Thèse de doctorat

Université de Limoges

Université de Limoges

ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (SISMI)

XLIM

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Électronique des hautes fréquences, photonique et systèmes

Présentée et soutenue par
BASTARD, Camille

Le 13 février 2020

Modélisation électromagnétique unifiée pour les contraintes foudre et champ fort sur aéronefs

Thèse dirigée par Alain Reineix, Christophe Guiffaut et Marc Meyer

JURY :
Président du jury
Mme Françoise PALADIAN, Professeur, Université de Clermont Auvergne

Rapporteurs
M. Philippe BESNIER, Directeur de recherche CNRS, IETR Rennes
M. Marc HÉLIER, Professeur, Sorbonne Université

Examinateurs
M. Christophe GUIFFAUT, Chargé de recherche CNRS, Institut de Recherche XLIM
M. Marc MEYER, Ingénieur, Airbus Helicopters
M. Alain REINEIX, Directeur de recherche CNRS, Institut de Recherche XLIM

Invités
M. François de DARAN, Responsable de l'Equipe CEM du pôle E&E, Safran Tech
M. Alexandre LAISNÉ, Ingénieur, DGA-TA
M. Olivier MAURICE, Ingénieur, Airbus Defense and Space
M. Fabrice TRISTANT, Ingénieur, Dassault Aviation

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Remerciements

Cette thèse est le résultat d'un contrat CIFRE (Convention Industrielle de Formation par la Recherche) entre Airbus Helicopters et l'institut Xlim de l'Université de Limoges. Je tiens donc tout d'abord à remercier les différents acteurs de ce partenariat : l'ANRT (Association Nationale Recherche et Technologie), Xlim et Airbus Helicopters et plus particulièrement l'ensemble des personnes qui ont permis la concrétisation de ce projet.

Dans un second temps, je souhaite remercier l'ensemble des membres du jury pour leur présence et leurs remarques le jour de ma soutenance. C'est pourquoi je remercie M. Philippe Besnier et M. Marc Hélier qui ont acceptés d'être les rapporteurs de mon travail, Mme Françoise Paladian qui a présidé mon jury ainsi que M. François de Daran, M. Alexandre Laisné et M. Olivier Maurice, invités à ma soutenance.

Ma thèse ne se serait pas aussi bien déroulée sans l'encadrement dont j'ai bénéficié durant ces trois années. Je remercie donc très sincèrement M. Alain Reineix, directeur de thèse, M. Christophe Guiffaut, co-directeur de thèse ainsi que M. Marc Meyer, encadrant industriel. Ils ont su tous les trois remplir parfaitement leur rôle en se montrant toujours disponibles et prêts à répondre à mes questions.

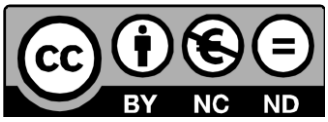
Au cours de mes trois années de thèse, j'ai eu la chance d'intégrer deux équipes : l'équipe CEM d'Xlim que j'ai côtoyée lors de mes séjours limougeauds et l'équipe ETGE d'Airbus Helicopters dont j'ai partagé le quotidien pendant presque trois ans. Ces deux équipes ont pleinement contribué au bon déroulé de cette thèse. En effet, un environnement agréable est toujours bénéfique pour avancer efficacement et sereinement.

Enfin, je remercie l'ensemble des personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de cette thèse.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Droits d’auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :
« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »
disponible en ligne : *http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/*



Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières

REMERCIEMENTS **3**

DROITS D'AUTEURS **4**

TABLE DES MATIERES **5**

TABLE DES ILLUSTRATIONS **9**

TABLE DES TABLEAUX **15**

LISTE DES ACRONYMES **17**

INTRODUCTION **19**

CHAPITRE I. PRESENTATION DU CONTEXTE GLOBAL INDUSTRIEL ET OBJECTIFS **23**

I.1. Introduction générale **23**

I.2. L'environnement **25**
I.2.1. Généralités 25
I.2.2. Contexte industriel et motivations 28
I.2.3. Caractéristiques techniques 31

I.3. Processus actuel de qualification/certification **33**
I.3.1. Les différentes étapes 33
I.3.2. Les essais de fonction de transfert 35
I.3.3. Le passage aux conditions de vol 41
I.3.4. Les limitations liées au protocole de passage aux conditions de vol 41

I.4. Objectifs **43**

CHAPITRE II. METHODOLOGIE D'ANALYSE CHAMP FORT **45**

II.1. Présentation de l'état de l'art **45**
II.1.1. La problématique foudre 45
II.1.2. La problématique champ fort 47

II.2. Description des méthodes numériques **47**
II.2.1. La méthode des différences finies dans le domaine temporel 48
II.2.2. La méthode circuit équivalent aux éléments partiels 49
II.2.3. La méthode des équations intégrales 50
II.2.4. La méthode des éléments finis 51
II.2.5. La méthode TLM 51

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.2.6. La méthode Galerkin Discontinu 51
II.2.7. Bilan 51

II.3. Présentation des logiciels utilisés 52
II.3.1. TEMSI-FD 52
II.3.2. La suite ASERIS 53
II.3.3. FEKO 54

II.4. Synthèse de l'étude du benchmark 55
II.4.1. Présentation du cas canonique 55
II.4.2. Résultats principaux de l'étude 3D 56
II.4.3. Comparaison des temps de calcul 69
II.4.4. Étude 2D 69

II.5. Bilan 73

CHAPITRE III. PASSAGE DES ESSAIS SOL AUX CONDITIONS DE VOL VIA LA SIMULATION…. 75

III.1. Le protocole initial 75
III.1.1. Les données d'essais 75
III.1.2. Le passage aux conditions de vol 76
III.1.3. Les données de simulation 80
III.1.4. Le protocole complet 82
III.1.5. Les résultats actuels 83
III.1.6. Étude du placement du capteur de champ 86

III.2. Les améliorations du modèle 90
III.2.1. Au niveau environnemental 93
III.2.2. Au niveau de la définition de l'hélicoptère 102
III.2.3. Étude du gain lié aux évolutions du modèle 111

III.3. Transposition aux conditions de vol 114
III.3.1. Préparation des données 114
III.3.2. Étude de la transposition 115
III.3.3. Transposition à partir des courants de câble 117
III.3.4. Modèles retenus 122

III.4. Bilan et perspectives 123

CHAPITRE IV. EXTRAPOLATION BASSE FREQUENCE 125

IV.1. Présentation des signaux mis en jeu pour l'extrapolation 125

IV.2. Présentation de la méthode actuellement utilisée 129

IV.3. Définition du besoin 131

IV.4. L'origine de la méthode Matrix Pencil 134
IV.4.1. De la méthode de Prony 134
IV.4.2. À la méthode Matrix Pencil 135

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.5. Hypothèses initiales 135

IV.6. Principe 136

IV.7. Reconstruction du signal 136

IV.8. Exigence sur la précision du calcul numérique 137

IV.9. Paramètres 138
IV.9.1. Méthode de calcul pour une fréquence 138
IV.9.2. Méthode reposant sur l'étude du profil des valeurs singulières 140
IV.9.3. Analyse des facteurs influençant la valeur de M 142

IV.10. Application au cas canonique 152

IV.11. Application au cas du H160 155

IV.12. Discussion sur la stabilité des résultats 157

IV.13. Premier bilan sur l'étude de l'extrapolation Matrix Pencil 160

IV.14. Choix de la forme d'onde en entrée 161

IV.15. Application à d'autres structures 164
IV.15.1. Modifications des matériaux 164
IV.15.2. Le VSR700 165
IV.15.3. L'avion A350 167

IV.16. Passage dans le domaine temporel 169
IV.16.1. Étude des écarts en absolu 169
IV.16.2. Étude des écarts en relatif 175

IV.17. Application à des formules littérales 177

IV.18. Protocole d'application de cette méthode 180
IV.18.1. Choix de la forme d'onde 180
IV.18.2. Étape de calibrage 181
IV.18.3. Protocole complet 183
IV.18.4. Gestion des limitations 184

IV.19. Bilan et perspectives 185

CONCLUSION GENERALE 189

PERSPECTIVES 189

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 191

LISTE DES PUBLICATIONS 197

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure 1 : Écureuil à gauche et H160 à droite ©Airbus Helicopters....23
Figure 2 : Émetteur haute fréquence de la BBC de 500 kW émettant entre 2 et 30 MHz....26
Figure 3 : Navire de mission militaire capable de faire apponter un hélicoptère 27
Figure 4: Hélicoptère soumis aux agressions champ fort....27
Figure 5 : Explosion intempestive d'armements....27
Figure 6 : Protocole d'essais pour les armements....28
Figure 7 : Vue du H160, hélicoptère possédant beaucoup d'ouvertures vitrées ©Airbus Helicopters 29
Figure 8 : Vue du routage des câbles en zone externe depuis un logiciel de simulation 29
Figure 9 : Capots à connecter électriquement (en rouge)....30
Figure 10 : Schéma d'un SBM et des solutions antérieures....31
Figure 11 : Environnement de certification (niveaux moyens) 32
Figure 12 : Environnement de certification (niveaux pulsés)....32
Figure 13 : Schéma simplifié de la certification des fonctions LEVEL A 34
Figure 14 : Association bande de fréquences et moyen d'essais 35
Figure 15 : Courant sur un câble et gabarit....36
Figure 16 : Pince pour relever les courants....36
Figure 17 : Sonde de champ unidirectionnelle (DGA-TA)....37
Figure 18 : Hélicoptère placé dans un retour coaxial (ici pour la foudre)....38
Figure 19 : Vue Catia de la position des bandes du retour coaxial 38
Figure 20 : Vue Catia d'une potence....39
Figure 21 : NH90 (gauche) et H175 (droite) dans le retour coaxial ©Airbus Helicopters 39
Figure 22 : H160 lors des essais en rayonné ©Airbus Helicopters 40
Figure 23 : Hélicoptères en essai en espace libre 41
Figure 24 : Résultats de l'extrapolation aux conditions de vol....42
Figure 25 : Principales zones d'attachement foudre pour un avion commercial....46
Figure 26 : Principales zones d'attachement foudre pour un hélicoptère....46
Figure 27 : Schéma de Yee [37]....49
Figure 28 : Visualisation du cas canonique avec Visufd 53
Figure 29 : Visualisation de l'interface ZEBRA 54
Figure 30 : Visualisation du cas canonique avec FEKO....55
Figure 31 : Caisson avec ses fils avec et sans retour coaxial....56

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 32 : Disposition des fils 3 et 9 56
Figure 33 : Tension au niveau du fil 9 (fil externe) cas porte ouverte 57
Figure 34 : Tension sur le fil 3 (fil interne) cas porte ouverte 57
Figure 35 : Fil interne pour le caisson porte fermée - formalisme de plaque ne considérant pas l'effet de peau 59
Figure 36 : Fil interne pour le caisson porte fermée - formalisme considérant l'effet de peau pour les plaques....60
Figure 37 : Tension pour un fil perpendiculaire au sens du couplage 61
Figure 38 : Tension sur le fil 4 pour deux hauteurs câble-plaque différentes (2 cm et 4 cm) 62
Figure 39 : Tension pour le fil interne 63
Figure 40 : Tension pour le fil externe 63
Figure 41 : Caisson tourné de 45° selon l'axe Oz avec Cutoo-FD....64
Figure 42 : Rotation effectuée avec TEMSI-FD pour un pas de 2 cm (structure seule)....65
Figure 43 : Résultats de la rotation sur le fil interne 65
Figure 44 : Résultats de la rotation sur le fil externe....66
Figure 45 : Caisson avec une fente autour de la porte fermant la cavité 67
Figure 46 : Circuit équivalent pour le fil 9 (boîte fermée) 70
Figure 47 : Tension aux bornes de la résistance de 100 ohms du fil 9 71
Figure 48 : Module de l'impédance interne de la cavité et de sa self propre 71
Figure 49 : Tension aux bornes de la résistance de 1 mΩ du fil 4 ou 9 72
Figure 50:Module des impédances de plaque et de cavité 73
Figure 51 : Hélicoptère en retour coaxial : état 1 à gauche et état 1' à droite 77
Figure 52 : Hélicoptère en retour coaxial : état 2 77
Figure 53 : Hélicoptère en espace libre : état 1 à gauche et état 1' à droite....77
Figure 54 : Hélicoptère en espace libre : état 2 78
Figure 55 : Découpage par zones de l'hélicoptère 79
Figure 56 : Câble cheminant dans différentes zones de l'hélicoptère....80
Figure 57 : Calcul du champ magnétique H au centre des faces....80
Figure 58 : Hélicoptère avec l'ensemble des points de champ requis en simulation 81
Figure 59 : Différentes illuminations....81
Figure 60 : Données d'entrée pour le calcul des facteurs de transpositions....82
Figure 61 : Diagramme complet du processus de transposition 83
Figure 62 : Fonction de transfert calculée et mesurée : bonne correspondance des enveloppes 84

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 63 : Fonction de transfert calculée et mesurée : enveloppe surestimée 85

Figure 64 : Champ magnétique calculé et mesuré 86

Figure 65 : Disposition des capteurs de champ pour calculer une moyenne autour du point concerné (en cyan) 87

Figure 66 : Champ relevé pour chaque capteur associé à un point de mesure 87

Figure 67 : Comparaison entre mesure, point de champ donné et moyenne autour du point donné. 88

Figure 68 : Variation du champ en fonction de l'orientation de la sonde 89

Figure 69 : Étude de l'influence des composantes sur la comparaison mesures-calculs 90

Figure 70 : Cartographie en champ magnétique de surface pour l'hélicoptère en retour coaxial pour 9 MHz (dBA/m) 91

Figure 71 : Cartographie en champ magnétique de surface pour l'hélicoptère en retour coaxial pour 28.9 MHz (dBA/m) 91

Figure 72 : Cartographie en champ magnétique de surface externe de l'hélicoptère PEC pour 9 MHz (dBA/m) 92

Figure 73: Cartographie en champ magnétique de surface interne de l'hélicoptère PEC pour 9 MHz (dBA/m) 92

Figure 74 : Plan de masse positionné sous l'hélicoptère 93

Figure 75 : Champ de surface avec et sans plan de masse 94

Figure 76 : Différence en champ magnétique de surface avec et sans le sol pour 1 MHz (dBA/m) 95

Figure 77 : Différence en champ magnétique de surface avec et sans le sol pour 21 MHz (dBA/m) 95

Figure 78 : Manipulation mise en place pour estimer les caractéristiques de la liaison sol-injection 96

Figure 79 : Schéma de la manipulation 97

Figure 80 : Valeurs d'impédance en fonction de la hauteur sol-plaque 97

Figure 81 : Circuit en parallèle équivalent 98

Figure 82 : Comparaison mesure-circuit équivalent 99

Figure 83 : Modèle de l'hélicoptère avec le lien plan de masse - avant cône d'injection 99

Figure 84 : Résultats en prenant en compte le lien plan de masse-injection 100

Figure 85 : Modèle d'hélicoptère entouré des parois du hangar 101

Figure 86 : Champ magnétique avec la présence des murs 101

Figure 87 : Cartographie en champ magnétique de surface externe de l'hélicoptère avec les matériaux réels pour 9 MHz (dBA/m) 102

Figure 88 : Champ de surface selon les matériaux utilisés 103

Figure 89 : Différence en champ magnétique de surface entre le cas PEC et le cas matériaux réels pour 21 MHz (dBA/m) 104

