l'équipement est effectuée soit directement par contact sur un cadre ou une lisse, soit par l'intermédiaire d'une tresse métallique.

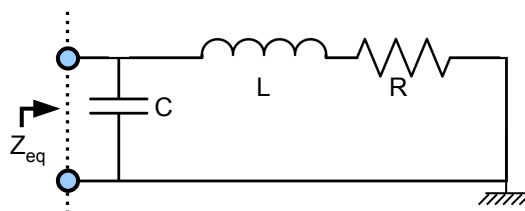


FIGURE 6.15 – Schéma équivalent de l'impédance vue par l'extrémité d'un câble connecté à un équipement

Comme évoqué précédemment, l'encombrement spectral de la perturbation engendrée par la foudre est compris entre 0 et quelques centaines de KHz et est donc considéré comme très basse fréquence.

Aux basses fréquences, l'impédance Z_C ramenée par la capacité en parallèle est très grande, car $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$. Ainsi, l'impédance équivalente Z est liée uniquement à la résistance et l'inductance en série et est donnée par :

$$Z = R + jL\omega \quad (6.1)$$

L'inductance d'une tresse typique sur avion atteint au maximum le nH. L'impédance de cette self à la fréquence maximale de la foudre est donc de l'ordre du dixième de $m\Omega$. La résistance, quant à elle, étant de quelques $m\Omega$, on peut, en première approximation, négliger le caractère inductif de l'impédance de contact vis à vis du caractère résistif.

C'est pourquoi les impédances de contact sont considérées dans le modèle FDTD comme une résistance série placée sur l'ultime tronçon de câble en contact avec l'équipement.

6.5.4 Evaluation de la pertinence du modèle

La description du modèle équivalent de câblage a permis de mettre en valeur l'importance de la prise en compte des impédances. Certaines impédances ne sont pas toutes précisément identifiées. Par exemple les pertes de métallisation sont comprises entre 0 et 2.5 $m\Omega$. Afin de considérer l'incertitude concernant certaines impédances, on se propose d'effectuer une étude paramétrique dans laquelle les impédances sont considérées comme des facteurs variables.

L'étude paramétrique, dont le principe est détaillé en 6.7, permet d'améliorer sensiblement la compréhension des phénomènes et accroît les capacités du modèle. Le tableau présenté en figure 6.16 évalue la pertinence du modèle équivalent de câblage de façon synthétique.

	Routage	Diamètre	Impédance linéique	Impédance terminale	Impédance métallisation
Câble simple	++	++	++	-	+
Câble blindé ou subblindé	++	++	++	+	+
Faisceau de câbles intégrant au moins un câble basse impédance	++	+	+	+	+
Faisceau de câbles n'intégrant aucun câble basse impédance	++	+	+	-	+

Sans hypothèse
 Hypothèses
 Plan d'expériences

FIGURE 6.16 – Tableau synthétique évaluant la pertinence du modèle équivalent de câblage

Les symboles présents dans ce tableau ont les significations suivantes :

1. "++" : les données introduites dans le modèle correspondent parfaitement aux données disponibles à DASSAULT AVIATION. Le modèle équivalent est donc très proche de la réalité avion.
2. "+" : les paramètres du modèle sont définies entre deux valeurs extrêmes, ou correspondent à une valeur moyenne. Le modèle équivalent est correct mais n'est pas totalement conforme à la réalité avion.
3. "-" : le modèle utilise des hypothèses simplificatrices qui ne sont pas justifiées dans tous les cas rencontrés. Le modèle retenu reste a priori majorant.

Le routage

Dans tous les cas, le cheminement des câbles respecte parfaitement la réalité avion. En effet, les coordonnées du câblage sont extraites des bases de données de DASSAULT AVIATION et le formalisme des fils obliques permet de prendre en compte le cheminement originel.

Les diamètres

Dans la majeure partie des cas rencontrés, les diamètres considérés correspondent parfaitement à la réalité avion car ceux-ci sont extraits des bases de données de l'avionneur. Pour les gros faisceaux de câbles, les diamètres sont limités aux valeurs maximales liées à la taille des fils dans la maille FDTD. Au maximum, et dans un nombre très réduit de cas, la diminution du diamètre atteint un facteur 2.

Les impédances

Les impédances linéiques sont issues des données fournies par l'avionneur et sont donc introduites directement dans le modèle. Concernant les faisceaux de câbles, une impédance linéique globale de toron définie entre deux valeurs extrêmes est considérée. L'étude paramétrique permet de prendre en compte le caractère variable de ces impédances.

Les impédances de métallisation sont spécifiées par l'avionneur : entre 0 et 2.5 m Ω (valeur de rejet évoquée précédemment). L'étude paramétrique permet également de considérer le domaine de variation de ces impédances et d'en évaluer l'influence sur les contraintes.

Pour les "câbles blindés ou surblindés", la valeur des impédances terminales sous le blindage a peu d'influence. Donc, même si ces valeurs sont mal spécifiées, l'impédance de métallisation prédomine et le modèle est jugé représentatif.

Pour les "faisceaux de câbles intégrant au moins une liaison basse impédance", on estime que le conducteur basse impédance impose sa propre impédance à l'ensemble du toron. Cette hypothèse est dans la majeure partie des cas justifiée et le modèle équivalent est donc considéré comme étant correct.

Pour les "câbles simples" comme pour les "faisceaux de câbles n'intégrant pas de liaisons basse impédance", les valeurs d'impédances terminales sont mal prises en compte par non connaissance de l'information. Néanmoins, des valeurs majorantes seront considérées (court-circuit) et le nombre de cas rencontré est peu important.

6.6 Création du modèle de câblage

Afin de disposer d'un maximum d'informations concernant le câblage de ses avions, l'équipe VEF de DASSAULT AVIATION a développé un outil de visualisation complet. Cet outil MATLAB permet de tracer l'ensemble du câblage présent dans un avion. La figure 6.17 donne un aperçu de la totalité du câblage du 7X.

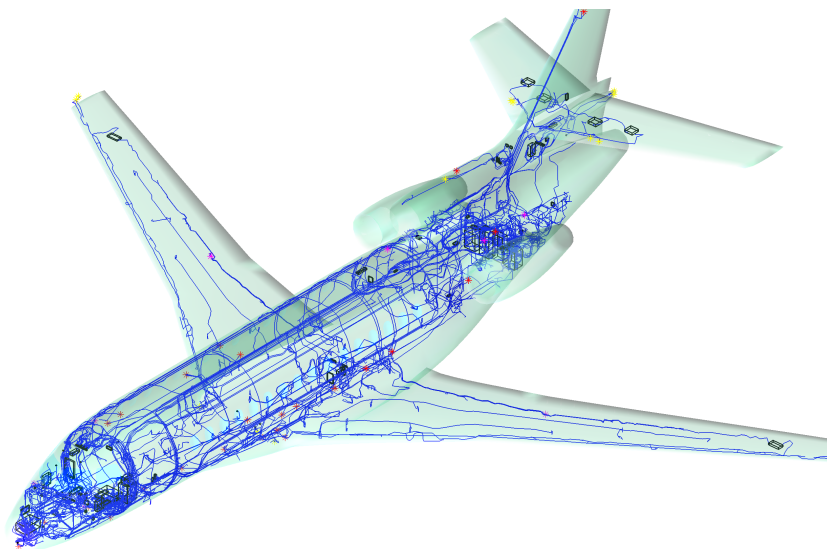


FIGURE 6.17 – Aperçu de l'ensemble du câblage du 7X

L'outil donne accès à une base de données complète des paramètres du câblage :

- géométrie du cheminement des torons de câbles ;
- diamètre de chaque faisceau de câbles ;
- nombre de câbles par faisceau ;

- nature des connexions avec un équipement ou le fuselage (traversée, adaptée, connexion à la masse...).

De plus, il est possible d'effectuer un "tri" des données en fonction de plusieurs paramètres, comme par exemple les équipements connectés ou les équipotentielles. Ainsi, la reconstitution du câblage à tout niveau de détail souhaité est possible. Comme évoqué précédemment, nous nous intéressons uniquement aux faisceaux de câbles, et non aux câbles individuels.

Néanmoins, la compatibilité avec les différences finies n'est pas triviale. L'interface entre l'outil de DASSAULT AVIATION et le code du laboratoire est assurée grâce à un algorithme MATLAB développé dans le cadre de cette thèse. Le paramètre le plus crucial demeure la connectivité entre les terminaisons des fils et les équipements et/ou les parties du fuselage. En effet, les données de câblage disponibles sont "géométriques" et ne correspondent pas parfaitement aux éléments "maillés" en FDTD en cellules de 5 cm. Un outil permet de détecter automatiquement si le contact au niveau d'une jonction est correct, et de modifier les coordonnées si nécessaire.

De manière générale, aucune coordonnée d'extrémité de fil ne correspond précisément aux coordonnées de l'équipement auquel il est connecté, du fait du pas spatial de 5 cm. Néanmoins, même si les coordonnées ne coïncident pas parfaitement, le modèle de fil permet de conduire correctement le courant. Afin d'optimiser les simplifications, nous souhaitons définir une distance maximale entre l'extrémité du fil et l'équipement permettant un contact acceptable. Pour cela, un test sur un exemple simple décrit en figure 6.18 est effectué.

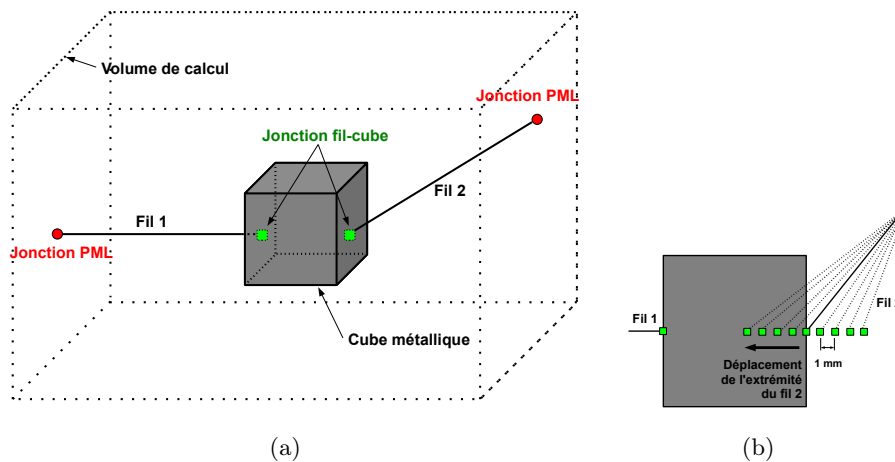


FIGURE 6.18 – Cas de validation du contact fil-plaque : géométrie globale (a) et zoom sur le contact décalé du fil 2 -pas à l'échelle- (b)

Dans cet exemple, deux fils sont connectés d'une part aux PML avec une condition d'adaptation adéquate [Gir02] et d'autre part liés à un même cube métallique. Le cube symbolise un équipement λ . Sur le fil 1 est injecté un courant gaussien en temps de valeur crête 1A et de durée $3 \mu s$ qui est conduit jusqu'au fil 2 par l'intermédiaire du cube métallique (figure 6.18(a)). Le test consiste à décaler l'extrémité du fil 2 connecté au cube. L'objectif est de quantifier l'erreur induite par cet éloignement sur le courant présent sur le fil, par rapport au cas où le fil est parfaitement en contact avec le cube. Le courant présent sur le fil 2 est calculé pour plusieurs distances de décalage de l'extrémité par rapport au cube, de -5 mm à +5 mm (figure 6.18(b)).

La différence entre le courant induit lorsque le contact est parfait et les courants présents lorsque l'extrémité est décalée est présentée en figure 6.19.

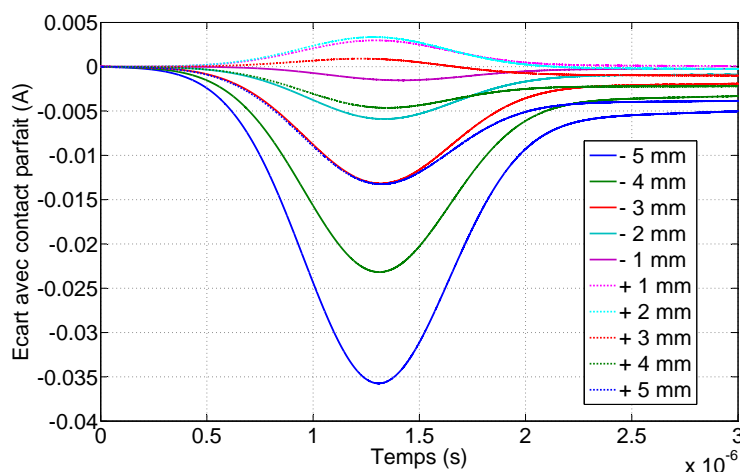


FIGURE 6.19 – Conséquence du décalage de l'extrémité du fil sur le courant conduit

Les résultats démontrent que pour un décalage au maximum de 3 mm de part et d'autre de la plaque du cube, un écart inférieur à 1.5 % est constaté entre le courant conduit sur le fil et ce même courant lorsque le contact est parfait. Cette erreur nous paraît acceptable, ainsi, on estime que les contacts fil-équipement sont corrects à ± 3 mm.

6.7 Utilisation des plans d'expériences

6.7.1 Objectifs

Deux raisons ont motivé notre décision d'utiliser les plans d'expériences dans le processus de prototypage numérique :

1. les pertes au niveau du câblage sont des paramètres non maîtrisés par l'avionneur et définis entre deux valeurs extrêmes.
2. la modélisation du câblage implique la considération d'impédances équivalentes dont l'estimation est délicate et élargit sensiblement la plage de variation définie ci-dessus.

Ces pertes conditionnent en partie la répartition du courant issu du coup de foudre drainé sur tout le câblage. Considérer le paramètre variable des pertes dues au câblage paraît donc essentiel. La réalisation d'une étude paramétrique est la solution la plus appropriée à ce problème. Néanmoins, au vu du nombre de gammes de variations et de leur étendue, effectuer une étude paramétrique complète et rigoureuse n'est pas envisageable. En effet, considérer une à une toutes les variations implique un trop grand nombre de simulations.

Depuis plusieurs années, de nombreux travaux développent différents moyens d'optimiser l'efficacité d'une étude paramétrique en proposant une réduction du nombre d'essais : ce sont les approches "plans d'expériences". Le paragraphe suivant synthétise la théorie des plans d'expériences, puis, le dernier paragraphe décrit l'application de cette approche à notre problématique numérique.

6.7.2 Les plans d'expériences : théorie

Généralités

Tout expérimentateur désirant effectuer une étude paramétrique est confronté aux mêmes problématiques : comment obtenir un résultat de qualité en un minimum de temps et donc au plus faible coût possible ? Classiquement, entre deux expériences successives, un seul paramètre doit être modifié afin de quantifier son influence sur le résultat. Si seulement 3 ou 4 paramètres sont pris en compte, ce processus est réalisable. Au delà, la lourdeur de l'étude devient rapidement un obstacle : 6 paramètres, c'est 2^6 , soit 64 expériences...

C'est dans cette optique de réduire le nombre d'expériences que des ingénieurs agronomes élaborent une approche "d'optimisation de *design*". FISHER [Fis49] puis PLACKETT et BURMAN [PB46] sont les premiers à introduire une telle approche. Ensuite, les travaux de TAGUSHI ont fortement démocratisé ces méthodes et favorisé leur utilisation dans le domaine industriel, grâce à son approche qualité [TW85].

De nos jours, les plans d'expériences sont énormément utilisés dans le domaine industriel afin d'optimiser les procédés de développement, et plus particulièrement en chimie et en biomédical. Afin d'aborder sereinement l'étude de ces méthodes, introduisons le vocabulaire suivant :

- les **facteurs** : paramètres variables de l'étude (notés x_i) ;
- les **niveaux** : différentes valeurs prises par les variables ;
- les **réponses** : valeurs des observables, dépendantes des variations des variables d'entrée (notées y) ;
- un **essai** : une expérience comprenant un niveau pour chaque facteur et donnant une réponse ;
- la **fonction mathématique** : fonction (souvent polynomiale) reliant les facteurs aux réponses (notée f) : $y = f(x_i)$;
- le **domaine expérimental** est une représentation graphique des essais en fonction des niveaux des facteurs.

L'objectif des plans d'expériences est de faire varier simultanément plusieurs facteurs entre deux essais afin de gagner du temps sans pour autant altérer la qualité des résultats. Deux catégories de plans d'expériences se distinguent : ceux dont le but est simplement de quantifier l'effet des facteurs et ceux, plus complexes, visant à régler les facteurs pour atteindre un résultat optimum. Notre étude se classe dans la première catégorie, à savoir l'effet des variations des impédances sur les courants conduits et induits sur le câblage.

Dans un premier temps, une présentation des plans factoriels complets dans lesquels toutes les combinaisons sont considérées est effectuée, afin de mieux introduire les plans factoriels fractionnaires menant à une réduction du nombre d'essais.

Les plans factoriels complets

Les plans complets prennent en compte toutes les variations possibles des facteurs. Il est peu utilisé car il ne permet pas de réduire le nombre d'essais, mais il reste utile à détailler afin d'introduire les plans plus complexes. Considérons un plan factoriel complet de deux facteurs à deux niveaux (notés +1 et -1), baptisé plan 2^2 . La loi définissant ce plan est la suivante, où a_{12} est le coefficient d'interaction entre les deux facteurs x_1 et x_2 :

$$y_i = a_0 + a_1x_1 + a_2x_2 + a_{12}x_1x_2 \quad (6.2)$$

Le domaine expérimental de ce type de plan est simple à établir (figure 6.20), tout comme la matrice d'expériences, définie en table 6.2.

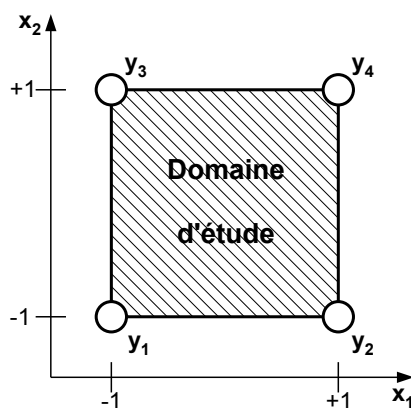


FIGURE 6.20 – Schéma du domaine expérimental du plan complet 2^2

Numéro d'essai (i)	x_1	x_2	$x_1 \times x_2$
1	-1	-1	+1
2	+1	-1	-1
3	-1	+1	-1
4	+1	+1	+1

TABLE 6.2 – Matrice d'expériences du plan complet 2^2

A partir de la matrice d'expériences, les quatre coefficients a_i peuvent être exprimés en fonction des réponses y_i de chacun des quatre essais :

$$\begin{cases} a_0 = 1/4 [y_1 + y_2 + y_3 + y_4] \\ a_1 = 1/4 [-y_1 + y_2 - y_3 + y_4] \\ a_2 = 1/4 [-y_1 - y_2 + y_3 + y_4] \\ a_{12} = 1/4 [-y_1 - y_2 - y_3 + y_4] \end{cases} \quad (6.3)$$

A partir du système 6.3, la signification de chaque paramètre a_i est obtenue grâce aux raisonnements suivants :

- $\mathbf{a_0}$: si $x_1 = x_2 = 0$, $a_0 = y_0$. C'est la réponse au centre du domaine d'étude, ou la moyenne des quatre réponses.
- $\mathbf{a_1}$: si $x_2 = 0$, $y = a_0 + a_1 x_1$. Si $x_1 = -1$, $y = y_- = a_0 - a_1$. De même, si $x_1 = +1$, $y = y_+ = a_0 + a_1$. Donc $a_1 = 1/2 (y_+ - y_-)$. y_- est la moyenne des réponses lorsque le facteur x_1 est au niveau bas, alors que y_+ est la moyenne des réponses lorsque le facteur x_1 est au niveau haut. a_1 est la demi-différence entre ces deux valeurs, ou encore a_1 représente la moitié de la variation de la réponse quand on passe du niveau bas au niveau haut du facteur 1. a_1 est défini comme l'effet du facteur 1 seul.
- $\mathbf{a_2}$: si l'on suit le même raisonnement que pour a_1 , a_2 est défini comme l'effet du facteur 2 seul.

La représentation graphique de l'effet du facteur 1 lorsque $x_2 = 0$ est donnée en figure 6.21. Ce schéma permet d'identifier visuellement les effets principaux des facteurs.

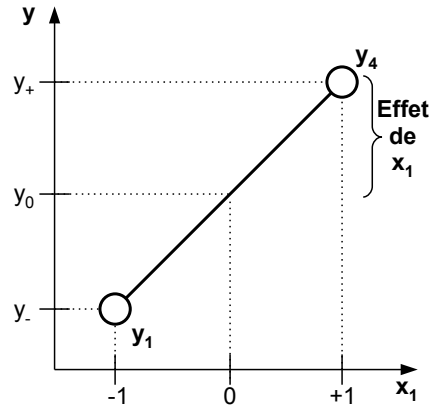


FIGURE 6.21 – Représentation de l'effet du facteur x_1 lorsque $x_2 = 0$

Les interactions, quant à elles, définissent les variations dues à un facteur lorsque le deuxième facteur est non nul. On définit alors les valeurs suivantes :

- e_- : effet du facteur 1 lorsque le facteur 2 est au niveau -1 : $e_- = 1/2 (y_2 - y_1)$.
- e_+ : effet du facteur 1 lorsque le facteur 2 est au niveau +1 : $e_+ = 1/2 (y_4 - y_3)$

Si $e_- = e_+$, le niveau du facteur 2 n'influe pas sur l'effet de la variation du facteur 1 : il n'y pas d'**interaction**. A l'inverse, si $e_- \neq e_+$, l'effet d'un facteur dépend du niveau du deuxième, et la demi-différence entre les deux effets e_+ et e_- définit l'**interaction** entre les deux facteurs :

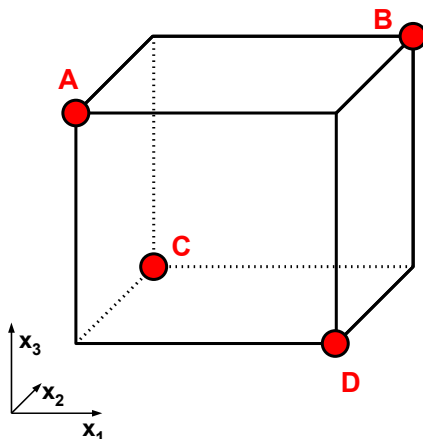
$$E_{12} = 1/2 (e_+ - e_-) = 1/4 (y_1 - y_2 - y_3 + y_4) = a_{12} \quad (6.4)$$

Ces quelques notions définissent les principes de base des plans d'expériences nécessaires à la compréhension des plans fractionnaires définis ci-après.

Les plans factoriels fractionnaires

L'objectif des plans factoriels fractionnaires est d'étudier les effets de tous les facteurs en diminuant le nombre d'essais. Malheureusement, cette méthode mène à la résolution d'un système sous-dimensionné de n équations à p inconnues avec $p > n$. Afin de résoudre ce système, l'unique méthode envisageable est la réduction du nombre d'inconnues par l'intermédiaire d'un regroupement des coefficients. On cherche à obtenir un système de n équations à n groupes de coefficients appelés aliases ou contrastes. Les plans fractionnaires sont définis plans 2^{k-q} , avec k le nombre de facteurs à deux niveaux et 2^q le taux de réduction du nombre d'essais.

Prenons l'exemple d'un plan 2^{3-1} : on étudie l'effet de 3 facteurs à deux niveaux avec seulement 4 essais au lieu des 8 du plan complet. La première étape consiste à répartir les 4 essais de telle sorte que la matrice d'expériences soit orthogonale [Gou93], comme le montre la figure 6.22.

FIGURE 6.22 – Répartition des 4 essais du plan 2^{3-1} dans le domaine expérimental

Le modèle mathématique du plan 2^{3-1} est le suivant :

$$y = a_0 + a_1x_1 + a_2x_2 + a_3x_3 + a_{12}x_1x_2 + a_{13}x_1x_3 + a_{23}x_2x_3 + a_{123}x_1x_2x_3 \quad (6.5)$$

En effectuant 4 essais, on obtient 4 équations à 8 inconnues. Le modèle retenu pour résoudre le système est le suivant :

$$y = l_0 + l_1x_1 + l_2x_2 + l_3x_3 \quad (6.6)$$

avec :

$$\begin{cases} l_0 = a_0 + a_{123} \\ l_1 = a_1 + a_{23} \\ l_2 = a_2 + a_{13} \\ l_3 = a_3 + a_{12} \end{cases} \quad (6.7)$$

Il est donc possible de calculer les l_i , mais ils doivent être reliés aux coefficients a_i afin de quantifier les effets des facteurs. Pour cela, il est nécessaire de poser une hypothèse : les l_i sont égaux aux a_i si toutes les interactions sont négligeables. Si c'est le cas, le modèle est fiable, sinon, d'autres études doivent être menées.

Pour déterminer si une interaction est négligeable ou pas, l'expérimentateur fait appel à son bon sens et peut effectuer les hypothèses suivantes :

1. si un contraste est nul, l'interaction l'est aussi (il est peu probable que l'effet principal et l'effet de l'interaction se compensent entre eux).
2. si deux effets sont faibles, leur interaction est faible elle aussi.
3. si deux effets sont forts, leur interaction peut être forte elle aussi.

En fonction du problème, d'autres hypothèses sont envisagées. C'est donc bien au cas par cas que le plan d'expériences fractionnaire doit être analysé, puis complété par d'autres essais si la pertinence des résultats est jugée insuffisante.

6.7.3 Application au numérique

Quelques travaux suggèrent d'appliquer les plans d'expériences aux simulations numériques [Tar08], [Jou05]. De plus, notre étude se prête parfaitement à ce type d'approche car nous souhaitons quantifier l'effet des facteurs uniquement, et non développer une loi statistique permettant d'optimiser tous les facteurs. Ainsi, les plans utilisés sont accessibles, même pour un non-statisticien, et donc assez rapides à mettre en place. TARHINI propose en [Tar08] d'utiliser les plans d'expériences de RECHTSCHAFFNER, plans fractionnaires simplifiés permettant d'analyser les effets principaux des facteurs et leurs interactions jusqu'à l'ordre 2 [Rec67].

Dans le but d'optimiser les performances de cette étude, le calcul des effets n'est pas effectué analytiquement, comme ceci est présenté dans le paragraphe précédent. Le nombre de facteurs rend l'étude "à la main" fastidieuse. C'est pourquoi la construction de la matrice puis l'analyse sont effectuées grâce au logiciel commercial MODDE.

Conclusions

Cette partie a permis de présenter les choix de modélisation effectués pour réaliser la maquette numérique du 7X. Dans un premier temps, les simplifications de la géométrie initiale disponible chez l'avionneur sont nécessaires. La géométrie au sens électromagnétique du terme est très éloignée de celle au sens CATIA. Le caractère basse fréquence de la foudre et l'utilisation des PML de BÉRENGER permettent d'obtenir un modèle de l'avion en un nombre acceptable de mailles et tronqué correctement en fonction de nos besoins.

La modélisation des matériaux composites est délicate, d'une part à cause de leur aspect anisotrope mais aussi du fait de leur "alliage" avec des treillis métalliques. Des cas de simulations simples nous ont permis de valider le modèle utilisé ; les plaques minces de BÉRENGER. Ce modèle peut paraître réducteur au premier abord, mais aux fréquences de la foudre, il mène à des résultats corrects et proches de la théorie. L'utilisation de modèles plus complexes en impédances de surface et de transfert, ou multicouches, semblent inutiles dans notre cas. Néanmoins, utiliser notre maquette pour des phénomènes au delà du MHz est illusoire et développer un modèle différent pour les autres types d'agression (champs forts...) est nécessaire.

L'ultime difficulté à surmonter concerne la modélisation du câblage. La prise en compte du câblage dans la maquette FDTD est avant tout possible grâce au formalisme des fils obliques. En effet, sans cet outil, modéliser n'importe quelle pieuvre avion entièrement en FDTD est quasiment impossible. Cependant, l'interface entre les outils de DASSAULT et le code n'est pas triviale et un important processus de simplification et de validation est nécessaire. Les deux simplifications majeures, que sont l'assimilation des faisceaux de câbles en un câble unique et le regroupement des impédances en impédances équivalentes, éloigne sensiblement la pieuvre modélisée de la réalité avion. La solution retenue pour affiner la précision du modèle est de considérer les impédances équivalentes comme des variables et de quantifier l'effet des variations sur les courants induits grâce à une étude paramétrique. L'utilisation des plans d'expériences est parfaitement adaptée à notre problématique dans la mesure où l'on souhaite uniquement calculer l'effet des facteurs.

La prochaine et dernière partie de ce manuscrit regroupe tous les résultats de simulation obtenus pendant ces trois ans de thèse, du premier modèle "simple" à la maquette quasi-complète. L'évolution des simulations démontre le désir de complexifier de plus en plus le modèle afin de se rapprocher de la réalité. En effet, le premier modèle permet d'évaluer les valeurs crêtes des contraintes, le second ajouté à l'étude paramétrique mène à un encadrement des formes d'onde et enfin l'ultime maquette permet de quantifier les courants induits au pied d'un maximum d'équipements internes.

Troisième partie

Calculs sur le Falcon 7X

Préambule

Cette dernière partie du manuscrit s'attache à présenter les résultats majeurs obtenus pendant les trois années de thèse. Le déroulement de cette partie met en avant notre désir d'augmenter la complexité du modèle afin de se rapprocher de la réalité avion, autant que nos outils le permettent. Dans un premier temps, nous nous focalisons sur un élément de l'avion extrêmement critique : le moteur. Pour différentes raisons, la zone moteur est une zone particulièrement contrainte lors d'un foudroiement :

- celui-ci se situe "à l'extérieur" du fuselage ;
- c'est un point de sortie éventuel du courant de foudre ;
- la nacelle moteur est liée au fuselage par un contact mobile peu conducteur.

Certains équipements du moteur sont extrêmement critiques et une attention toute particulière leur est portée pendant le processus de certification. L'évaluation des contraintes sur les torons du moteur grâce au modèle numérique s'effectue en deux étapes successives. Lors des premiers calculs, les impédances terminales des torons sont égales aux valeurs moyennes fournies par les équipementiers. Dans un second temps, certaines impédances sont considérées comme "variables" et comprises entre deux valeurs extrêmes. L'effet des variations des impédances sur les courants induits est ensuite étudié grâce à une étude paramétrique inspirée des plans d'expériences. L'algorithme SILI est validé puis appliqué à ce cas de calcul et permet un gain de temps conséquent.

Il est également indispensable de déterminer les courants induits sur les torons internes du fuselage. Ainsi, le câblage reliant les équipements critiques de l'avionique, les équipements de navigation et les générateurs est introduit dans la maquette numérique. La complexité du modèle est infiniment augmentée car cent fois plus de tronçons de câbles sont considérés.

Tous les calculs présentés dans cette partie considèrent toujours le même cas de foudroiement, i.e. un point d'entrée sur le *nose cone* et un point de fuite au niveau du moteur latéral gauche. Par conséquent, les moteurs droit et central ne sont pas modélisés et tous les détails fournis concernent le moteur gauche ainsi que les systèmes associés à ce dernier. Nous avons fixé cette hypothèse de foudroiement car c'est le cas le plus contraignant pour les équipements du moteur.

Chapitre 7

Calculs sur le moteur latéral

7.1 Présentation du moteur

Le FALCON 7X possède trois moteurs PRATT & WHITNEY, deux latéraux et un central. La figure 7.1 présente deux vues détaillées de l'un des moteurs du 7X, extraites de la CAO CATIA[®]. La représentation 7.1(a) est une vue de l'intérieur du moteur et permet de visualiser la position du pylône, correspondant à la liaison entre le moteur et le fuselage. De nombreuses connexions de câblages et tuyaux sont présentes au niveau d'une plaque dans le pylône (cercle jaune en 7.1(a)). Nous étudierons par la suite la liaison entre le moteur et le fuselage plus en détail car c'est une zone privilégiée de passage des courants foudre.

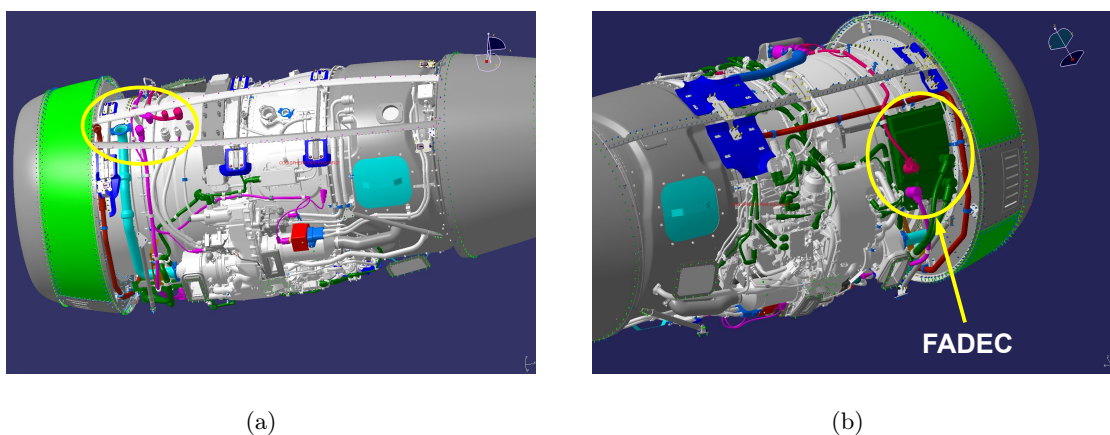


FIGURE 7.1 – Vues intérieure (a) et extérieure (b) du moteur latéral gauche du 7X (source : CATIA[®])

7.1.1 Les équipements

Parmi tous les équipements du moteur, nous nous focalisons sur les deux plus critiques, c'est-à-dire la génératrice de puissance et le FADEC (pour *Full Authority Digital Engine Control*). La génératrice "prélève" la puissance du moteur afin d'alimenter tous les systèmes avion. Le FADEC, visible sur la vue 7.1(b), commande et régule le fonctionnement du moteur : débit de kérosène fourni, pression et température du turboréacteur. Sur le moteur central, le FADEC commande également l'inversion de poussée permettant de freiner l'avion durant l'atterrissage.

Le FADEC est présenté plus en détail en figure 7.2(a). Quatre torons sont connectés au FADEC, deux d'entre eux proviennent des racks situés à l'intérieur de l'avion et les deux autres sont connectés aux différents capteurs du moteur. Le FADEC est placé sur deux rails métalliques, eux-mêmes fixés sur le bloc moteur. Des fixations spéciales permettent de ne pas répercuter les vibrations du moteur au niveau du FADEC. Néanmoins, ces fixations ne sont pas conductrices et une tresse de métallisation les "court-circuite" et permet de créer une meilleure continuité électrique (figure 7.2(b)).

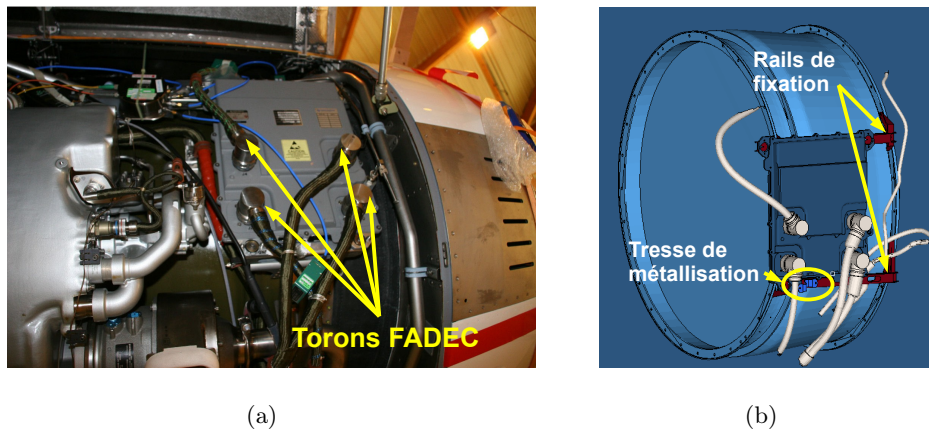


FIGURE 7.2 – Photographie (a) et fixation sur rails (b) du FADEC

7.1.2 La nacelle et les blocs moteur

Les blocs moteur sont constitués de différents matériaux. En effet, le FADEC est connecté par l'intermédiaire de rails métalliques à un bloc moteur en titane très bon conducteur (cf 5.1.2). La figure 7.3 représente une vue "éclatée" des différents blocs moteur et des matériaux les constituant.

Si le point de sortie de la foudre se situe au niveau d'un moteur latéral, la zone d'entrée du moteur sera majoritairement concernée. En effet, c'est la seule partie de la nacelle qui soit métallique (cf figure 5.2). Le fait que le FADEC soit placé à l'avant du moteur augmente potentiellement le niveau des contraintes subies.

7.1.3 Le pylône

Le pylône représente la liaison physique entre la nacelle et le fuselage (figure 7.4(a)). Ainsi, toutes les liaisons électriques entre les équipements du moteur et les systèmes de commande transitent dans le pylône. La figure 7.4(b) décrit les différentes entités cheminant dans le pylône : câblage électrique, tuyaux de l'hydraulique, d'air et de carburant.

L'interface entre la "zone moteur" et la "zone interne avion" est matérialisée par une plaque sur laquelle sont présentes toutes les connexions de câblage et les tuyaux. Cette plaque est en titane et permet donc d'offrir une barrière anti-feu. Le plan de la plaque constitue la région privilégiée de drainage des courants de foudre.

La liaison mécanique est assurée par une pièce centrale appelée *silentbloc* (figure 7.4(b)). Le *silentbloc* est constitué de matériaux souples (généralement du caoutchouc ou des matières

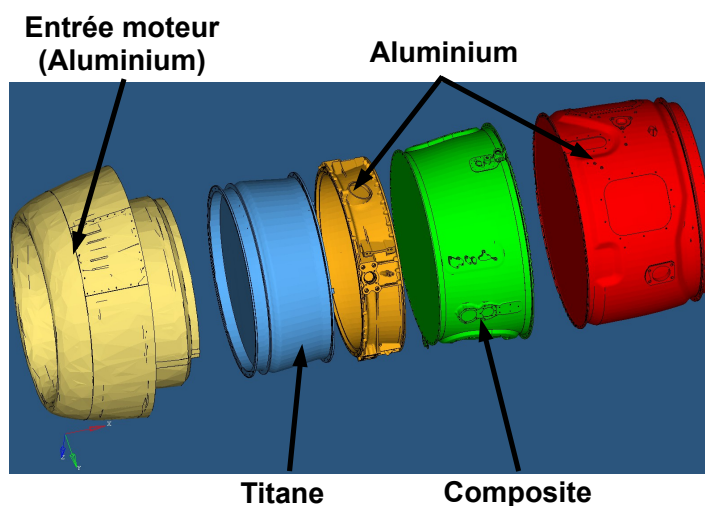
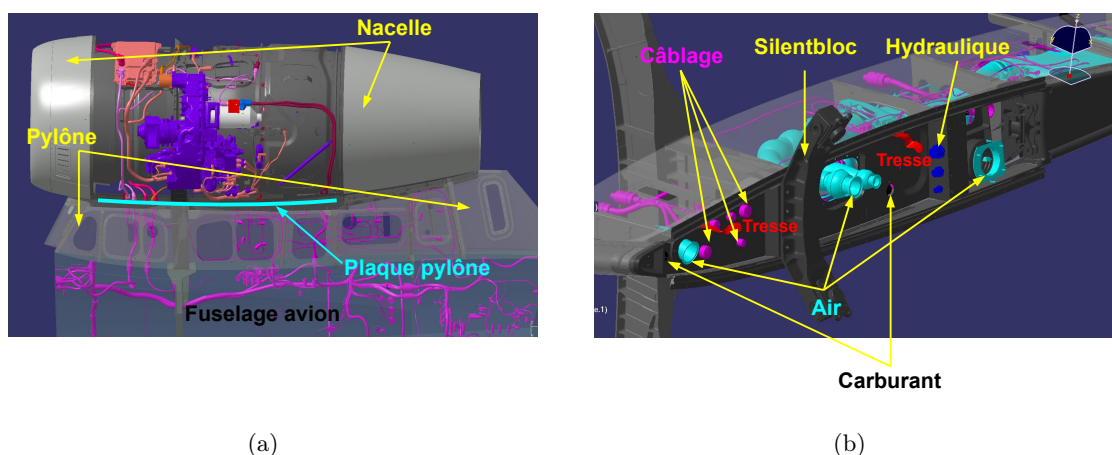


FIGURE 7.3 – Vue "éclatée" des différents blocs moteur

FIGURE 7.4 – Représentations CATIA[®] du pylône du moteur latéral gauche

plastiques) et permet d'absorber les vibrations et les chocs subis par le moteur. De plus, il assure une isolation phonique entre le moteur et l'armature métallique du fuselage.

D'un point de vue électrique, le *silentbloc* possède un désavantage majeur ; il est loin d'être bon conducteur électrique. Ainsi, lors d'un foudroiement nez-moteur, par exemple, le courant foudre drainé par l'armature métallique ne peut transiter vers le point de sortie *via* le *silentbloc*. Comme le montre la figure 7.4(b), les câbles et les tuyaux cheminant à l'intérieur du pylône sont donc les uniques vecteurs du courant de foudre. Les contraintes sur ces éléments étant très fortes, des tresses de métallisation reliant l'armature métallique du fuselage aux éléments métalliques du moteur sont ajoutées pour garantir la continuité électrique (figure 7.5). Celles-ci court-circuitent le *silentbloc* et leur faible impédance, par rapport au câblage électrique surblindé, leur permet d'assurer l'évacuation d'une grande partie du courant de foudre.

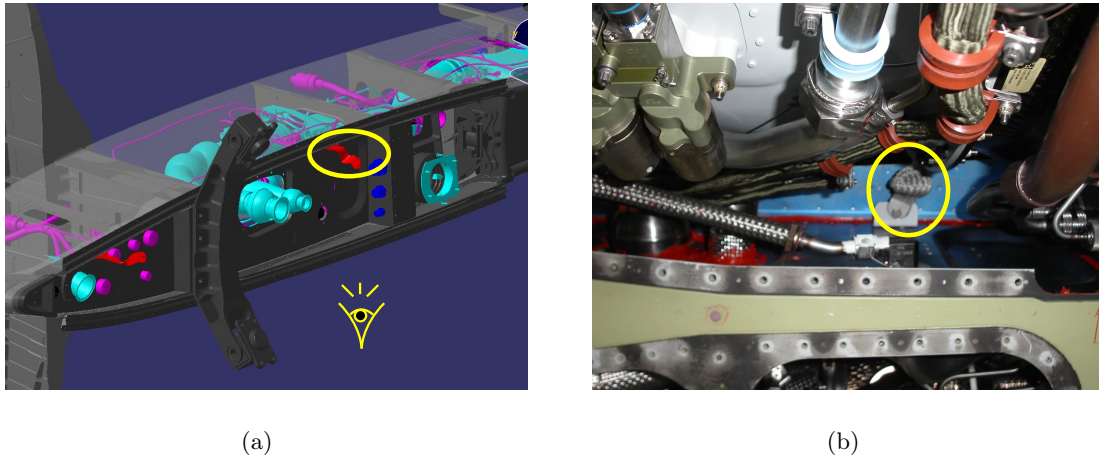


FIGURE 7.5 – Tresse de métallisation au niveau de l'interface pylône - nacelle : vue CATIA[®] (a) et photographie (b)

7.2 Modèle FDTD du moteur gauche

7.2.1 Maillage

La CAO présentée dans le paragraphe précédent est simplifiée afin de correspondre au mieux à nos critères de modélisation. Comme évoqué précédemment (cf 4.3.2), la géométrie du moteur a déterminé le pas d'échantillonnage spatial utilisé pour la maquette. Le moteur est une entité complexe et un grand nombre d'éléments est confiné dans un petit espace, entre la nacelle et les blocs moteur.

Après l'export de la géométrie en format CGR, une série de simplifications majeures permet de ne conserver que :

- les blocs moteur ;
- le FADEC et ses fixations ;
- le câblage issu du FADEC, les tresses et les tuyaux hydrauliques, carburant et air ;
- la plaque en titane, la peau de la nacelle et du pylône.

La figure 7.6 représente deux vues de la géométrie simplifiée du moteur, avec en transparence la peau de la nacelle et du pylône.

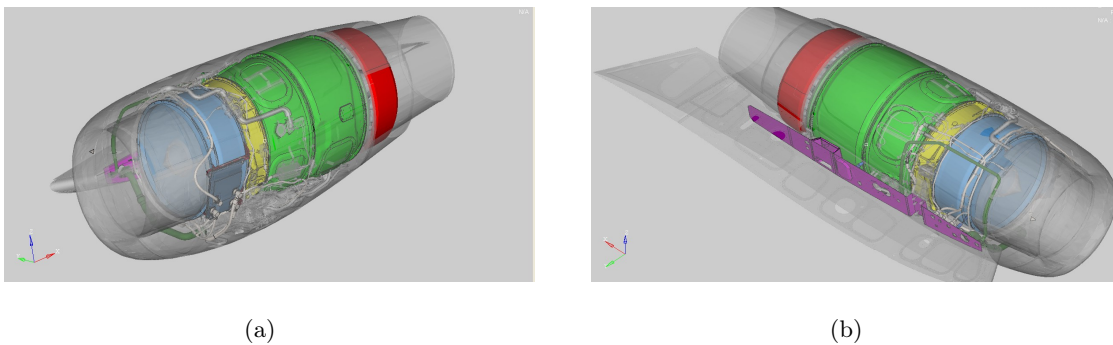


FIGURE 7.6 – Vues simplifiées de la géométrie du moteur (format CGR)

Mis à part le FADEC, la géométrie de tous les autres équipements n'est pas conservée. Un maillage équivalent est créé par la suite afin d'assurer la liaison avec les extrémités du câblage et les tuyaux. De plus, le *silentbloc* n'intervenant pas dans le modèle "électrique" du pylône, il n'est pas modélisé. Les blocs moteur sont maillés complètement en cellules volumiques alors que la plaque en titane ainsi que la peau de la nacelle et du pylône sont modélisées à l'aide du formalisme des plaques minces.

La figure 7.7 représente le maillage du moteur : la peau de la nacelle et du pylône (7.7(a)) et l'intérieur du moteur (7.7(b)).

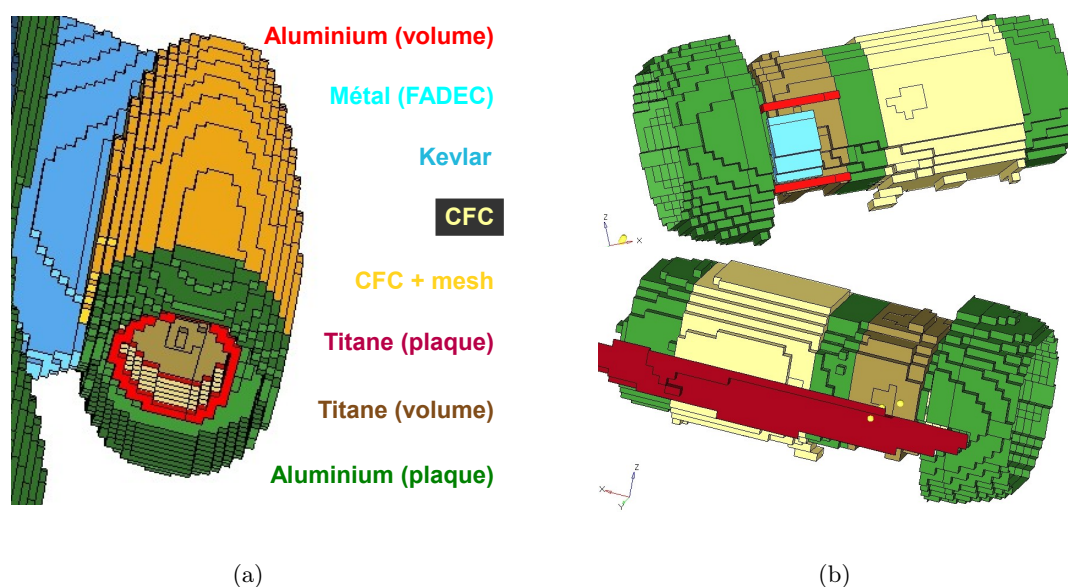


FIGURE 7.7 – Maillage du moteur latéral gauche : peau nacelle + pylône (a) et vues intérieures (b)

Le maillage des tuyaux n'est pas représenté sur la figure 7.7. Les tuyaux hydrauliques et carburant ne sont pas maillés mais modélisés grâce à des fils et sont présentés dans le paragraphe suivant. Les tuyaux d'air, quant à eux, ont un diamètre trop élevé pour être considérés comme des fils mais étant donné qu'ils sont métalliques, nous choisissons de les modéliser à l'aide de plaques minces en aluminium. Néanmoins, afin de prendre compte les pertes terminales de contact, des fils minces munis de résistances sont ajoutés entre chaque extrémité des tuyaux et le bloc moteur ou la plaque en titane.

7.2.2 Structures filaires

Tout le câblage moteur est entièrement surblindé. Le diamètre maximal des câbles connectés au FADEC est de 2.5 cm et s'avère donc compatible avec le pas spatial du modèle (5 cm). La modélisation en fils obliques est représentée en figure 7.8(b) et comparée avec la géométrie (figure 7.8(a)).

Sur la figure 7.8(b) est présent le fil de sortie du courant. L'injection ainsi que le point de fuite sont modélisés grâce à deux fils dont une extrémité est connectée à l'avion et la seconde est plongée dans les frontières PML afin d'éviter tout retour de courant.

De la même manière que le câblage, les tresses de métallisation sont modélisées en fils minces. Les tresses sont en fait des nappes de largeur 1.5 cm et d'épaisseur 0.5 cm (0.75 cm² de section).

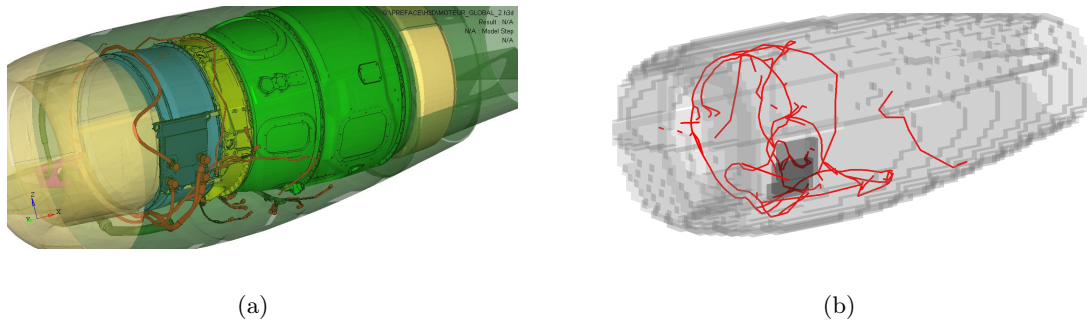


FIGURE 7.8 – Vues du câblage moteur : CAO (a) et modélisation FDTD (b)

Le courant drainé par la tresse dépend principalement de sa section et du matériau la constituant, ici de l'aluminium. Ainsi, le fil mince considéré se doit d'être de section identique, même si la géométrie est différente. Les tresses sont donc modélisées avec des fils de 1 cm de diamètre (0.78 cm^2 de section) auxquels sont adjointes des résistances terminales représentant les pertes de contact.

La représentation simplifiée de la figure 7.9 décrit le schéma équivalent électrique "grossier" des liaisons entre le pylône et le moteur. Les connexions avec les équipements internes de l'avion sont représentées en pointillés. Ces équipements sont considérés dans le dernier chapitre du mémoire. Le FADEC commande différents éléments du moteur, nommés capteurs, pour diverses applications (contrôle de pression, de température, injection de carburant...). Chaque connexion avec un équipement possède une impédance spécifique, comme il l'a été détaillé en 6.5.

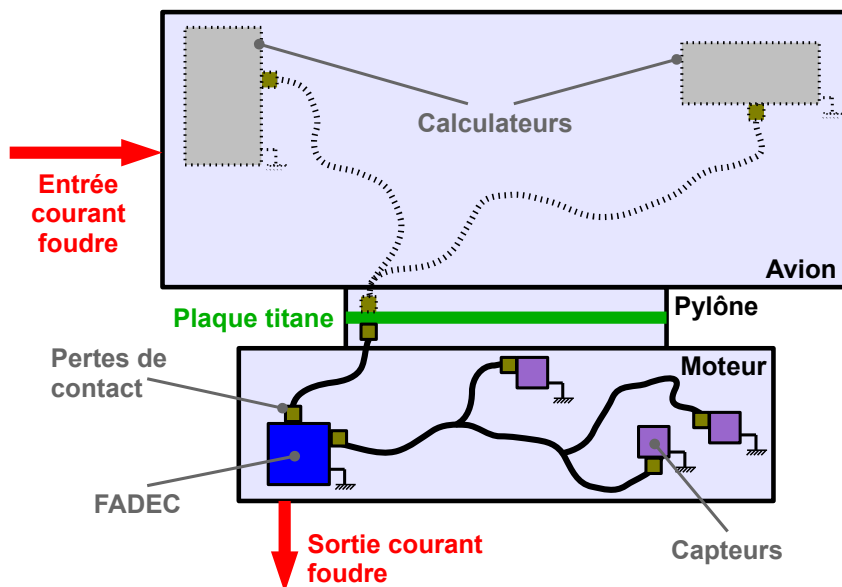


FIGURE 7.9 – Schéma équivalent "grossier" du câblage moteur

7.3 Présentation du cas considéré

Les objectifs des premiers calculs effectués sur le moteur latéral sont les suivants :

1. tester la bonne tenue du simulateur sur un cas complexe (essentiellement concernant le formalisme des fils en biais) ;
2. effectuer une première analyse des résultats ;
3. mener une première série de comparaison avec les mesures.

7.3.1 Le maillage

La figure 7.10 représente le maillage de la structure considérée. Les cadres et les lisses (figure 7.10(a)) sont en aluminium et sont considérés par la suite comme la référence de "masse avion".

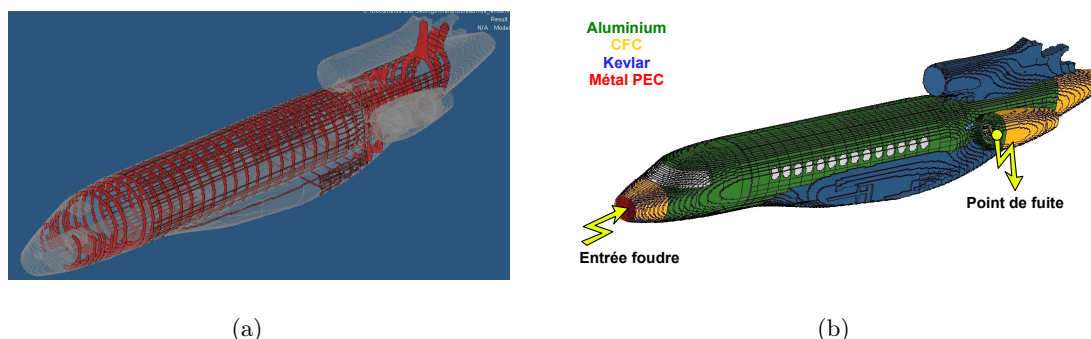


FIGURE 7.10 – Vues du maillage global : cadres / lisses (a) et peau (b)

L'injection du courant de foudre se situe sur le *nose cone*. L'extrémité du radôme n'étant pas modélisée, une plaque est placée au niveau du plan de coupe sur laquelle est injecté le courant. Cette plaque se compose d'un matériau parfaitement conducteur afin de réaliser une injection du courant parfaitement répartie sur toute la périphérie du *nose cone*. Rappelons que le point de sortie du courant se situe sur la zone avant du moteur latéral gauche.

Le tableau 7.1 référence toutes les zones distinctes du modèle ainsi que les paramètres ajoutés dans le simulateur TEMSI.

Zone	Matériau	Epaisseur (mm)	Conductivité (S/m)
<i>Nose cone</i>	CFC + mesh épais	4	10^5
Peau T34 - T5 - T12	Aluminium	1.3	3.7×10^7
Cadres et lisses T34 - T5 - T12	Aluminium	2.5	3.7×10^7
Hublots et pare-brise	Air	-	1
Entrée d'air moteur gauche	Aluminium	1.3	3.7×10^7
Nacelles moteur	CFC + mesh	2	2×10^4
<i>Bodyfairing</i>	Kevlar + mesh	2	10^3
Entrée d'air moteur central	Kevlar + mesh	2	10^3
Pylône	Kevlar + mesh	2	10^3
Plaque interne pylône	Titane	5	10^6

TABLE 7.1 – Liste des différentes parties du modèle et matériaux associés

7.3.2 Le câblage

Le câblage complet du moteur latéral représente environ 400 tronçons de fils dans le modèle FDTD. Les différentes caractéristiques "géométriques" du câblage ont été définies précédemment. Nous présentons ici les paramètres "circuit" donc les impédances terminales et linéiques prises en compte. Le tableau 7.2 donne les valeurs d'impédances typiques (valeurs moyennes des spécifications données par les équipementiers) prises en compte dans ce premier cas.

Dénomination	Elément(s) connecté(s)	Impédance ($m\Omega$)
J1 - J2 - J3 - J4	FADEC	2.5
E503 - E505 - E507 - E509	Plaque titane	2.5
Génératrice - FBW	Plaque titane	2.5
Tresse avant - Tresse arrière	Plaque titane / Bloc moteur	0.25
Tresse FADEC	FADEC / Bloc moteur	0.5
Tuyaux air et hydraulique	Plaque titane / Bloc moteur	10
Génératrice - FBW	Bloc moteur	7
Tous les autres torons	Tous les capteurs	2.5

TABLE 7.2 – Impédances terminales de tout le câblage moteur

L'impédance linéique associée à chaque toron est fixée à $10 m\Omega/m$. Cette valeur moyenne est issue de résultats de mesures effectuées par DASSAULT AVIATION sur des câbles surblindés typiques.

7.4 Résultats

Dans un premier temps, nous présentons les courants résultant d'une excitation classique onde A (figure 2.3(a)). Les courants induits sur le câblage ainsi que les courants surfaciques drainés par la peau de l'avion sont analysés.

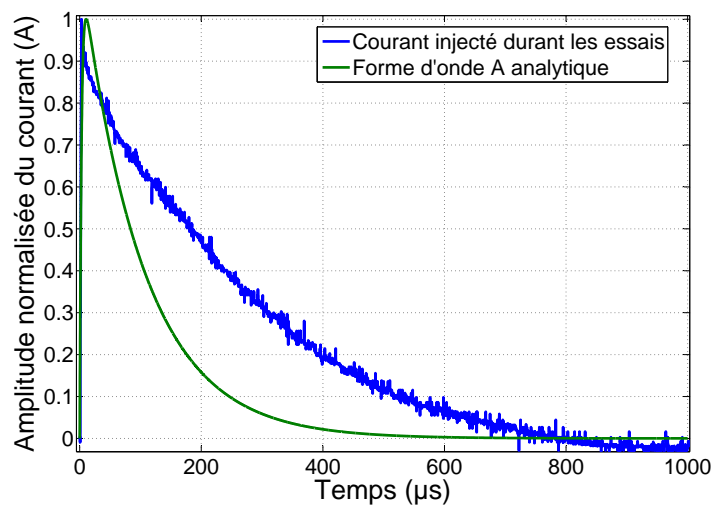


FIGURE 7.11 – Comparaison entre l'onde A analytique et l'onde de courant injectée durant les essais

Ensuite, une comparaison avec les résultats de mesure est menée. Pour cela, la réponse du câblage à l'excitation 6.4/70 injectée durant les essais est calculée. Ce courant est assez éloigné du courant analytique : la valeur crête est dix fois plus faible (20 kA) et la largeur à mi-hauteur est supérieure. La figure 7.11 compare la forme d'onde A classique avec l'onde de courant injectée durant les essais.

En raison des différences entre la forme d'onde injectée et l'onde A classique, un post traitement des courants mesurés s'impose afin de présenter les résultats aux autorités. Chaque résultat est donc "extrapolé à l'onde A", grâce au calcul de la fonction de transfert, définie comme le rapport fréquentiel entre le courant mesuré et le courant injecté. Ensuite, en multipliant cette fonction de transfert par le spectre de l'onde A analytique, le courant induit par une excitation 6.4/70 est obtenu.

7.4.1 Etude des courants induits par une excitation 6.4/70

Sur la figure 7.12 sont présents le courant injecté sur le nez de l'avion et le courant évacué au niveau du moteur latéral.

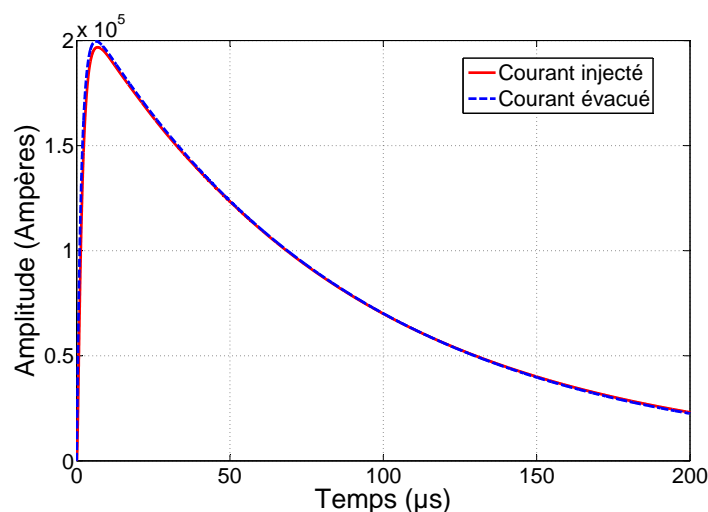


FIGURE 7.12 – Courant injecté sur le nez de l'avion et évacué au niveau du moteur latéral

Le courant de sortie est quasiment identique à celui injecté à l'avant de l'avion. Cette similitude démontre que la majeure partie du courant est conduite vers le point de sortie et que seulement une petite partie du courant est rayonnée ou dissipée par les charges résistives. Ce phénomène est tout à fait logique au vu du domaine fréquentiel que couvre l'excitation.

La figure 7.13 représente la répartition des courants surfaciques drainés par la peau de l'avion. Les courants surfaciques sur chaque facette de maille élémentaire sont calculés à partir d'un courant équivalent défini comme suit :

$$\vec{I} = \Delta (\vec{n} \wedge \vec{H}) \quad (7.1)$$

où \vec{n} est la normale à la facette de surface $S = \Delta^2$, avec Δ la dimension d'une maille cubique élémentaire. Nous considérons que les deux composantes de ce courant équivalent sont

constantes sur toute la surface de la facette. Les courants surfaciques sont aisément déduits avec la formulation suivante :

$$\vec{J} = \frac{\vec{I}}{S} \quad (7.2)$$

Enfin, le courant surfacique sur la facette est calculé grâce au module des deux composantes. Ainsi, pour une facette dans le plan xOy, le courant surfacique est donné par :

$$J_{face} = \sqrt{J_x^2 + J_y^2} \quad (7.3)$$

Le tracé est effectué à $t=10 \mu s$, correspondant au temps mis par les courants d'entrée et de sortie pour atteindre leurs valeurs maximales.

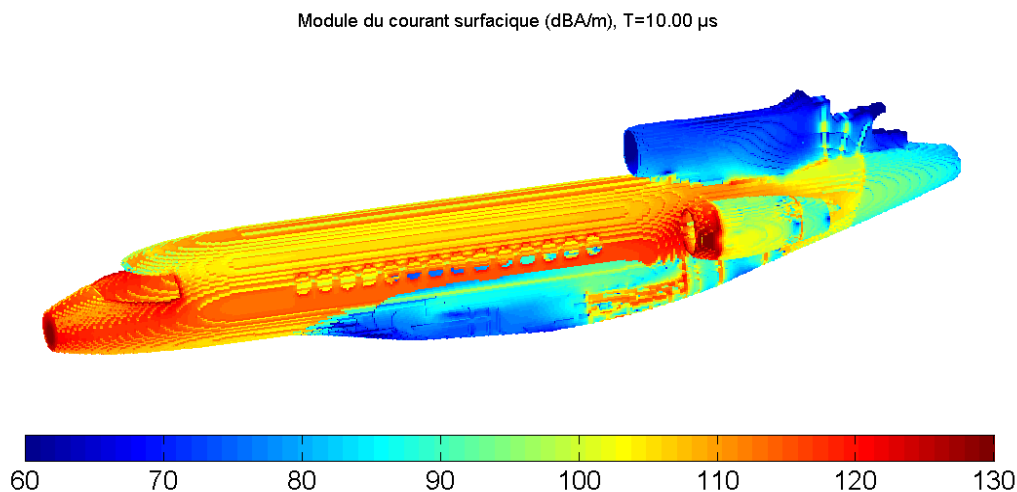


FIGURE 7.13 – Courants surfaciques drainés par la peau de l'avion

Le tracé des courants surfaciques nous permet de confirmer que les parties du fuselage en aluminium (le T12, le T34 et le T5) drainent beaucoup plus de courant que les parties en composite telles que la *bodyfairing*. Globalement, on observe un écart d'une cinquantaine de dB entre les courants présents sur la peau du T34 et ceux parcourant la *bodyfairing*. Cependant, si le courant de foudre ne s'évacue pas par la peau de la *bodyfairing*, il doit emprunter un autre chemin. La figure 7.14 présente les courants surfaciques drainés par l'armature métallique composée des cadres et des lisses.