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 90 : Champ de surface selon la définition des fentes 105
Figure 91 : Modification de la charge d'adaptation (avant à gauche, après à droite) 105
Figure 92 : Cône d'injection et de charge 106
Figure 93 : Champ de surface selon les modifications apportées à la charge 106
Figure 94 : Paramètre S11 pour différentes configuration de la charge (échelle logarithmique) 107
Figure 95 : Paramètre S11 pour différentes configuration de la charge (échelle linéaire) 108
Figure 96 : Champ de surface suite à une modification du retour coaxial.....109
Figure 97 : Étude de l'influence des fils obliques sur les champs magnétiques.....110
Figure 98 : Étude de l'influence des fils obliques sur les champs magnétiques (zoom).....110
Figure 99 : Modèle de l'hélicoptère en matériaux réels avec les points de champ repositionnés 114
Figure 100 : Cas où les enveloppes étaient déjà similaires.....115
Figure 101 : Cas où les enveloppes étaient déjà similaires (zoom).....116
Figure 102 : Cas où la transposition surestimait les niveaux 116
Figure 103: Cas où la transposition surestimait les niveaux (zoom) 117
Figure 104 : Câble test au plafond (gauche) et en upper-deck (droite).....118
Figure 105 : Câbles test dans le modèle; câble cabine (gauche) et upper-deck (droite).....118
Figure 106 : Courant sur le câble en upperdeck 119
Figure 107 : Courant sur le câble en cabine 119
Figure 108 : Transposition basée sur les courants câble 1 120
Figure 109 : Transposition basée sur les courants câble 1 (zoom) 121
Figure 110 : Transposition basée sur les courants câble 2 121
Figure 111 : Transposition basée sur les courants câble 2 (zoom) 122
Figure 112 : Transitoire couplé sur un câble suite à l'injection d'une onde A dans l'hélicoptère.....126
Figure 113 : Exemple de réponse temporelle 127
Figure 114 : Zoom de la réponse temporelle aux temps longs 127
Figure 115 : Signal temporel tronqué 128
Figure 116 : Transformées de Fourier à partir des signaux tronqués.....129
Figure 117 : Filtrage dû à l'accélération basse fréquence 130
Figure 118 : Coupe de l'hélicoptère avec Mefisto (chaque point représente un câble) 131
Figure 119 : Courant de court-circuit dans le domaine fréquentiel.....132
Figure 120 : Courant de court-circuit dans le domaine temporel 133
Figure 121 : Tensions de circuit ouvert pour 1 A injecté dans le domaine fréquentiel.....133
Figure 122 : Tension de circuit ouvert dans le domaine temporel 134

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 123 : Profil de *M* avec un plateau 139
Figure 124 : Profil de M présentant un plateau en considérant des écarts inférieurs à 10% 139
Figure 125 : Profil de M ne présentant aucun plateau 140
Figure 126 : Profil du rapport des valeurs singulières pour différents *M* - câble interne 141
Figure 127 : Coupe du cylindre modélisé avec ASERIS NET 142
Figure 128 : Influence de la longueur de la structure sur le courant 143
Figure 129: Influence de la longueur de la structure sur le paramètre M 143
Figure 130 : Influence du diamètre (structure de 10m) 144
Figure 131 : Influence du diamètre (structure de 50m) 145
Figure 132 : Influence du diamètre de la structure sur le paramètre M 145
Figure 133: Influence de l'encombrement de la structure pour une longueur de 10m 146
Figure 134 : Influence de l'encombrement de la structure pour une longueur de 50m 147
Figure 135 : Profil de M en fonction de l'encombrement 148
Figure 136 : Influence du nombre d'échantillons dans le domaine fréquentiel pour une longueur de 10m 149
Figure 137 : Influence du nombre d'échantillons dans le domaine temporel pour une longueur de 10m 149
Figure 138 : Étude du paramètre M en fonction du nombre d'échantillons 150
Figure 139 : Influence de la forme d'onde pour la structure de 10m 151
Figure 140 : Profil de M avec un quotient-exponentiel (Qexp) pour plusieurs longueurs 152
Figure 141 : Signal extrapolé à partir d'une gaussienne à 400MHz 153
Figure 142 : Signal reconstruit à partir de deux gaussiennes et une extrapolation 154
Figure 143 : Protocole pour l'utilisation de la méthode Matrix Pencil 154
Figure 144 : Extrapolation sur un câble du H160 155
Figure 145 : Extrapolation sur un câble du H160 156
Figure 146 : Extrapolation sur un câble du H160 avec une erreur 157
Figure 147 : Signal issu de deux méthodes de reconstruction différentes (cas erroné) 158
Figure 148 : Signal issu de deux méthodes de reconstruction différentes (cas cohérent) 159
Figure 149 : Réponse temporelle après extrapolation 160
Figure 150 : Allure de la WFA avec une quad-exponentielle ou une bi exponentielle 162
Figure 151 : Pied de la WFA avec une quad-exponentielle ou une bi exponentielle 162
Figure 152 : Signaux obtenus pour une fonction quad-exponentielle, cas avec une bonne corrélation HF 163

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 153 : Signaux obtenus pour une fonction quad exponentielle, cas avec un manque de contenu HF 164
Figure 154 : Extrapolation sur la base de deux configurations de matériaux différentes 165
Figure 155 : VSR 700 ©Airbus Helicopters 166
Figure 156 : Étude du paramètre M pour le VSR700 166
Figure 157 : Extrapolation pour le VSR700 167
Figure 158 : Airbus A350 ©Airbus 167
Figure 159 : Étude du paramètre M pour un A350 168
Figure 160 : Signal issus des calculs sur A350 extrapolé 169
Figure 161 : Processus de passage dans le domaine temporel 170
Figure 162 : Réponse temporelle liée à un câble basse impédance 170
Figure 163 : Réponse temporelle liée à un câble haute impédance 171
Figure 164 : Résultats de l'extrapolation dans le domaine temporel (câble haute impédance) 172
Figure 165: Zoom sur les résultats de l'extrapolation dans le domaine temporel (câble haute impédance) 172
Figure 166 : Résultats de l'extrapolation dans le domaine temporel (câble basse impédance).....173
Figure 167 : Cross section avec 5 blindages réalisée avec ASERIS NET.....173
Figure 168 : Signaux après la mise en place du protocole ASERIS NET.....174
Figure 169 : Signaux après la mise en place du protocole ASERIS NET.....175
Figure 170 : Résultats temporels extrapolés selon les matériaux 176
Figure 171 : Signaux extrapolés dans le domaine fréquentiel 178
Figure 172 : Signal extrapolé et transposé dans le domaine temporel à partir de 20 µs 179
Figure 173 : Signal extrapolé et transposé dans le domaine temporel à partir de 50 µs 179
Figure 174 : Paramètres de la gaussienne [58].....181
Figure 175 : Définition de la gaussienne.....181
Figure 176 : Protocole de calibrage 183
Figure 177 : Protocole complet pour l'extrapolation.....184

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux

Tableau 1 : Dispersion des bandes de fréquences et utilisation [3].....25

Tableau 2 : Synthèse des méthodes numériques 52

Tableau 3 : Différentes valeurs de résonances et d'antirésonances selon le fil 68

Tableau 4 : Comparaison des facteurs de corrélation au niveau de l'influence du sol 112

Tableau 5 : Comparaison des facteurs de corrélation au niveau de l'influence de la définition des matériaux 112

Tableau 6 : Comparaison des facteurs de corrélation au niveau de l'influence de l'ajout des fentes113

Tableau 7 : Moyenne des erreurs moyennes pour tous les capteurs 113

Tableau 8 : Temps de calcul avec et sans extrapolation 161

Tableau 9 : Erreur relative de l'intégrale selon la méthode de calcul 177

Tableau 10 : Erreur relative de l'intégrale d'action selon la méthode de calcul 177

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Liste des Acronymes

ABS ..... Anti Blocking System
ARP ..... Aerospace Recommended Practice
BF ..... Basse fréquence
BIBC ..... Bilateral Impedance Boundary Condition
CAO ..... Conception Assistée par Ordinateur
CEM ..... Compatibilité Électromagnétique
CFL ..... Courant Friedrich Lévy
CIFRE ..... Conventions Industrielles de Formation par la Recherche
DGTD ..... Discontinuous Galerkin Time Domain
EASA ..... European Union Aviation Safety Agency
ESN ..... Electrical Structural Network
FAA ..... Federal Aviation Administration
FADEC ..... Full Authority Digital Engine Control
FDTD ..... Finite Time Domain Difference
FEM ..... Finite Element Method
FFT ..... Fast Fourier Transform
FIT ..... Finite Integration Technic
FMM ..... Fast Multipole Method
GPOF ..... Generalized Pencil of Function
HERO ..... Hazards of Electromagnetic Radiation to Ordnance
HIRF ..... High Intensity Radiated Field
IE ..... Integral Equation
IFR ..... Instrumental Flight Rules
LIE ..... Lightning Indirect Effect
MLFMM ..... Multi Level Fast Multipole Method
MoM ..... Method of Moment
PEC ..... Perfect Electrical Conductor
PEEC ..... Partial Element Equivalent Circuit
PVC ..... PolyChlorure de Vinyle
SBM ..... Surge Blocking Module
SIBC ..... Surface Impedance Boundary Condition
SVD ..... Singular Value Decomposition
TF ..... Transfer Function
TFD ..... Transformée de Fourier Discrète
TLM ..... Transmission Line Matrix
TVS ..... Transient Voltage Suppressor
VFR ..... Visual Flight Rules
WFA ..... Wave Form A

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Introduction

Afin d'être toujours plus performants, les avionneurs et hélicoptéristes cherchent aujourd'hui à améliorer les capacités opérationnelles de leurs appareils en cherchant notamment à les alléger. En effet, réduire la masse de la structure permet d'augmenter la masse de chargement ou de réduire la consommation de carburant. Ce besoin se manifeste par l'accroissement de l'utilisation de matériaux composites lors de la conception de nouveaux appareils. Si ceux-ci sont plus légers que les matériaux métalliques classiquement employés, ils n'offrent pas la même protection face aux agressions électromagnétiques. En effet, la faradisation de la structure n'est pas aussi efficace et les équipements traditionnellement conçus pour des structures métalliques ne peuvent donc pas être installés sans protections supplémentaires face aux agressions électromagnétiques externes. Pour parer à cette difficulté, un réseau interne, l'ESN (Electrical Structural Network) est mis en place. Ce dernier est un ensemble d'éléments métalliques intégré à la structure interne de l'appareil pour retrouver des propriétés protectrices similaires à celles obtenues pour un appareil majoritairement constitué d'éléments métalliques. L'objectif est donc de minimiser ce réseau qui ajoute de la masse à l'appareil tout en assurant une protection optimale des équipements internes. Au cours des différentes études, il a été constaté que les effets indirects de la foudre sont les agressions dont les contraintes dimensionnent ce réseau de protection. Afin de dimensionner cet ESN, de nombreuses études ont été menées [1]. Ces études sont largement basées sur des simulations électromagnétiques 3D, de ce fait, le protocole de modélisation des effets indirects de la foudre est maintenant arrivé à un point de maturité suffisant.

Toutefois, celui-ci n'est, pour l'heure, pas encore atteint pour traiter les agressions champ fort, c'est-à-dire les agressions provenant des rayonnements radar et radio. Ces agressions sont différentes des agressions foudre tant en terme de niveau que de bande de fréquence et, qui de ce fait, sont responsables de phénomènes physiques très différents de ceux liés à la menace foudre. C'est pourquoi une étude approfondie de la modélisation dans ce cadre est nécessaire afin de pouvoir optimiser les protections mise en place pour ces agressions champ fort en avance de phase via la simulation. L'objet de cette thèse est de répondre à cette problématique, ce mémoire présente donc les résultats de l'étude réalisée dans le cadre d'un contrat CIFRE (Conventions Industrielles de Formation par la REcherche) entre Airbus Helicopters situé à Marignane et le laboratoire Xlim de l'Université de Limoges. Le sujet de cette thèse est la « modélisation électromagnétique unifiée pour les contraintes foudre et champ fort sur aéronefs ».

En effet, afin de rester compétitif sur le marché des hélicoptères, Airbus Helicopters se doit d'optimiser les performances de ses produits dans les conditions opérationnelles en particulier en minimisant la masse de la structure tout en conservant un niveau de protection suffisant face aux agressions électromagnétiques. Cette étude est d'autant plus importante que les hélicoptères sont des appareils susceptibles d'être fortement soumis aux agressions électromagnétiques champ fort du fait de leurs profils de mission qui peuvent les conduire à des distances réduites avec les émetteurs radio et radar au sol. De la même manière que pour les agressions foudre, chaque ajout de protection engendre un apport de masse et des manipulations supplémentaires sur les hélicoptères, il devient donc nécessaire d'anticiper le besoin de protection et donc les zones les plus exposées à ces menaces. Les essais réalisés sur les hélicoptères afin de certifier leur bonne tenue aux agressions servent aujourd'hui de moyens de conformité face aux choix réalisés. Cependant, pour certaines gammes de fréquences, les résultats d'essais peuvent s'éloigner des conditions d'illumination réelles à cause de l'impact des moyens d'essai

Licence CC BY-NC-ND 3.0

sur les distributions de courants. C'est pourquoi les simulations 3D sont fortement utilisées pour calculer des facteurs de transposition des résultats d'essais aux résultats en conditions de vol. Cette étape est cruciale pour la démonstration de conformité au champ fort, par conséquent, la capacité prédictive du modèle est donc essentielle.

Une utilisation des mêmes modèles pour les problématiques foudre et champ fort est envisagée. Cependant, cela implique des temps de calculs très longs, plusieurs jours, par conséquent il est nécessaire de trouver des solutions pour réduire cette attente de résultats. C'est pourquoi l'utilisation d'une méthode d'extrapolation appelée Matrix Pencil est proposée.

Les travaux présentés ici s'appuieront principalement d'une part sur les essais de certification champ fort réalisés en 2018 sur l'hélicoptère H160 et d'autre part sur différents modèles 3D de ce même hélicoptère. Ce dernier fait partie de la gamme des appareils moyens et sa mise en service est prévue pour 2020. Il est destiné principalement aux services publiques, aux services médicaux d'urgence, aux clients privés ou encore au transport pour les plateformes pétrolières [2].

Ce mémoire s'articule en quatre chapitres afin de répondre à la problématique générale de « modélisation électromagnétique unifiée pour les contraintes foudre et champ fort sur aéronefs».

Le premier chapitre de ce manuscrit présente le contexte général au sein duquel se place cette thèse avec en particulier le processus de certification que doivent suivre les hélicoptères pour être commercialisés et autorisés à voler. Ce processus de certification dans le cadre du champ fort doit répondre à des contraintes définies par l'environnement dans lequel on se place, c'est pourquoi ces environnements seront également détaillés. Le contexte industriel et les objectifs qui en découlent seront présentés à la fin de ce chapitre.

Dans le second chapitre, les différentes méthodes de simulation numérique utilisées pour les problématiques de compatibilité électromagnétiques sont décrites. Par la suite, une présélection de deux méthodes qui sont la résolution par différences finies et la méthode des équations intégrales est justifiée. Ces techniques sont utilisées par de nombreux universitaires ou dans des logiciels commerciaux. Dans le cadre de cette thèse, nous avons eu à notre disposition les logiciels ASERIS-FD, TEMSI-FD, ASERIS-BE et FEKO. Une étude sur un caisson, qui est exploité comme un cas canonique, est réalisée afin de faire un choix entre ces différentes méthodes et ces différents logiciels. Cette étude permet d'une part de bien appréhender les différentes composantes du couplage électromagnétique apparaissant sur les différents câbles de la structure canonique et d'autre part d'identifier les points forts et les limitations de chaque méthode et logiciel. À partir de cette étude complète, un circuit équivalent est réalisé afin de mettre en évidence les comportements physiques du caisson face à ces agressions extérieures. L'étude de ce cas canonique a donc permis de préparer l'étude plus complexe sur l'hélicoptère H160.

Le troisième chapitre présente en détails le protocole de transposition permettant de passer des résultats d'essais à ceux que l'on obtiendrait en conditions de vol, c'est-à-dire avec l'hélicoptère placé en espace libre. Certains écarts existent aujourd'hui entre les essais et les calculs, c'est pourquoi cette problématique est étudiée ici afin de minimiser ces différences. À l'heure actuelle, le protocole est basé sur la détermination des champs magnétiques de surface, par conséquent dans un premier temps l'étude porte sur les comparaisons entre les essais et les simulations pour ces observables. Dans le cadre de cette étude, différentes configurations du modèle numérique sont étudiées afin d'améliorer la représentativité de ce dernier et donc potentiellement sa capacité prédictive. L'apport de ces modifications sera quantifié dans le but de trouver un équilibre entre le niveau de détails requis et

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'efficacité des calculs. Une fois ce modèle défini, le protocole complet sera appliqué afin de retrouver les courants sur les différents câbles. L'objectif est d'étendre le domaine de validité des essais en retour coaxial.

Dans le but d'optimiser la réalisation du modèle numérique, un modèle numérique unique de la structure pour les agressions foudre et les agressions champ fort est étudié. Cette contrainte implique donc de couvrir à la fois les hautes fréquences et les basses fréquences (de 100 Hz à 400 MHz). Ces contraintes impliquent donc des temps de calculs très longs (plusieurs jours). C'est pourquoi, le quatrième et dernier chapitre présente la méthode d'extrapolation Matrix Pencil utilisée pour atteindre les niveaux basse fréquence à partir d'un calcul effectué sur une durée réduite. L'objectif fixé ici est de réduire d'un facteur 10 les temps de calcul par rapport à un calcul classique. Au cours de cette étude, un protocole permettant d'appliquer cette méthode dans un cadre industriel est établi avec notamment une estimation précise de ses paramètres mais également avec une détermination de ses limitations. En effet, même si cette méthode se révèle très efficace dans le cadre de notre application, il ne faut pas exclure certains signaux trop complexes pour lesquels l'extrapolation atteint ses limites. Il est donc nécessaire de savoir repérer ces cas problématiques pour ne pas prendre de décisions de conception sur la base de signaux extrapolés erronés.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre I. Présentation du contexte global industriel et objectifs

Ce premier chapitre présente le contexte industriel dans lequel cette thèse a pris place. Ce contexte tient compte de l'environnement dans lequel les hélicoptères évoluent mais également du processus de certification auquel ils sont soumis afin de pouvoir évoluer dans des environnements spécifiques. À travers ces descriptions, les problématiques liées aux vols avec des contraintes électromagnétiques fortes sont identifiées et permettent de définir les objectifs de cette étude.

I.1. Introduction générale

Le monde aéronautique a évolué très rapidement entre le début de l'aviation et les derniers modèles commercialisés. Cette évolution est passée par une complexification des aéronefs au niveau moteur, structure et commandes qui a été rendue possible grâce au développement des outils de conception. En effet, les moyens informatiques ont permis aux concepteurs de passer des plans papiers à la conception assistée par ordinateur (CAO) ou encore de démocratiser les études à partir de simulation lors des phases de conception afin d'anticiper d'éventuelles incompatibilités entre certaines approches. Cependant, l'évolution des aéronefs ne va pas sans contrepartie. En effet, plus l'appareil est complexe plus il y a des équipements liés à des fonctions critiques « Niveau A », ce qui signifie que leur perte entraînerait potentiellement un événement catastrophique. Par exemple, pour les hélicoptères, entre l'Écureuil et le H160, le nombre d'éléments LEVEL A est passé de un seul : le FADEC (Full Authority Digital Engine Control) à plus d'une soixantaine. Cet accroissement est lié à l'électrification de certaines fonctions, comme par exemple les freins ou la rétractation des trains.

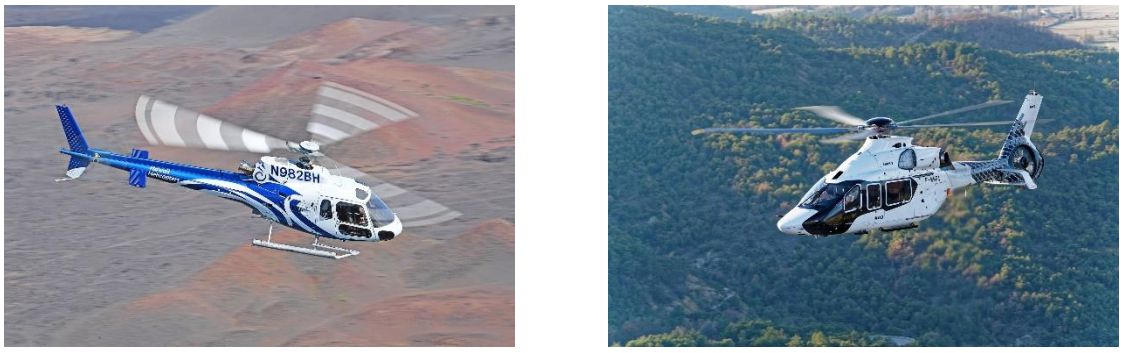


Figure 1 : Écureuil à gauche et H160 à droite ©Airbus Helicopters

Afin d'obtenir le droit de voler et par conséquent d'être commercialisés, tous les aéronefs doivent être certifiés par un organisme extérieur. Pour ce faire, le concepteur doit démontrer que l'appareil répond aux exigences de sécurité dans son environnement opérationnel. L'organisme de certification est l'EASA (European Union Aviation Safety Agency) pour l'Europe et la FAA (Federal Aviation Administration) pour les États-Unis. Cette certification est réalisée pour toutes les problématiques qui peuvent être rencontrées au cours des différentes missions de ces aéronefs (problématiques temps chauds, temps froids, agression foudre, …).

Dans cette thèse nous nous focaliserons principalement sur les agressions électromagnétiques champs fort (HIRF : High Intensity Radiated Field) auxquelles peuvent être soumis les hélicoptères. Ces agressions sont engendrées par la présence d'antennes et radars dans l'environnement proche de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'appareil. Les radars considérés ici sont de diverses natures et couvrent une large gamme de fréquences; par conséquent, selon les antennes, les fréquences d'agressions ainsi que la puissance d'émission varient. C'est pourquoi une étude complète est indispensable afin de couvrir l'ensemble des configurations que l'hélicoptère peut rencontrer au cours de ses missions. Les menaces à considérer sont majoritairement celles rencontrées dans le domaine civil. Cependant, pour les plateformes militaires, le spectre d'agressions est plus large et puissant car elles peuvent opérer dans un environnement plus sévère. En effet dans le domaine militaire, d'autres agressions plus importantes peuvent être engendrées par la proximité avec des radars de forte puissance notamment en phase d'appontage ou encore lors d'agressions intentionnelles. Afin de protéger les hélicoptères de toutes ces agressions électromagnétiques, différentes solutions peuvent être mises en place que ce soit au niveau de la structure en assurant la connexion électrique des capots, au niveau des équipements, en demandant au fournisseur d'assurer le fonctionnement pour des niveaux de champ bien définis ou encore au niveau des câblages avec la mise en place de blindages et sur-blindages. L'ensemble de ces protections mises en place sont destinées à éviter la perte d'éléments critiques lors d'un passage à proximité d'une antenne par exemple. Tous les niveaux considérés sont décrits dans des documents réglementaires qui guident les fabricants pour répondre aux critères de certification. Afin de traiter cette problématique, des essais ainsi que des simulations sont réalisés pour vérifier la compatibilité des hélicoptères avec les environnements qu'ils sont susceptibles de rencontrer. Les particularités des environnements à traiter sont présentées dans la partie suivante après avoir présenté l'environnement champ fort, ses sources et ses conséquences.

Les contraintes champs forts ne peuvent pas être traitées sans évoquer la problématique liée à aux effets indirect de la foudre (LIE : Lightning Indirect Effect), c'est-à-dire les dommages et les dysfonctionnements rencontrés par les équipements électroniques en raison des courants et tensions induits sur les câblages lors d'un impact foudre. En effet, même si ce type d'agressions n'est pas au cœur de la thèse, cette problématique se doit d'être prise en compte lors de l'étude des différentes méthodes de modélisation utilisées pour traiter les agressions HIRF. En effet, nous souhaitons utiliser les mêmes modèles numériques pour les deux types d'étude. Cette contrainte est liée au besoin industriel de gain de temps et d'efficacité dans les simulations.

Les effets directs de la foudre, c'est-à-dire les dommages électromécaniques causés directement par l'impact foudre (brûlure, perçage, délamination du composite, expulsion de pièces de l'hélicoptère, étincelage au niveau des fixations pouvant entraîner des explosions en particulier au niveau des réservoirs de carburant,...), ne seront quant à eux pas évoqués dans la suite de ce manuscrit. En effet, même si les impacts foudre sont également la source de dysfonctionnements, la manière de certifier les appareils face à ces agressions ainsi que les dommages rencontrés restent très éloignés des problématiques électromagnétiques.

C'est pourquoi, la suite de ce manuscrit se focalise principalement sur les agressions HIRF mais les contraintes liées aux effets indirects de la foudre seront présentes afin de guider l'étude lors des décisions concernant entre autres les outils de modélisation. L'ensemble des contraintes liées à l'environnement champ fort ainsi que le processus actuel mis en place pour certifier les hélicoptères face à ce type d'agressions sont décrits dans la suite de ce chapitre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.2. L'environnement

Avant de s'intéresser à la description des environnements à prendre en compte pour les certifications aéronautiques et plus particulièrement à l'environnent spécifique aux hélicoptères, une présentation plus générale est réalisée ci-après afin de bien comprendre quels sont les facteurs mis en jeu lors d'une agression électromagnétique.

I.2.1. Généralités

Les menaces électromagnétiques qui nous intéressent dans cette thèse sont principalement situées entre 10kHz et 400MHz. Ces fréquences correspondent majoritairement aux ondes radio et radar (Tableau 1).

Tableau 1 : Dispersion des bandes de fréquences et utilisation [3]

Désignation internationale	Désignation francophone	Fréquence	Exemple d'utilisation
ELF (Extremely Low Frequency)	EBF (Extrêmement Basses Fréquences)	3 Hz à 30 Hz	Détection de phénomènes naturels
SLF (Super Low Frequency)	SBF (Super Basses Fréquences)	30 Hz à 300 Hz	Communication avec les sous-marins
ULF (Ultra Low Frequency)	UBF (Ultra Basses Fréquences)	300 Hz à 3000 Hz	Détection de phénomènes naturels
VLF (Very Low Frequency)	TBF (Très Basses Fréquences)	3 kHz à 30 kHz	Recherche scientifique
LF (Low Frequency)	BF (Basses Fréquences)	30 kHz à 300 kHz	Radionavigation, radiodiffusion
MF (Medium Frequency)	MF (Moyennes Fréquences)	300 kHz à 3 MHz	Appareil de recherche de victime d'avalanche
HF (High Frequency)	HF (Hautes fréquences)	3 MHz à 30 MHz	Militaire, aéronautique, météo
VHF (Very High Frequency)	THF (Très Hautes Fréquences)	30 MHz à 300 MHz	Aéronautique, pompier, SAMU, gendarmerie
UHF (ultra High Frequency)	UHF (Ultra Haute Fréquences)	300 MHz à 3 GHz	GSM, GPS, Wi-Fi, Télévision
SHS (Super High Frequency)	SHF (Super Hautes Fréquences)	3 GHz à 30 GHz	Radio diffusion par satellite, radar météorologique
EHF (Extremely High Frequency)	EHF (Extrêmement Hautes Fréquences)	30 GHz à 300 GHz	Réseaux privés, radars anticollision pour l'automobile
Terahertz	Térahertz	300 GHz à 3000 GHz	Utilisé de la même façon que les infra-rouges en radioastronomie

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En effet, les émetteurs sont généralement conçus pour émettre des niveaux suffisamment intenses pour que leurs signaux soient perçus par des récepteurs situés à des distances importantes. Par exemple, la radio BBC pour des émissions longue distance (Figure 2) en bande HF, émet un champ très intense qui engendrerait des perturbations sur les différents équipements électroniques d'un hélicoptère qui se situerait à proximité.

Figure 2 : Émetteur haute fréquence de la BBC de 500 kW émettant entre 2 et 30 MHz

Ces problématiques peuvent toucher différents domaines autres que l'aéronautique comme l'automobile [4]. Nous pouvons par exemple citer des déclenchements d'ABS (Anti Blocking System) de voitures en Allemagne de manière intempestive dus à la présence de radars en bordure d'autoroute. Dans le domaine aéronautique, plusieurs accidents, liés à ces agressions HIRF, peuvent être cités parmi lesquels nous retrouvons l'accident d'un Tornado en 1984 près de Munich ou encore des accidents de F16 en 1995. En 1988, l'agence internationale fait part d'un accident d'hélicoptère de l'US Army qui a couté la vie à 22 personnes. Cet accident a été provoqué par des interférences électromagnétiques car l'hélicoptère volait trop près des émetteurs radio et radar.

Pour les appareils militaires la menace est plus forte car ces derniers sont susceptibles d'apponter sur des navires dotés de brouilleurs et de radars plus puissants que ceux utilisés dans le domaine civil (Figure 3). De plus, les hélicoptères militaires sont susceptibles de transporter des armements dont il faut éviter le déclenchement intempestif ; c'est pourquoi il faut d'autant plus les protéger face aux menaces HERO (Hazards of Electromagnetic Radiation to Ordnance) (Figure 4). Par conséquent des protections supplémentaires pourront être installées sur des hélicoptères militaires.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 3 : Navire de mission militaire capable de faire apponter un hélicoptère

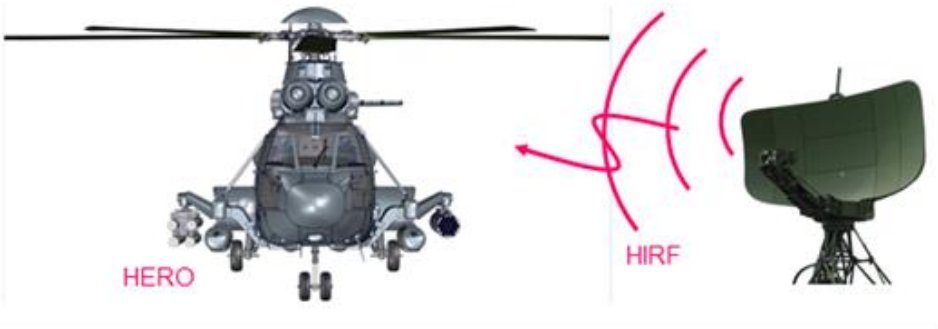


Figure 4: Hélicoptère soumis aux agressions champ fort
(HIRF: High Intensity Radiated Field et HERO: Hazards of Electromagnetic Radiation to Ordnance)

Un accident est déjà survenu suite à l'explosion d'un missile à bord de l'US Aircraft Carrier Forrestal lors d'un appontage en 1967 (Figure 5). Cette explosion a fait plus de 134 morts et 160 blessés. Les causes de cet événement sont une mauvaise reprise des blindages sur le corps des connecteurs des missiles ce qui a rendu l'équipement sensible aux émissions radar.