Il s'avère que les cadres et les lisses du fuselage principal (T12 et T34) ne sont parcourus que par de faibles courants, contrairement à l'armature métallique de la *bodyfairing* et du T5. Cette visualisation nous renseigne sur l'importance du châssis métallique des zones composites de l'avion. En effet, au niveau des parties du fuselage faiblement conductrices, ce sont les cadres et les lisses métalliques qui drainent la majeure partie du courant de foudre. Ce transfert de contraintes est fortement dommageable pour le câblage interne de l'avion car tous les équipements

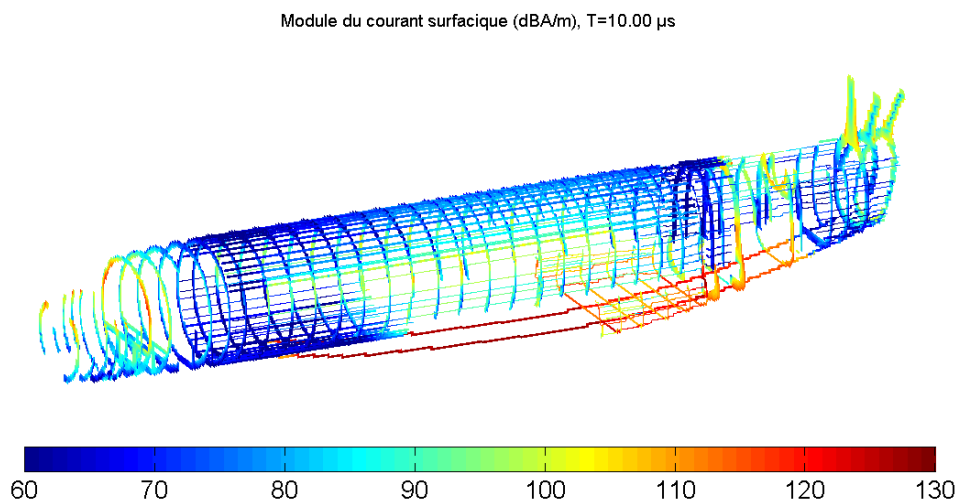


FIGURE 7.14 – Courants surfaciques drainés par le châssis métallique de l'avion

internes sont liés au châssis, qui constitue en quelque sorte la référence de masse.

De plus, les cadres et les lisses étant tous liés entre eux, les forts courants présents sur les lisses du *bodyfairing* circulent jusqu'aux cadres situés à l'arrière de l'avion. C'est pourquoi, bien que la peau du T12 soit métallique, les cadres et les lisses sont plus contraints que ceux du T5 ou du T34.

Enfin, le dernier paramètre important déduit de ces tracés concerne les points d'attachement du courant de foudre. Les densités de courant en ces points sont extrêmement élevées : 200 kA sont injectés sur une surface de quelques cm^2 . Ces deux points se démarquent sur la figure 7.15 et il paraît donc évident que toute la zone moteur est fortement contrainte. La densité surfacique de courant est donc plus forte autour du pylône, du fait que tout le courant s'évacue au travers d'une surface très réduite.

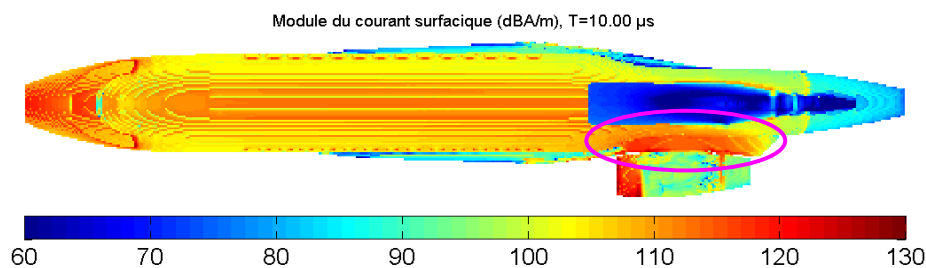


FIGURE 7.15 – Illustration de la forte densité de courant au niveau du pylône

Ces seules représentations de la structure avion donnent d'ores et déjà des informations sur les contraintes subies par le câblage. Nous avons évoqué précédemment l'étroite relation existant entre le câblage interne et le châssis de l'avion. Inévitablement, chaque toron est relié à un endroit ou à un autre au châssis de l'avion car il constitue la référence de masse. Ainsi, une première approximation permet de supposer qu'un toron lié à une zone fortement contrainte de l'armature (par exemple un des cadres du *bodyfairing*), sera fortement contraint. A l'inverse, un toron relié à un cadre du T34 ne sera certainement pas sujet à de fortes contraintes.

De ce fait, une première évaluation grossière des zones contraintes est envisageable uniquement à partir de la connaissance des points de contact à la masse du câblage et du calcul de la répartition des courants sur le châssis. Néanmoins, l'approximation ne sera correcte que si toute l'armature est modélisée (cadres, lisses, structures de mise à la masse des équipements...). Cette approximation est très utile à l'avionneur car il n'est pas nécessaire de modéliser le câblage interne pour en évaluer les contraintes. Ce point est discuté de nouveau dans le dernier chapitre du manuscrit, dans lequel le câblage interne est modélisé.

Avant de s'intéresser aux allures des courants sur les torons du moteur, on se propose d'observer la répartition globale des contraintes sur tout le câblage moteur. La figure 7.16 représente la géométrie du câblage moteur ainsi que la valeur du courant les traversant à $t=10 \mu s$. Afin d'obtenir une référence spatiale, le maillage de la peau de la nacelle est représenté en transparence.

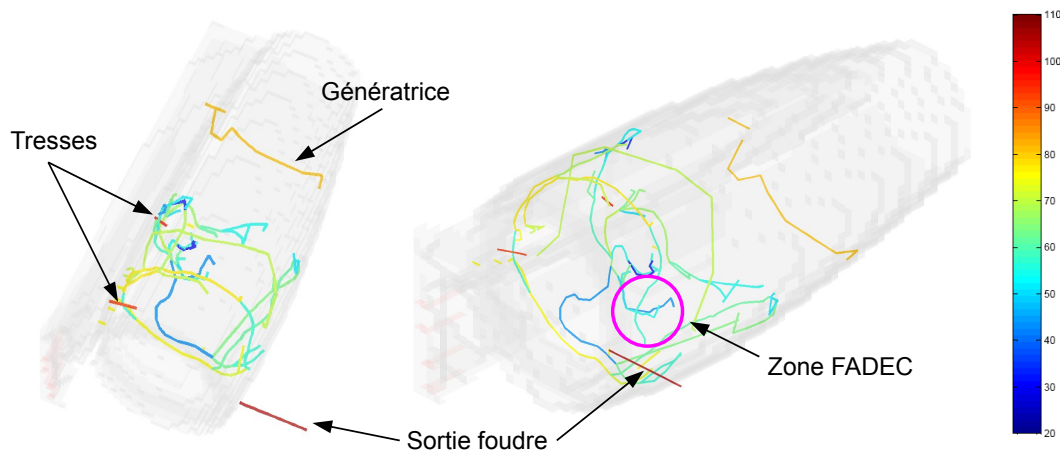


FIGURE 7.16 – Répartition globale du courant sur le câblage moteur

Les deux tresses avant et arrière sont extrêmement contraintes et évacuent donc une grande quantité de courant. De plus, il apparaît que le câblage proche de l'avant du moteur est plus contraint que celui situé plus en retrait. Le niveau global des contraintes subies par la câblage moteur semble très en deçà du courant parcouru par les tresses. Les tresses jouent donc apparemment pleinement leur rôle de "court-circuit". Néanmoins, la génératrice semble être parcourue par un fort courant, du moins bien supérieur aux courants présents sur le reste du câblage moteur.

Le paragraphe suivant présente en détail les allures des courants pour chaque toron et les compare avec les résultats obtenus lors des essais sur avion.

7.4.2 Confrontation avec les résultats des essais

Afin de comparer nos résultats de simulation avec les mesures effectuées sur avion, deux méthodes sont envisageables :

1. extrapoler les courants mesurés à l'onde A typique et les comparer aux résultats obtenus en simulation pour une excitation 6.4/70 : approche "certification".
2. calculer les courants induits par une excitation identique à celle injectée lors des mesures : approche "validation".

Nous optons pour une approche "validation", évitant ainsi tout post traitement sur les courants mesurés. La forme d'onde présentée en figure 7.17 est injectée sur le nez de l'avion.

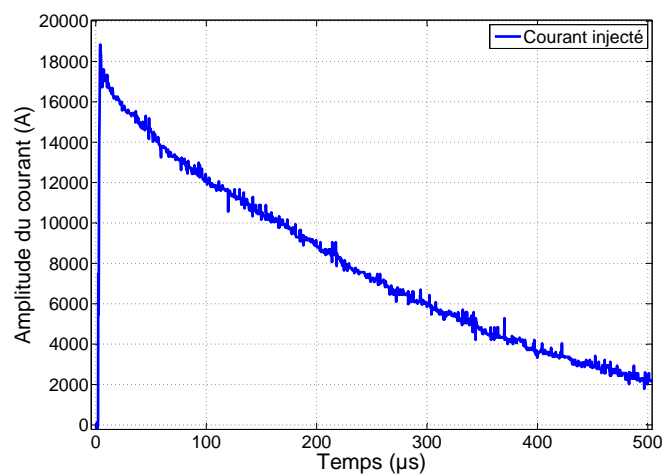


FIGURE 7.17 – Courant injecté sur le modèle FDTD de l'avion pour la comparaison avec les mesures

Les courants mesurés sont issus de deux campagnes d'essais différentes. Les résultats concernent :

- trois des quatre torons connectés au FADEC (J2, J3 et J4) ;
- les torons connectés au pylône alimentant le FADEC (E501, E503, E505, E507) ;
- la génératrice ;
- un toron des commandes de vol (FBW pour *Fly By Wire*) ;
- une des tresses reliant le pylône au bloc moteur ;
- un des tubes d'air.

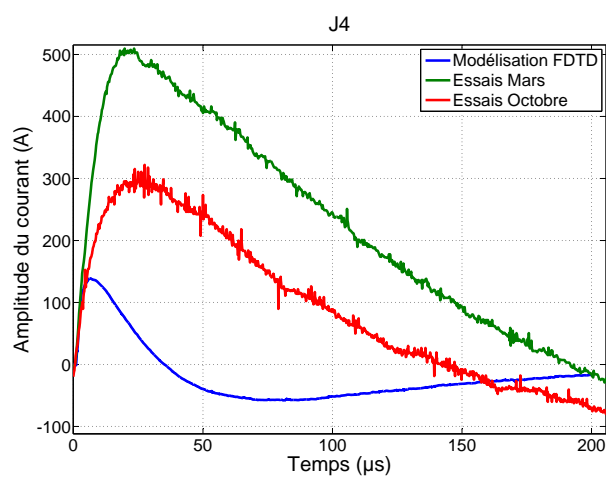
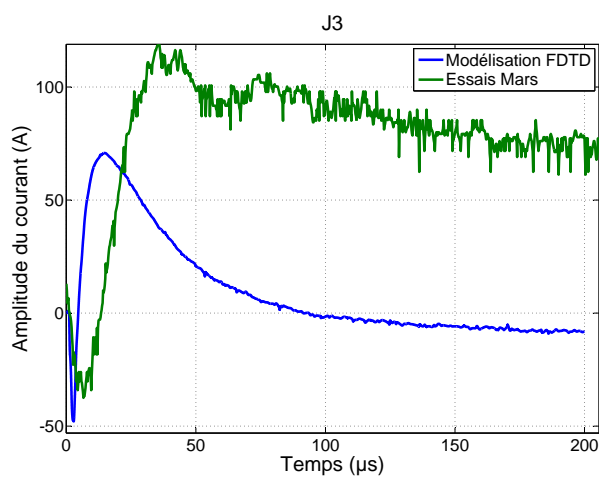
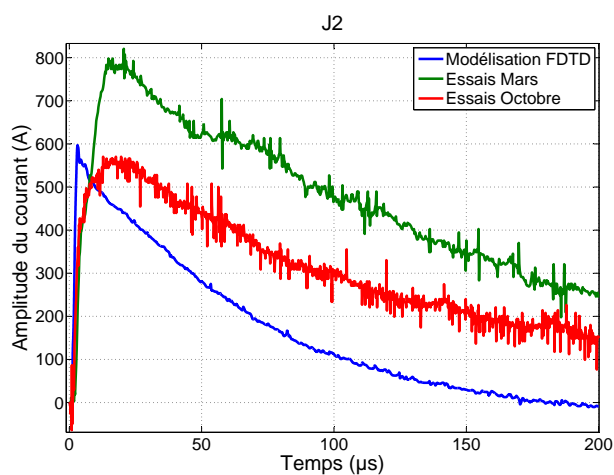
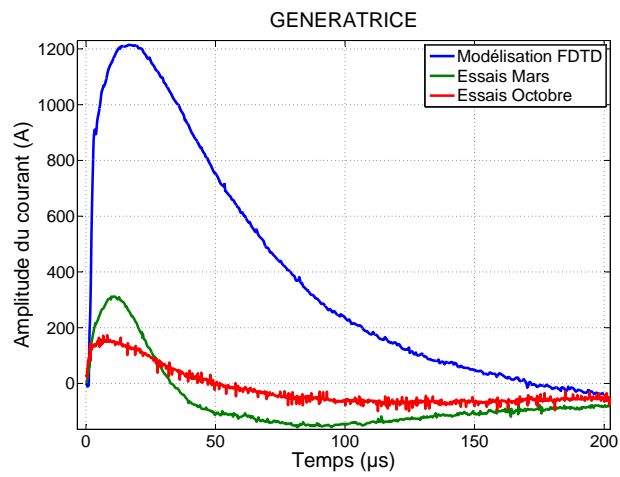
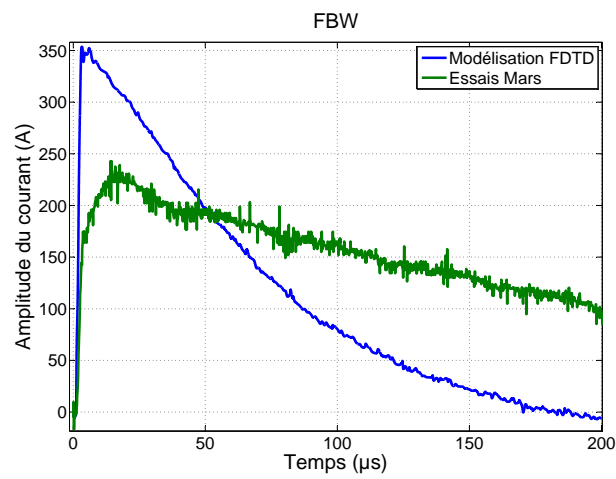


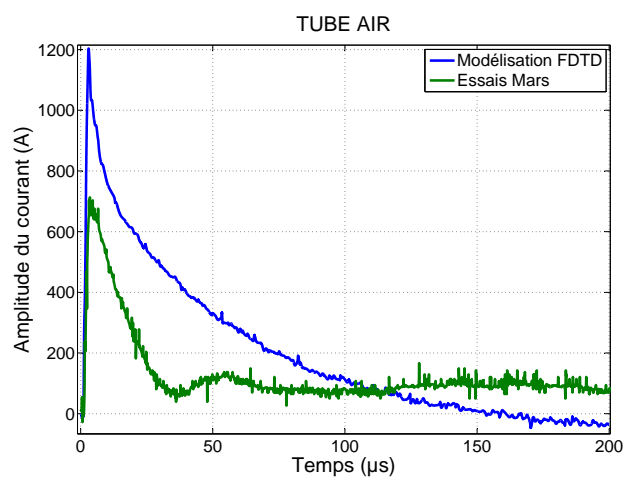
FIGURE 7.18 – Courants calculés et mesurés sur les torons du FADEC : J2 (a), J3 (b) et J4 (c)



(a)

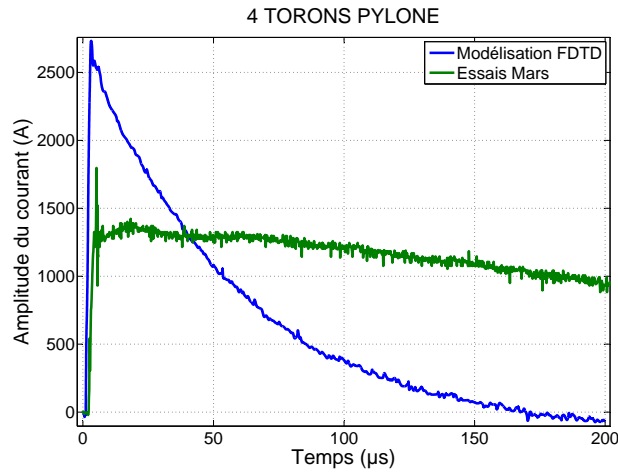


(b)

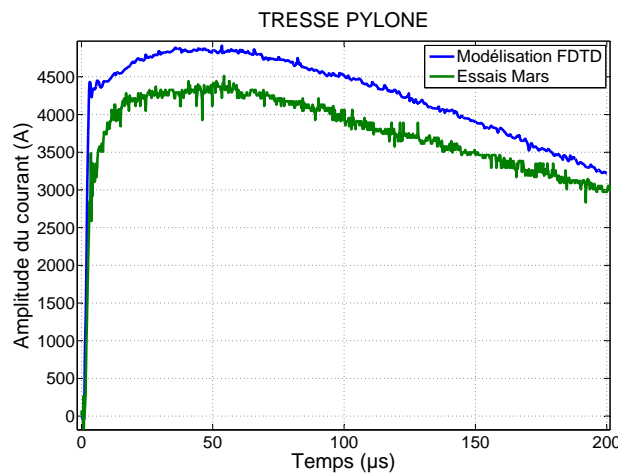


(c)

FIGURE 7.19 – Courants calculés et mesurés sur la génératrice (a), la commande de vol (b) et un des tuyaux d'air (c)



(a)



(b)

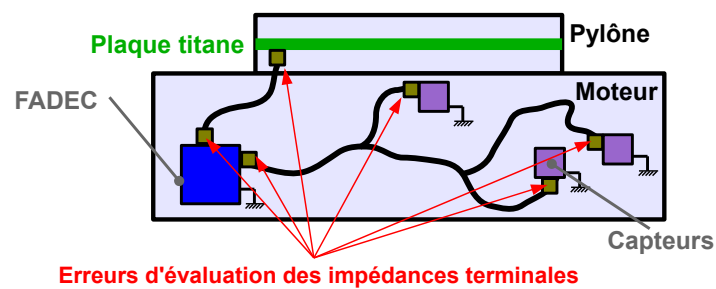
FIGURE 7.20 – Courants calculés et mesurés sur les torons du pylône (a) et une des tresses du pylône (b)

Ces premiers résultats nous renseignent sur de nombreux paramètres. Tout d'abord, comparer les résultats de simulation avec les mesures semble très délicat, en partie en raison de la disparité des résultats de mesure d'un avion à l'autre. Si nous comparons les mesures des deux campagnes sur J2, J4 et la génératrice, un écart de 3 dB à 5 dB sur la valeur crête est observé. La comparaison des résultats de simulation avec les mesures devient donc délicate.

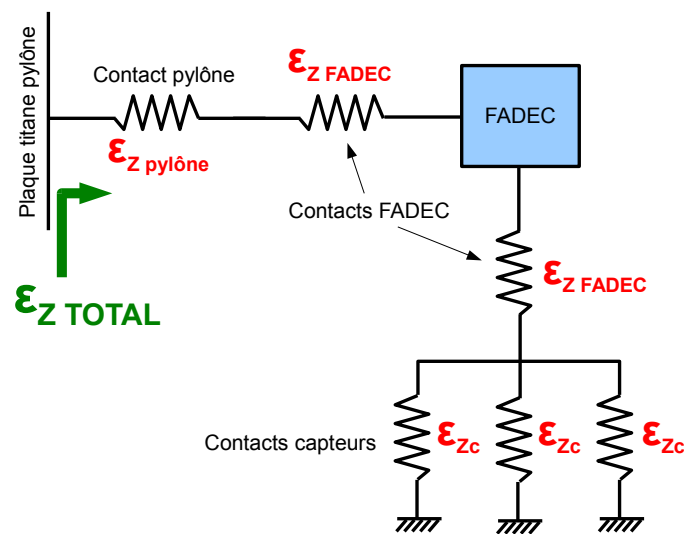
Pour la plupart des valeurs crêtes des courants, l'écart ne dépasse pas 5 à 6 dB et les calculs sont le plus souvent majorants. Concernant le toron de la génératrice, l'écart est bien plus important et ce, à cause de plusieurs paramètres. Premièrement, le toron de la génératrice se situe à l'arrière du moteur et celui-ci a dû être décalé vers l'avant en raison d'un problème d'encombrement. Ainsi, le toron modélisé est plus court qu'en réalité et présente donc une impédance plus faible. De plus, comme l'est le FADEC, la génératrice est un équipement connecté au bloc moteur grâce à une tresse. Dans le modèle FDTD, la génératrice n'est pas maillée et le toron est connecté directement sur le bloc moteur. Ces deux défauts de modélisation s'accordent pour diminuer l'impédance totale du toron. La contrainte subie par la génératrice est donc majorée,

expliquant l'écart important par rapport aux mesures. Le modèle considéré dans l'étude paramétrique décrite au chapitre 8 est modifié à ce niveau. L'impédance terminale introduite prend en compte les remarques effectuées ci-dessus et est donc réévaluée.

L'analyse des formes d'onde fournit aussi des informations sur la qualité de notre modèle. Dans certains cas, par exemple pour les torons du pylône, l'allure du courant calculé est très éloignée de celle mesurée lors des essais. Chaque toron connecté à la plaque en titane du pylône est lié au FADEC et du FADEC d'autres torons se connectent aux capteurs situés sur le moteur. Le schéma de la figure 7.21(a) illustre le routage de ces torons, et la figure 7.21(b) décrit le schéma électrique équivalent.



(a)



(b)

FIGURE 7.21 – Illustration du cumul de l'erreur d'évaluation des impédances : topologie (a) et schéma électrique équivalent (b)

Chaque impédance terminale ajoutée dans le modèle est issue d'une évaluation et est donc potentiellement légèrement faussée. De la plaque en titane, le toron connecté "voit" en quelque sorte toutes ces impédances sous la forme d'un schéma équivalent. Certaines impédances sont en parallèle (impédances de contact au niveau des capteurs) et l'erreur effectuée sur chaque impédance ne se répercute donc pas ou peu au niveau de la plaque en titane. À l'inverse, d'autres

impédances sont en série (liaison au niveau du FADEC). Dans ce cas, les erreurs sur chaque impédance se cumulent et l'erreur totale au niveau du pylône est sensiblement augmentée. A partir du schéma électrique équivalent donné en figure 7.21(b), l'erreur cumulée au niveau de la plaque en titane est calculée simplement comme suit :

$$\varepsilon_z \text{ total} = \varepsilon_z \text{ pylone} + 2\varepsilon_z \text{ fadec} + \frac{\varepsilon Zc}{3} \quad (7.4)$$

C'est pourquoi la forme d'onde calculée au niveau du pylône est très sensible aux erreurs d'évaluation d'impédances et s'éloigne donc plus de la forme d'onde mesurée que ne le sont les autres courants. En effet, considérons le courant sur la génératrice : même si la valeur crête est surévaluée, la forme d'onde coïncide avec le résultat issu des essais.

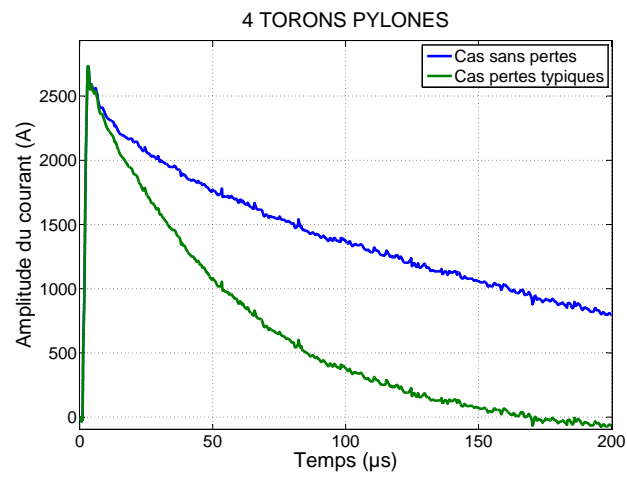
Afin de quantifier l'importance des impédances sur la circulation du courant dans ce réseau de torons, nous avons effectué une simulation "sans perte", où chaque contact terminal est parfait. La figure 7.22 compare les courants calculés sur les torons du pylône (7.22(a)), sur la tresse (7.22(b)) et sur l'un des torons du FADEC (7.22(c)) dans le cas où les contacts sont parfaits et en considérant les valeurs typiques de impédances terminales définies dans le tableau (7.2).

Les résultats justifient bien que les impédances influent sur l'allure des courants de torons, et plus particulièrement sur les temps de descente des formes d'onde. Le temps de montée caractérise le comportement haute fréquence de la forme d'onde alors que l'allure descendante est plus liée à la partie basse du spectre. Des écarts sensibles sont observés, notamment concernant les torons au niveau de la plaque du pylône, où 4 à 5 dB séparent le cas sans perte du cas typique.

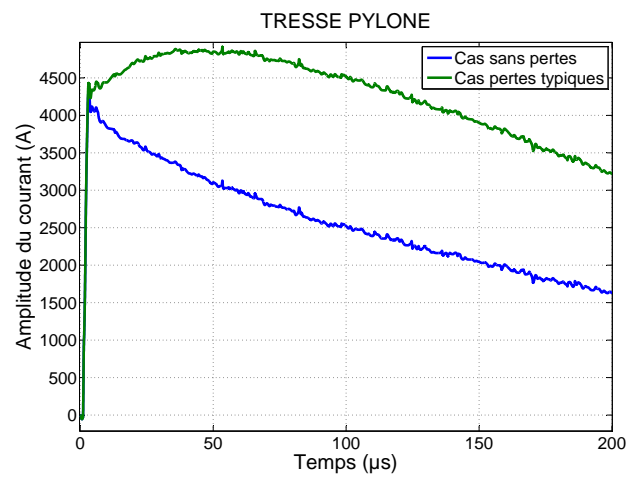
Néanmoins, un autre phénomène est souligné grâce au tracé du courant sur un des torons du FADEC (figure 7.22(c)). En effet, non seulement les deux formes d'onde sont très éloignées, mais les valeurs crêtes sont elles aussi différentes. Ce constat renforce une des principales caractéristiques des perturbations dues à la foudre : les courants sont majoritairement conduits sur le câblage et peu induits par des rayonnements de champs. A l'inverse d'une perturbation plus haute fréquence (champ fort, radar...), le courant de foudre est conduit du point d'entrée vers le point de sortie sans rayonnement majeur. C'est la raison pour laquelle le courant injecté est quasiment intégralement retrouvé en sortie (cf figure 7.12).

Ainsi, le courant présent sur un toron peut être le résultat de plusieurs courants ayant emprunté des chemins différents. En conséquence, l'allure du courant observé est décomposable en deux ou plusieurs formes d'onde distinctes. C'est pour cette raison que dans certains cas, le courant possède une allure éloignée de la forme d'onde injectée, comme par exemple en figure 7.18(b) ou 7.18(c).

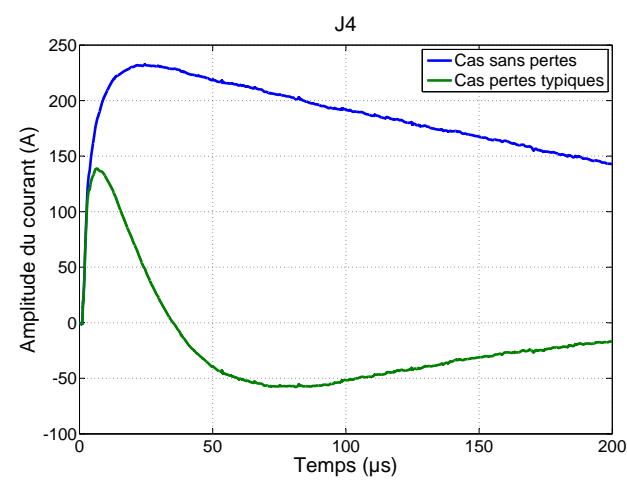
Concernant le courant traversant J3 (figure 7.18(b) courbe bleue), il résulte de la somme d'une onde très brève d'amplitude -50 A et d'un onde plus longue d'amplitude 75 A. Pour la certification, l'avionneur analyse et décompose les formes d'onde mesurées afin d'identifier quel type d'onde foudre (A, D, D/2 ...) est présent au pied de l'équipement. Le modèle FDTD développé doit donc permettre d'identifier les bonnes formes d'onde. La validité du modèle passe inévitablement par une évaluation correcte des impédances terminales car leur influence est majeure dans le cas d'une perturbation telle que la foudre. Une méthode de prise en compte de ces impédances est présentée dans le chapitre suivant.



(a)



(b)



(c)

FIGURE 7.22 – Influence des impédances terminales sur les courants de torons : torons du pylône (a), tresse du pylône (b) et un des torons du FADEC (c)

7.5 Bilan

Ce chapitre a décrit le premier modèle considéré dans notre étude et a présenté une zone de l'avion particulièrement critique : un moteur. D'une part à cause de la complexité de la géométrie, mais aussi en raison du haut niveau de détail requis, la modélisation du moteur est délicate et nécessite quelques approximations. Ces simplifications expliquent en partie la qualité des résultats obtenus.

Des outils de visualisation globaux sont développés et permettent d'observer le comportement de l'avion dans son ensemble face à l'agression foudre. Tout d'abord, une première approximation consiste à ne modéliser que la peau, le squelette et les équipements afin d'observer la répartition du courant sur les parties surfaciques de la structure. L'observation de la répartition des courants surfaciques est très représentative des chemins privilégiés empruntés par le courant de foudre injecté. Les zones de l'armature métallique les plus contraintes sont identifiées et correspondent aux régions où la peau n'est pas métallique ou autour des grandes ouvertures tel que le pare-brise.

On en déduit aisément que le câblage dont le point de mise à la masse est situé près d'une lisse ou d'un cadre fortement contraint sera susceptible d'être parcouru par de forts courants. Cette information donne à l'avionneur les premiers éléments sur les zones les moins paradisées de l'avion et sur les contraintes potentielles subies par le câblage alentour et ce, sans modéliser le moindre câble. De plus, notre outil étant évolutif, l'influence du changement de matériau d'une zone, ou du changement de géométrie du châssis métallique est tout à fait quantifiable.

Ensuite, une première confrontation entre les résultats obtenus grâce à notre modèle et les résultats de mesure nous renseigne sur le potentiel de la modélisation. La maquette numérique permet de déterminer les bons ordres de grandeur des contraintes sur le câblage moteur. Cependant, il est illusoire de vouloir calculer au dixième de dB près le courant présent sur le câble, car la disparité des mesures d'un avion à l'autre peut atteindre 3 à 5 dB (chaque avion est unique, chaque impulsion injectée est quelque peu différente de la précédente ...).

Néanmoins, les premiers résultats s'accordent sur le fait que l'évaluation des impédances est primordiale dans notre modèle, comme nous l'avons suggéré précédemment. Les variations d'impédances influent non seulement sur la forme d'onde du courant mais aussi sur la valeur crête. Le chapitre suivant décrit la méthode envisagée pour étudier l'influence des impédances sur les courants.

Chapitre 8

Etude paramétrique à l'aide des plans d'expériences

8.1 Présentation de l'étude

8.1.1 Objectifs

L'étude paramétrique décrite dans ce chapitre vise à analyser l'influence des impédances terminales sur les courants de torons. La situation considérée est identique en tout point à celle du chapitre 7, i.e. le calcul des contraintes subies par le câblage du moteur latéral lors d'un foudroiement nez-moteur. Le cas "sans perte" a permis de souligner l'importance des impédances sur la répartition des courants, non seulement sur leurs formes d'onde mais aussi sur leurs valeurs crêtes.

Les notions fondamentales des plans d'expériences détaillées en 6.6 sont suffisantes à la compréhension de l'étude suivante. Nous n'appliquons ici qu'une faible partie du potentiel d'une telle approche, nous ne rentrons donc pas plus dans le détail de la théorie. L'objectif de l'étude paramétrique est double :

1. encadrer les courants entre deux valeurs extrêmes.
2. déterminer l'influence de chaque impédance sur les courants.

8.1.2 Paramètres de l'étude

Afin de limiter le nombre de facteurs, et donc le nombre de simulations, seules les impédances terminales les plus délicates à déterminer sont considérées. Ainsi, les impédances de contact entre les tuyaux et la plaque en titane ou le bloc moteur sont définies comme des constantes. De plus, le toron de la génératrice ne pouvant pas être modélisé fidèlement pour les raisons évoquées précédemment, il est très délicat de déterminer une plage de variation de son impédance terminale correcte. Nous décidons donc de fixer une valeur moyenne réévaluée par rapport à celle définie en 7.3.2, en raison des commentaires précédemment effectués. Mise à part ces deux exceptions, les autres impédances appartiennent à l'une des catégories suivantes :

- les torons connectés au FADEC ;
- les torons connectés à la plaque en titane ;
- les tresses reliant le bloc moteur à la plaque en titane ;
- la tresse positionnée sur le FADEC ;

– les torons connectés aux divers capteurs du moteur.

Ces catégories d'impédance de contact représentent cinq des six facteurs de notre étude paramétrique. Le dernier facteur n'est autre que l'impédance linéique du surblindage. Pour chacun des facteurs, deux niveaux extrêmes sont considérés, correspondant aux spécifications fournies par les équipementiers ou issues d'expérimentations menées par l'avionneur. Le tableau 8.1 donne les valeurs des niveaux des six facteurs de l'étude, ainsi que les abréviations utilisées par la suite.

Facteur	Abréviation	Niveau bas ou -1	Niveau haut ou +1
Contacts torons FADEC	tofa	0.5 mΩ	5 mΩ
Contacts torons pylône	topyl	0.5 mΩ	5 mΩ
Contacts capteurs	toca	0.5 mΩ	5 mΩ
Contact tresse pylône	trpyl	0.25 mΩ	2.5 mΩ
Contact tresse FADEC	trfa	0 mΩ	0.5 mΩ
Impédance linéique surblindage	lin	5 mΩ/m	20 mΩ/m

TABLE 8.1 – Niveaux des facteurs de l'étude paramétrique

Six facteurs à deux niveaux correspondent à un plan complet de 2^6 soit 64 simulations. Afin de rendre l'étude moins fastidieuse, on se propose d'utiliser des plans fractionnaires, dont le principe est présenté en 6.6. De plus, toujours dans le but de réduire la durée de l'étude, l'algorithme SILI est appliqué et permet d'obtenir toutes les informations sur les courants à partir de simulations relativement courtes.

8.2 Application de l'algorithme SILI

L'étude paramétrique nécessitant de réaliser de nombreuses simulations, il paraît intéressant d'optimiser au maximum la durée de chacune de celles-ci. C'est la raison pour laquelle l'algorithme SILI, présenté en 3.4.4, est appliqué au cas avion.

Avant de mener l'étude complète, il convient de vérifier le bon comportement de l'algorithme dans une situation complexe telle que le cas avion considéré au chapitre 7. En effet, des formes d'onde très variées caractérisent les courants présents sur le câblage du moteur (combinaison de plusieurs formes d'onde, rebonds...) et l'algorithme SILI n'est validé que dans le cas de formes d'onde classiques de foudre, légèrement allongées et peu perturbées (cf 3.4).

Dans un premier temps, les paramètres de l'excitation gaussienne sont déterminés. Le choix de la fréquence maximale de cette impulsion est le résultat d'un compromis optimal entre une durée d'impulsion permettant d'obtenir un gain de temps maximal et une fréquence maximale de la gaussienne suffisamment basse pour ne pas exciter la première résonance de l'avion.

La plus grande dimension de l'avion modélisé est sa longueur (23 m) et correspond à une résonance de l'ordre de 6 MHz. Ainsi, nous décidons d'exciter la structure avec une gaussienne de fréquence maximale 1 MHz, fréquence suffisamment éloignée de la fréquence de résonance de l'avion. De plus, afin de posséder suffisamment d'informations sur la réponse impulsionnelle, le calcul FDTD est mené jusqu'à 50 μ s. La figure 8.1 représente la gaussienne injectée et une des réponses correspondantes.

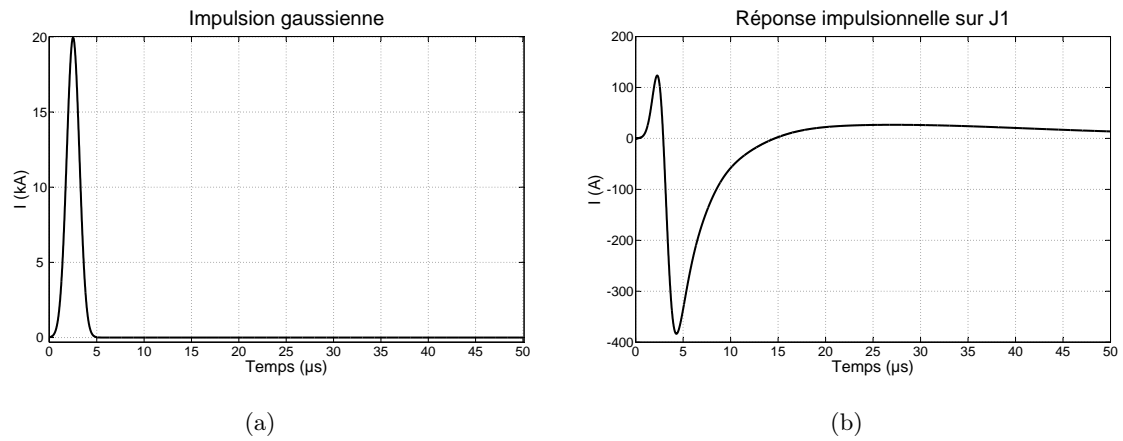


FIGURE 8.1 – Allure de l'impulsion gaussienne utilisée (a) et exemple de réponse sur un toron (b)

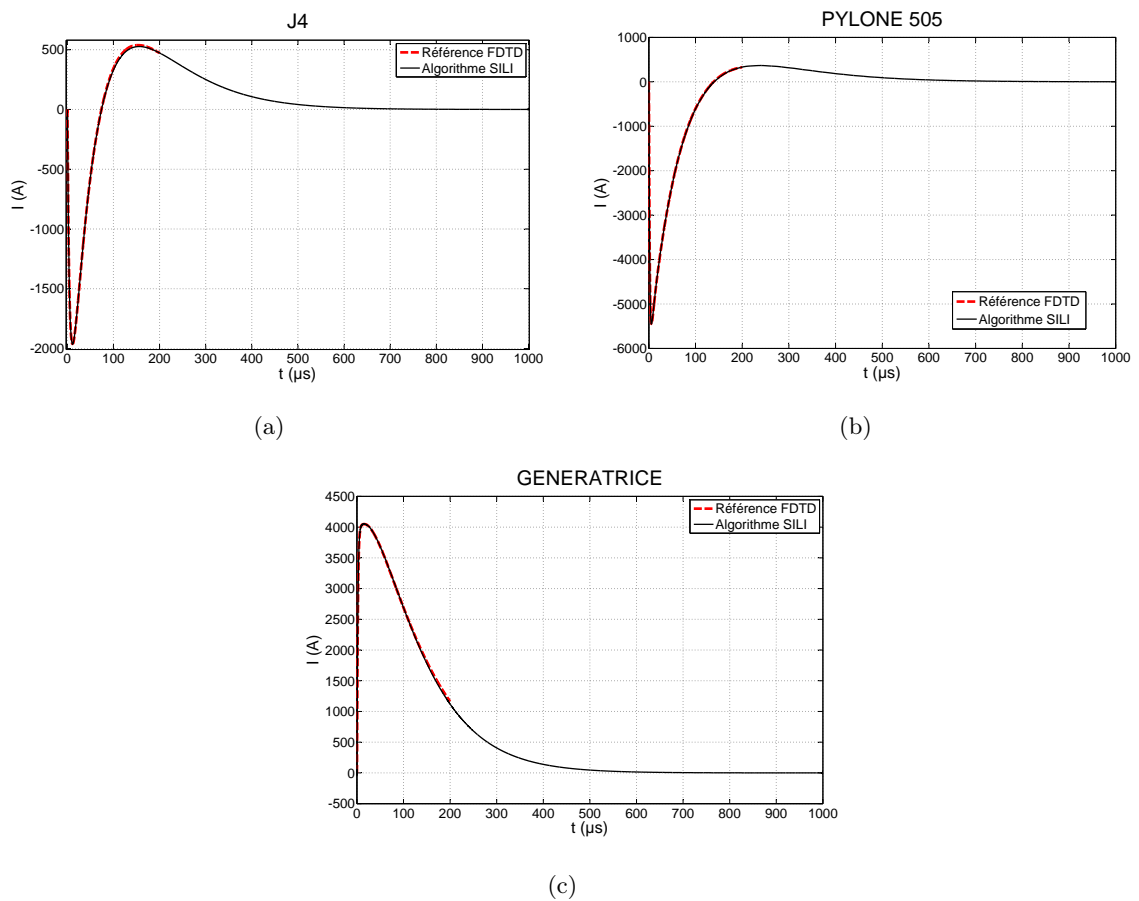


FIGURE 8.2 – Courant calculé grâce à l'algorithme SILI comparé au calcul complet FDTD sur un toron du FADEC (a), un toron du pylône (b) et sur le toron de la génératrice (c)

Chaque réponse impulsionnelle est extrapolée jusqu'à 1 ms afin d'obtenir un spectre correct. Ensuite, le calcul de la fonction de transfert permet de déduire le courant induit sur chaque toron par une injection de type foudre 6.4/70. La figure 8.2 présente les courants calculés sur trois torons grâce à l'algorithme SILI.

Chaque courant est comparé à la "référence FDTD", correspondant au calcul FDTD du courant induit par une injection 6.4/70 sur 200 μ s, limite imposée par les calculateurs de l'IDRIS. Afin de confirmer la validité de l'algorithme, les trois exemples présentés correspondent à trois formes d'onde distinctes et représentatives des différents phénomènes observés sur avion : présence ou non de rebond, temps de montée plus ou moins bref, temps de relaxation plus ou moins long.

L'algorithme se comporte très bien et les résultats obtenus s'accordent parfaitement avec ceux issus d'une simulation complète FDTD, quelle que soit la forme d'onde. Ces résultats permettent de valider l'algorithme SILI pour une application complexe. Notons qu'à partir d'une simulation FDTD sur 50 μ s, il est possible de déterminer parfaitement les largeurs à mi-hauteur et l'allure des éventuels rebonds du courant. Ce sont justement sur ces informations que l'on souhaite étudier l'effet des variations d'impédance grâce à l'étude paramétrique.

La première étude considérée utilise un plan fractionnaire de résolution III comprenant uniquement huit simulations.

8.3 Première étude : plan fractionnaire de résolution III

8.3.1 Matrice d'expériences et réponses considérées

Le plan fractionnaire à deux niveaux de résolution III permet de fortement réduire le nombre de simulations nécessaires. En effet, par rapport aux 64 simulations du plan complet, ce plan n'envisage que 2^{6-3} soit 8 simulations. Un tel plan permet de quantifier les effets principaux des facteurs mais pas leurs interactions.

A partir de la liste de facteurs, de leurs niveaux et du plan envisagé, le logiciel MODDE génère la matrice d'expériences du tableau 8.2.

Simulation N°	tofa	topyl	toca	trpyl	trfa	lin
1	+1	+1	+1	-1	+1	-1
2	-1	+1	+1	+1	-1	+1
3	-1	-1	+1	+1	+1	-1
4	+1	-1	-1	+1	+1	+1
5	-1	+1	-1	-1	+1	+1
6	+1	-1	+1	-1	-1	+1
7	+1	+1	-1	+1	-1	-1
8	-1	-1	-1	-1	-1	-1

TABLE 8.2 – Matrice d'expériences du plan fractionnaire de résolution III

Nous étudions l'effet de la variation de ces facteurs sur les courants des torons suivants :

- les 4 torons connectés au FADEC : J1, J2, J3 et J4.
- le toron de la génératrice.
- 2 torons connectés à la plaque en titane du pylône : E501 et E505.
- la tresse avant reliant la plaque en titane au bloc moteur.

Le toron des commandes de vol, les deux autres torons du pylône et la seconde tresse ne sont pas étudiés car leur comportement est quasiment identique à ceux respectivement de la génératrice, de E501, de E505 et de la tresse avant du pylône. Trois paramètres de chacun de ces courants sont évalués : la valeur crête, le temps de montée et la largeur à mi-hauteur. De plus, les courants sur J1 et J4 étant particuliers, l'amplitude du rebond du courant est également évaluée. L'ensemble des informations recueillies permet d'encadrer chaque courant entre deux formes d'onde "extrêmes".

8.3.2 Extraction des valeurs extrêmes

Les tableaux 8.3, 8.4 et 8.5 recensent les valeurs maximales, minimales et moyennes respectivement des courants crêtes, du temps de montée et des largeurs à mi-hauteur de chaque réponse étudiée.

Réponse	Valeur min (A)	Valeur max (A)	Valeur moy (A)	Ecart-type (A)
J1	621	870	769	77
J2	5311	6174	852	294
J3	532	852	709	97
J4	1138	2374	1631	438
E501	4560	5785	5102	440
E505	6646	8194	7195	549
Génératrice	3466	4131	3741	241
Tresse	44650	50650	47185	2249
Rebond J1	9	472	158	161
Rebond J4	299	2374	933	700

TABLE 8.3 – Valeurs extrêmes et moyennes des courants crêtes des différentes réponses étudiées

Réponse	Valeur min (μ s)	Valeur max (μ s)	Valeur moy (μ s)	Ecart-type (μ s)
J1	10.41	13.22	11.71	0.98
J2	4.61	8.21	6.03	1.17
J3	12.22	15.92	13.71	1.2
J4	5.51	73.51	28.32	27.85
E501	4.71	9.21	6.55	1.61
E505	6.31	36.95	13.37	11.53
Génératrice	6.21	20.13	9.05	4.83
Tresse	7.31	21.23	12.19	5.54

TABLE 8.4 – Valeurs extrêmes et moyennes des temps de montée des différents courants calculés

Ces valeurs permettent d'encadrer les courants de torons entre les valeurs extrêmes. L'écart-type nous renseigne sur la disparité des résultats. En effet, les valeurs crêtes, par exemple, possèdent de manière générale un écart-type faible, signifiant que l'oscillation autour de la valeur moyenne est modeste. A contrario, les écarts-types liés aux largeurs à mi-hauteur sont relativement importants. Nous retrouvons ici un phénomène souligné dès le chapitre 7 : les impédances influent non seulement sur les amplitudes des courants mais surtout sur l'allure de la forme d'onde, et plus particulièrement sur le temps de relaxation.

Réponse	Valeur min (μs)	Valeur max (μs)	Valeur moy (μs)	Ecart-type (μs)
J1	18.22	32.95	25.04	4.62
J2	23.63	115.90	61.04	32.69
J3	16.42	34.25	25.44	5.1
J4	11.42	37.55	19.54	10.88
E503	16.62	100.70	43.53	31.1
E505	30.84	165.20	79.81	48.16
Génératrice	28.24	138.80	66.91	41.24
Tresse	84.82	126.20	111.36	16.03

TABLE 8.5 – Valeurs extrêmes et moyennes des largeurs à mi-hauteur des différents courants calculés

Le temps de descente de l'onde est représentatif de son comportement basse fréquence, à l'inverse du temps de montée, caractérisant la partie haute du spectre. Au vu des variations des largeurs à mi-hauteur, il paraît évident que les impédances terminales influent fortement sur le comportement basse fréquence des courants conduits par les torons. L'étude des effets des coefficients est détaillée dans le paragraphe suivant.

L'analyse des variations de l'amplitude du rebond des deux torons J1 et J4 est délicate car la plage de variation et l'écart-type sont conséquents. La valeur du rebond caractérise en quelque sorte l'amplitude d'un courant supplémentaire circulant en sens opposé et sommé au courant conduit initialement. En d'autres termes, la forte influence des facteurs sur l'amplitude du rebond signifierait que les variations des impédances terminales modifient les chemins privilégiés des courants. L'emploi du conditionnel s'impose étant donné que cette analyse est issue seulement de 8 simulations.

A partir des valeurs extrêmes des valeurs crêtes, des temps de montée et des largeurs à mi-hauteur, il est possible de définir des "gabarits" de formes d'onde, aussi bien temporels que fréquentiels. Par exemple, la figure 8.3 présente les deux formes d'onde extrêmes caractérisant le courant sur la tresse du pylône.

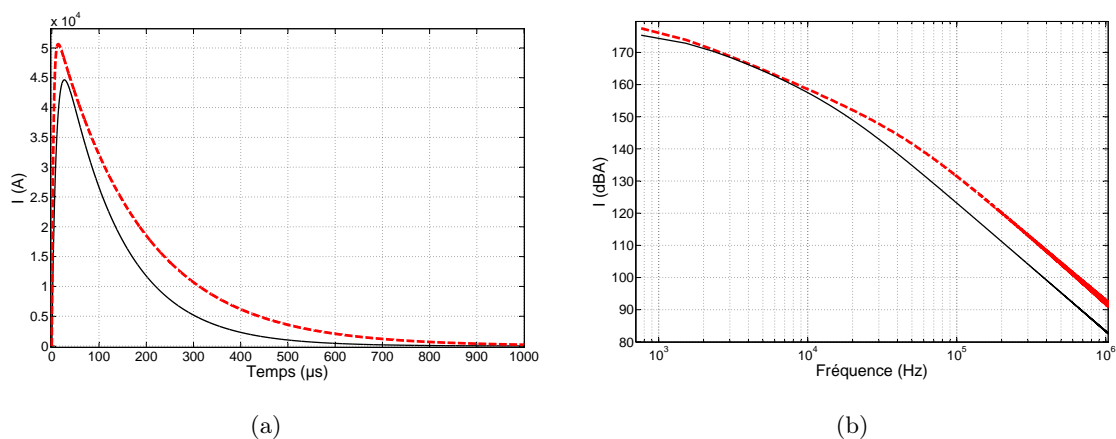


FIGURE 8.3 – Gabarits extrêmes des formes d'onde du courant sur la tresse : en temporel (a) et en fréquentiel (b)

Ces premières informations sont très utiles à l'avionneur car elles permettent d'identifier à

quelle forme d'onde foudre appartient le courant calculé. En effet, dans le cadre de la certification, l'avionneur doit déterminer, en plus de la valeur crête, quelle forme d'onde (A, D, D/2...) se trouve au pied des équipements.

8.3.3 Effet des facteurs

L'étude paramétrique basée sur les plans d'expériences permet de déterminer l'effet des différents facteurs. Les diagrammes des coefficients sont tracés à l'aide du logiciel MODDE. Ces diagrammes quantifient l'effet du passage d'un facteur de sa valeur minimale à sa valeur maximale alors que tous les autres facteurs sont à leur valeur moyenne.

Afin de rendre les diagrammes plus homogènes, les effets des facteurs sont tous normalisés par rapport à la valeur moyenne de la réponse. La figure 8.4 représente les diagrammes des effets des facteurs sur les valeurs crêtes et la figure 8.5 les effets sur l'amplitude des rebonds de J1 et J4.

Analysons quelques uns des diagrammes des effets des facteurs sur les valeurs crêtes :

- **J1** : l'augmentation des impédances terminales des torons connectés aux capteurs et de la tresse du pylône a pour effet de diminuer la valeur crête de J1 d'environ 6 %. A l'inverse, l'augmentation de l'impédance de contact plaque titane - torons accroît la valeur maximale de 5%. Globalement, les effets sont mineurs et quasiment nuls concernant la valeur de l'impédance linéique du surblindage.
- **E501, E505 et la tresse** : une forte impédance linéique du surblindage a pour effet de diminuer la contrainte sur les torons du pylône, alors que l'augmentation des pertes de contact au niveau de la tresse implique une contrainte plus élevée au niveau de ces deux torons. Ce résultat peut paraître logique au vu de la géométrie du problème : augmenter les pertes du surblindage accroît l'impédance ramenée au niveau du pylône, ainsi, moins de courant est drainé par ces torons. A l'inverse, augmenter l'impédance de la tresse favorisera l'écoulement du courant *via* les torons E501 et E505, situés "en parallèle". Les effets sont exactement contraires sur la tresse : tout le courant drainé en plus par les torons du pylône correspond à la diminution de la contrainte sur la tresse.

Ces constats doivent être pondérés par la qualité du plan d'expériences utilisé. En effet, le plan fractionnaire de résolution III regroupe l'effet des facteurs principaux avec celui de leurs interactions. Les diagrammes présentés décrivent en fait l'effet des contrastes (cf 6.7.2). Dans certains cas, à partir de l'effet des contrastes il est possible de déduire l'effet des facteurs. Par exemple, la valeur crête du courant sur le toron de la génératrice n'est que très peu modifié par la variation de l'impédance des contacts du FADEC ou des torons du pylône. Si l'effet du contraste est faible, il est fort probable que l'interaction le soit également.

Néanmoins, il faut veiller à ne pas tirer des conclusions trop hâtives sur les effets plus importants. En effet, les amplitudes des effets ne représentent pas forcément l'influence du facteur principal et lorsque deux effets sont consécutifs, il est impossible de déterminer grâce à ce plan l'importance de leur interaction.

Il convient donc de ne retenir de cette première analyse que l'aspect qualitatif. Seule l'observation globale des phénomènes mis en jeu est pertinente.

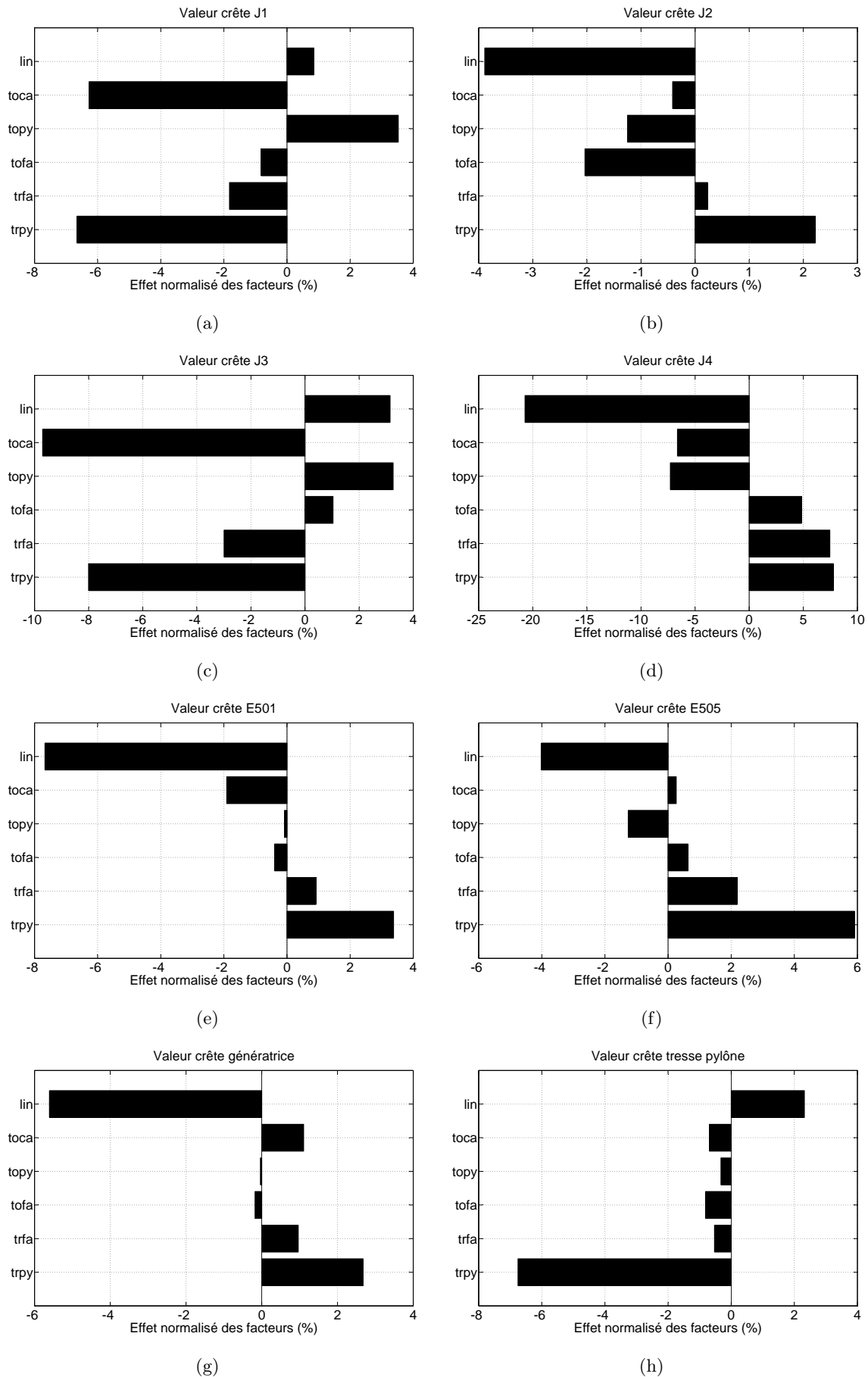


FIGURE 8.4 – Diagrammes des effets des facteurs sur les valeurs crêtes des réponses

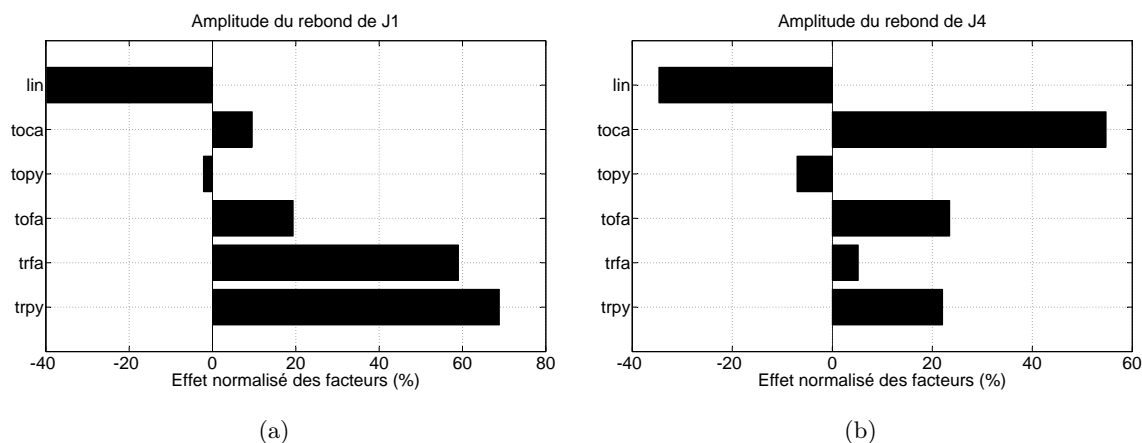


FIGURE 8.5 – Diagrammes des effets des facteurs sur les amplitudes des rebonds de J1 et J4

Le tracé des diagrammes des coefficients sur l'amplitude des rebonds de J1 et J4 reflète parfaitement les limitations du plan fractionnaire. En effet, quasiment tous les facteurs ont une influence importante sur l'amplitude du rebond et, de plus, les effets sont très conséquents. L'étude des valeurs extrêmes données dans le tableau 8.3 démontrait déjà que les impédances influent fortement sur les amplitudes des rebonds. Les tracés des effets sont donc clairement inutilisables et un panel de simulations plus important paraît nécessaire.

Les figures 8.6 et 8.7 représentent les diagrammes des effets des facteurs sur les temps de montée et les largeurs à mi-hauteur des courants. De manière générale, les variations d'impédances semblent impacter sur les temps de montée et les largeurs à mi-hauteur bien plus que sur les valeurs crêtes. En effet, si les effets moyens sur les amplitudes ne dépassent que très rarement la dizaine de pour cent de la valeur moyenne, ils atteignent fréquemment la vingtaine voire la trentaine de pour cent dans le cas des temps de montée et de relaxation de l'onde. Au regard de l'importance des écarts-types par rapport aux valeurs moyennes listés dans les tableaux 8.4 et 8.5, ce constat est tout à fait logique.

De plus, les effets prépondérants relevés sur les temps de montée le sont dans la plupart des cas également sur les largeurs à mi-hauteur, et qui plus est dans le même sens. Par exemple, concernant le toron E501, l'augmentation des pertes linéiques tend à diminuer fortement le temps de montée et la largeur à mi-hauteur de la forme d'onde, alors que l'augmentation de l'impédance de contact de la tresse semble les allonger.

Intuitivement, il paraîtrait évident que la forme d'onde du courant sur un toron soit fortement sensible aux variations de l'impédance de ce même toron. C'est bel et bien le cas pour J1, J4 ou la tresse du pylône. Les temps de montée et de relaxation du courant sur cette dernière semblent fortement dépendre de la valeur de l'impédance de contact entre la tresse et le pylône. Cependant, il s'avère que l'allure du courant calculé sur E501 ne dépend quasiment pas de la variation de l'impédance de contact entre le toron et la plaque du pylône (figures 8.6(e) et 8.7(e)). Le faible niveau de l'effet calculé avec ce plan d'expériences semble peu compatible avec les phénomènes mis en jeu. En effet, il paraît peu probable que l'impédance du toron n'influe pas ou très peu sur l'allure du courant qu'il draine.

Rappelons une nouvelle fois que ces diagrammes sont issus d'un plan d'expériences très réduit et que les effets tracés regroupent l'influence des facteurs et des interactions.