Figure 5 : Explosion intempestive d'armements

C'est pourquoi une attention particulière est portée aux appareils militaires afin d'éviter de reproduire ce scénario. Désormais, des essais sont réalisés sur les systèmes d'armements fixés aux hélicoptères afin d'en identifier les limites et ainsi d'établir une enveloppe de menace à ne pas dépasser lorsqu'ils sont à proximité de sources radio et radar intenses (Figure 6).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 6 : Protocole d'essais pour les armements

D'une manière générale, ces exemples montrent à quel point il est important de bien connaître l'environnement dans lequel les différents hélicoptères opèrent afin d'intégrer les contraintes liées à cet environnement dans leur conception pour répondre à des besoins de sécurité.

I.2.2. Contexte industriel et motivations

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'étude de ces menaces et de l'environnement électromagnétique dans lequel évoluent les hélicoptères. Avant de présenter les différentes contraintes auxquelles ces appareils peuvent être confrontés, il est important ici de mettre en évidence les caractéristiques des hélicoptères et notamment leurs spécificités par rapport aux avions. En effet, à première vue ces deux types d'appareil peuvent être considérés de la même manière, cependant, pour les contraintes électromagnétiques ils ont des caractéristiques propres qui ont toute leur importance.

Tout d'abord, nous nous intéressons aux particularités liées à la structure d'un hélicoptère et à ses caractéristiques physiques. Les hélicoptères sont des appareils qui ont une structure très ouverte contrairement aux avions, ce qui les rend plus vulnérables aux agressions champ fort [5]. En effet, leurs larges ouvertures, permettant ainsi d'avoir des baies vitrées importantes ainsi que les larges portes facilitant les chargements sont responsables de nombreux couplages sur les câbles internes (Figure 7). En effet, des couplages électromagnétiques se produisent via ces ouvertures sur certains câbles internes à l'appareil qui ne profitent donc pas de l'atténuation qui pourrait être engendrée par la structure si elle était entièrement fermée (faradisation). Ce phénomène est amplifié, pour les basses fréquences du domaine d'étude, par la présence d'éléments composites de plus en plus présents sur la structure de l'appareil.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 7 : Vue du H160, hélicoptère possédant beaucoup d'ouvertures vitrées ©Airbus Helicopters

Par ailleurs, un hélicoptère possède également de nombreux câblages dans des zones exposées directement au champ électromagnétique comme par exemple au-dessus du plancher mécanique moteur (en upper-deck) (Figure 8). Il peut donc être nécessaire de protéger ces câbles avec du sur-blindage afin d'éviter des disfonctionnements dus à ces niveaux de couplage électromagnétique.

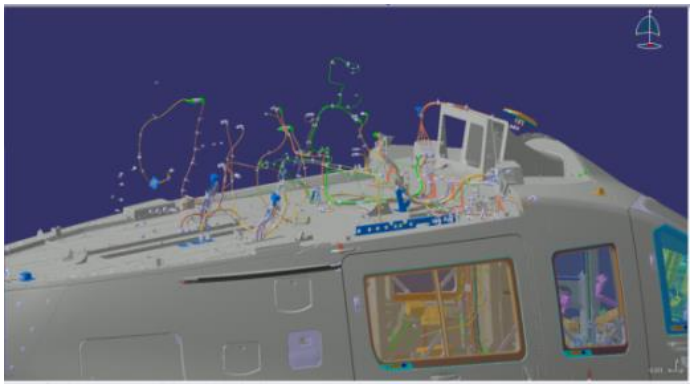


Figure 8 : Vue du routage des câbles en zone externe depuis un logiciel de simulation

D'autre part, nous pouvons nous intéresser au profil opérationnel des hélicoptères. En effet, au cours de leurs missions les hélicoptères sont d'autant plus soumis à ces agressions qu'ils sont susceptibles de s'approcher des radars bien plus près que les avions commerciaux car ils volent généralement à plus basse altitude que ces derniers. De plus, les hélicoptères peuvent être amenés à apponter sur des navires dotés de radars très puissants, ils sont alors potentiellement plus sujets aux dysfonctionnements des équipements si leur design n'est pas réalisé en conséquence. C'est pourquoi, il est nécessaire de considérer ces agressions dès la phase de conception et de mettre en place les moyens de protection nécessaires au niveau des câblages, de la structure et des équipements électroniques. Les environnements de vol qui définissent plus précisément les écarts entre les niveaux à tenir pour les avions et ceux pour les hélicoptères seront définis dans la partie I.2.3, cependant, nous pouvons déjà indiquer que pour les raisons énoncées ci-dessus, les niveaux demandés pour la certification sont plus importants pour les hélicoptères que pour les avions.

Ces forts niveaux de référence dans les gammes radio et radar contraignent donc les fabricants à prendre cette menace en compte lors de la conception de nouveaux hélicoptères. Pour réduire les niveaux induits sur certains câbles, il est possible de connecter électriquement les capots permettant d'y accéder afin de faradiser les zones concernées (Figure 9). Pour être pleinement efficace, cette

Licence CC BY-NC-ND 3.0

opération nécessite d'avoir une interconnexion entre les capots et la structure ce qui entraîne une difficulté supplémentaire car les capots sont des pièces mobiles destinées à être montées et démontées, principalement pour des opérations de maintenance. Cependant cette étape ne peut être systématiquement évitée notamment en raison de la présence d'équipements critiques dans ces zones.

Figure 9 : Capots à connecter électriquement (en rouge)

Il est donc important d'identifier le besoin précis au niveau de la protection électromagnétique afin de n'engendrer ni un apport de masse supplémentaire lié à la mise en place de ces protections ni des coûts additionnels liés à la fabrication, la qualification, et la maintenance de ces protections sur les hélicoptères. Des étapes de simulation sont donc prévues dans les phases de conception afin de tester différentes configurations dépendant de la disposition et la présence des protections afin d'optimiser le positionnement de ces protections supplémentaires. Parmi ces différentes configurations, nous pouvons citer la présence de sur-blindages, la disposition des équipements ou encore le choix des matériaux de la peau de l'hélicoptère. À l'heure actuelle cette phase de simulation est opérationnelle pour les agressions de type foudre mais nécessite plus de maturité pour les agressions champ fort. La corrélation essais-simulation, c'est-à-dire les capacités prédictives d'une approche de modélisation, reste à être démontrée afin de s'appuyer sur la modélisation des contraintes champ fort dès les phases de conception. En effet, aujourd'hui beaucoup d'efforts de modélisation ont été réalisés pour établir une approche prédictive pour la foudre, et donc le besoin se fait ressentir d'atteindre le même niveau de maturité pour le champ fort. Dans certaines zones de l'hélicoptère ce n'est pas la foudre mais le champ fort qui impose le besoin de protection des câblages, notamment à long terme en raison de l'arrivée de nouveaux composants de protection foudre plus performants. En effet, les effets indirects de la foudre seront de moins en moins les éléments principaux pour le dimensionnement de la protection électromagnétique car à l'avenir la généralisation des composants de protection foudre série comme le SBM (Surge Blocking Module) [6] à la place des TVS (Transient Voltage Suppressor) utilisées actuellement va permettre de sécuriser les équipements électroniques et donc de réduire les besoins de modélisation liés à la foudre et l'effort se concentrera donc sur la problématique du champ fort sur hélicoptère (Figure 10).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

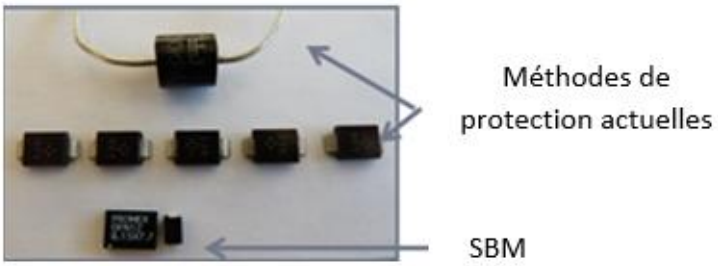


Figure 10 : Schéma d'un SBM et des solutions antérieures
(Source : http://www.elexis.fr/dei-composants-asic?lang=en)

L'objectif de cette thèse est donc de mettre en place une méthode de simulation adaptée aux champs forts. On s'appuiera sur des essais réalisés sur le H160 pour valider ce processus de simulation. Une des contraintes de cette méthode est d'utiliser le même outil de simulation que celui utilisé pour les applications foudre. En effet, avoir deux outils différents n'est pas envisageable industriellement lors des phases de design ici visées.

I.2.3. Caractéristiques techniques

Afin de définir les niveaux de durcissement à appliquer sur les hélicoptères, des documents réglementaires existent et définissent des environnements types et pires cas dans lesquels les aéronefs peuvent être amenés à évoluer. C'est dans cette optique que sont définis trois environnements dans l'ARP5583/ED107 issue A [7] . Ce document est l'Aerospace Recommended Practice (ARP) utilisé pour la certification des aéronefs en environnement champ fort. Dans ce document, sont définis les différents environnements types du domaine civil. Selon le type d'appareil considéré, il faut être protégé à l'un des trois environnements.

Le premier environnement décrit est appelé HIRF Environment I (Certification HIRF Environment). Cet environnement décrit la menace que doit tenir un avion pour sa certification ainsi qu'un hélicoptère pour un vol IFR (Instrumental Flight Rules). Il prend en compte les environnements aéroportuaires qui peuvent présenter une menace pour les aéronefs du fait de la présence d'une part de radars et d'autre part d'aéronefs à proximité qui eux aussi émettent (radios, radar météo embarqué,…). Les niveaux définis dans cet environnement sont basés sur des hypothèses de comportements typiques d'aéronefs à proximité des aéroports.

Le second est le HIRF Environment II (Normal HIRF Environment). Il décrit l'environnement standard auquel les aéronefs sont soumis lors des phases de vol en régime nominal. Plusieurs menaces ne sont pas considérées ici comme les radars de navires, des plateformes offshores,…

Le troisième et dernier environnement défini est le HIRF Environment III (Rotorcraft Severe Environment). Cet environnement est celui utilisé pour les hélicoptères. Il définit la menace à laquelle un hélicoptère peut être soumis et à laquelle il doit résister, en particulier lors des vols en conditions VFR (Visual Flight Rules). Il prend en compte le fait que les hélicoptères peuvent voler plus près des radars que les avions car ils sont amenés à évoluer à de plus basses altitudes. Les distances considérées pour calculer les champs au niveau de l'aéronef sont donc inférieures entre les hélicoptères et les antennes, ce qui entraîne des niveaux de champ à tenir supérieurs.

Les niveaux de protection requis pour les avions de ligne se basent donc sur une menace correspondant à celle de l'environnement I alors que pour les hélicoptères la menace considérée est

Licence CC BY-NC-ND 3.0

celle de l'environnement III. Les niveaux moyens (Figure 11) et pulsés (Figure 12) de ces deux environnements montrent bien que les hélicoptères sont soumis à des agressions électromagnétiques importantes et doivent donc être dotés de protections plus conséquentes.

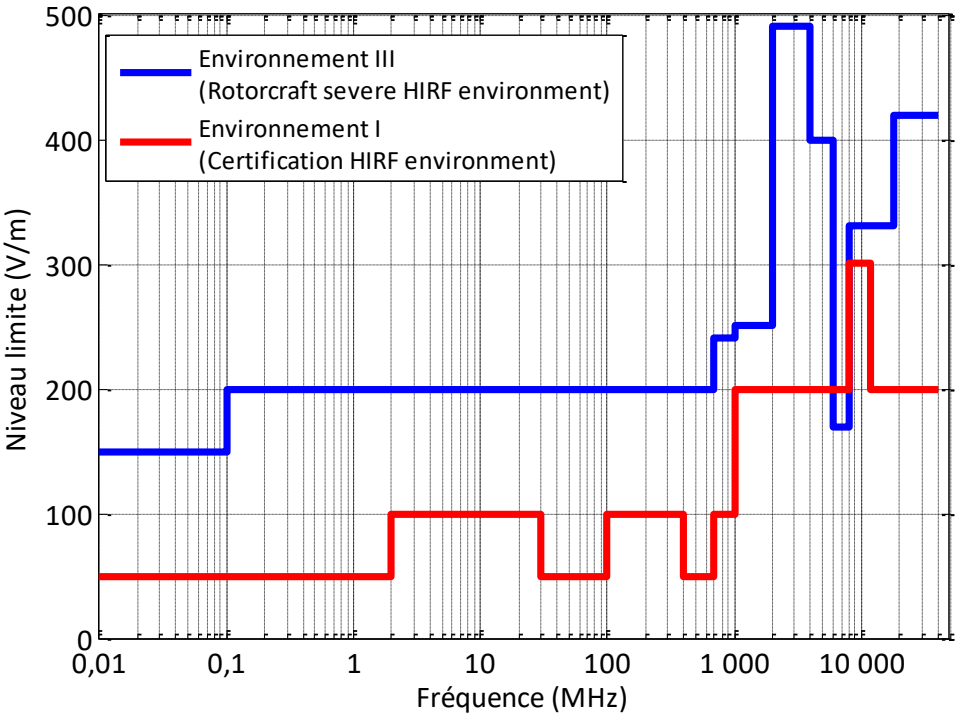


Figure 11 : Environnement de certification (niveaux moyens)

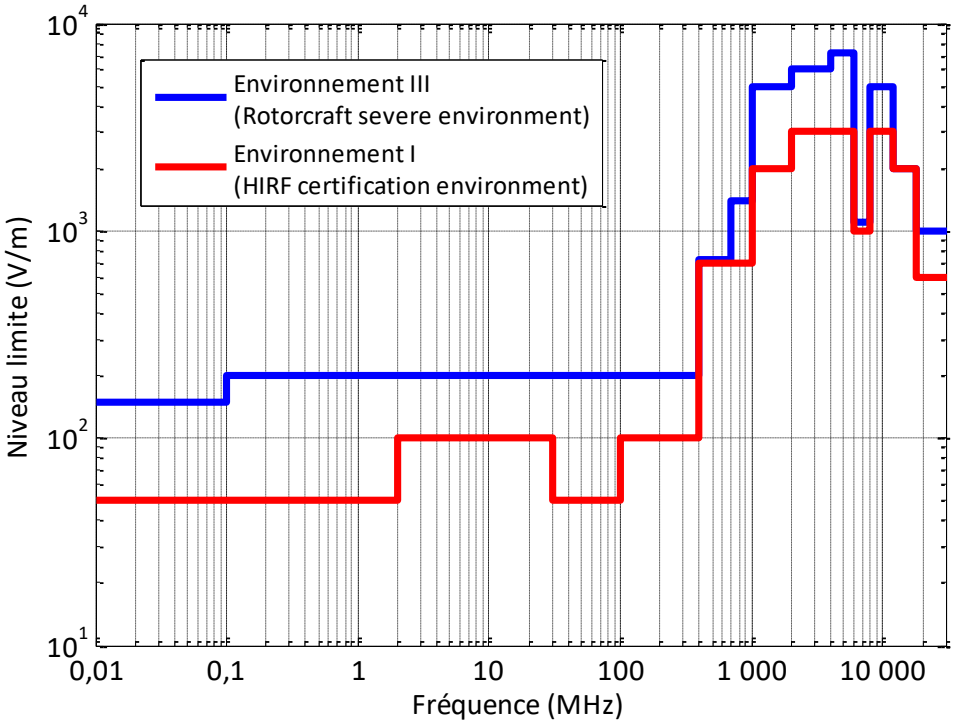


Figure 12 : Environnement de certification (niveaux pulsés)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour les appareils militaires, les niveaux à tenir sont plus importants que ceux décrits précédemment et s'appliquant aux appareils civils. En effet, dans les zones militaires, les niveaux de champ susceptibles d'être rencontrés peuvent être plus importants que ceux décrits dans l'environnement III de l'ARP5583/ED107 issue A. Par exemple, les radars présents sur les navires militaires peuvent endommager les appareils s'ils ne sont pas protégés contre ces agressions. C'est pourquoi pour ce type d'utilisation les hélicoptères militaires doivent être conçus de manière cohérente avec l'environnement dans lequel ils sont susceptibles d'évoluer afin de résister aux agressions champs forts et y compris au niveau des munitions (HERO).

L'ARP5583/ED107 issue A fixe donc les niveaux de champ que peuvent subir les hélicoptères. Une fois ces niveaux identifiés, il est important de vérifier que les équipements et l'hélicoptère dans son ensemble vont tenir ces niveaux sans rencontrer des dysfonctionnements pouvant mener à des évènements catastrophiques.

I.3. Processus actuel de qualification/certification

Afin de vérifier la conformité des hélicoptères avec la réglementation et les environnements décrits précédemment, des démonstrations sont menées d'une part sur les équipements et d'autre part sur l'hélicoptère dans son ensemble. Ces études sont réalisées via des essais et des phases de modélisation. Le processus utilisé pour qualifier les équipements électroniques et certifier les hélicoptères est décrit dans la partie suivante.

I.3.1. Les différentes étapes

Pour certifier les fonctions LEVEL A, c'est-à-dire les fonctions dont le disfonctionnement entraînerait potentiellement un événement catastrophique, un processus impliquant d'une part l'équipementier et d'autre part Airbus Helicopters est mis en place. L'équipementier doit réaliser des essais fonctionnels HIRF sur les équipements en laboratoire et ainsi vérifier que les niveaux d'immunité au champ fort sont cohérents avec la spécification Airbus Helicopters (SPX902) [8]. Des tests sont également réalisés au niveau de l'hélicoptère complet avec la mesure des fonctions de transfert. Cela permet de vérifier que les niveaux spécifiés à l'équipementier permettent de couvrir la menace réelle sur hélicoptère. Les résultats de ces essais statuent sur la conformité des équipements soumis à la menace complète (Figure 13). Si des cas n'ont pas été correctement testés lors des essais de l'équipementier ou si des doutes persistent, des essais complémentaires pourront être réalisés sur l'hélicoptère 0, c'est-à-dire le premier. Les résultats sont ensuite comparés entre eux afin de définir un besoin de protection. Ce processus de certification n'est pas propre à Airbus Helicopters, en effet, il est conforme à l'ARP5583/ED107 issue A et est partagé avec les autres hélicoptéristes [9].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

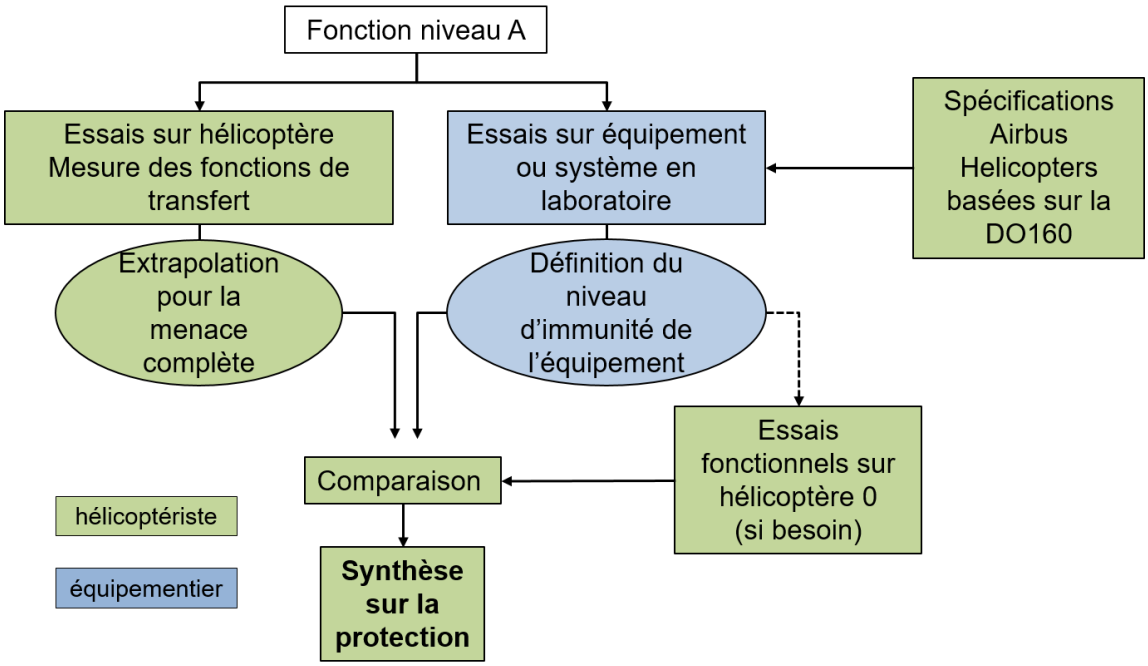


Figure 13 : Schéma simplifié de la certification des fonctions LEVEL A

Dans les paragraphes suivants, nous nous intéresserons uniquement à la branche de la démonstration correspondant à l'étude sur hélicoptère, c'est-à-dire à la partie essais et simulations sur hélicoptère. La partie essais équipementier est quant à elle réalisée chez l'équipementier, elle est indépendante de la partie hélicoptériste.

Afin d'avoir une étude HIRF complète sur l'hélicoptère, les moyens d'essais sont différents selon les bandes de fréquences. En bande basse, un retour coaxial est utilisé alors que pour la bande haute, le protocole utilise le rayonnement par antennes par illumination directe ou en utilisant une chambre réverbérante. Une bande de recouvrement entre ces différentes méthodes permet de vérifier la cohérence des résultats. La réalisation de ces essais dans deux configurations différentes en rallonge considérablement la durée. C'est pourquoi il est intéressant pour les hélicoptéristes de s'affranchir des essais en rayonné en étendant le domaine de validité des essais en retour coaxial. Pour les très hautes fréquences, nous n'avons pas besoin de réaliser des essais car l'atténuation éventuelle liée au fuselage n'est pas prise en compte (Figure 14) et par conséquent les équipements sont qualifiés avec le niveau de l'agression externe en rayonné.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

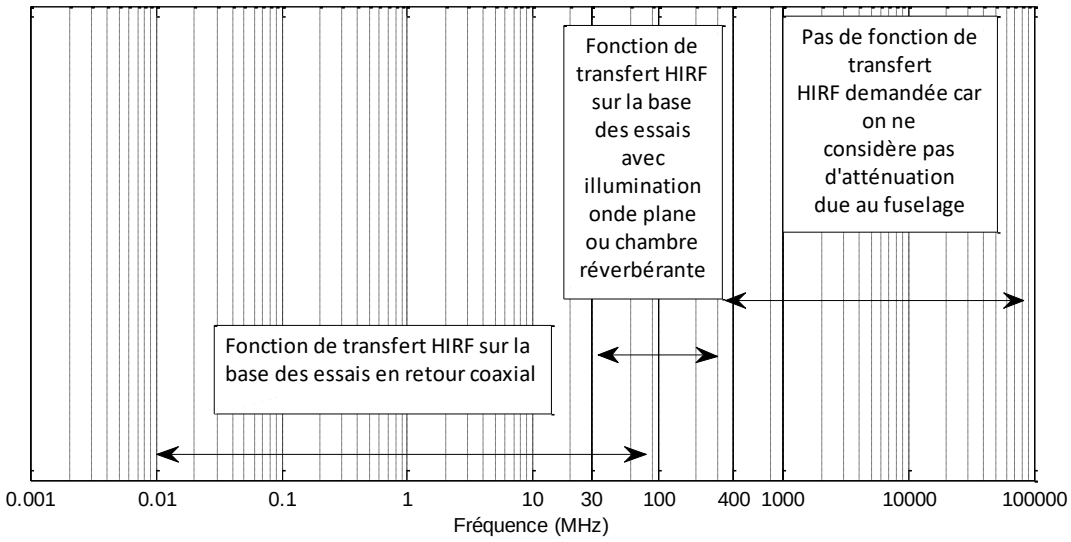


Figure 14 : Association bande de fréquences et moyen d'essais

La réalisation de ces essais de certification demande une préparation minutieuse en amont afin d'immobiliser l'hélicoptère sur la période la plus courte possible. Par conséquent, lors de la préparation de ces essais, le positionnement des différentes sondes telles que les capteurs de champs mais également les pinces de courants sera étudié afin de couvrir l'ensemble des zones et câbles les plus sujets aux agressions. Cette approche permet de travailler non pas de manière exhaustive mais plutôt de manière à couvrir tous les pires cas. De plus certaines routines, telles que celles pour passer des conditions de test aux conditions de vol, sont préparées en amont car elles sont nécessaires pour traiter les résultats en temps réel et ainsi pouvoir vérifier la bonne corrélation entre les essais et les résultats attendus. D'autre part, le dimensionnement du retour coaxial ainsi que le choix des différentes antennes est également défini en amont de la campagne d'essais.

Le protocole de réalisation des essais et le traitement des résultats vont être explicités dans les parties suivantes.

I.3.2. Les essais de fonction de transfert

L'objectif de ces essais est de vérifier que les courants mesurés sur les câbles hélicoptère, suite à une agression électromagnétique, ne sont pas supérieurs au niveau de qualification de l'équipement démontré par des essais fonctionnels sous la responsabilité de l'équipementier. Typiquement, ce niveau correspond à la « catégorie Y » décrite dans la DO160/ED14 issue G [10] (Figure 15) pour les équipements critiques LEVEL A VFR. Sur cette figure, nous pouvons observer une courbe en pointillé représentant la catégorie Y +6dB. Cette catégorie représente une recherche de marges demandée par Airbus Helicopters.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

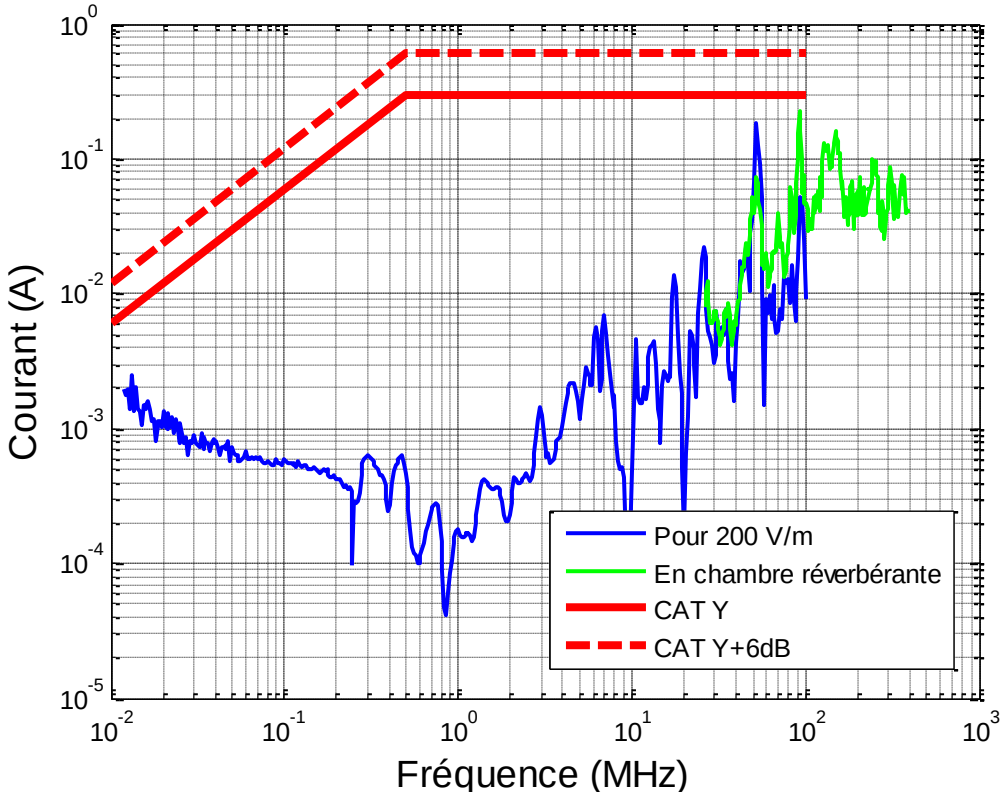


Figure 15 : Courant sur un câble et gabarit

Par conséquent, seule l'enveloppe des résonances identifiée par les essais de fonction de transfert est dimensionnante pour la certification. La fréquence précise de la résonance d'amplitude maximum n'a que peu ou pas d'impact sur la qualification. Pour obtenir ces résultats, les courants des faisceaux de câbles sont relevés à l'aide de pinces de courant placées autour des câbles concernés (Figure 16).

Figure 16 : Pince pour relever les courants

D'autre part, les champs magnétiques de surface sont aussi relevés pour la partie basse fréquence à l'aide de sondes de champ unidirectionnelles positionnées sur la peau de l'hélicoptère (Figure 17). Ces champs sont utilisés pour passer des conditions de tests aux conditions de vol. Cette manipulation est présentée dans la partie suivante.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

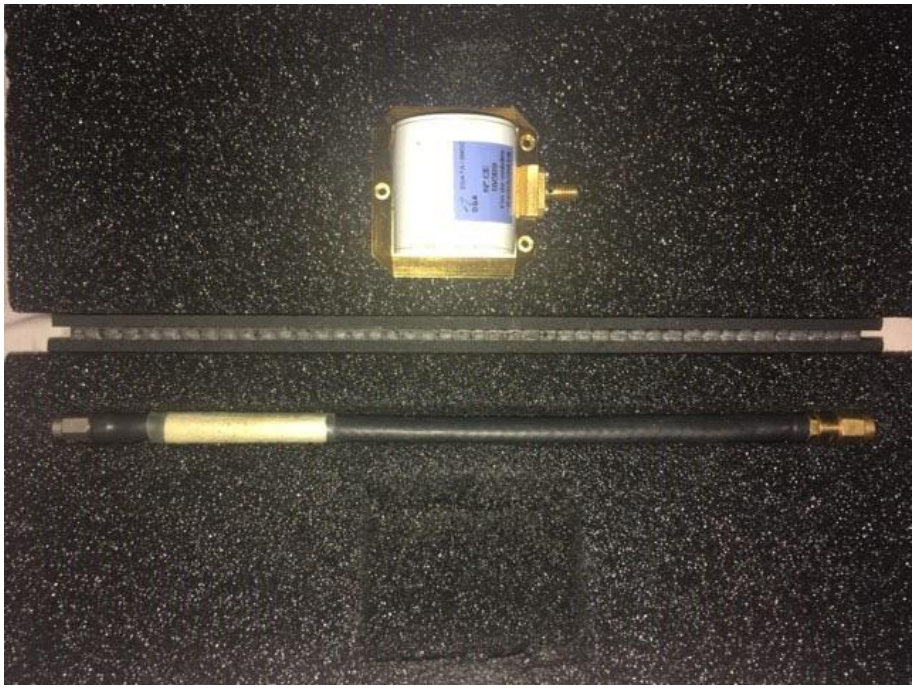


Figure 17 : Sonde de champ unidirectionnelle (DGA-TA)

Pour obtenir l'ensemble de ces résultats, deux phases d'essais complémentaires sont utilisées : une conduite en retour coaxial, qui au-delà du champ fort, permet de réaliser la démonstration de la conformité de l'hélicoptère aux effets indirects de la foudre et l'autre rayonnée en chambre réverbérante.