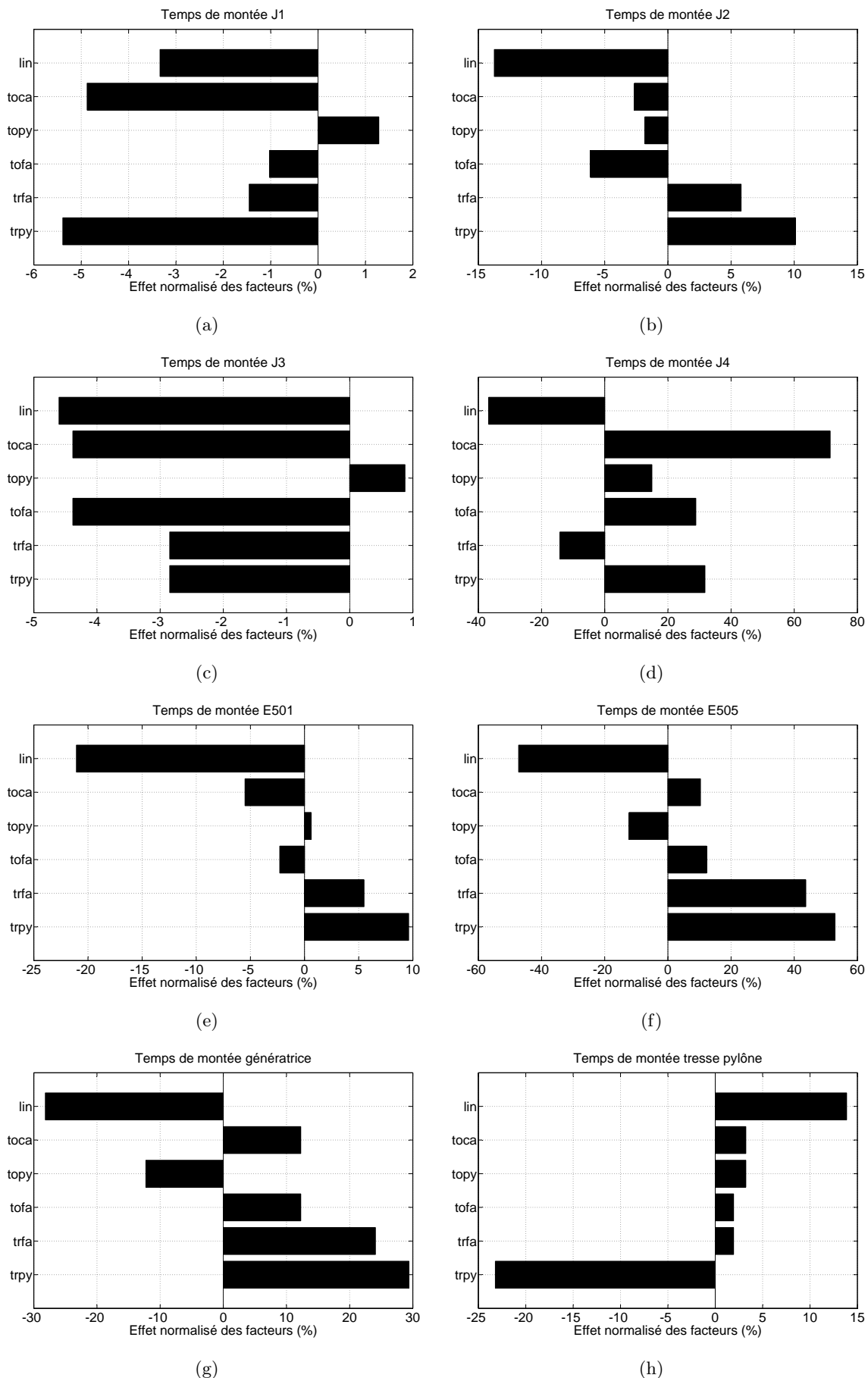


FIGURE 8.6 – Diagrammes des effets des facteurs sur les temps de montée des courants

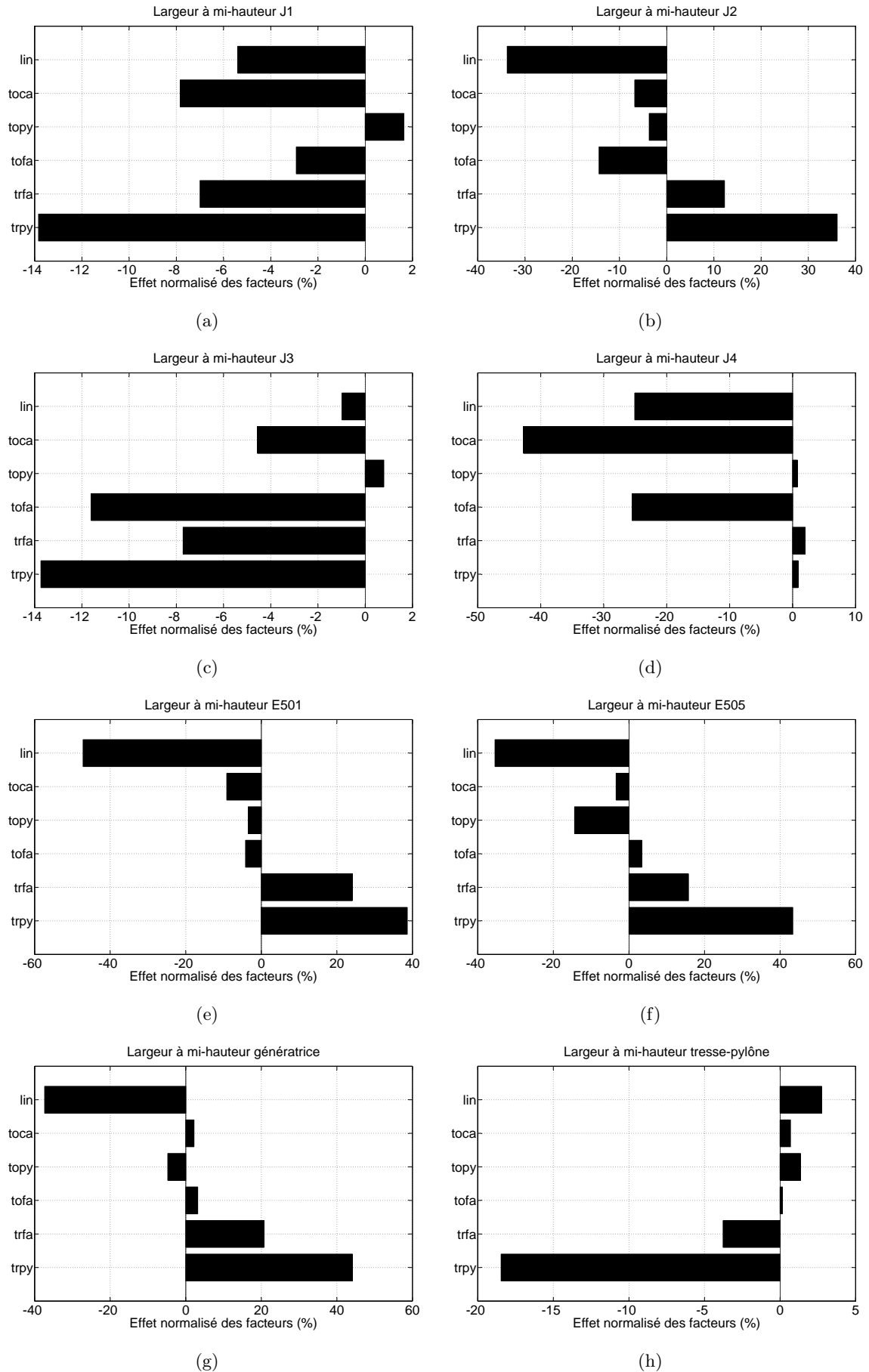


FIGURE 8.7 – Diagrammes des effets des facteurs sur les largeurs à mi-hauteur des courants

8.3.4 Bilan

La première étude paramétrique présentée dans ce paragraphe permet d'obtenir les premières tendances de l'influence des impédances sur l'allure des courants, à partir de seulement huit simulations. Les premiers éléments s'accordent avec les différences observées entre le cas "sans perte" et le cas typique en 7.4.2. En effet, les impédances influent non seulement sur les formes d'onde mais possèdent également un impact non négligeable sur les valeurs crêtes.

L'étude paramétrique permet de déduire les valeurs minimales et maximales des paramètres du courant (temps de montée, largeur à mi-hauteur et valeur crête) et donc de définir deux gabarits de formes d'onde extrêmes. De plus, il est possible d'analyser l'effet des différents facteurs sur chacune des réponses et ainsi de décrypter les principaux phénomènes physiques mis en jeu.

Néanmoins, le plan fractionnaire de résolution III demeure insuffisant dans la mesure où les effets calculés regroupent l'influence des facteurs principaux et des interactions. Il est donc prématuré de tirer de cette étude des conclusions précises sur les effets de chaque impédance. Huit simulations ne permettent pas de constituer un panel suffisamment représentatif des variations d'impédances.

Il semble donc inconcevable de vouloir étudier l'effet de paramètre en faisant abstraction des interactions. C'est pourquoi une seconde étude est menée et présentée dans le paragraphe suivant.

8.4 Seconde étude paramétrique : plan fractionnaire de RECHTSCHAFFNER

8.4.1 Matrice d'expériences

Les plans de RECHTSCHAFFNER sont des plans fractionnaires simplifiés permettant de considérer les effets principaux des facteurs et les interactions d'ordre deux. Les interactions d'ordres plus élevés sont considérés nulles. Le modèle mathématique de la réponse est donc défini comme suit [Tar08] :

$$y = a_0 + \sum a_i x_i + \sum a_{ij} x_i x_j \quad (8.1)$$

y est la réponse, les a_i et les a_{ij} sont les coefficients et leurs interactions et les x_i sont les variables. RECHTSCHAFFNER a même généralisé ces plans afin de considérer trois niveaux par facteur. Nous nous limitons dans notre étude à deux niveaux par facteur.

La construction de la matrice d'expériences grâce au logiciel MODDE mène à une série de 22 expériences. Par rapport à un plan complet, le plan de RECHTSCHAFFNER considère environ trois fois moins d'expériences. Ces mêmes plans sont utilisés en [Tar08] pour extraire un modèle mathématique des réponses en fonction des effets des facteurs. Dans le cas présent, seuls les effets des facteurs et de leurs interactions sont étudiés, nous réalisons donc un *criblage*.

Le tableau 8.6 décrit la matrice d'expériences générée par MODDE, listant les 22 jeux de paramètres. Les facteurs sont identiques à ceux pris en compte dans le plan fractionnaire précédent et les niveaux de ces facteurs également.

L'algorithme SILI est appliqué à chaque simulation, en utilisant la même gaussienne qu'en 8.2. De même, les réponses considérées sont identiques au cas précédent (cf 8.3.1).

Simulation N ^o	tofa	topyl	toca	trpyl	trfa	lin
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2	-1	+1	+1	+1	+1	+1
3	+1	-1	+1	+1	+1	+1
4	+1	+1	-1	+1	+1	+1
5	+1	+1	+1	-1	+1	+1
6	+1	+1	+1	+1	-1	+1
7	+1	+1	+1	+1	+1	-1
8	+1	+1	-1	-1	-1	-1
9	+1	-1	+1	-1	-1	-1
10	+1	-1	-1	+1	-1	-1
11	+1	-1	-1	-1	+1	-1
12	+1	-1	-1	-1	-1	+1
13	-1	+1	+1	-1	-1	-1
14	-1	+1	-1	+1	-1	-1
15	-1	+1	-1	-1	+1	-1
16	-1	+1	-1	-1	-1	+1
17	-1	-1	+1	+1	-1	-1
18	-1	-1	+1	-1	+1	-1
19	-1	-1	+1	-1	-1	+1
20	-1	-1	-1	+1	+1	-1
21	-1	-1	-1	+1	-1	+1
22	-1	-1	-1	-1	+1	+1

TABLE 8.6 – Matrice d’expériences du plan de RECHTSCHAFFNER

8.4.2 Valeurs extrêmes des réponses

Les tableaux 8.7, 8.8 et 8.9 référencent toutes les valeurs minimales, maximales, moyennes ainsi que les écarts-types des paramètres de chaque réponse : valeur crête, temps de montée et largeur à mi-hauteur. Ces valeurs sont extraites des résultats des 22 simulations dont les paramètres sont définis dans le tableau 8.6.

Bien que ces valeurs soient extraites d’un panel plus important, elles sont dans l’ensemble très proches des valeurs déduites de l’étude précédente, issues de seulement 8 simulations. Une seule valeur est totalement différente : le temps de montée maximum du courant sur le toron J2. La valeur maximale extraite du plan de 22 simulations est quatre fois plus élevée que ne l’est celle issue du premier plan. En effet, deux jeux de paramètres du plan de RECHTSCHAFFNER mènent à une forme d’onde du courant sur J2 très éloignée de celle observée dans les vingt autres cas. Le panel plus représentatif composant le plan de RECHTSCHAFFNER permet donc l’identification d’un cheminement particulier des courants, non décelé dans le plan fractionnaire précédent.

Cependant, nous démontrons que les valeurs extrêmes déduites grâce au plan fractionnaire de résolution III sont dans l’ensemble très proches de celles extraites des simulations du plan de RECHTSCHAFFNER. Ainsi, une première étude paramétrique très rapide, considérant uniquement huit jeux de paramètres, est suffisante pour déterminer les gabarits des formes d’onde des courants.

Réponse	Mesures (A)	Min (A)	Max (A)	Moyenne (A)	Ecart-type (A)
J1	–	625	926	777	78
J2	6500	5323	6895	5849	395
J3	460	479	902	715	104
J4	3600	1080	3009	1573	459
E501	–	4558	5931	5160	428
E505	–	6636	8872	7244	637
Génératrice	3500	3468	4118	3765	201
Tresse	46000	44440	51110	47165	1984
Rebond J1	–	9	643	158	159
Rebond J4	–	331	3076	918	707

TABLE 8.7 – Valeurs extrêmes et moyennes des courants crêtes des différentes réponses étudiées et comparaison avec les mesures

Réponse	Mesures (μs)	Min (μs)	Max (μs)	Moyenne (μs)	Ecart-type (μs)
J1	–	10.31	14.02	11.70	1.09
J2	12	4.51	36.65	8.40	8.36
J3	15	12.22	15.92	13.77	1.19
J4	18	5.11	87.63	11.27	17.23
E501	–	4.71	12.82	6.82	2.25
E505	–	6.01	51.57	13.92	14.32
Génératrice	12	6.01	19.23	8.57	3.77
Tresse	15	7.21	21.93	11.83	5.07

TABLE 8.8 – Valeurs extrêmes et moyennes des temps de montée des différents courants calculés et comparaison avec les mesures

Réponse	Mesures (μs)	Min (μs)	Max (μs)	Moyenne (μs)	Ecart-type (μs)
J1	–	17.12	39.36	25.81	5.62
J2	60	23.73	164.90	62.67	38.02
J3	20	15.82	36.75	26.65	5.37
J4	50	10.42	39.56	20.05	9.65
E503	–	17.63	110.50	45.23	29.87
E505	–	29.04	201.90	80.76	51.79
Génératrice	23	28.14	137.80	65.69	38.25
Tresse	110	77.71	128.00	112.82	16.69

TABLE 8.9 – Valeurs extrêmes et moyennes des largeurs à mi-hauteur des différents courants calculés et comparaison avec les mesures

Les écarts-types, quant à eux, sont légèrement différents d'une étude à l'autre. Ces différences suggèrent que les écarts-types calculés à partir des huit configurations du plan fractionnaire sont biaisés, car issus d'un panel trop réduit et pas assez représentatif. En effet, il paraît logique d'accorder plus de confiance à la deuxième étude, car elle considère un "domaine d'expériences" plus fourni.

Plus de huit configurations différentes doivent certainement être nécessaires pour mener une étude orientée "statistique". Il y a donc de fortes chances que les diagrammes des effets tracés grâce au plan de RECHTSCHAFFNER soient différents de ceux issus du plan fractionnaire.

Les comparaisons avec les courants mesurés pendant les essais sur avion confirment que les valeurs extrêmes encadrent les mesures. Mise à part la valeur crête de J4, toutes les autres valeurs extraites coïncident avec les formes d'onde relevées pendant les mesures. La disparité des mesures d'une campagne à l'autre, détaillée dans le chapitre 7, explique les différents écarts observés.

8.4.3 Effets des facteurs

Le tracé des diagrammes des effets est présenté en figure 8.8 concernant les valeurs crêtes, en figure 8.10 pour les temps de montée et en figure 8.11 pour les largeurs à mi-hauteur. Les effets de l'interaction entre deux facteurs a_1 et a_2 sont notés $a_1 \sim a_2$.

Valeurs maximales

Commençons par analyser les diagrammes des effets sur les valeurs crêtes des courants :

- **J1, J2, J3 et J4** : concernant les trois premiers nommés, les effets de facteurs prédominants sont sensiblement du même ordre de grandeur que ceux calculés grâce au premier plan. L'effet des interactions est dans la plupart des cas inférieur à l'effet des facteurs. Cependant, des différences importantes entre les deux plans sont révélées sur le diagramme de J4. Les amplitudes des effets sont sensiblement différents mais, ce qui est surprenant, le signe de certains d'entre eux est également différent. Au regard de l'importance de l'effet des interactions vis-à-vis de l'amplitude des effets principaux, l'analyse doit être menée avec beaucoup de prudence. Mis à part le fait que les impédances de contact au niveau du pylône et de la tresse du FADEC n'influent que très peu sur l'amplitude du courant de J4, aucun autre élément ne peut être dégagé de ce diagramme.
- **E501 et E505** : Les diagrammes des effets correspondent à ceux issus du plan fractionnaire de résolution III. De plus, le faible niveau des interactions permet de considérer les amplitudes des effets principaux comme correctes. Mis à part quelques écarts sur les amplitudes des effets prédominants, la différence notable avec les résultats du plan précédent concerne l'effet de l'impédance de la tresse du FADEC. Il s'avère que sa valeur n'a aucun impact sur l'amplitude du courant sur les torons du pylône. Une remarque globale au sujet de cette impédance est donnée lors des commentaires suivants.
- **génératrice et tresse du pylône** : dans les deux cas, les amplitudes des interactions sont quasiment nulles par rapport aux amplitudes des effets principaux. Il s'avère que le plan fractionnaire et le plan de RECHTSCHAFFNER permettent d'extraire les mêmes facteurs les plus influents, même si les niveaux sont légèrement différents.

Finalement, le plan de RECHTSCHAFFNER identifie les mêmes facteurs prédominants que le plan fractionnaire. Néanmoins, le plan de RECHTSCHAFFNER permet de justifier la pertinence des résultats, grâce au calcul de l'amplitude des interactions.

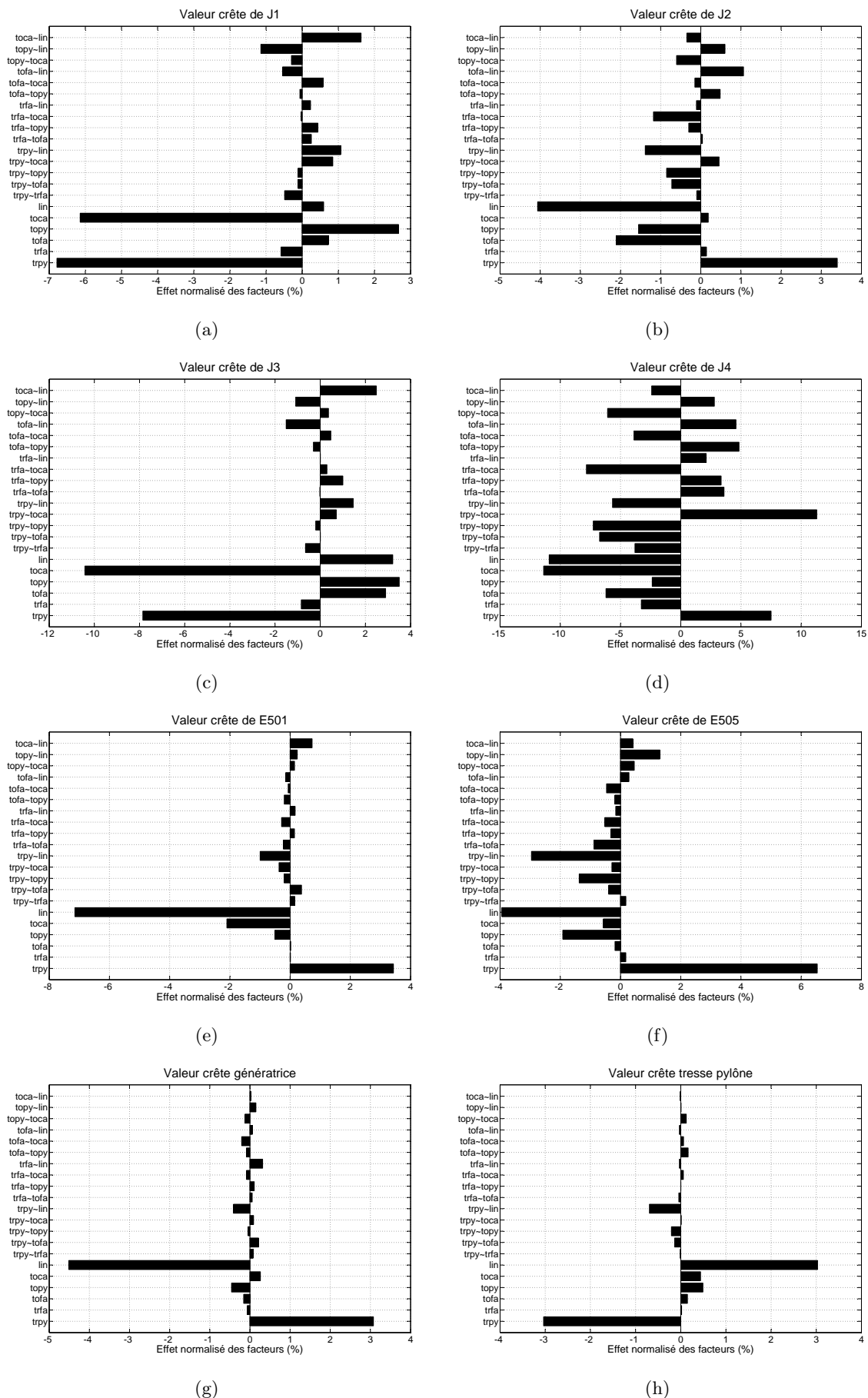


FIGURE 8.8 – Diagrammes des effets des facteurs sur les valeurs crêtes des réponses

Les conclusions tirées des diagrammes des effets sur les amplitudes des courants sont les suivantes :

1. les valeurs des impédances peuvent entraîner une augmentation ou une diminution des valeurs crêtes non négligeable (jusqu'à 8 % des valeurs moyennes).
2. les caractéristiques du surblindage ont un impact fort sur les amplitudes de quasiment tous les torons du moteur.
3. la qualité du contact de la tresse du FADEC n'induit presque aucune variation des valeurs crêtes des courants, même sur les torons J1 à J3.
4. à l'inverse, la qualité du contact des tresses au niveau du pylône a une très forte influence sur les valeurs crêtes.

Amplitude des rebonds

La figure 8.9 présente les diagrammes des effets des facteurs sur l'amplitude des rebonds des courants sur J1 et J4. Les résultats sont assez éloignés de ceux issus du plan fractionnaire (figure 8.5). A la fois pour J1 et pour J4, les impédances les plus influentes semblent être celles des contacts au niveau des capteurs, au niveau de la tresse du pylône et les pertes linéiques du surblindage. Les amplitudes des interactions entre ces trois facteurs ne sont pas négligeables par rapport aux effets principaux. Il est donc fort possible que l'amplitude de l'effet de ces trois facteurs ne soit pas totalement correcte.

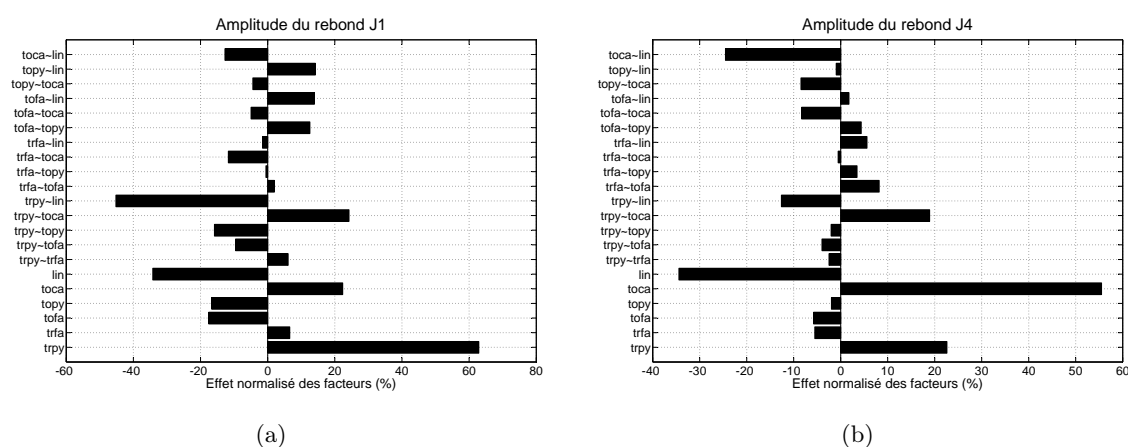


FIGURE 8.9 – Diagrammes des effets des facteurs sur les amplitudes des rebonds de J1 et J4

Concernant l'amplitude du rebond de J4, la qualité des contacts des torons du FADEC et du pylône n'a qu'un très faible impact. De plus, les impédances de contact des extrémités de la tresse du FADEC ont un effet négligeable, aussi bien sur l'amplitude du rebond de J1 que de J4. Il s'avère donc que les circulations de courant sur le câblage moteur sont complexes et les informations extraites de cette étude paramétrique peuvent être utiles à l'avionneur. En effet, l'objectif principal est de diminuer au maximum les contraintes subies par le FADEC, et étant donné que l'amplitude du rebond peut être potentiellement supérieure à l'amplitude du premier pic, une étude poussée est nécessaire.

Intuitivement, diminuer les impédances terminales des torons du FADEC semble être un moyen sûr d'abaisser les contraintes au pied du calculateur. Néanmoins, notre étude démontre

qu'optimiser aussi et surtout la qualité des contacts au niveau des capteurs permet de diminuer fortement la contrainte subie par le calculateur. Bien que cela semble logique au vu de la quantité de courant évacué par les tresses, diminuer au maximum les pertes de contact entre les tresses du pylône et la plaque en titane et/ou le bloc moteur est primordial.

Nous avons donc évoqué quelques exemples de conclusions déduites de cette étude, utiles à la fois dans le but d'améliorer la compréhension des phénomènes mais aussi afin de fournir à l'avionneur des suggestions d'évolution de design.

Temps de montée et largeur à mi-hauteur

De manière générale, l'analyse des différences entre les résultats des deux plans mène à des conclusions identiques à celles concernant les valeurs crêtes. Le plan fractionnaire donne les mêmes tendances que celles issues du plan de RECHTSCHAFFNER et permet d'identifier les mêmes facteurs prédominants. Néanmoins, les niveaux de certains effets sont différents et le calcul des effets des interactions permet de justifier ou non la pertinence des résultats. L'observation des temps de montée et des largeurs à mi-hauteur est utile car elle permet de déduire la contrainte énergétique subie par l'équipement. Notons que l'approche énergétique est absente du cahier des charges imposé par les autorités pour la certification. Néanmoins, le contenu spectral de la forme d'onde peut être déduit à partir des temps de montée et des largeurs à mi-hauteur des courants.

L'influence des variations d'impédance est bien plus conséquente sur les allures des formes d'onde que sur leurs amplitudes maximales. En effet, les augmentations ou diminutions de l'ordre de 40 % de la largeur à mi-hauteur sont fréquentes en raison des variations des impédances terminales ou des pertes liées au surblindage.

Concernant les torons du FADEC, l'effet des facteurs sur les temps de montée des courants sur J2 et J4, ainsi que sur la largeur à mi-hauteur de la forme d'onde du courant sur J3 sont difficilement analysables. Les amplitudes des effets des interactions sont en effet trop importantes pour certifier la pertinence des valeurs des effets. Cependant, l'impédance de la tresse du FADEC ne semble pas, comme pour les valeurs crêtes, impliquer de modification majeure sur la forme d'onde des courants au pied du FADEC.

Les torons connectés à la plaque en titane, quant à eux, voient le courant les traverser fortement dépendant des impédances de contact des tresses du pylône et des pertes linéiques du surblindage. Plus les pertes de contact entre la tresse du pylône et la plaque en titane et/ou le bloc moteur sont importantes, plus le courant sur les torons est énergétique. De plus, contrairement aux résultats issus du plan fractionnaire précédent, il s'avère que les pertes de contact au niveau de la plaque en titane ont un effet non négligeable sur l'allure de la forme d'onde des courants sur ces torons.

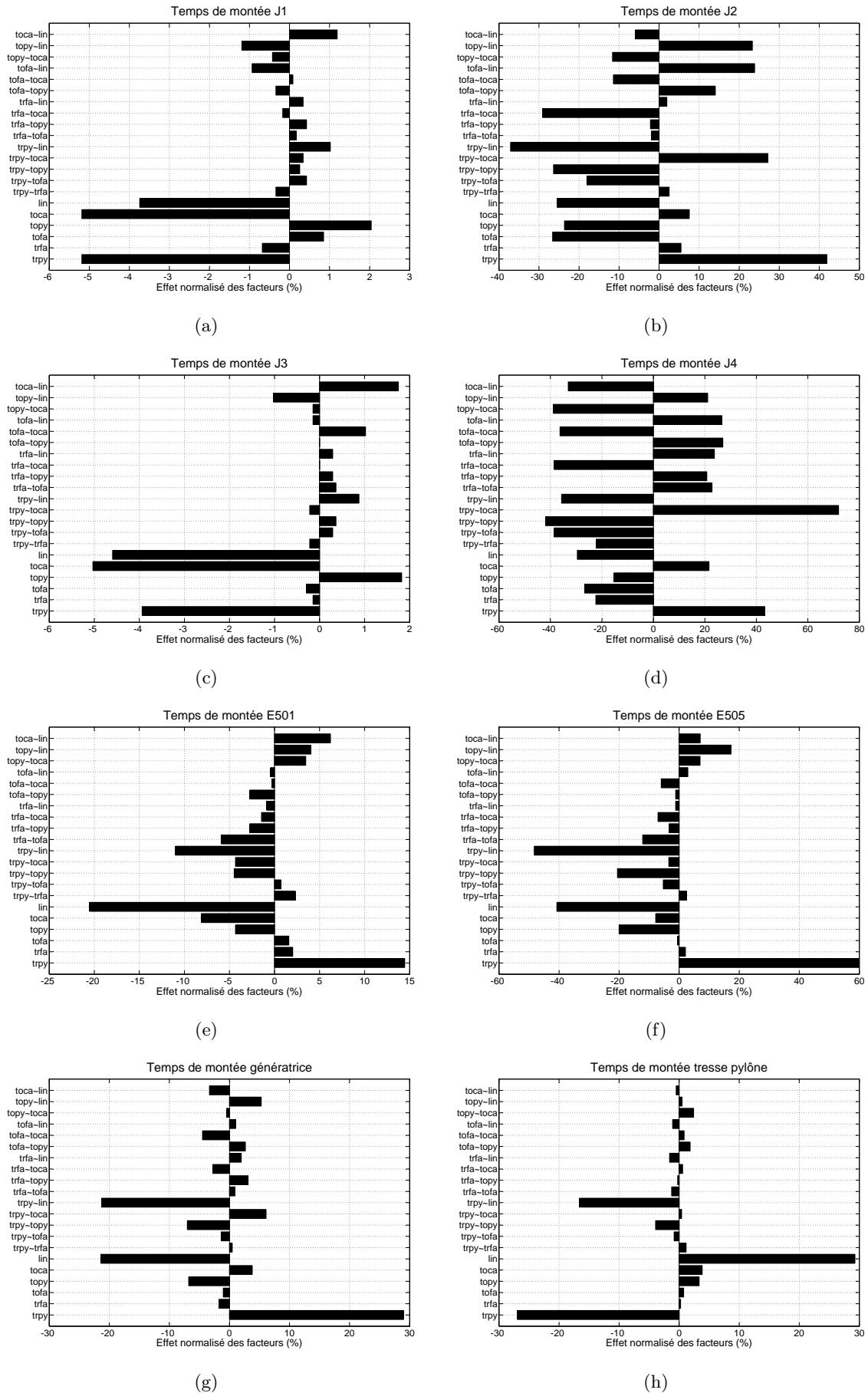


FIGURE 8.10 – Diagrammes des effets des facteurs sur les temps de montée des réponses

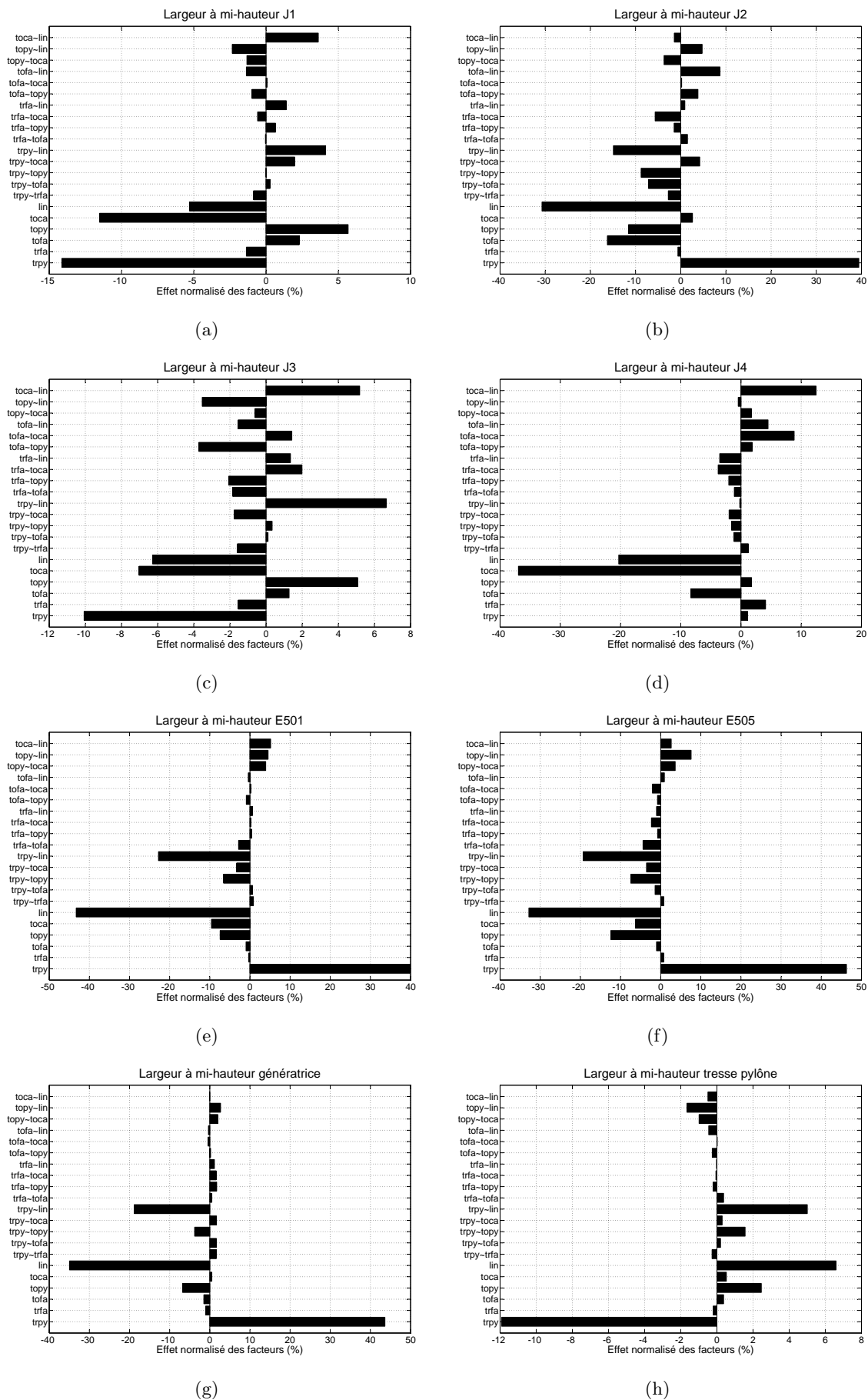


FIGURE 8.11 – Diagrammes des effets des facteurs sur les largeurs à mi-hauteur des réponses

8.4.4 Bilan

Cette seconde étude paramétrique, plus complète, apporte des éléments nouveaux par rapport à la précédente. Le fait de considérer 22 jeux de paramètres permet de disposer d'un panel bien plus représentatif des phénomènes mis en jeu. Cependant, les valeurs extrêmes relevées grâce au plan fractionnaire sont finalement proches de celles extraites du plan de RECHTSCHAFFNER.