La manière de réaliser les essais est dirigée par les guides réglementaires. En effet, afin d'avoir des essais acceptables pour la certification, il faut respecter certaines règles de design et les niveaux d'injection correspondant aux niveaux maximums et pulsés relatifs aux environnements auxquels les équipements doivent résister. Les contraintes sont définies dans l'ARP5583/ED107 issue A [7] pour le champ fort et dans l'ARP5416/ED105 [11] pour la foudre.

Dans ces documents, l'hélicoptériste peut retrouver des indications nécessaires au bon déroulement des essais. Ce document recommande notamment la présence d'isolant sous les roues, une distance de 30 centimètres maximum entre la structure de l'hélicoptère et les pans métalliques du retour coaxial et une distance de $\lambda/4$ à respecter entre les parois du hangar et l'hélicoptère, il précise également les différentes illuminations à considérer lors des essais rayonnés.

Cependant, bon nombre d'éléments restent à l'appréciation de l'hélicoptériste comme le design précis du retour coaxial, le nombre de mesures, les câbles d'intérêt,…

I.3.2.1. Essai en retour coaxial de 10 kHz à 100 MHz

Le retour coaxial est un élément de test composé de différentes bandes métalliques situées autour de l'hélicoptère et rejoignant l'avant et l'arrière de l'appareil, de potences servant à fixer ces bandes métalliques, d'un générateur situé à l'avant de la structure et d'une charge d'adaptation placée à l'autre extrémité, ici sa valeur est de 50Ω pour des essais champ fort. Cette charge sert à assurer l'adaptation de la ligne de transmission que représente le retour coaxial. L'hélicoptère est placé dans la structure du retour coaxial et le courant est injecté à l'avant de l'appareil (Figure 18). Il faut noter que, dans des conditions d'illumination réelles, il a été observé que le courant induit est plus important

Licence CC BY-NC-ND 3.0

au centre de l'hélicoptère alors qu'avec ce principe d'injection il y a des plus forts niveaux de courant aux extrémités de l'appareil.

Figure 18 : Hélicoptère placé dans un retour coaxial (ici pour la foudre)

Le positionnement du retour coaxial doit être adapté à l'hélicoptère en test. C'est pourquoi une étude préalable pour le design de cette installation doit être menée. L'ensemble des potences et du grillage est conçu à partir d'études réalisées avec des outils de modélisation. La distance entre les pans de grillage et l'hélicoptère (Figure 19) ainsi que la disposition et le design des potences (Figure 20) sont ainsi déterminées spécifiquement pour chaque hélicoptère. Cette étape est primordiale pour le bon déroulement des essais notamment car elle permet de limiter l'énergie réfléchie vers le générateur, et également de maîtriser les distances entre chaque pan de métal et l'hélicoptère et donc d'assurer une transposition aux conditions de vol fiable en les reproduisant fidèlement dans le modèle numérique.

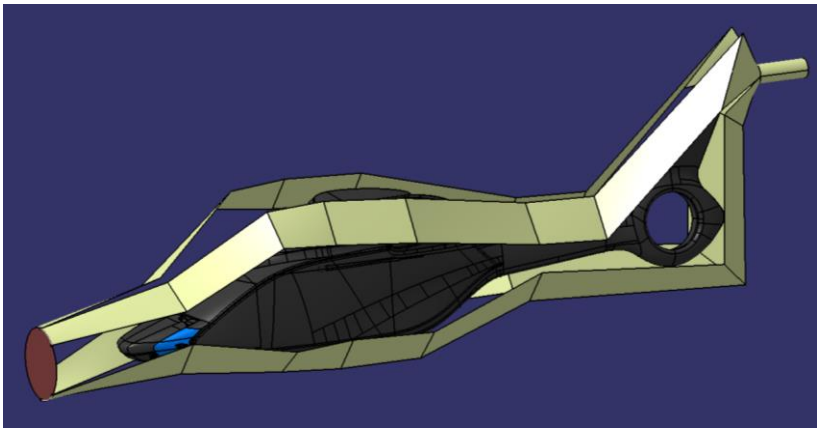


Figure 19 : Vue Catia de la position des bandes du retour coaxial

Licence CC BY-NC-ND 3.0

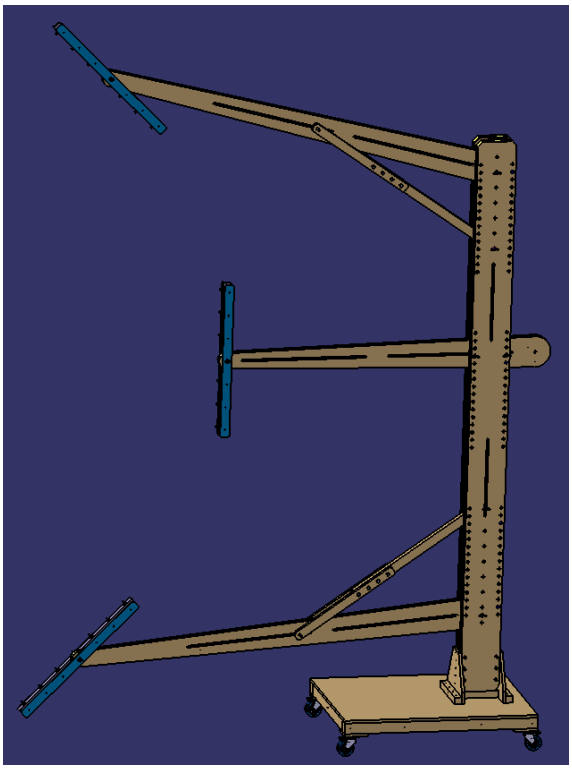


Figure 20 : Vue Catia d'une potence

Cette manière de réaliser les essais en retour coaxial a évolué au fil des campagnes d'essais pour les différents hélicoptères. En effet, une des contraintes liées aux essais est de réduire considérablement le temps d'immobilisation de l'appareil. C'est pourquoi les techniques employées il y a quelques années ont évolué et l'ajout des phases de simulations pour le design du retour coaxial permet l'établissement de la structure de test plus rapidement. D'autre part, le retour d'expérience via les rapports d'essais passés permet d'améliorer sans cesse le protocole mis en place. On note une réelle amélioration entre le retour coaxial du NH90 dans les années 90 [12] et l'infrastructure de celui du H175 en 2011-2013 [13] ou du H160 en 2017-2018 [14] (Figure 21).

Figure 21 : NH90 (gauche) et H175 (droite) dans le retour coaxial ©Airbus Helicopters

Cependant, il faut noter que les résultats obtenus ne sont valables que pour la configuration testée. Pour déduire le niveau de menace réelle en vol, des coefficients de transposition sont calculés à partir d'une part du modèle représentatif de la configuration testée avec l'hélicoptère installée dans son retour coaxial et d'autre part des modèles de l'hélicoptère en condition de vol et subissant des

Licence CC BY-NC-ND 3.0

illuminations électromagnétiques. Ces coefficients sont ensuite appliqués aux résultats de mesures au sol. La technique utilisée pour l'extrapolation est décrite dans la partie I.3.3.

I.3.2.2. Essai en rayonné : de 30 MHz à 400 MHz

Pour les essais en rayonné, l'hélicoptère est illuminé par des antennes avec différentes incidences et polarisations. L'illumination peut se faire soit de manière indirecte par réverbération si le hangar d'essai possède des propriétés réverbérantes satisfaisantes soit par illumination directe (Figure 22).

Figure 22 : H160 lors des essais en rayonné ©Airbus Helicopters

Si le calibrage du hangar est bien réalisée et si les critères de distance recommandés dans l'ARP5583/ED107 issue A, (distance de $\lambda/4$ minimum entre les parois du hangar et l'hélicoptère) sont respectés, alors les résultats d'essais sont exploitables sans appliquer de transposition aux conditions de vol. Le hangar destiné aux essais de certification du H160 possédant les caractéristiques d'une chambre réverbérante, les essais ont alors été réalisés en tenant compte de ces propriétés. De plus, des mesures en onde plane ont également été réalisées afin de vérifier la bonne corrélation entre les mesures en illumination et celles en onde plane. Cette vérification a eu lieu car il n'est pas habituel d'utiliser cette infrastructure comme chambre réverbérante. Cependant, suite à ces essais, les caractéristiques réverbérantes du hangar ont été validées. Pour mener à bien ces essais, il faut respecter les distances entre les parois du hangar et les limites de l'hélicoptère.

Afin de se placer dans les conditions optimales, une distance de $\lambda/4$ doit donc être respectée vis-à-vis des parois. Cette règle sur la distance à respecter n'est pas évidente à mettre en place dans toutes les directions. En effet, si la distance aux parois peut aisément être maîtrisée, il n'en est pas de même pour la hauteur de l'appareil. Afin de respecter la règle en $\lambda/4$ entre le point le plus bas de l'appareil et le sol, il est nécessaire de surélever l'hélicoptère. Si cette distance n'est pas respectée, des résonances supplémentaires ou amplifiées peuvent apparaître pour les câbles ou les points de champ situés sous l'hélicoptère. Cette opération est délicate et demande des infrastructures supplémentaires, cependant elle a déjà eu lieu par le passé (Figure 23). Si l'hélicoptère, pour des raisons de praticité et de réalisation des essais, reste sur le sol, cela va engendrer des limitations au niveau des résultats. En effet, cette approche définit une limite basse pour la validité des résultats d'essais en rayonné. C'est pourquoi des essais en retour coaxial doivent compléter ces mesures. À l'heure actuelle, les essais en retour coaxial associés à la méthode de transposition aux conditions de vol sont valides jusqu'à 30MHz. Cependant, en étendant ce domaine de validité à 80MHz, nous pourrions nous affranchir des essais en

Licence CC BY-NC-ND 3.0

rayonné et donc réduire la durée globale des essais. Cette amélioration fait partie des objectifs de cette thèse et est traitée dans le Chapitre III.

Figure 23 : Hélicoptères en essai en espace libre

I.3.3. Le passage aux conditions de vol

Comme énoncé précédemment, du fait des murs du hangar et de la présence des infrastructures de test (retour coaxial, sol,…), la configuration en retour coaxial n'est pas représentative des résultats qui seraient obtenus en conditions de vol en espace libre. Par conséquent, il est nécessaire d'ajouter un facteur correctif *k* aux fonctions de transfert (TF) obtenues en essais, c'est-à-dire au sol, pour avoir des fonctions de transfert équivalentes à celles qu'on obtiendrait en « conditions de vol » (1). Ce facteur correctif *k* est calculé sur la base des mesures de champs de surface et de champs calculés en simulation.

$$TF_{en\ vol|dB[mA/(V/m)]} = TF_{au\ sol|db[mA/A]} + k \quad (1)$$

Si les fonctions de transfert sont basées sur les courants des faisceaux de câbles, le facteur k est, quant à lui, calculé sur la base des champs de surface. En effet, les champs magnétiques de surface sont l'image d'un courant. Lorsque le couplage a lieu sur un câble externe, ce courant sera directement proportionnel au niveau de champ magnétique aux basses fréquences dans son environnement immédiat et au champ électromagnétique à partir de la résonance du câble. Cette résonance du câble est quant à elle directement liée à sa longueur ; le câble va résonner en $\lambda/2$. Au niveau des câbles internes, le couplage sur les câbles va se faire via les ouvertures. Cependant, en appliquant le théorème de réciprocité [15] nous allons également pouvoir exprimer ce courant via les champs si les ouvertures sont court-circuitées et si tous les matériaux sont parfaitement conducteurs. Une description plus précise de cette théorie ainsi que du protocole mis en place pour réaliser cette transposition sera présentée dans le Chapitre III.

La fonction de transfert pour les hautes fréquences en conditions de vol peut être assimilée aux résultats obtenus en chambre réverbérante car les conditions sont très similaires à des conditions d'agression en espace libre [13].

I.3.4. Les limitations liées au protocole de passage aux conditions de vol

Le processus actuel d'extrapolation aux conditions de vol à partir des essais en retour coaxial peut amener à une surestimation des résonances par rapport aux résultats obtenus via l'illumination en chambre réverbérante ou directement en onde plane (Figure 24) dans le domaine de recouvrement fréquentiel. Sur cette figure, nous remarquons bien une surestimation de certaines résonances, par

Licence CC BY-NC-ND 3.0

rapport à la référence qui est l'agression en rayonné direct, ce qui peut être déterminant sur la déclaration de conformité des équipements connectés au faisceau. Cela peut nous amener sur la base unique des essais en retour coaxial à positionner des protections supplémentaires au niveau des harnais ou à réaliser des essais de qualification HIRF supplémentaires sur les équipements. Il faut préciser que les résultats en dessous de 100kHz ne sont pas significatifs car le rapport signal sur bruit n'était pas suffisant avec la chaîne de mesure utilisée.

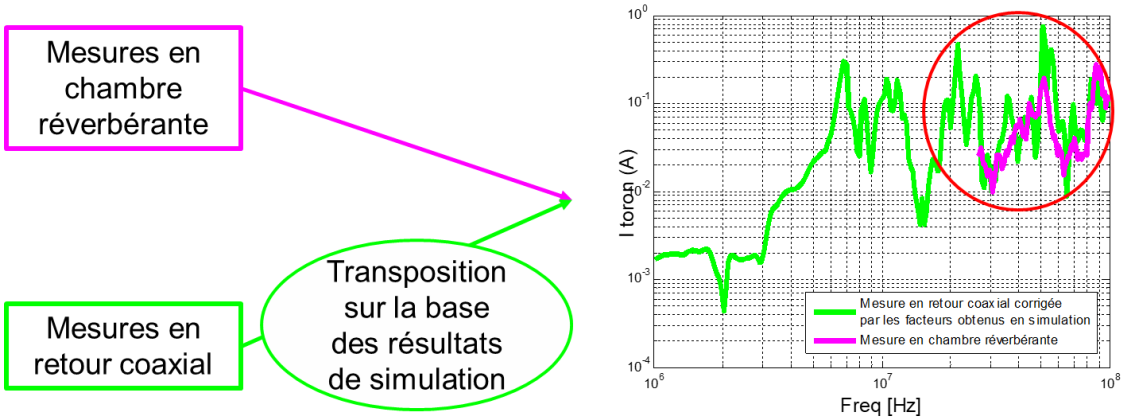


Figure 24 : Résultats de l'extrapolation aux conditions de vol

Cette surestimation est d'une part liée aux différences simulation-essais sur les observables de champs magnétiques de surface et d'autre part à la difficulté de corréler les champs de surfaces et les courants de faisceaux de câbles au niveau des hélicoptères. En effet, une étape délicate lors de la mise en place du calcul des facteurs de transposition est l'association des points de champs de surfaces qui vont influer sur le niveau de couplage sur les câbles et cela en fonction de la fréquence. Pour réaliser cette étape, une approche topologique permet d'associer les champs de surface aux câbles selon leur cheminement dans l'hélicoptère. C'est pour cela que certaines amplifications peuvent être dues à une association erronée et notamment l'omission de voies de couplages plus lointaines. Il faut donc pondérer l'influence de chaque point de champ par rapport à son impact sur le courant dans le câble en un point précis. Afin d'expliciter ce propos, nous pouvons citer le cas d'une onde plane progressive se trouvant en face de l'hélicoptère : un champ va donc pénétrer par le cockpit et se coupler avec les câbles internes. Si ce câble est présent également en zone cargo, nous allons retrouver l'influence de l'onde pénétrant par l'avant sur le comportement du courant sur le câble en zone cargo. C'est pourquoi la partie du câble en zone avant, ou sujet au champ entrant doit être considérée de manière plus importante que la partie du câble située après l'observable, c'est-à-dire en zone arrière. Cette difficulté est renforcée par le fait que la distribution de courant au niveau du retour coaxial n'est pas totalement représentative de la réalité et donc une association erronée des champs peut entraîner des écarts significatifs sur l'estimation des fonctions de transfert. En effet, à la résonance du retour coaxial le champ se concentre aux extrémités de l'hélicoptère alors qu'en conditions de vol, le courant est plus concentré au centre de l'hélicoptère à sa fréquence de résonance. Par conséquent, des améliorations vont être apportées au processus de transposition afin d'accroître la précision de l'estimation des fonctions de transfert et ainsi étendre le domaine de validité des essais en retour coaxial pour s'affranchir des essais en illumination et ainsi réduire des coûts des essais que ce soit en terme financier mais également au niveau des coûts en temps.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.4. Objectifs

À partir de cette contextualisation de l'étude, nous constatons que la protection champ fort est significative pour répondre aux exigences sévères de certification. Par conséquent, un travail approfondi va être réalisé pour améliorer le processus d'extrapolation aux conditions de vol afin d'accroitre la précision des estimations des fonctions de transfert et donc d'ajuster au strict nécessaire la protection allouée au champ fort.

Premièrement, nous avons constaté qu'une surestimation des résonances obtenues lors des phases de simulation peut être un facteur de surestimation de la protection champ fort. En effet, une partie du processus de certification passe par des étapes de modélisation, notamment pour définir le retour coaxial mais surtout pour transposer les fonctions de transfert depuis les conditions de test au sol vers les conditions de vol. Par conséquent, afin d'obtenir des résultats plus prédictifs face à la menace champ fort, il est nécessaire d'améliorer la représentativité des modèles numériques et ainsi de gagner en précision sur les champs magnétiques de surface et donc sur les fonctions de transposition de l'essai en retour coaxial. Pour répondre à ce besoin, il est important de bien maîtriser les incertitudes liées d'une part aux mesures, c'est-à-dire à la maîtrise du matériel d'essai et de l'environnement et d'autre part aux incertitudes liées à la modélisation avec entre autres les caractéristiques des matériaux à prendre en compte et les simplifications dues au passage CAO-maillage avec en particulier les difficultés liées au maillage des fentes. D'autre part, nous avons constaté la difficulté d'estimer les points de champs associés au courant de faisceaux afin de calculer les facteurs de transposition sol-vol et appliquer le théorème de Lorentz. Par conséquent le premier objectif est une amélioration des capacités prédictives HIRF que ce soit au niveau des outils ou des méthodologies. Une amélioration du caractère prédictif des simulations que ce soit en résultat direct ou en relatif entre deux configurations tendra à raccourcir la durée des essais de fonction de transfert et par conséquent le temps d'immobilisation des appareils notamment grâce à un élargissement de la bande de validité en fréquences pour les résultats en retour coaxial et également en allant vers une suppression des essais en illumination directe.

Dans un deuxième temps, nous avons constaté que les simulations sont de plus en plus utilisées pour les agressions foudre, c'est-à-dire pour les basses fréquences mais également pour le champ fort. Par conséquent, cela sous-entend que de nombreuses simulations seront nécessaires afin de déterminer les meilleures solutions possibles pour les protections face à ces deux agressions. De plus, il faut mentionner le fait que des analyses paramétriques pourront être utilisées pour comparer différentes configurations et ainsi faire des choix de design et au niveau des différentes protections en amont des phases d'essais qui arrivent en général tardivement dans le cycle de développement de l'hélicoptère. Cependant, il ne faut pas oublier que chaque simulation a un coût temporel qui ne doit pas être pénalisant pour tenir le calendrier d'étude industriel. Pour ce faire, une partie de cette thèse portera également sur l'élaboration d'un protocole robuste basé sur une méthode d'extrapolation aux basses fréquences afin de couvrir le besoin de durcissement aux champs forts et aux effets indirects de la foudre afin que le facteur temps de simulation ne soit plus un obstacle à la réalisation d'une étude de sensibilité propice à une optimisation poussée.

Afin de remplir ces objectifs, nous commencerons par étudier les méthodes numériques pertinentes pour réaliser des calculs champ fort de manière théorique avant d'en sélectionner certaines à appliquer à un cas canonique. Une fois cette étude réalisée et les outils numériques clairement définis, les modèles hélicoptère seront modifiés pour améliorer le passage des conditions sol aux conditions

Licence CC BY-NC-ND 3.0

vol. Dans un troisième temps, un protocole utilisant une méthode d'extrapolation aux basses fréquences sera établi pour des études large bande répondant à un besoin conjoint de protection aux champs forts et aux effets indirects de la foudre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre II. Méthodologie d'analyse champ fort

Ce chapitre présente un bilan de l'état de l'art et des pratiques actuelles pour l'analyse champ fort et les méthodes de calcul utilisées. Il présentera tout d'abord l'état de l'art sur les aéronefs et le champ fort mais aussi vis-à-vis de la foudre avant de se pencher sur les différentes méthodes de calcul envisageables. En effet, comme expliqué dans le chapitre précédent, la part de simulation 3D est importante pour calculer les fonctions de transposition aux conditions de vol. Une étude comparative des méthodes 3D sera menée sur un cas canonique avant d'être complétée par une approche circuit simplifiée.

II.1. Présentation de l'état de l'art

La problématique foudre est plus largement présente dans la littérature que la problématique champ fort pour les applications liées au domaine aéronautique. Cependant, même si le sujet principal de cette thèse est lié au champ fort, il est intéressant d'exploiter les études relatives aux agressions foudre présentes dans la littérature car les problématiques foudre et champ fort présentent de nombreux points communs tels que le besoin d'allier essais et modélisation pour répondre aux exigences de la certification ou encore aux exigences requises au niveau de la méthode de simulation pour avoir un modèle fiable. De plus, il est important pour l'industriel de pouvoir traiter les agressions champ fort dans la continuité des agressions foudre, c'est-à-dire en utilisant le même modèle numérique et le même outil de maillage.

II.1.1. La problématique foudre

Les agressions foudre sur les aéronefs sont des phénomènes largement étudiés qui ont donné lieu à un certain nombre d'études et de publications, par exemple, le Handbook [16], initié en 1977 et enrichi en 2004, qui reste une référence. Parmi ces études, nous pouvons citer les thèses d'E. Perrin [17] et d'A. Jazzar [18] qui traitent de la modélisation des avions vis à vis des agressions foudre. Les avions de ligne et les hélicoptères sont soumis aux mêmes protocoles de certification vis-à-vis de la foudre. Cependant, compte tenu des particularités de chacune des structures, des études portant uniquement sur les hélicoptères sont aussi nécessaires pour bien comprendre les phénomènes mis en jeu et les particularités engendrées par l'ensemble des ouvertures et la présence des pales au sommet de la machine. Les différents scénarios d'attachement foudre envisagés sur les hélicoptères sont abordés dans [19], ces scénarios correspondent aux principaux points d'entrée et de sortie de la foudre lors d'une agression. Ces points d'attachement sont définis par le zoning de l'appareil, qui est défini dans l'ARP5414/ED91 issue A [20]. La Figure 25 illustre les zones principales d'attachement pour un avion commercial alors que la Figure 26 illustre les principaux points d'attachement pour un hélicoptère.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

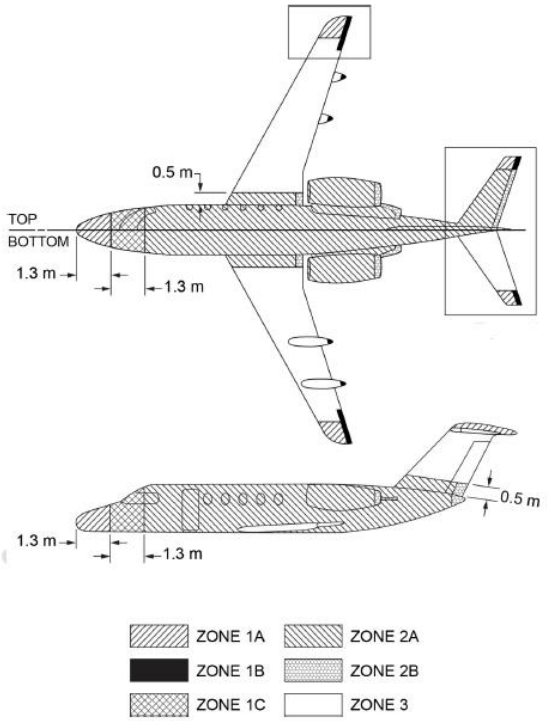


Figure 25 : Principales zones d'attachement foudre pour un avion commercial

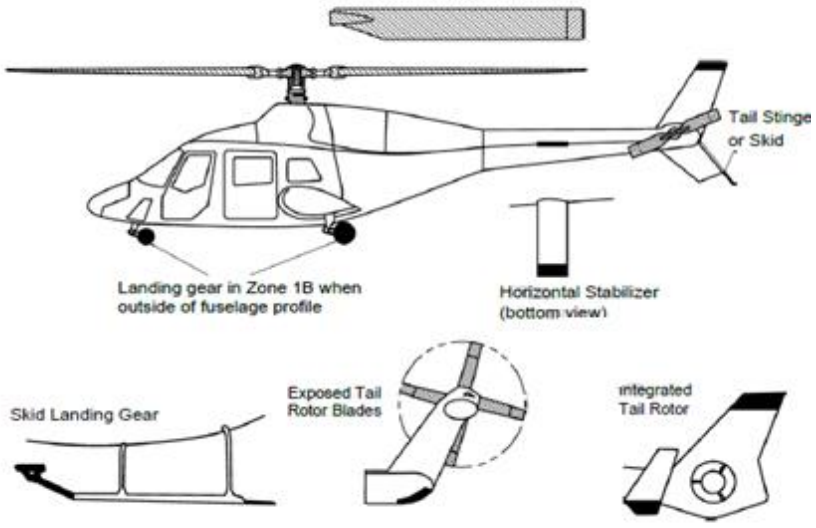


Figure 26 : Principales zones d'attachement foudre pour un hélicoptère

Ces deux figures permettent de mettre en avant les écarts qui existent entre les avions et les hélicoptères pour l'attachement foudre. Ces écarts sont produits par les particularités de structure de chacun des appareils : pales, ailes, patins, roues,... C'est pourquoi même si ces deux variétés d'appareils sont soumises aux mêmes phénomènes physiques, il est important d'en traiter les conséquences de manière indépendante.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

D'un point de vue normatif et afin de répondre à la certification pour les effets indirects de la foudre, plusieurs documents officiels sont utilisés. Parmi ces documents, nous pouvons citer l'ARP 5412/ED84 issue B [21] pour couvrir la définition de l'environnement foudre, les ARP5413/ED81 issue A [22], ARP5416/ED105 [11], ARP5415 [23] qui définissent les règles de certification pour les effets indirects avec les moyens d'essais nécessaires pour la certification et la description du retour coaxial à mettre en place. Au cours du processus de certification, des résultats de simulation sont largement utilisés pour passer des conditions d'essais aux résultats qu'on obtiendrait en vol et pour couvrir les scénarios foudre qui ne sont pas testables aisément en laboratoire. La simulation est également intensivement utilisée en phase de design pour optimiser l'allocation de la protection foudre sur l'aéronef.

Notre objectif est d'atteindre le même niveau de confiance et de maturité avec l'utilisation des simulations pour le champ fort que pour la foudre.

II.1.2. La problématique champ fort

La problématique champ fort est moins évoquée dans la littérature que celle concernant les effets indirects de la foudre, cependant, c'est une problématique tout aussi importante que les agressions foudre vis-à-vis de la certification. La certification HIRF est encadrée par l'ARP5583/ED107 issue A [7] et l'AC 20-158 [24], ces documents définissent les niveaux de champ auxquels les aéronefs doivent pouvoir être soumis sans rencontrer d'événements catastrophiques mais aussi les protocoles, incluant notamment des essais, à mettre en place afin de démontrer la conformité de l'aéronef pour sa certification. Pour valider l'usage de la modélisation dans cette phase de démonstration, des études ont été réalisées sur les avions dans le but de corréler des simulations avec des résultats d'essais [25] afin de s'appuyer sur la modélisation pour extrapoler les conditions d'essais aux conditions de vol. Au niveau hélicoptère, des études introduisant cette thèse et les problématiques rencontrées avaient été réalisées précédemment [26]. En plus de ces publications largement diffusées, certains documents internes tels que le rapport d'essais H175 [13] et ceux de projets de recherche comme le projet MADERE [27] peuvent également servir de support en orientant les recherches effectuées dans le cadre de cette thèse. C'est d'ailleurs en reprenant ces rapports que l'on peut constater l'utilisation de plus en plus importante des résultats de simulation dans le processus de certification, ce qui entraîne le besoin d'avoir un bon niveau de confiance envers les moyens de calculs. Nous constatons également une évolution des moyens et protocoles d'essais qui permet une immobilisation de la machine sur des temps de plus en plus courts.