Le point important de cette étude concerne le calcul des interactions. La connaissance des effets des interactions permet de juger de la fiabilité des résultats. Ce paramètre est crucial et augmente sensiblement la pertinence des résultats ainsi que la confiance qui peut leur être apportée.

Les conclusions utiles à l'avionneur extraites de cette études sont, par exemple :

1. la valeur des impédances de contact de la tresse du FADEC ont un effet négligeable sur la répartition des courants sur les torons du moteur.
2. la qualité des contacts aux extrémités des tresses du pylône est très influente et commande une grande partie de la distribution de courant dans le moteur.
3. les pertes linéiques et les impédances terminales au niveau des capteurs ont un effet "cumulatif" et modifient sensiblement la valeur de l'impédance "vue par le courant" dans le plan de la plaque en titane. C'est pourquoi une faible variation de leurs valeurs implique des modifications notables des allures et des amplitudes des courants sur le moteur.

8.5 Synthèse

Dans ce chapitre, une méthode originale est présentée, permettant de prendre en compte une donnée pas complètement maîtrisée par l'avionneur : les valeurs des impédances du câblage. De plus, en raison de simplifications majeures réalisées pour concevoir le modèle de câblage, il est indispensable de spécifier des impédances équivalentes. L'ensemble de ces contraintes impose l'encadrement des impédances entre deux valeurs extrêmes.

Les impédances sont donc considérées comme les facteurs variables d'une étude paramétrique basée sur les plans d'expériences. L'utilisation des plans d'expériences permet tout d'abord d'extraire de l'ensemble des résultats de simulation les valeurs extrêmes des paramètres de la forme d'onde des courants : valeur crête, temps de montée et largeur à mi-hauteur. Ainsi, pour chaque courant de toron, deux gabarits extrêmes de forme d'onde sont construits. De plus, si le plan d'expériences est basé sur un modèle adapté, il est possible d'analyser l'effet des variations de chaque facteur sur les allures des courants.

De cette étude sont donc extraites plusieurs informations utiles à l'avionneur lors de ces choix de design. En effet, l'ensemble des informations permet d'accroître la compréhension des phénomènes physiques mis en jeu et rend possible l'identification des facteurs prédominants. La connaissance en amont des paramètres les plus influents sur la répartition des contraintes foudre est un atout non négligeable lors de la conception d'un aéronef.

Le prochain chapitre de ce mémoire présente l'étape suivante de complexification de la maquette numérique avec l'introduction du câblage interne.

Chapitre 9

Prise en compte du câblage interne

L'étude présentée dans ce chapitre a pour objectif principal de démontrer le niveau de complexité accessible grâce au développement d'un prototype numérique. Les premiers calculs effectués sur le moteur justifient d'ores et déjà l'intérêt de l'utilisation d'un modèle FDTD dans un processus de certification. Cependant, le formalisme des fils en biais nous permet de repousser plus loin encore les limites de la modélisation.

9.1 Configuration considérée

9.1.1 Equipements internes

L'objectif de l'étude est de calculer les contraintes induites au pied des équipements liés à l'avionique et à la distribution d'énergie. Le terme avionique regroupe tous les équipements électroniques et informatiques aidant au pilotage de l'avion : systèmes de communication, radars, commandes de vol, etc. Tous les équipements de l'avionique sont considérés comme critiques, car leur dysfonctionnement peut mener à la perte de l'appareil et de son équipage. Les équipements considérés dans cette étude sont les suivants :

- les MAU (*Modular Avionic Units*) : réseaux de calculateurs gérant les fonctionnalités liées à l'avionique. Le MAU comprend toute la suite logicielle d'aide au pilotage. En raison de leur haute criticité et afin de pallier à un possible dysfonctionnement, ils sont doublés ;
- les DU (*Display Units*) : les écrans de contrôle du cockpit ;
- l'OCP (*Overhead Control Panel*) : tableau de commandes de l'avionique, lié aux MAU. L'OCP, les MAU et les DU composent l'ordinateur de bord EASy (*Enhanced Avionics Systems*) ;
- les ID et SP (*Ice Detector* et *Smart Probe*) : capteurs de l'avionique : sondes de Pitot, détecteurs de givre, etc ;
- l'ESBI (*Electronic Stand By Instrument*) : équipement d'avionique de secours ;
- les FBW Racks (*Fly By Wire*) : les deux racks des commandes de vol électriques ;
- les PPDB et SPDB (*Primary/Secondary Power Distribution Box*) : chargés de la distribution d'énergie pour tous les équipements situés à l'avant de l'avion.

La plupart de ces équipements est située dans le cockpit, mis à part les *racks* des commandes de vol situés, eux, à l'arrière du T5 proche de la soute à bagages. La figure 9.1 représente les emplacements des équipements considérés dans cette étude.

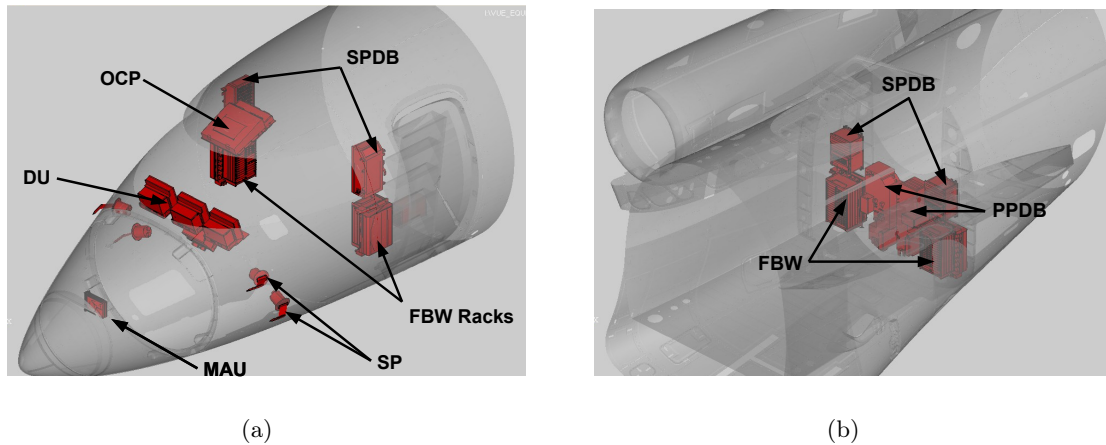


FIGURE 9.1 – Equipements pris en compte dans l'étude : dans le cockpit (a) et au niveau du T5 (b)

Ces équipements sont maillés et inclus dans le modèle FDTD comme des volumes en aluminium. La liaison à la masse des boîtiers des équipements est assurée par un contact direct avec les cadres ou les lisses. En réalité, les équipements sont liés à la masse avion soit par fixation directe sur le châssis soit par l'intermédiaire d'une tresse de métallisation. Comme dans le cas des câbles surblindés du moteur, des impédances de contact sont ajoutées afin de prendre en considération la présence d'une tresse de métallisation.

La figure 9.2 représente les équipements tels qu'ils sont maillés dans le modèle FDTD sous deux angles de vue différents.

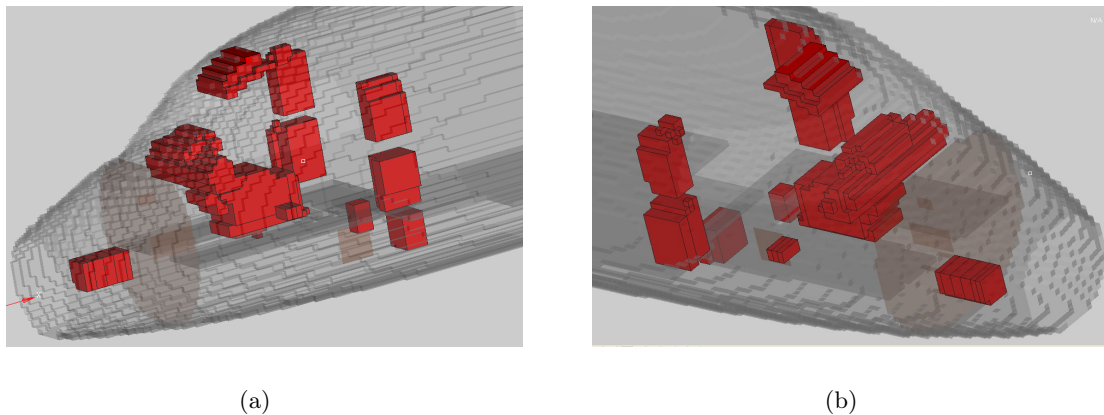


FIGURE 9.2 – Maillage des équipements du cockpit dans le modèle FDTD

9.1.2 Câblage pris en compte

Le câblage pris en compte est décrit à partir de l'outil développé à DASSAULT AVIATION et présenté en 6.5. Dans un premier temps, tous les connecteurs présents sur tous les équipements cités ci-dessus sont extraits. Ensuite, tous les câbles issus de ces connecteurs sont tracés en utilisant une reconstitution de type "masse". Cela signifie que tous les câbles sont tracés jusqu'à

ce que l'outil détecte dans la base donnée une liaison à la masse avion : connexion à un équipement ou reprise de blindage le cas échéant.

L'ensemble des câbles issus de cette reconstitution est présenté en figure 9.4. Il s'avère que le câblage présent à l'avant du cockpit est extrêmement dense. En effet, le MAU (figure 9.4(c)) possède à lui seul une vingtaine de connecteurs et de chaque connecteur sont issus jusqu'à trois câbles. Le câblage pris en compte regroupe tous les "*bundle segment*", i.e. tous les tronçons de torons. Nous ne possédons aucune information sur la position des câbles internes aux torons, excepté leur nombre. L'ensemble de la pieuvre ainsi reconstituée représente environ 5000 tronçons de torons.

Certains équipements ne sont pas maillés dans le modèle FDTD et quelques câbles y sont connectés. Afin d'assurer une mise à la masse de ces terminaisons, elles sont connectées automatiquement à la zone métallique la plus proche (en général un cadre ou une lisse) et une impédance de métallisation est ajoutée afin de prendre en compte les pertes de connexions équivalentes à la présence de l'équipement. En raison du pas spatial de 5 cm, les équipements maillés ne correspondent pas exactement à la géométrie initiale, qui plus est lorsqu'ils sont de petite taille (l'OCP ou l'ESBI par exemple). La figure 9.3 illustre cette problématique sur l'OCP, en comparant le maillage FDTD avec la CAO originelle.

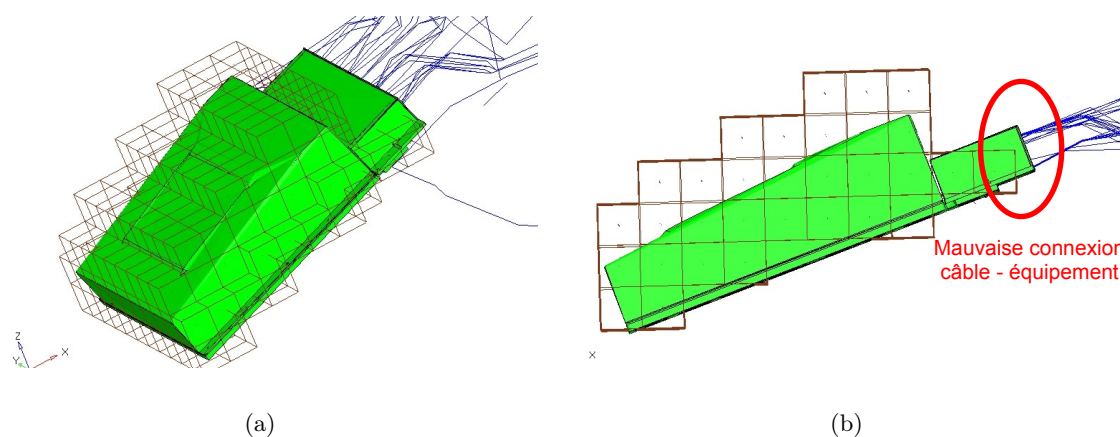
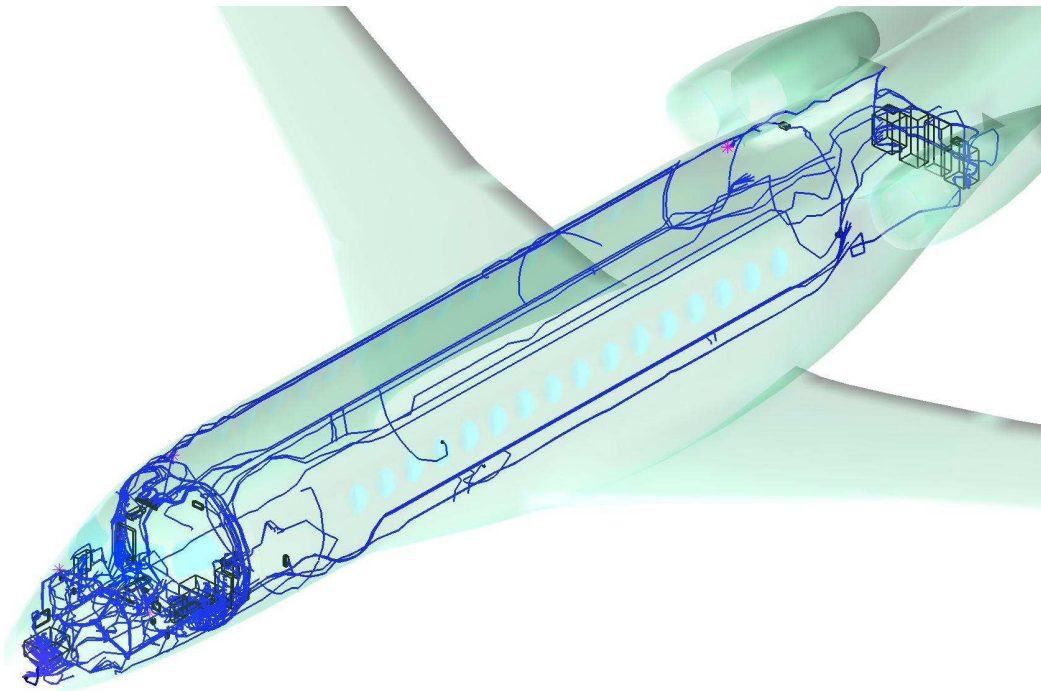


FIGURE 9.3 – Illustrations des problèmes de connexion entre un équipement maillé (l'OCP) et le câblage

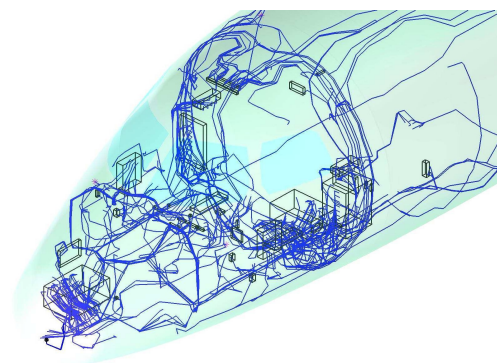
Afin de résoudre le problème, un algorithme de projection permet de prolonger les câbles non connectés des plaques ou des volumes dans un environnement proche de 2 mailles. Les tests de connectivité effectués en 6.5 nous permettent de considérer que tout contact est correct si la distance entre l'extrémité du fil et la plaque est inférieure à 3 mm.

Même si le formalisme des fils obliques permet de considérer plusieurs fils dans une seule maille, la densité du câblage dans le cockpit impose une simplification supplémentaire. Le diamètre de certains torons peut atteindre la taille d'une maille élémentaire, soit 5 cm. En réduisant la CFL, il est possible de prendre en compte des "gros fils", d'un diamètre maximal de 4 cm. Néanmoins, deux problèmes majeurs interviennent :

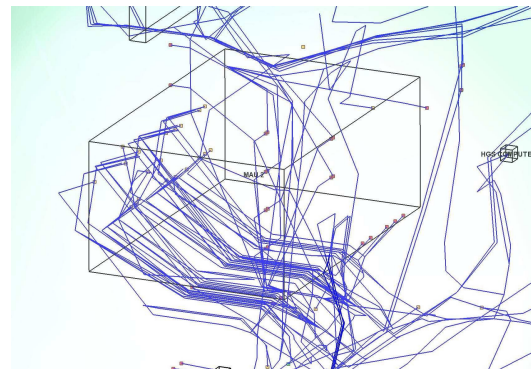
1. Les temps de calcul sont énormément allongés si la CFL est trop fortement réduite.
2. Si d'autres câbles sont présents dans la même maille, le diamètre total de tous les fils peut être supérieur à 5 cm.



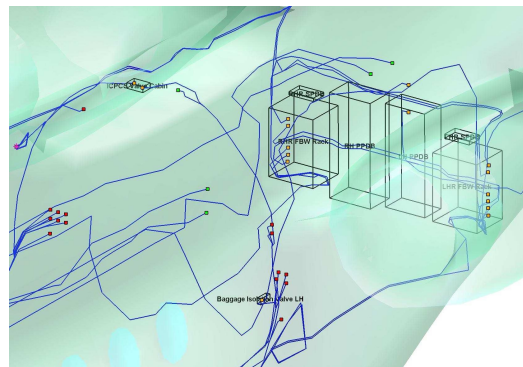
(a)



(b)



(c)



(d)

FIGURE 9.4 – Représentations du câblage pris en compte dans le modèle : vue globale (a), vue cockpit (b), zoom sur le MAU (c) et vue de la zone T5 (d)

La solution envisagée consiste donc à "saturer" les diamètres des gros fils. Tout fil de diamètre supérieur à 2 cm est défini dans le modèle comme un fil de diamètre de 2 cm. Cela permet d'une part de ne pas trop réduire la CFL et donc de ne pas trop allonger les temps de calcul mais aussi de s'assurer que la présence d'autres fils dans la même maille n'entraînera pas de divergence.

Cette simplification implique deux erreurs de modélisation :

1. La self du câble est augmentée.
2. La quantité maximale de courant drainé par le câble est abaissée.

Etant donné que la simplification n'est effectuée que sur très peu de câbles et que les courants mis en jeu sont faibles (par rapport à ceux drainés par les câbles du moteur), nous estimons que l'erreur effectuée sur le calcul du courant est acceptable.

La figure 9.5 représente l'ensemble de la pieuvre implémentée dans la maquette FDTD du 7X. Les terminaisons en triangles rouges correspondent aux jonctions entre l'extrémité du fil et la masse avion. Dans la zone du *nose cone*, seul le MAU est maillé, impliquant plusieurs terminaisons de fils directement connectés au cadres.

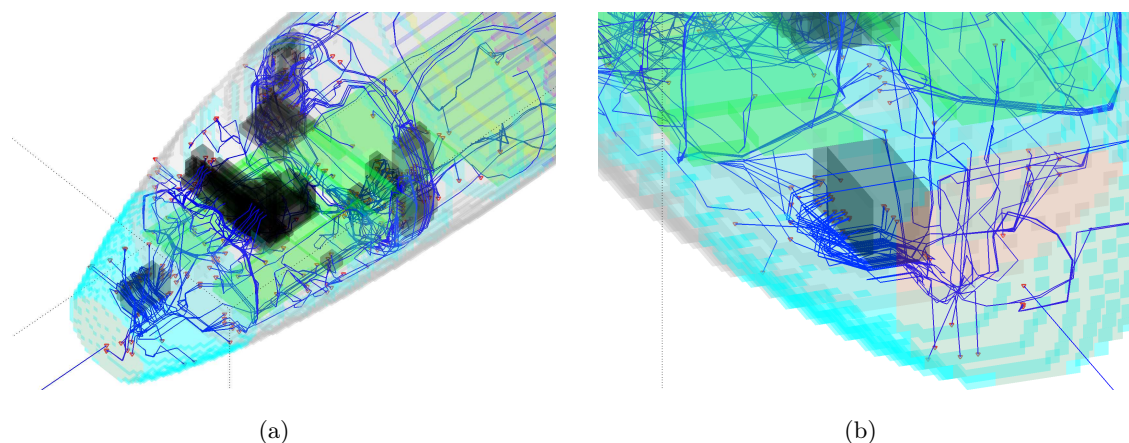


FIGURE 9.5 – Représentations du câblage ajouté dans la maquette FDTD : torons dans le cockpit (a) et zoom sur le MAU (b)

9.2 Résultats avec des valeurs d'impédances typiques

Le courant injecté est une forme d'onde A identique à celle utilisée dans la configuration précédente. Les matériaux constituant la peau, des cadres et des lisses sont eux aussi identiques au cas précédent. La seule modification du maillage provient de la modélisation des équipements. Les impédances terminales des torons internes sont fixées à $2.5 \text{ m}\Omega$, valeur typique de pertes dues à la mise à la masse des équipements. Les impédances terminales internes de contact avec l'équipement ou avec tout circuit de protection foudre ne sont pas prises en compte dans le modèle. Cette approximation grossière permet donc de considérer un "pire cas", où toutes les impédances internes sont en deçà de la réalité avion et où les contraintes en courant calculées sont donc majorées. Des pertes linéiques plus faibles que dans le cas précédent ($5 \text{ m}\Omega/\text{m}$) sont ajoutées sur tous les torons car aucun n'est surblindé.

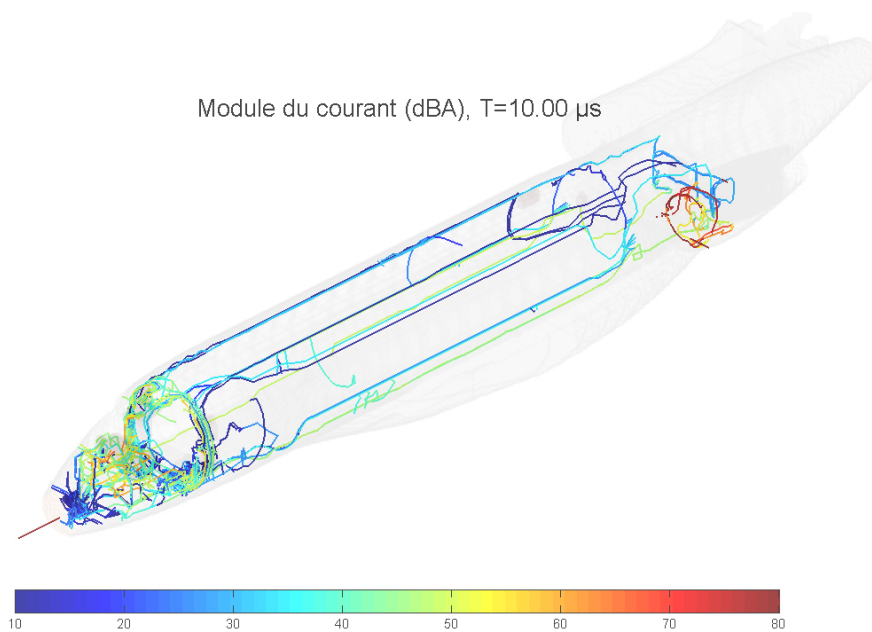


FIGURE 9.6 – Répartition des courants drainés par le câblage avion

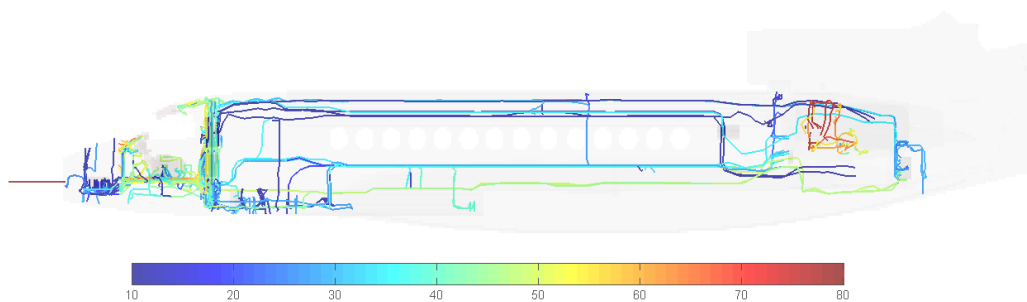
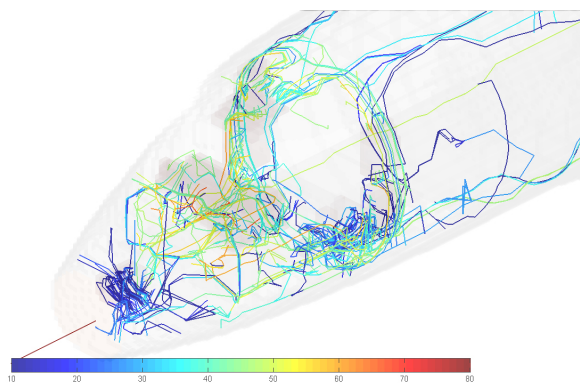


FIGURE 9.7 – Vue dans le plan xOz de la répartition des courants drainés par le câblage avion

FIGURE 9.8 – Répartition des courants drainés par le câblage de la zone cockpit + *nose cone*

9.2.1 Représentation globale des résultats

Les figures 9.6, 9.7 et 9.8 représentent la répartition des contraintes sur tout le câblage pris en compte. L'échelle de chaque figure est en dB afin de mieux appréhender les écarts.

A première vue, mis à part la zone moteur, les régions les plus contraintes correspondent au cockpit et à la partie inférieure du T34. A l'inverse, le câblage situé à l'avant du *nose cone* et dans la partie supérieure du T34 n'est parcouru que par de très faibles courants. La figure 9.7 permet de définir des zones en fonction de l'amplitude des contraintes subies par le câblage :

1. l'avant du *nose cone* (premier MAU) : au maximum 30 dB, soit des courants de quelques ampères à une cinquantaine d'ampères.
2. la zone cockpit (DU, OCP) : au plus une soixantaine de dB donc des valeurs atteignant le kA.
3. zone frontière entre le cockpit et la cabine (*racks* FBW et SPDB) : entre 10 et 50 dB, soit au maximum quelques centaines d'ampères au pied des équipements.
4. sous le plancher de la zone frontière cockpit - cabine (second MAU) : comme pour la première zone, au plus une contrainte d'une trentaine de dB (50 A).
5. partie supérieure du T34 : au maximum 35 dB donc à peine une centaine d'ampères.
6. partie inférieure du T34 : les courants semblent atteindre 50 dB donc potentiellement des contraintes de plusieurs centaines d'ampères.
7. soute du T5 (*racks* FBW et S/P PDB) : des courants de l'ordre de 40 dB (100 A).

Les câblages les plus contraints se situent dans les zones où le châssis est parcouru par de forts courants (cf figure 7.14). Ces résultats confortent les suppositions évoquées en 7.4.1, à savoir la possibilité de prédire les zones où le câblage sera le plus contraint uniquement grâce à la connaissance de la répartition des courants surfaciques sur le châssis et la position des connexions à la masse des torons. Ainsi, le câblage proche des grandes ouvertures ou connecté aux cadres et lisses des zones dont la peau est en composite est parcouru par de plus forts courants.

9.2.2 Allures des courants

Dans un premier temps, on se propose de calculer les courants au pied des équipements cités précédemment lorsqu'une forme d'onde A analytique est injectée. L'objectif principal est de vérifier le bon comportement du simulateur dans une configuration très complexe avec une très forte densité de fils.

Le second objectif est de comparer les valeurs crêtes des courants avec les ordres de grandeur fournis par DASSAULT. Ces ordres de grandeur sont donnés en fonction de la position de l'équipement :

- Entre 10 et 50 A pour les équipements du *nose cone* et sous le plancher de la cabine.
- Entre 10 et 100 A pour les équipements en cabine (T34).
- Entre 10 et 1000 A pour les équipements du cockpit.

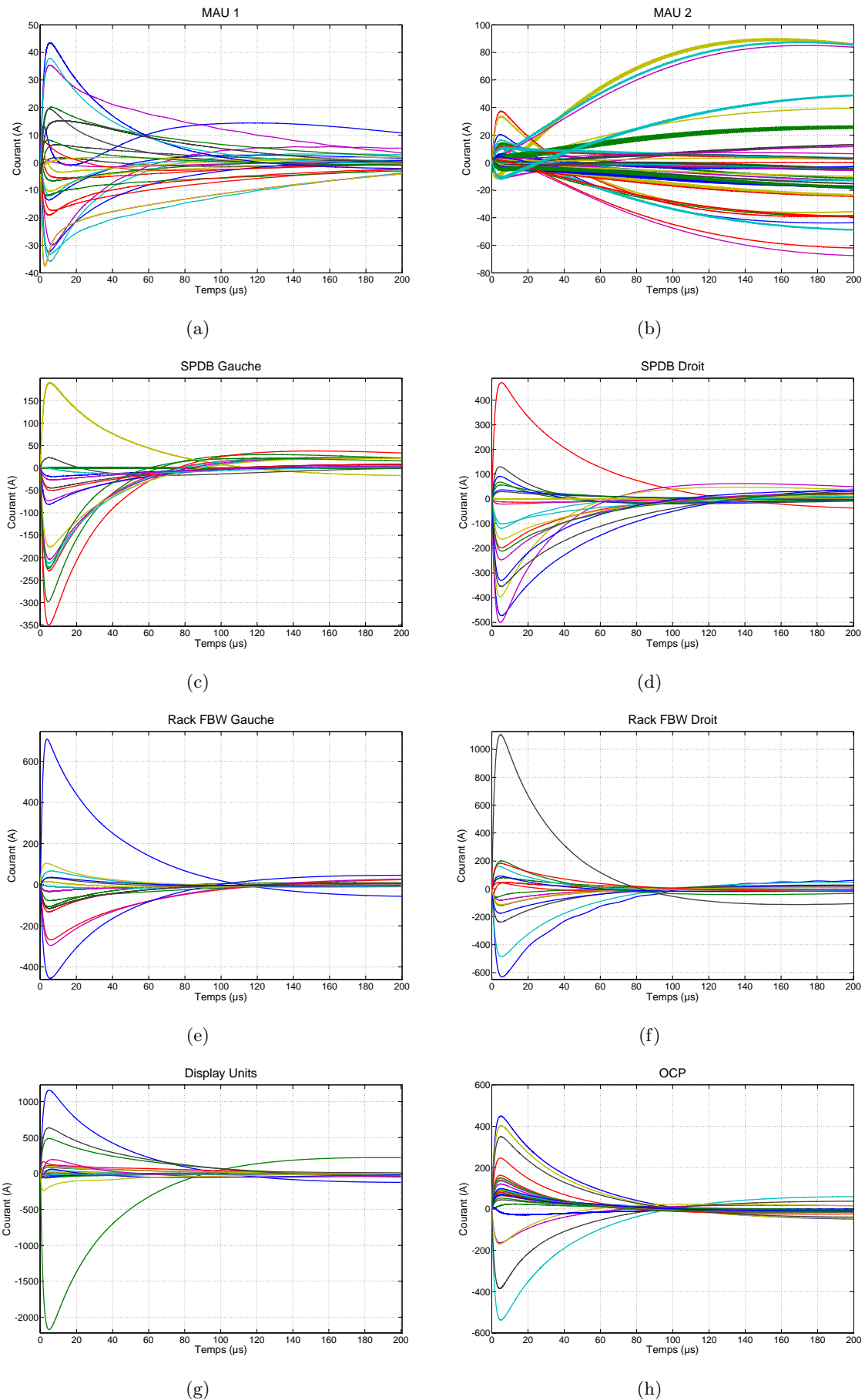


FIGURE 9.9 – Courants calculés sur tous les torons connectés aux MAU (a et b), aux blocs de distribution d'énergie (c et d) aux *racks* des commandes de vol (e et f), aux écrans (g) et au panneau de contrôle (h) du cockpit

Les allures

Excepté pour les torons connectés au MAU 2, pour lesquels des remarques sont effectuées ci-après, les courants calculés semblent converger assez rapidement et correspondent à une recopie plus ou moins fidèle du courant injecté. De plus, aucune forme d'onde "étrange" relative à une possible anomalie du simulateur FDTD n'est décelée : formes d'onde monotones croissantes ou décroissantes, oscillations rapides croissantes ou entretenues, divergences aux temps longs etc. Cette première remarque nous permet de démontrer le bon comportement du simulateur TEMSI-FD dans une situation très complexe :

- 6000 tronçons de fils.
- forte densité de fils autour des équipements.
- plusieurs fils dans une même maille.
- jonctions multifils nombreuses.
- fils très proches des parois.

En effet, aucune modélisation d'une telle complexité n'est rencontrée dans la littérature. Le formalisme des fils obliques augmente considérablement le potentiel offert par la méthode FDTD.

Les courants calculés au pied du MAU 2 sont, quant à eux, plus suspects (figure 9.9(b)). Tout d'abord, les formes d'onde sont bruitées alors qu'aucun autre courant calculé ne l'est, même ceux de très faible amplitude par rapport à l'excitation (MAU 1). Ces oscillations doivent provenir de la très forte pente à $t = 0^+$ de la forme d'onde A injectée (cf 2.2.2). D'AMORE et SARTO évoquent même une singularité du premier ordre de la dérivée à $t = 0^+$ en [DS00]. Afin de supprimer cette singularité, ils proposent d'utiliser la formulation temporelle de l'onde A introduite par HEIDLER [Hei85], fidèle à l'onde décrite dans la norme (temps de montée, largeur à mi-hauteur) mais possédant aux premiers instants une pente moins abrupte :

$$i(t) = I_0 \frac{(t/\tau_1)^n}{k [1 + (t/\tau_1)^n]} e^{-t/\tau_1} \quad (9.1)$$

avec

$$k = 1.165 \exp \left[- \left(\frac{\tau_1}{\tau_2} \right) \left(\frac{n\tau_2}{\tau_1} \right)^{1/n} \right] \quad (9.2)$$

et

$$I_0 = 219\,640 \text{ A}$$

$$\tau_1 = 1.3 \mu\text{s}$$

$$\tau_2 = 86.5 \mu\text{s}$$

$$n = 2$$

Les figures 9.10(a) et 9.10(b) comparent la forme d'onde A classique définie en 2.1 avec la forme d'onde issue de la nouvelle formulation définie en 9.1.

Les deux formes d'onde paraissent sensiblement identiques : même temps de montée, valeur crête et largeur à mi-hauteur. Cependant, en effectuant un zoom sur la pente aux premiers instant, la forme d'onde modifiée possède bien une pente plus douce.

On se propose de calculer le courant induit sur les torons du MAU 2 lorsqu'une forme d'onde définie par la relation 9.1 est injectée afin de diminuer le bruit évoqué précédemment. La figure

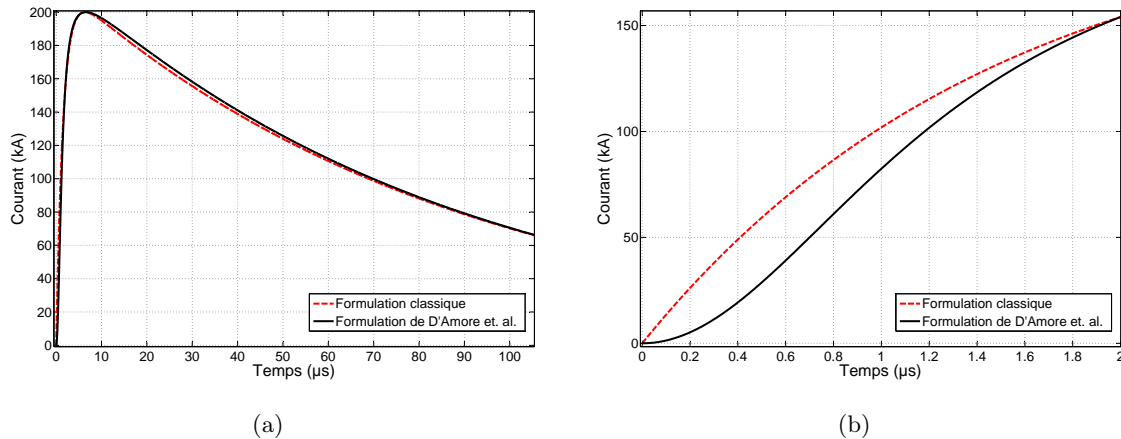


FIGURE 9.10 – Comparaison entre la forme d'onde A classique et la forme d'onde définie par D'AMORE *et al.* : allure globale (a) et zoom sur les premiers instants (b)

9.11(a) présente les courants induits sur tous les torons connectés au MAU 2 par une forme d'onde A modifiée et la figure 9.11(b) compare le courant obtenu sur un des torons avec celui induit par une onde A classique.

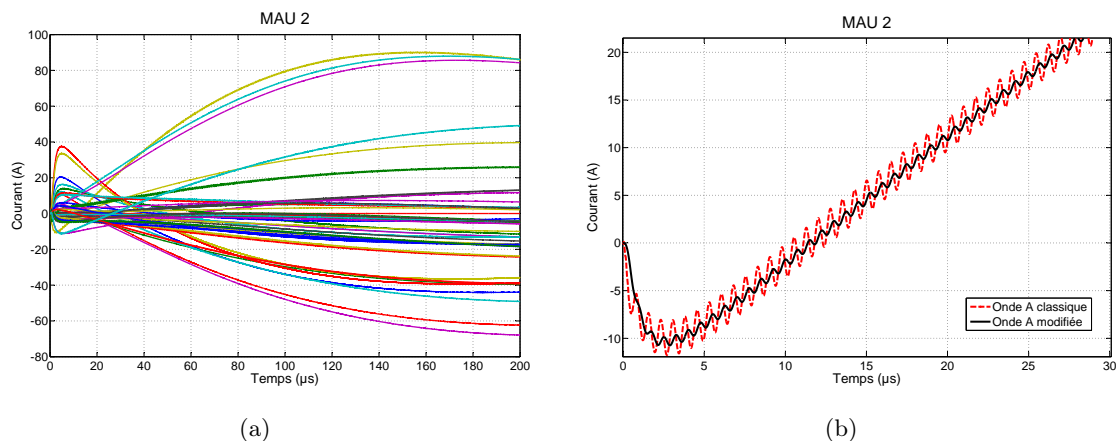


FIGURE 9.11 – Courants induit sur les torons du MAU 2 par la forme d'onde issue de la formulation 9.1 (a) et comparaison avec le courant induit par une forme d'onde A classique (b)

La formulation de l'onde A proposée par D'AMORE *et al.* permet bien de réduire le bruit des courants induits sur le MAU 2. De plus, l'amplitude et les caractéristiques de la forme d'onde induite sont identiques à celles induites par une onde A classique définie dans la norme.

Néanmoins, les allures globales des courants sur tous les torons connectés au MAU 2 diffèrent fortement de celles calculées sur les autres torons. Aux premiers instants, la forme d'onde du courant ressemble à une recopie légèrement allongée du courant injecté. Ensuite, un courant totalement différent apparaît et possède une forme d'onde très éloignée de celle de l'injection. La figure 9.12 représente un courant mesuré sur l'un des torons connectés au MAU 2 lors d'une campagne d'essais menée par DASSAULT AVIATION.

Bien que très particulière, il s'avère que cette forme d'onde est réellement mesurée sur avion. De plus, la seconde partie de la forme d'onde peut atteindre une valeur crête plus importante que

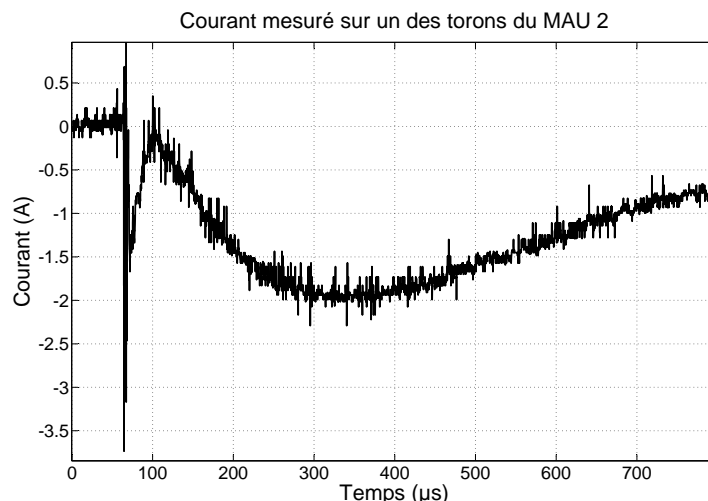


FIGURE 9.12 – Courant mesuré sur l'un des torons du MAU 2

l'amplitude du premier pic. Ce résultat nous permet d'exclure une possible erreur du simulateur.

Les valeurs crêtes

Par rapport aux ordres de grandeur fournis par DASSAULT AVIATION, les courants calculés sont de manière générale légèrement supérieurs. En raison de l'approximation faite sur les impédances terminales, il est tout à fait normal d'observer des écarts. En effet, rappelons que les impédances terminales sont réduites à la mise à la masse de l'équipement. De plus, nous avons émis l'hypothèse que chaque toron de câbles contient sans exception au moins un fil basse impédance. Cette hypothèse est potentiellement en mesure d'engendrer deux erreurs. La première est tacite et très peu probable : si le toron ne contient pas de câble basse impédance, le modèle du câble n'est pas adapté. La seconde l'est moins : le câble basse impédance possède tout de même une impédance terminale non nulle et peut être du même ordre de grandeur voire supérieure à l'impédance de contact entre l'équipement et la masse avion (cf mesures en 6.5.3).

Néanmoins, il est important de signaler que les courants calculés sont relativement proches des valeurs spécifiées. Le modèle développé est donc relativement fidèle à la réalité avion, aussi bien le maillage des structures que le modèle équivalent de torons. En effet, aucune valeur aberrante n'est décelée et mieux, tous les ordres de grandeurs sont similaires. Notons que l'application de l'étude paramétrique décrite dans le chapitre précédent doit permettre d'évaluer l'influence de ces incertitudes d'impédances sur les courants.

Comparaison avec les mesures

Les courants calculés et présentés précédemment sont confrontés aux courants mesurés sur avion durant les essais. La figure 9.13 représente la comparaison entre les courants calculés et mesurés au niveau de trois équipements : deux écrans de contrôle et le MAU.

Ces deux exemples sont représentatifs de la diversité des résultats obtenus. En effet, la majeure partie des courants calculés sont en bon accord avec les mesures effectuées sur avion, comme le montre l'exemple des torons connectés au MAU en figure 9.13(a). Ces torons contiennent un

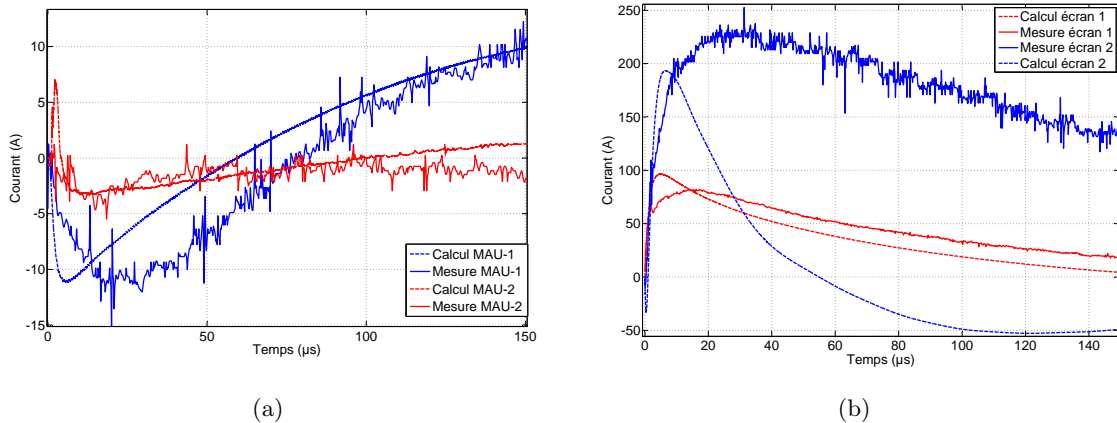


FIGURE 9.13 – Comparaison entre les courants calculés et mesurés sur deux torons connectés au MAU (a) et au niveau de deux écrans de contrôle (b)

grand nombre de câbles et satisfont donc l'hypothèse émise concernant l'impédance terminale : plus le toron contient de câbles et plus l'impédance sera faible. Considérer l'impédance terminale comme un court-circuit n'implique finalement pas ou peu d'erreurs de modélisation.

Néanmoins, cette hypothèse ne permet pas de prendre en compte de façon correcte toutes les situations rencontrées sur avion. L'exemple présenté en figure 9.13(b) illustre ce défaut de modélisation. Certains faisceaux de câbles contiennent soit peu de câbles soit aucun câble basse impédance. Ainsi, considérer l'impédance terminale comme un court circuit n'est pas représentatif de la réalité avion. Il serait intéressant d'étudier la possibilité de prendre en compte ces situations même si celles-ci sont peu nombreuses. Cet aspect est discuté dans la conclusion générale.

9.3 Exemple d'évolution de design

Le dernier cas pris en compte dans cette étude vise à démontrer une autre utilisation du modèle développé. Bien avant la conception du prototype, nous avons évoqué dans le premier chapitre la phase d'évolution de design, durant laquelle l'avionneur définit les principales évolutions en terme de technologie, de design, d'aménagement, etc de l'avion par rapport au précédent. Les conséquences des modifications apportées sont évaluées uniquement à l'aide de l'expérience de l'avionneur. Néanmoins, un outil d'aide de diagnostic peut s'avérer également très utile.

Ainsi, toutes les modifications de design imaginées par l'avionneur peuvent directement être prises en compte dans la maquette numérique de l'avion précédent. A titre d'exemple, considérons que toute la peau du T12 (le cockpit) ne soit plus métallique mais composite. Il va de soi qu'une telle évolution modifiera les contraintes subies par les équipements internes.

On considère donc que toute la peau du T12 est en CFC renforcé d'un treillis métallique. La conductivité équivalente de ce matériau est de l'ordre de 10^5 S/m, soit deux ordres de grandeur en deçà de la conductivité de l'aluminium. Le châssis du T12, quant à lui, n'est pas modifié et est toujours en aluminium.

La figure 9.14 représente la répartition des courants surfaciques sur les cadres et les lisses du 7X possédant un T12 en composite. Le tracé est effectué à $t = 10 \mu\text{s}$, soit lorsque le courant injecté a atteint sa valeur maximale.

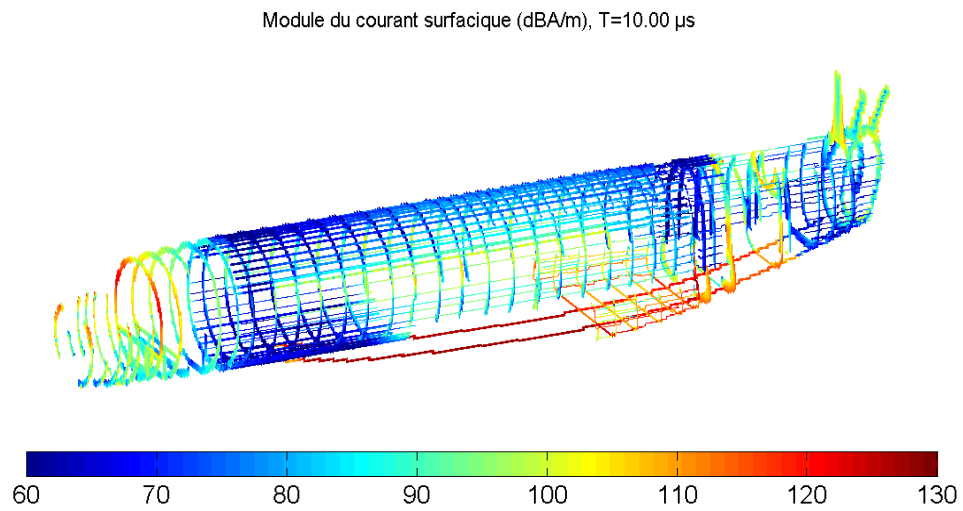


FIGURE 9.14 – Courants surfaciques drainés par le châssis métallique de l'avion lorsque la peau du T12 est en composite

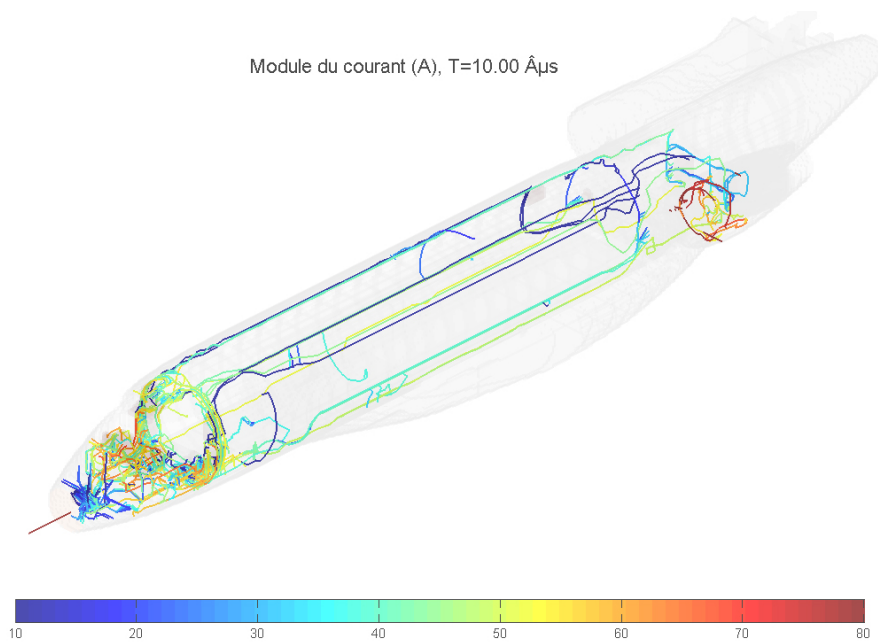


FIGURE 9.15 – Répartition des courants sur tous les torons de l'avion avec un T12 composite

Le châssis du T12 semble être parcouru par un courant plus important qu'en figure 7.14. Le courant de foudre est préférentiellement évacué par les cadres et les lisses du T12 étant donné que la peau présente une conductivité moindre. C'est exactement le même phénomène évoqué précédemment concernant le *bodyfairing*.

Les torons présents dans cette zone doivent donc eux aussi être parcourus par de plus forts courants. La figure 9.15 représente la répartition du courant drainé par l'ensemble des torons internes. La figure 9.16 effectue la comparaison entre les répartitions des courants au niveau du cockpit dans le cas d'un T12 métallique et dans le cas d'un T12 composite. Une augmentation des courants sur les torons du cockpit (DU, OCP...) d'environ 10 dB est observée du fait de la transformation du T12 de l'aluminium au composite.

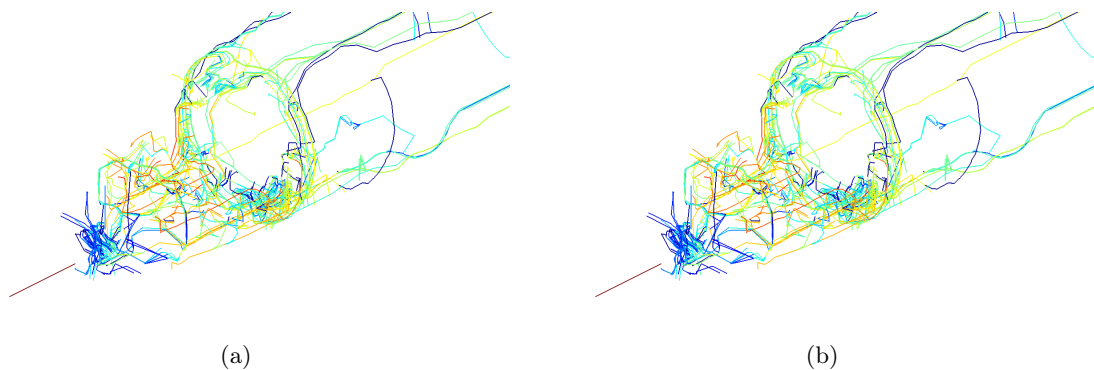


FIGURE 9.16 – Répartitions des courants sur les torons du cockpit avec un T12 métallique (a) ou composite (b)

De plus, l'augmentation des contraintes au niveau du cockpit semble se propager sur les torons de la cabine. En effet, les courants drainés par certains torons du T34 sont supérieurs de quelques dB à ceux calculés lorsque la peau du T12 est en composite.

Afin de quantifier plus précisément l'impact d'une telle modification sur les courants de torons, la comparaison des allures sur quelques câbles du cockpit est présentée en figure 9.17.

La modification du matériau de la peau du T12 implique des modifications extrêmement importantes des allures des courants. Les formes d'onde sont dans certains cas complètement différentes. Notons que la conductivité de la peau du T12 est diminuée de deux ordres de grandeur, modifiant grandement la répartition des courants drainés au niveau du cockpit. De plus, la région modifiée est très proche du point d'entrée du courant foudre, les conséquences sont donc très directes.

Cet exemple permet de démontrer que le prototypage virtuel permet très rapidement de quantifier l'effet de toute évolution de design de l'avion. Il est en effet très facile de modifier "en temps réel" le matériau d'une partie du fuselage ou de changer le diamètre de certains torons directement sur le modèle FDTD. De plus, nous pourrions modifier les points d'entrée et de sortie du courant foudre. Le caractère modulable du prototype numérique apporte une aide conséquente à l'avionneur durant les choix de design d'un nouvel avion.

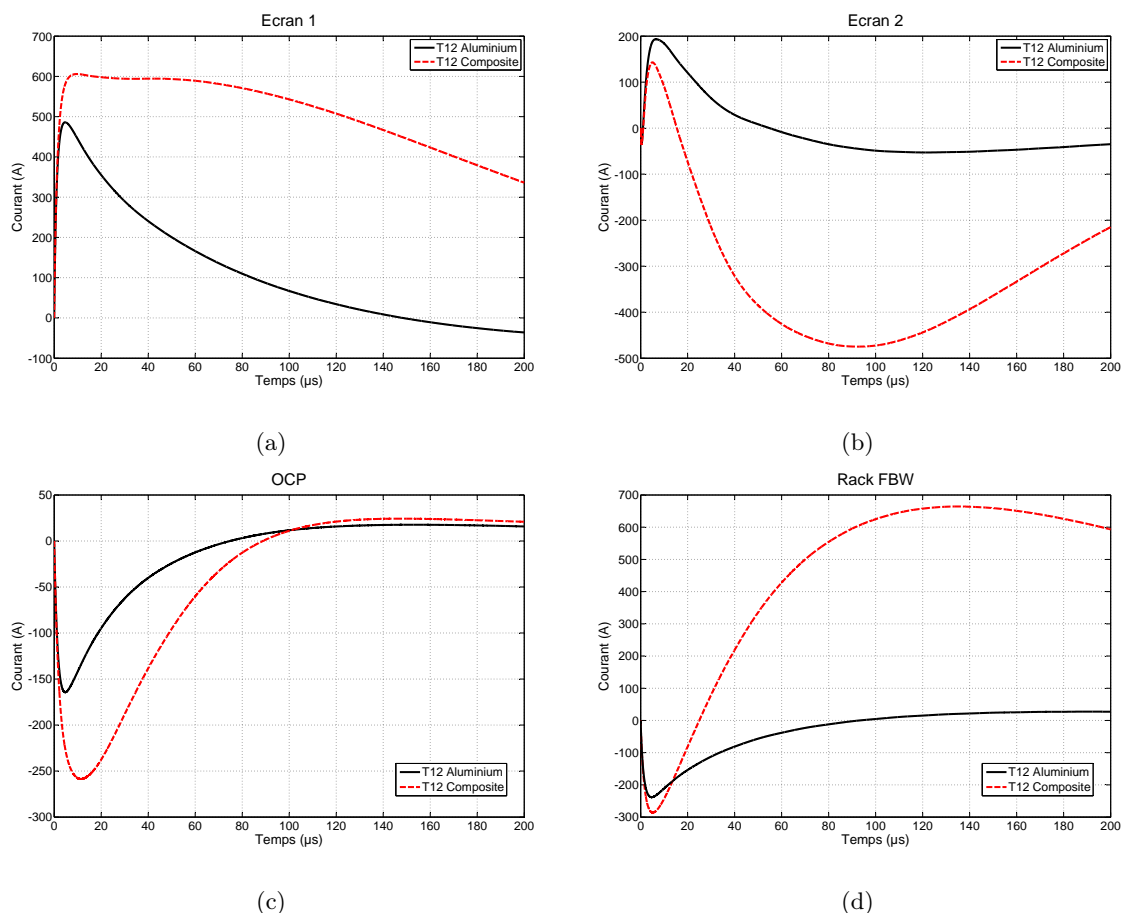


FIGURE 9.17 – Illustrations de l’impact de la modification du matériau de la peau du T12 sur les courants de torons : au pied des DU (a et b), de l’OCP (c) et d’un *rack* commande de vol (d)

9.4 Bilan

Ce chapitre a présenté le dernier modèle numérique de l’avion réalisé pendant cette étude. Le formalisme des fils obliques permet de prendre en compte une pieuvre du câblage très complexe et jusqu’à présent jamais considérée. En effet, le câblage lié à une partie de l’avionique et des générateurs de puissance est modélisé, représentant environ 6000 fils. Le premier objectif d’un tel calcul est de tester la robustesse du simulateur. La forte densité de fils, les cheminements très proches des parois ou les jonctions multifils peuvent être une source d’erreur. Le fait qu’aucune divergence ou anomalie ne soit décelée sur chacun des courants calculés démontre le bon comportement de TEMSI-FD face à cette configuration très complexe.

Le deuxième objectif des premiers calculs effectués sur cette maquette est de vérifier la concordance des résultats avec les ordres de grandeur mesurés. Les valeurs crêtes des courants calculés s’inscrivent globalement dans les ordres de grandeur fournis par DASSAULT AVIATION et aucun écart conséquent n’est relevé. Néanmoins, les résultats de calcul se situent toujours dans la partie supérieure des ordres de grandeur. Les simplifications et les hypothèses effectuées au chapitre 6 concernant le modèle équivalent de câblage en sont la cause. Les impédances terminales équivalentes ajoutées sont en deçà de la réalité avion, dans le but d’obtenir un premier résultat majorant sur les contraintes en courant.

Enfin, la dernière partie du chapitre présente brièvement une application très concrète des résultats obtenus grâce au prototype virtuel. L'influence de la modification du matériau d'une partie du fuselage sur les contraintes subies par les torons est considérée. Des résultats immédiats sont obtenus (modification de la répartition des contraintes, allures des courants...) et démontrent comment l'outil développé peut apporter une aide conséquente à l'avionneur en phase de design.

Conclusions

Cette dernière partie du manuscrit a détaillé tous les résultats obtenus grâce au modèle FDTD de l'avion. Tout d'abord, un calcul déterminant les courants au pied des équipements du moteur latéral est effectué. Ce premier modèle permet de présenter les outils de visualisation des contraintes subies par la structure interne et la peau. L'observation globale de la répartition des courants surfaciques sur le fuselage est un outil très utile à l'avionneur et permet d'identifier approximativement les zones où le câblage sera potentiellement le plus contraint. Ensuite, les courants calculés sur les torons et les tresses du moteur latéral sont confrontés aux valeurs mesurées pendant les essais de certification dans le but d'évaluer la qualité du modèle. Il s'avère que les résultats sont en accord avec les ordres de grandeur des courants mesurés. Le terme "ordre de grandeur" s'impose car entre deux campagnes de mesures, donc d'un avion à l'autre, les courants mesurés peuvent varier de plusieurs dB. Cependant, une information de première importance est nécessaire pour augmenter la pertinence du modèle : les impédances équivalentes terminales ne sont pas correctement évaluées.

Dans le but de s'affranchir d'une détermination très précise et donc quasiment inaccessible des impédances terminales, une méthode originale est proposée dans le deuxième chapitre de cette partie. Cette méthode propose de considérer les impédances des torons comme des facteurs variables d'une étude paramétrique basée sur les plans d'expériences. De l'ensemble des résultats obtenus sont extraits les valeurs minimales et maximales des paramètres des formes d'onde (valeur crête, largeur à mi-hauteur et temps de montée). A partir de ces valeurs extrêmes, deux gabarits de forme d'onde sont déduits pour chaque courant de toron et apportent donc un encadrement de tous les résultats. L'approche par les plans d'expériences est tout à fait adaptée à nos besoins. En effet, ils permettent d'évaluer l'influence de chaque facteur d'entrée. L'identification des impédances les plus influentes sur les courants de torons est utile à l'avionneur dans une phase d'optimisation de design. Les contacts de tresses ou les impédances du surblindage sont des exemples de facteurs très influents, identifiés grâce à l'étude paramétrique.

L'ultime chapitre décrit le dernier prototype développé pendant cette thèse, comprenant la modélisation du câblage interne connecté à une partie de l'avionique et aux distributeurs d'énergie. L'ensemble du câblage pris en compte équivaut à environ 6000 fils, niveau de modélisation jamais atteint en différences finies. Après avoir permis de confirmer la bonne tenue du simulateur, les résultats obtenus avec ce modèle sont comparés avec les ordres de grandeur mesurés lors des essais. Les courants calculés sont en accord avec les valeurs mesurées et appartiennent globalement à la partie haute des ordres de grandeur. Au regard des simplifications et des hypothèses effectuées sur les impédances terminales, notre modèle est majorant et il est donc rassurant de calculer des contraintes légèrement plus élevées que celles mesurées. Enfin, le chapitre se termine par la présentation d'un exemple concret d'application de notre modèle numérique. Toute modification de géométrie, de matériau ou de dimensionnement de torons peut rapidement et

facilement être ajoutée dans le modèle numérique. Pendant la phase d'évolution de design, c'est-à-dire très en amont du processus de conception d'un avion, l'avionneur établit les principales modifications apportées au nouvel avion par rapport au précédent. L'exemple de la diminution de la conductivité du matériau composant la peau du T12 est évoquée (de l'aluminium au composite). L'influence d'une telle évolution sur les contraintes subies par le câblage est directement quantifiable en temps réel grâce au modèle FDTD. La visualisation de l'augmentation des courants crêtes et de la modification des allures des formes d'onde sont des résultats très utiles à l'avionneur. Cet exemple démontre l'étendue du domaine d'application de notre outil de la phase de conception jusqu'à la phase de certification.

Conclusion et perspectives

Les travaux de thèse synthétisés dans ce mémoire traitent de la modélisation des effets indirects de la foudre sur un avion composé de nombreuses parties composites. Reposant sur une collaboration entre l'institut de recherche XLIM et la société DASSAULT AVIATION, l'objectif principal de cette étude est de développer les premiers éléments d'un outil numérique d'aide à la certification des aéronefs.

La première partie du mémoire présente le contexte dans lequel se situent ces travaux. Les phénomènes physiques et surtout électromagnétiques se rapportant à la foudre sont tout d'abord détaillés. Ensuite, le positionnement de l'étude dans le contexte industriel introduit les principaux besoins identifiés et justifie l'intérêt de développer un outil numérique spécifique. Durant tout le processus de conception d'un nouvel avion, de la phase de choix de design aux essais de certification foudre, l'approche numérique démontre tout son potentiel.

Tout d'abord, le formalisme des fils obliques implémenté dans le simulateur TEMSI-FD développé au laboratoire permet d'envisager un niveau de détail jusqu'à présent jamais atteint. La prise en compte du routage exact des câbles dans la maquette sans tenir compte de la grille cartésienne est une avancée notable de la méthode FDTD. De plus, les outils originaux de traitement de signaux conçus pendant cette thèse (extrapolation et méthode SILI) augmentent sensiblement les performances de l'étude. En effet, la combinaison de ces deux méthodes permet de réduire fortement les temps de simulation.

La deuxième partie du manuscrit porte sur la conception du modèle FDTD du FALCON 7X. Le maillage de l'aéronef à partir de la CAO requiert avant tout de nombreux développements annexes d'interfaces entre les outils utilisés (CAO, mailleur et solveur). Ensuite, différents choix de modélisations sont effectués en fonction de la position du problème et des divers besoins exprimés.

Dans un premier temps, la description de la modélisation des matériaux du fuselage est présentée. Le caractère basse fréquence de la foudre permet de négliger les paramètres électromagnétiques les plus exotiques des matériaux composites. Aucun modèle de matériaux n'est développé car le formalisme des plaques minces de BÉRENGER correspond à nos besoins.

La seconde moitié de cette partie est consacrée au modèle de câblage conçu et plus particulièrement aux différentes simplifications retenues. La première simplification est liée à l'objectif visé, à savoir la détermination des courants globaux de torons au pied des équipements. Il n'est pas nécessaire dans cette étude de déterminer le courant induit sur chaque câble d'un faisceau. Ainsi, seul le courant de mode commun est considéré, correspondant à celui mesuré pendant les essais de certification.

Afin de simplifier la pieuvre globale, on émet l'hypothèse que chaque faisceau de câbles

contient au moins un câble basse impédance. Cette hypothèse permet de fusionner tous les faisceaux de câbles en un seul câble équivalent basse impédance. En effet, le câble basse impédance présent dans le faisceau originel supporte à lui seul la majeure partie de la contrainte foudre.

Le regroupement de câbles impose la détermination d'impédances équivalentes terminales très difficiles à évaluer. Afin de prendre en compte l'incertitude sur ces impédances, on se propose de les considérer comme les variables d'une étude paramétrique basée sur l'approche des plans d'expériences. Grâce à cette approche, les courants calculés sont encadrés entre deux valeurs extrêmes et l'influence de la variation des impédances sur les courants induits est quantifiable.

Le fait d'utiliser un simulateur de recherche développé au laboratoire offre la possibilité de créer un ensemble d'outils adapté à nos besoins. Le caractère évolutif du simulateur se manifeste tout au long de l'étude :

- interfaçage avec le mailleur Hypermesh ;
- génération de règles de simplification du routage des câbles ;
- mise au point d'algorithmes de contrôle et de détection des jonctions fil-équipement et d'une méthode de correction automatique ;
- passage en double précision ;
- parallélisation du calcul ;
- évolution majeure des outils de visualisation du maillage et des fils.

La dernière partie du mémoire regroupe les principaux résultats obtenus pendant les trois ans de thèse. Un premier calcul déterminant les courants au pied des équipements du moteur latéral est effectué. Ce cas de base permet, grâce à une comparaison avec les résultats d'essais, d'évaluer la qualité du modèle. Il s'avère que les résultats sont en accord avec les ordres de grandeur des courants mesurés. La disparité des résultats de mesure entre deux campagnes justifie la nécessité de l'étude paramétrique. Les différences observées avec un calcul "sans perte", dans lequel tous les contacts sont parfaits, soulignent l'importance des résistances de métallisation sur la répartition des courants.

Ensuite, l'étude paramétrique à l'aide des plans d'expériences est présentée. A partir des résultats de chaque simulation, les valeurs minimales et maximales des paramètres des courants sont extraits. A partir de ces valeurs extrêmes, deux gabarits de formes d'onde sont déduits et apportent un encadrement de tous les résultats. De plus, le traitement statistique de l'ensemble des résultats permet d'évaluer l'effet de chaque facteur et donc de déterminer les impédances les plus influentes.

Enfin, le dernier modèle développé, comprenant la modélisation du câblage interne connecté à une partie du système avionique et du système de distribution d'énergie, est présenté dans l'ultime chapitre. L'ensemble du câblage pris en compte équivaut à environ 6000 fils, niveau de modélisation jamais atteint en différences finies. En plus de démontrer le bon comportement du simulateur devant un cas d'une telle complexité, ce calcul justifie la pertinence de l'approche numérique. Les résultats atteignent un degré de précision intéressant (inférieur à 3 dB) et confortent les hypothèses émises. Un exemple d'application concret du modèle numérique est évoqué à la fin du mémoire. Cet exemple concerne l'influence d'une évolution de design hypothétique (diminution de la conductivité de la peau du cockpit) sur les courants induits. La visualisation de la modification des valeurs crêtes et des formes d'onde des courants est

quasiment immédiate car l'évolution du design est directement introduite dans le modèle. Cet exemple démontre l'étendue du domaine d'application de notre outil dans le processus de certification d'un avion.

Ces travaux de thèse aboutissent sur la mise en place des premiers éléments d'un outil numérique d'aide à la certification d'aéronefs et permettent d'accéder *via* la modélisation à un degré de précision inédit. Les travaux réalisés permettent en effet de modéliser, grâce à certaines hypothèses, l'ensemble du câblage d'un aéronef. De plus, le besoin exprimé par l'avionneur a permis de faire évoluer sensiblement le simulateur de recherche du laboratoire et les outils originaux développés (extrapolation et méthode SILI) proposent une amélioration notable des performances de la FDTD.

A la fin de ces trois années de thèse, de nombreuses perspectives sont envisagées. Le premier axe concerne la modélisation équivalente du câblage. Le modèle équivalent développé n'est pas parfaitement adapté à toutes les configurations réellement présentes dans l'avion. Tout d'abord, il paraît important de connaître la composition des faisceaux de câbles et plus particulièrement les impédances terminales des câbles internes.

En effet, quelques mesures réalisées sur table démontrent que l'impédance basse fréquence peut être assez faible et inférieure à quelques Ohms. La présence d'au moins une liaison basse impédance et l'effet de nombre des impédances en parallèle explique ce résultat de mesure. Dans tous les cas, une analyse dans ce sens doit être menée pour chiffrer les ordres de grandeur, identifier tous les contres-exemples et affiner les modèles équivalents associés. Notons que des familles d'impédances pourront être proposées par type de signaux afin de rendre accessible cette information par l'avionneur. Différents modes de regroupement de fils pourront également être étudiés et paramétrés dans ce premier axe de perspectives. Améliorer les liens et la compatibilité avec les outils de description topologique de l'avionneur doit également permettre d'apporter de nouveaux éléments au modèle.

De plus, certains faisceaux de câbles possèdent un diamètre supérieur à la limite imposée par la taille des mailles. Une solution consisterait à développer un modèle de gros fils en FDTD, permettant de considérer des fils de diamètre supérieur à la taille d'une maille. La conception d'un tel modèle est envisagé à l'institut XLIM.

Notons également que l'étude est volontairement orientée vers la détermination des contraintes en courant. Néanmoins, une modification des hypothèses initiales pourrait permettre de calculer les contraintes en tension, parfois mesurées durant les essais de certification. Par exemple, considérer les résistances terminales comme un circuit ouvert au lieu d'un court-circuit permettrait d'accéder au calcul de la tension aux bornes de l'équipement.

Le second axe concerne la modélisation des matériaux composites. Nous avons démontré que le modèle de plaques minces de BÉRENGER était tout à fait adapté à la problématique foudre, jusqu'à une dizaine de MHz. Néanmoins, ce modèle est insuffisant aux plus hautes fréquences et la poursuite de ces travaux pourra s'orienter vers le développement d'un nouveau modèle qui pourra exploiter la dépendance fréquentielle des résultats de mesures d'impédances. La méthode de caractérisation de matériaux composites aux basses fréquences grâce aux boucles magnétiques pourrait par exemple être utilisée pour cette étude [GI92].

Ces perspectives à court terme peuvent apporter les premiers éléments nécessaires au déve-

loppement du prototype adapté aux problématiques champs forts. En effet, il semble possible de modéliser les contraintes conduites sur les torons dans la partie basse du spectre des champs forts (de 10 MHz à quelques GHz).

Bibliographie

- [AABP08a] K. ABBOUD, T. ABBOUD, F. BÉREUX et G. PERES : Thin conducting sheets (TCS) in 1D FDTD : theory and implementation. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Hamburg, September 2008.
- [AABP08b] K. ABBOUD, T. ABBOUD, F. BÉREUX et G. PERES : A thin conducting sheets (TCS) model in 3D FDTD : implementation and validation. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Hamburg, September 2008.
- [ADG⁺08] M. APRÀ, M. D'AMORE, K. GIGLIOTTI, M. S. SARTO et V. VOLPI : Lightning indirect effects certification of e transport aircraft by numerical simulation. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 50:513–523, 2008.
- [Arb03] J.L. Bermudez ARBOLEDA : *Lightning currents and electromagnetic fields associated with return strokes to elevated strike objects*. Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2003.
- [ASPR97] R. S. ADVE, T. K. SARKAR, O. PEREIRA et S. M. RAO : Extrapolation of time-domain responses from three-dimensional conducting objects utilizing the matrix pencil technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 45:147–156, 1997.
- [BAK75] K. BERGER, R.B ANDERSON et H. KRONINGER : Parameters of lightning flashes. *Electra*, 41:23–37, 1975.
- [Ber67] K. BERGER : Novel observations on lightning discharges : research on mount san salvatore. *J. Franklin Inst.*, 283:478–525, 1967.
- [Ber92] J.P. BERENGER : Plaques minces aux différences finies. 6^{ième} colloque international et exposition sur la compatibilité électromagnétique, Lyon, France, June 1992.
- [BF76] C. E. BAUM et L. B. FELSEN : *Transient Electromagnetics Fields*. Springer Verlag, New York, 1976.
- [Bou06] C. BOUQUEGNEAU : *Doit-on craindre la foudre ?* EDP Sciences, 2006.
- [Boy26] C.V. BOYS : Progressive lightning physics. *Nature*, 118:749–750, 1926.
- [Bér94] J.P. BÉRENGER : A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *Journal of Computational Physics*, 114:185–200, 1994.
- [BSWL92] Z. BI, Y. SHEN, K. L. WU et J. LITVA : Fast finite-difference time-domain analysis of resonators using digital filtering and spectrum estimation techniques. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40:1611–1619, 1992.
- [Chu94] D.D.L. CHUNG : *Carbon Fiber Composites*. Butterworth-Heinemann, 1994.

- [DS00] M. D'AMORE et M.S. SARTO : Time-domaine analysis of the lightning induced effects on wire networks inside carbon fiber composite enclosures. International Conference on Lightning Protection, Rhodes, September 2000.
- [Ear06] S. EARL : Some methods for modelling CFC for the effects of lightning. *Challenges in the modelling and measurement of electromagnetic materials*, 1:33–38, 2006.
- [Ede03] F. EDELVIK : A new technique for accurate and stable modeling of arbitrarily oriented thin wires for the FDTD method. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 45:416–423, 2003.
- [EM80] B. ENGQUIST et A. MAJDA : Absorbing boundary conditions for wave-like equations. *Communication Pure Applicative Mathematics*, 23:707–725, 1980.
- [Fis49] R. A. FISHER : *The design of experiments*. Oliver and Boyd, Edimbourg, 5^{ième} édition, 1949.
- [FPP04] F.A. FISHER, J.A PLUMER et R.A PERALA : *Lightning protection of aircraft*. Lightning Technologies Inc., 2004.
- [Fra74] B. FRANKLIN : *Experiments and observations of electricity, made at Philadelphia, in America*. London : F. Newberry, 5^{ème} édition, 1774.
- [GI92] V. GOBIN et F. ISSAC : Méthode de mesure de l'impédance de surface de matériaux composites conducteurs. Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales, 1992.
- [Gir02] C. GIRAUDON : *Contribution à la simulation électromagnétique dans le domaine temporel - Approches électromagnétique et informatique*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2002.
- [Gou93] J. L. GOUPY : *Methods for experimental design - principles and applications for physics and chemists*. Elsevier, 1993.
- [GR10] C. GUIFFAUT et A. REINEIX : Cartesian shift thin wire formalism in the FDTD method with multiwire junction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, A paraître, 2010.
- [GRP10] C. GUIFFAUT, A. REINEIX et B. PECQUEUX : Nouveau formalisme des fils obliques pour la méthode ftd avec jonctions multifils. 15^{ième} Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM10), 2010.
- [Gui00] C. GUIFFAUT : *Contribution à la méthode FDTD pour l'étude d'antennes et de la diffraction d'objets enfouis*. Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 2000.
- [Gui07] C. GUIFFAUT : Guide de l'utilisateur de temsi-fd. Version 3.0, Mars 2007.
- [Hei85] F. HEIDLER : Analytische blitzstromfunktion zur LEMP-berechnung. 18th International Conference on Lightning Protection, Munich, September 1985.
- [HS77] R. HOLLAND et L. SIMPSON : A free field emp coupling and scattering code. *IEEE Transactions on Nuclear Sciences*, 6:2416–2421, 1977.
- [HS81] R. HOLLAND et L. SIMPSON : Finite difference analysis of EMP coupling to thin structures and wires. *IEEE Transactions on ElectroMagnetic Compatibility*, 23:88–89, 1981.
- [HS89] Y. HUA et T. K. SARKAR : Generalized pencil-of-function method for extracting poles of an EM system from its transient response. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37:229–234, 1989.

- [HSJ05] C.L. HOLLOWAY, M.S. SARTO et M. JOHANSSON : Analyzing carbon-fiber composite materials with equivalent-layer models. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 47 No 4:833–844, 2005.
- [JMM94] V. JANDHYALA, E. MICHELSEN et R. MITTRA : FDTD signal extrapolation using the forward-backward autoregressive (AR) model. *IEEE Microwave Guided Wave Letter*, 4:163–165, 1994.
- [Jou05] A. JOURDAN : Planification d'expériences numériques. *Modulad*, 33:63–73, 2005.
- [KM91] W. L. KO et R. MITTRA : A combination of FDTD and Prony's methods for analyzing microwave integrated circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39:2176–2181, 1991.
- [KW94] W. KUMPEL et I. WOLFF : Digital signal processing of time domain field simulation results using the system identification method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42:667–671, 1994.
- [Mar77] F.A. FISHER and F.D. MARTZLOFF : Transient control level philosophy and implementation : II - technics and equipment for making TCL tests. Second EMC Symposium, Montreux, June 1977.
- [McE39] K.B. MCEACHRON : Lightning to the empire state building. *J. Franklin Inst.*, 227:149–217, 1939.
- [Meg07] T. H. G. MEGSON : *Aircraft structures for engineering students*. Butterworth-Heinemann, Oxford, 4^{ième} édition, 2007.
- [MF77] F.D. MARTZLOFF et F.A. FISHER : Transient control level philosophy and implementation : I - the reasoning behind the philosophy. Second EMC Symposium, Montreux, June 1977.
- [MRP84] P.M. MCKENNA, T.H. RUDOLPH et R.A. PERALA : A time domain representation of surface and transfer impedances useful for analysis of advanced composite aircraft. Proceedings of International Aerospace and Ground Conference on Lightning and Static Electricity in Orlando, June 26-27 1984.
- [Mur81] G. MUR : Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 23:377–382, 1981.
- [PB46] R. L. PLACKETT et J. P. BURMAN : The design of optimum multifactorial experiments. *Biometrika*, 33, 1946.
- [PBV⁺10] J.-P. PARMANTIER, S. BERTUOL, T. VOLPERT, C. LAIR, P. DUPRÉ, F. THEROND, G. GUTIERREZ et J.I. Plaza GOMEZ : Méthodologie de modélisation/simulation 3d des effets em d'une injection foudre sur le moteur tp400. 15^{ième} Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM10), 2010.
- [Plu01] J.A. PLUMER : Data from the airlines lightning strike reporting project : pilot reports and lightning effects. Lightning Technologies, Inc., Pittsfield, Massachusetts, August 2001.
- [Rac04] F. RACHIDI : La foudre. Notes de cours - Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.

- [RE04] RTCA/DO-160E : Environmental conditions and test procedures for airborne equipment - section 22 : Lightning induced transient susceptibility. RTCA Inc., December 2004.
- [Rec67] R. L. RECHTSCHAFFNER : Saturated fraction of 2ⁿ and 3ⁿ factorial designs. *Technometrics*, 9:569–575, 1967.
- [Rou91] A. ROUSSAUD : *Etude des phénomènes électromagnétiques liés à un impact direct de la foudre sur un avion*. Thèse de doctorat, Faculté des sciences de l'université de Limoges, 1991.
- [SAE00] SAE : Aerospace recommended practice ARP 5414 - aircraft lightning zoning. Society of Automotive Engineers, Inc., December 2000.
- [SAE05] SAE : Aerospace recommended practice ARP 5412a - aircraft lightning environment and related test waveforms. Society of Automotive Engineers, Inc., February 2005.
- [Sch62] Sir B. SCHONLAND : Lightning and the long electric spark. *Advancement of Science*, 19:306–313, 1962.
- [SNWJ80] T. K. SARKAR, J. NEBAT, D. D. WEINER et V. K. JAIN : Suboptimal approximation/identification of transient waveforms from electromagnetic systems by pencil-of-function method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 28:928–933, 1980.
- [SP95] T. K. SARKAR et O. PEREIRA : Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 37:48–55, 1995.
- [Taf88] A. TAFLOVE : Review of the formulation and applications of the finite-difference time-domain method for numerical modeling of electromagnetic wave interactions with arbitrary structures. *Wave Motion*, 10:547–582, 1988.
- [Tar08] H. TARHINI : *Etude de la susceptibilité des cartes des circuits imprimés face aux agressions électromagnétiques de fortes puissances*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2008.
- [TB75] A. TAFLOVE et M.E. BRODWIN : Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time dependant maxwell's equations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 23 No 8:623–630, 1975.
- [TH05] A. TAFLOVE et S.C. HAGNESS : *Computational electrodynamics : the finite-difference time-domain method*. Norwood, MA : Artech House, 3^{ième} édition, 2005.
- [TW85] G. TAGUSHI et Y. WU : Introduction to off-line quality control. Central Japan quality control association, 1985.
- [Uma69] M.A. UMAN : *Lightning*. New York : McGraw-Hill, 1969.
- [Uma87] M.A. UMAN : *The lightning discharge*. Academic Press, Inc., 1987.
- [Van78] E. F. VANCE : *Coupling to shielded cables*. John Wiley and Sons, Ltd, 1978.
- [Yee66] K. YEE : Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14 No 3:302–307, 1966.

Publications et communications relatives à ce travail

F. TRISTANT, E. DE SÈZE, E. PERRIN, A. REINEIX, F. TERRADE et J.P. MOREAU : Computed influence of bounding straps over induced current on cable inside a composite structure, *International Conference On Lightning and Static Electricity (ICOLSE)*, Paris, 28-31 Août 2007.

E. PERRIN, C. GUIFFAUT, A. REINEIX et F. TRISTANT : Etude des effets indirects de la foudre sur avion composite - Courants induits sur les torons de l'empennage, *14^{ième} Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2008)*, Paris, 20-23 Mai 2008.

E. PERRIN, F. TRISTANT, C. GUIFFAUT, A. REINEIX et J.P. MOREAU : Study of electric field radiated by wireless systems in an aircraft, *24th Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2008)*, Cambridge (US), 2-6 Juillet 2008.

E. PERRIN, F. TRISTANT, S. GOUVERNEUR, R. FAYAT, C. GUIFFAUT, A. REINEIX et J.P. MOREAU : Study of electric field radiated by WIFI sources inside an aircraft - 3D computations and real tests, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE 2008)*, Hambourg, 8-12 Septembre 2008.

E. PERRIN, C. GUIFFAUT, F. TRISTANT et A. REINEIX : A method to decrease computation time of FDTD calculations for low frequency excitations, *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Austin, 17-21 Août 2009.

E. PERRIN, C. GUIFFAUT, A. REINEIX et F. TRISTANT : Using transfer function calculation and extrapolation to improve the efficiency of the Finite-Difference Time-Domain method at low frequencies, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 52, No 1, pp 173-178, 2010.

E. PERRIN, F. TRISTANT, C. GUIFFAUT et A. REINEIX : Etude des effets indirects de la foudre sur un moteur d'avion, *15^{ième} Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2010)*, Limoges, 7-9 Avril 2010.

F. TRISTANT, E. PERRIN, F. TERRADE et J.-P. MOREAU : La CEM dans l'aéronautique, Conférence invitée au *15^{ième} Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2010)*, Limoges, 7-9 Avril 2010.

E. PERRIN, F. TRISTANT, C. GUIFFAUT et A. REINEIX : A numerical tool to estimate lightning indirect effects on a composite aircraft, *30th International Conference On Lightning Protection (ICLP 2010)*, Cagliari, 13-17 Septembre 2010.

Annexes

Annexe A

Modèle de plaques minces de Bérenger

Le modèle de plaques minces de BÉRENGER permet de prendre en compte en FDTD des éléments surfaciques dont l'épaisseur est inférieure à la taille de la maille. La figure A.1 illustre le positionnement de la plaque mince dans le maillage FDTD.

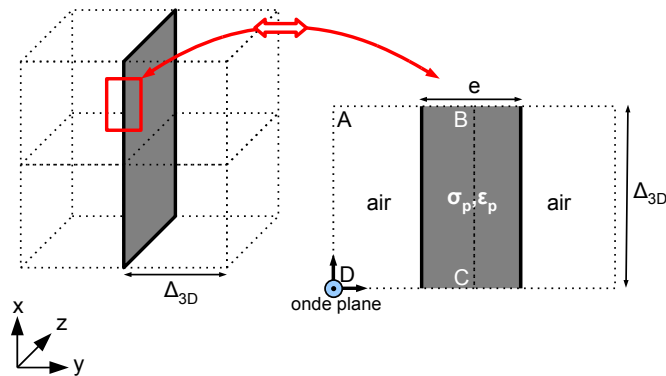


FIGURE A.1 – Schéma du positionnement d'une plaque mince dans un maillage FDTD

En [Ber92], BÉRENGER propose d'introduire une permittivité et une conductivité équivalente définie sur la section orthogonale des mailles adjacentes à la position de la plaque. Par exemple, pour une plaque mince placée dans le plan xOz , les permittivités et conductivités équivalentes sont définies comme suit, en considérant une cellule uniforme :

$$\epsilon^* = \frac{1}{\Delta_{3D}^2} \iint_{S_c} \epsilon_p dS \quad (\text{A.1a})$$

$$\sigma^* = \frac{1}{\Delta_{3D}^2} \iint_{S_c} \sigma_p dS \quad (\text{A.1b})$$

Avec S_c la surface définie par les points A, B, C et D en figure A.1. Les relations A.1a et A.1b définissent finalement les moyennes de la conductivité et de la permittivité sur la surface de la cellule de YEE orthogonale à E_z :

$$\varepsilon^* = \varepsilon_0 + (\varepsilon_p - \varepsilon_0) \frac{e}{\Delta_{3D}} \quad (\text{A.2a})$$

$$\sigma^* = \sigma_p \frac{e}{\Delta_{3D}} \quad (\text{A.2b})$$

Le calcul des composantes de Ez de part et d'autre de la plaque est effectué en considérant les cellules adjacentes dans un milieu de conductivité σ^* et de permittivité ε^* .

La validité du modèle est liée aux deux conditions suivantes :

- l'épaisseur de la plaque doit être inférieure à la taille de la maille ;
- l'épaisseur de la plaque doit être inférieure à l'épaisseur de peau δ .

Cette dernière condition implique un domaine de validité en fréquence du modèle de plaque mince défini comme suit :

$$e < \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0\sigma_p f}} \Rightarrow f < \frac{1}{\pi\mu_0\sigma_p e^2} \quad (\text{A.3})$$

Annexe B

Modèle de fils obliques en FDTD

Considérons dans un premier temps un fil droit décalé dans la maille (figure B.1) [GR10]. L'approche 2D permet de présenter plus simplement les principes de base du modèle.

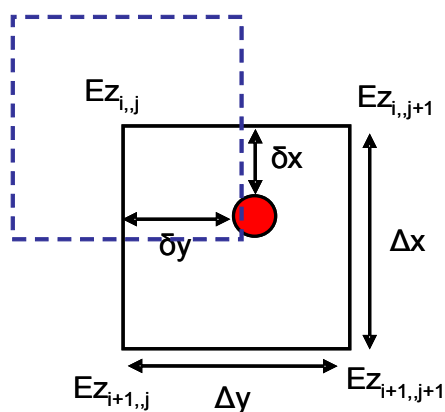


FIGURE B.1 – Représentation 2D d'un fil droit décalé dans la maille

Le point de départ de mise en place du modèle repose sur les mêmes équations introduites par HOLLAND, définies par :

$$H_\phi = \frac{I}{2\pi r} \quad (\text{B.1a})$$

$$E_r = \frac{Q}{2\pi r \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (\text{B.1b})$$

La relation entre le fil et le champ sont issues de la dérivation des équations précédentes. Ces équations pour un milieu linéaire, isotrope et non dispersif sont données par :

$$L (\partial_t I + v^2 \partial_z Q) = E_z \quad (\text{B.2a})$$

$$\partial_z I + \partial_t Q = 0 \quad (\text{B.2b})$$

Dans ces relations, L est l'inductance par unité de longueur alors que I et Q sont respectivement le courant et la charge par unité de longueur sur le fil. $v = c/\sqrt{\varepsilon_r}$ est la vitesse de phase dans le milieu dans lequel le fil est présent. Afin de prendre en compte le décalage du fil dans la maille, une première étape consiste à intégrer l'équation B.2a dans une surface (en pointillés sur la figure B.1) centrée au niveau de chaque composante E_z du champ définie dans la maille. Les quatre équations introduisent donc le calcul de quatre selfs distinctes, avec $j=1,2,3,4$:

$$\langle E_{z,j} \rangle = \langle L_{z,j} \rangle [\partial_t I + v^2 \partial_z Q] \quad (\text{B.3a})$$

$$\langle L_{z,j} \rangle = \frac{\mu_0}{2\pi \Delta_x \Delta_y} \int_{-\frac{\Delta_x}{2}}^{+\frac{\Delta_x}{2}} \int_{-\frac{\Delta_y}{2}}^{+\frac{\Delta_y}{2}} \ln \left(\frac{r(x,y)}{a} \right) dx dy \quad (\text{B.3b})$$

Ensuite, ces quatre équations sont fusionnées afin de calculer la relation entre le fil et le champ au niveau du fil. Cette fusion s'effectue par pondération en considérant que les composantes $E_z(i,j)$ varient linéairement d'une arête à une autre dans la même cellule. Les termes de pondération sont notés $p_{z,j}$ dans la relation finale suivante :

$$[\partial_t I + v^2 \partial_z Q] \sum_{j=1}^4 [p_{z,j} \langle L_{z,j} \rangle] = \sum_{j=1}^4 p_{z,j} \langle E_{z,j} \rangle \quad (\text{B.4})$$

La figure B.2 représente une généralisation 3D d'un fil oblique dans la maille.

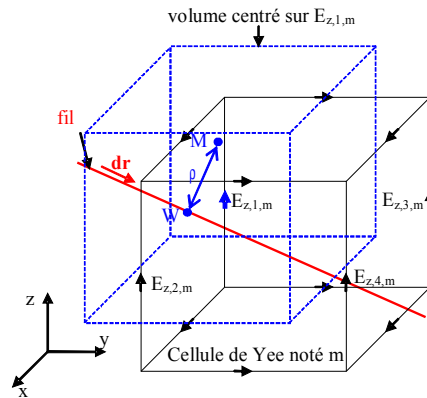


FIGURE B.2 – Représentation 3D d'un fil oblique dans la maille

L'équation initiale B.2a est définie pour un fil oblique dans la maille par :

$$L(\rho) (\partial_t I + v^2 \partial_r Q) = E_r(\rho) \quad (\text{B.5})$$

Avec r la direction du fil ($\vec{dr} = dr_x \vec{x} + dr_y \vec{y} + dr_z \vec{z}$) et ρ la distance entre le fil et un point du volume centré sur chaque composante $E_{u,j,m}$ (m étant le numéro de la cellule, j le numéro de la composante et u la direction cartésienne x , y ou z). Comme dans le cas précédent, cette relation fil-champ est calculée au niveau des douze composante (quatre dans chaque direction cartésienne) impliquant donc la définition de douze selfs moyennes intégrées dans un volume centré sur chaque composante (en pointillés bleus sur B.2) :

$$\langle E_{u,j,m} \rangle = \{ \langle L_{u,j,m} \rangle [\partial_t I + v^2 \partial_r Q] \} \vec{dr} \cdot \vec{u} \quad (\text{B.6a})$$

$$\langle L_{u,j,m} \rangle = \frac{\mu_0}{2\pi \Delta_x \Delta_y \Delta_z} \int_{-\frac{\Delta_x}{2}}^{+\frac{\Delta_x}{2}} \int_{-\frac{\Delta_y}{2}}^{+\frac{\Delta_y}{2}} \int_{-\frac{\Delta_z}{2}}^{+\frac{\Delta_z}{2}} \ln \left(\frac{\rho(x, y, z)}{a} \right) dx dy dz \quad (\text{B.6b})$$

L'ultime étape consiste en la création de la solution unique au niveau du fil grâce à différentes pondérations. Ces pondérations doivent prendre en compte à la fois la position du fil dans la maille et aussi sa longueur dans la maille.

L'originalité de la méthode provient de la mise en place de la relation entre le fil et le champ. D'autres travaux, comme ceux d'EDELVIK [Ede03], considèrent un volume cylindrique de couplage entourant le fil dans lequel est calculé l'interaction entre le fil et le champ. La méthode développée par GUIFFAUT propose de calculer la relation B.2a au niveau de chaque composante de la cellule dans laquelle se situe le fil. Cette particularité permet de considérer des fils très proches des parois mais surtout de prendre en compte des jonctions multifils [GRP10] [GR10].

Modélisation des effets indirects de la foudre sur avion composite

Résumé : Lorsqu'un avion est frappé par la foudre, les tensions et courants induits sur le câblage peuvent perturber le fonctionnement des équipements électroniques et ce d'autant plus si le fuselage est en partie composite. L'objectif de cette thèse est de développer un modèle électromagnétique d'un avion composite frappé par la foudre afin de calculer les contraintes en courant sur le câblage. Tous les calculs sont effectués grâce au simulateur TEMSI-FD basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD). L'utilisation d'un formalisme original de fils obliques ainsi que l'application d'une méthodologie basée sur les plans d'expériences permettent de prendre en compte tout le câblage interne d'un aéronef. De plus, afin de diminuer les temps de calcul, un algorithme basé sur l'extrapolation de signaux temporels est conçu. La comparaison des résultats avec les mesures effectuées sur avion valide le modèle et démontre son utilité durant le processus de certification.

Mots-clés : Foudre, Aéronef, Certification, Modélisation numérique, FDTD, Compatibilité électromagnétique, Plans d'expériences.

Study of lightning indirect effects on a composite aircraft by numerical simulation

Abstract : When an aircraft is struck by lightning, voltages and currents induced on the wire harnesses can cause damages on equipments and compromise flight safety. Those indirect effects are even more deleterious due to the increasing use of composite materials. This thesis deals with the study of lightning indirect effects on a composite aircraft by numerical simulation. Computations are realized using the TEMSI-FD simulator based on the finite-difference time-domain method (FDTD). It is possible to model the entire cable harness present inside the aircraft thanks to a new formalism allowing one to consider oblique wires in the FDTD grid and through the application of the design of experiments method. Furthermore, a new algorithm extrapolating signals in the time domain permits one to reduce the computation time. The good agreement between the induced currents calculated and measurements on aircraft demonstrates the model's usefulness during the certification process.

Keywords : Lightning, Aircraft, Certification, Numerical simulation, FDTD, Electromagnetic compatibility, Design of experiments.