II.2. Description des méthodes numériques

Afin de modéliser le comportement électromagnétique d'une structure complexe face à des agressions extérieures, la modélisation numérique 3D est aujourd'hui incontournable. Plusieurs méthodes numériques envisageables sont partiellement présentées dans cette partie. L'objectif de cette étude comparative est de trouver la méthode la plus adaptée à nos besoins. On veut étudier un système complexe sur une très large bande de fréquence allant de 100 Hz à 400 MHz afin de couvrir à la fois la simulation d'agressions de type foudre et celles dues au champ fort [28]. Par conséquent, il est nécessaire d'avoir un outil qui couvre entièrement la bande de fréquences avec une précision suffisante et avec des temps de calcul raisonnables. Avoir un même modèle pour les deux utilisations (LIE et HIRF) permet d'éviter de dupliquer la phase de réalisation du maillage et du modèle électromagnétique qui est très chronophage. Afin de répondre à ce besoin, plusieurs méthodes peuvent être envisagées, c'est pourquoi une étude comparative est proposée. Pour faire un choix, des

Licence CC BY-NC-ND 3.0

critères doivent être fixés en avance de phase. Ces critères sont basés sur le niveau de finesse du modèle comprenant sa capacité à traiter la diversité des éléments de la structure, à proposer les modèles de matériaux pertinents et aussi à prendre en compte le banc d'essai. En effet, la méthode doit être capable de modéliser de grandes structures telles que les hélicoptères associées à des éléments de faibles dimensions tel que le réseau de métallisation interne et les interfaces entre les différentes parties de la structure, par exemple à l'aide de fentes. Les câbles doivent également pouvoir être représentés sans amplifier les temps de calcul de manière drastique. C'est donc dans cette perspective que nous allons comparer les différentes méthodes de calcul. Il faut rappeler que ces différentes méthodes peuvent être classées selon leur domaine de résolution, fréquentiel ou temporel [29] et également selon l'approche mathématique de résolution. Les approches fréquentielles les plus utilisées sont les méthodes équation intégrale (IE : Integral Equation) [30] et éléments finis (FEM : Finite Element Method) [31]. En temporel, la méthode des différences finies (FDTD : Finite Difference Time Domain) [32] fait référence par sa souplesse d'utilisation mais on trouve aussi les approches TLM (Transmission Line Matrix) [33] [34] et la méthode DGTD (Discontinuous Galerkin Time Domain) [35]. La méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) [36] est une approche avec transposition des structures en circuits dédiés au domaine des très basses fréquences et qui a sa place pour traiter la problématique foudre mais moins les couplages champs forts. Le point commun des méthodes temporelles citées est leur schéma numérique explicite autorisant la résolution de très grands systèmes d'équation. Cependant, pour la grande majorité de ces méthodes, il est possible de passer d'un domaine à l'autre de manière plus ou moins immédiate via la transformée de Fourier. À l'exception des approches PEEC et IE qui modélisent uniquement les surfaces des structures et les interfaces entre les objets volumiques, toutes les autres méthodes s'appuient sur un maillage volumique de la structure soit par des tétraèdres (FEM), des hexaèdres réguliers (FDTD, TLM) ou les deux (DGTD).

Soulignons que les simulations devront être réalisées avec des logiciels robustes et fiables afin de pouvoir les inscrire dans un cadre industriel, c'est-à-dire notamment que leur validation doit être suffisamment exhaustive pour traiter des cas complexes, que les évolutions logicielles sont validées par des tests de non-régression et que l'interface soit suffisamment conviviale pour l'utilisateur afin de limiter le temps d'exécution du modèle. Ensuite ces outils doivent pouvoir résoudre des systèmes de grandes dimensions nécessitant des algorithmes massivement parallèles pour pouvoir s'exécuter efficacement sur des supercalculateurs.

II.2.1. La méthode des différences finies dans le domaine temporel

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite Difference Time Domain (FDTD)) a été introduite par Kane S. Yee en 1966 [37]. C'est une approche impulsionnelle qui résout les équations vectorielles de Maxwell dans le domaine temporel, un passage dans le domaine fréquentiel est aisément réalisable par TFD (Transformée de Fourier Discrète) ou par FFT (Fast Fourier Transform). Cette méthode est basée sur une approximation des dérivées temporelles et spatiales par un développement limité de Taylor d'ordre 2 centré et appliqué aux équations de Maxwell qui sont préalablement projetées sur les trois axes cartésiens. Le maillage de la structure est une projection de la CAO sur une grille cartésienne, conduisant à un maillage en marches d'escalier pour les parois inclinées. Les algorithmes de maillage sont très rapides et des retouches peuvent facilement être effectuées. Le schéma numérique FDTD dit de Yee répartit les composantes des champs électrique E et magnétique H sur deux grilles duales produisant une non co-localisation de celles-ci. Les champs

Licence CC BY-NC-ND 3.0

électriques seront donc calculés au niveau des arêtes des mailles (ou cellules) et les champs magnétiques au centre des faces (Figure 27).

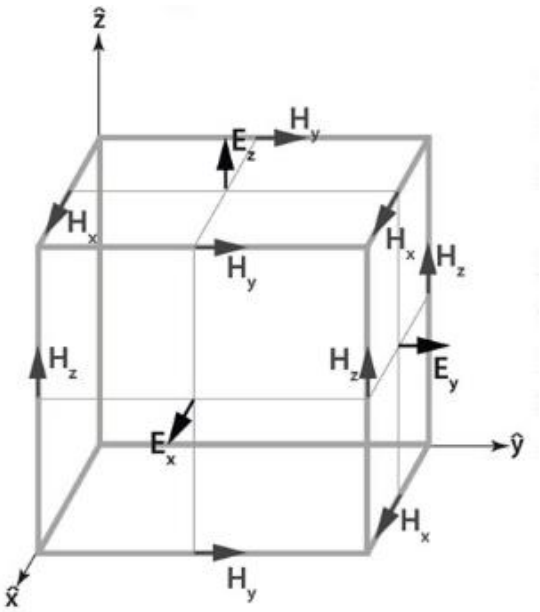


Figure 27 : Schéma de Yee [37]

La géométrie du maillage impose que les structures étudiées présentant des surfaces curvilignes soient représentées maillées sous forme de marches d'escalier ce qui présente une limitation de représentativité comparé aux méthodes intégrales. Tout le volume de calcul est maillé, par conséquent les temps de calcul n'augmenteront pas si on densifie la structure ou si on la rend très hétérogène. Cette caractéristique est un atout considérable pour une telle méthode, en outre, la diversité des modèles de matériau et des modèles sub-cellulaires la rend très attractive pour les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM). On notera que la dépendance en fréquence des caractéristiques des matériaux n'est pas un frein à leur implémentation en temporel. D'une manière générale, les temps de calcul peuvent être longs si la structure est résonnante (hautes fréquences) ou si la convergence est très lente (basses fréquences, foudre). Cette situation est liée aussi à un maillage contraint pour une bonne approximation de la géométrie (quelques centimètres sur hélicoptère) mais qui produit un sur-échantillonnage de la longueur d'onde ($\Delta < \lambda/1000$). Afin de limiter les temps de calcul, des techniques d'accélération basses fréquence via la modification de la permittivité de l'air peuvent être alors appliquées [38]. Cependant ces techniques ont également des limitations qui seront présentées ultérieurement. Par conséquent, les solutions pour réduire les temps de calcul se tournent plus vers des méthodes d'extrapolation telles que Matrix Pencil [39].

Différents outils de calculs utilisant la FDTD existent, les solveurs utilisés dans cette thèse sont ASERIS-FD [40], logiciel Airbus et TEMSI-FD [41], logiciel du laboratoire Xlim.

Une généralisation de cette méthode est la méthode FIT (Finite Integration Technic) [42].

II.2.2. La méthode circuit équivalent aux éléments partiels

La méthode circuit équivalent aux éléments partiels (Partial Element Equivalent Circuit (PEEC)) a été introduite par A.E. Ruehli au début des années 70 [43]. Cette méthode consiste à associer à chaque élément conducteur de la structure à étudier une résistance, une inductance, des capacités et des

Licence CC BY-NC-ND 3.0

mutuelles inductances et capacitances. Cette méthode fait un lien entre les équations de Maxwell et les équations de Kirchhoff liées aux circuits électriques. Grâce à cette méthode, il est donc possible de construire des circuits équivalents aux structures à l'étude.

Afin de mener les calculs, seule la structure va être maillée. En effet, la résolution de telles équations ne nécessite pas le maillage de l'air et des volumes. Cela permet d'avoir des temps de calcul réduits pour des structures présentant peu d'éléments à mailler. Des logiciels commerciaux, comme InCa3D d'Altair [44] [45], existent actuellement et simplifient l'accès à cette méthode. Cependant, cette méthode n'est pas adaptée pour traiter les hautes fréquences et est difficilement applicable sur des grandes structures hétérogènes tel un hélicoptère, car le système d'équations devient trop grand à traiter. De plus, cette méthode conduit à de mauvaises estimations des champs dans les cavités, bien que cela ne soit pas un critère réellement discriminant pour un hélicoptère qui présente des caractéristiques éloignées de celles d'une cavité.

II.2.3. La méthode des équations intégrales

La méthode des équations intégrales résout les formulations intégrales de rayonnement du champ exprimées en fonction des courants sur les conducteurs ou des courants de polarisation sur les interfaces entre volumes diélectriques. Ces intégrales sont des solutions des équations de Maxwell et peuvent être résolues via une linéarisation du problème grâce à la méthode des moments (MoM) [46]. Pour utiliser cette méthode, le maillage de la structure est réalisé à l'aide de mailles triangulaires qui permettent de se conformer au mieux à une géométrie réelle présentant des surfaces curvilignes similaires à la structure étudiée. Lors de l'utilisation de cette méthode, seules les surfaces des éléments sont maillées, les fils sont faciles à mailler même si des critères de distance entre les parois et les câbles sont à prendre en compte ; en effet, la distance minimale à respecter entre ces deux éléments dépend de la taille des arêtes des triangles. Les fentes sont quant à elles maillées avec un petit pas afin de les décrire au mieux et d'assurer un niveau de précision suffisant pour les résultats de calcul. Il est également nécessaire de raffiner le maillage sous les câbles proches de la paroi pour assurer la précision des résultats. Ainsi, la complexification de la structure entraîne un maillage plus conséquent et donc une augmentation des temps de calcul. En effet, il en découle que ces temps de calculs sont en général plus longs que ceux obtenus avec la méthode FDTD pour un aéronef complet notamment pour couvrir une bande de fréquence large comportant de nombreuses résonances. Il subsiste aussi une difficulté pour son application dans la bande de fréquence foudre où la matrice du système à résoudre devient mal conditionnée voire singulière car les courants de déplacement sont alors trop petits devant ceux de conduction ; ainsi la double précision ne suffit plus pour la résolution du système. Une approche plus complexe à mettre en œuvre est basée sur une décomposition MoM par des loop-trees [47] [48]. Des méthodes existent aussi pour accélérer les calculs comme la FMM (Fast Multipole Method) ou la MLFMM (MultiLevel Fast Multipole Method) [49] mais ces techniques ne sont pas utilisables pour atteindre les basses fréquences. Une méthode utilisant les H matrix est plus pertinente pour l'étude des basses fréquences [50], cependant, pour le moment cette technique n'est pas assez développée pour être utilisée de manière industrielle sur des super calculateurs. De plus, la méthode des équations intégrales peut poser également des problèmes de convergence dans les cavités. Cependant cette particularité n'a pas forcément d'impact dans notre cas car nous allons nous intéresser majoritairement aux câbles externes qui sont les plus exposés aux champs forts. Plusieurs outils robustes et éprouvés utilisent cette méthode, parmi ces outils nous pouvons citer FEKO d'Altair [51], EMCoS [52] ou encore Aseris-BE. Nous constatons que les limitations de cette méthode sont

Licence CC BY-NC-ND 3.0

similaires aux limitations de la méthode PEEC avec en particulier un grand besoin de mémoire ce qui demande des ressources informatiques importantes pour mener à bien les calculs. Cependant elle se présente comme une alternative pertinente à la méthode FDTD à l'avenir.

II.2.4. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode où le système à résoudre peut être construit à partir d'un maillage tétraédrique. Les équations différentielles aux dérivées partielles régissant le système vont être résolues sur chacune de ces mailles [53]. Cependant, ce maillage est complexe à réaliser et cette méthode est beaucoup trop lourde pour des applications comme la nôtre car c'est une méthode très coûteuse en temps de calcul à cause des grandes dimensions des systèmes à résoudre et cela malgré une matrice creuse. De plus, les modèles de câbles et de fentes à incorporer dans les maillages restent encore problématiques et ne sont pas assez développés pour répondre à notre besoin. Néanmoins, des outils existent pour le calcul par éléments finis ; parmi ces outils, nous pouvons citer HFSS d'ANSYS [54] très utilisé pour la conception d'antennes et de filtres micro-ondes dans le domaine électromagnétique.

II.2.5. La méthode TLM

Cette méthode utilisant les lignes de transmission (Transmission Line Matrix (TLM) ou ligne de transmission 3D) est, comme son nom l'indique, une modélisation du système à partir de lignes de transmission [34]. Les éléments sont construits à partir d'une analogie entre les deux domaines que sont l'étude de l'électromagnétisme et les lignes de transmission. Le maillage est volumique et est également approximé en marches d'escalier. Cette méthode présente des temps de calcul deux fois plus longs que la FDTD, et le traitement des câbles est complexe et les modèles proposés semblent poser des problèmes pour les jonctions multi-fils. Cette méthode n'est pas retenue pour notre étude.

II.2.6. La méthode Galerkin Discontinu

Cette méthode fait le lien entre la méthode des éléments finis et la méthode des volumes finis [55] [56]. Elle est très souple dans le maillage autorisant en particulier des interfaces maillées non conformes. Elle permet la mise en œuvre de fonctions de base d'ordre élevé (volume fini limité à ordre 3) justifiant ainsi d'opérer sur des maillages très relâchés par rapport à l'approche FDTD. Le pas temporel est contraint comme en différences finies par la taille des mailles mais aussi par la montée en ordre du schéma. Il subsiste un problème de reconstruction des flux comme en volume fini, et pour minimiser les problèmes de dissipation, des fonctions de base d'ordre élevé sont aussi nécessaires. Cette méthode est très lourde en temps de calcul et la précision supplémentaire obtenue à travers cette méthode n'est pas nécessaire pour les applications que nous visons. Par conséquent, même si des études sont en cours pour rendre cette méthode envisageable pour des calculs sur des grandes structures [57], cette méthode ne répond aujourd'hui pas à notre besoin.

II.2.7. Bilan

Toutes les méthodes présentées ici sont des méthodes de simulation 3D. Les principales caractéristiques de ces différentes méthodes sont récapitulées dans le Tableau 2. Les deux méthodes sur lesquelles notre choix s'est porté pour la première partie de l'étude sont marquées en gras. Les méthodes les plus utilisées pour la CEM sont la FDTD, la méthode des équations intégrales et la

Licence CC BY-NC-ND 3.0

méthode TLM. Cette dernière n'est pas retenue à cause de l'importance de la représentation des câbles dans notre étude pour calculer les niveaux induits sous contrainte foudre ou champ fort.

Tableau 2 : Synthèse des méthodes numériques

Méthode	Caractéristiques
FDTD	**Méthode utilisée pour la foudre** **Maillage facile à réaliser mais discrétisation en marches d'escalier** **Densité et hétérogénéité de la structure sans influence sur les temps de calcul, seul l'encombrement compte**
Méthode des équations intégrales	**Possibilité de faire du multiports** **Chaque ajout d'élément coûte du temps de calcul** **Plus lent que FDTD** **Maillage plus proche de la réalité mais plus complexe à manipuler qu'en FDTD**
TLM	Pas de modèles de câbles robustes Maillage en marches d'escalier mais deux fois plus lent que la FDTD
PEEC	Développement limité aux basses fréquences qui n'est donc pas adapté aux hautes fréquences par rapport à la taille de notre structure
Méthode des éléments finis	Maillage tétraédrique Méthode trop lourde pour nos cas
Méthode Galerkin Discontinue	Plus souple dans le maillage que la FDTD mais encore plus lourd que les éléments finis

Dans un premier temps une étude comparative entre la méthode FDTD et la méthode des équations intégrales est envisagée sur un cas canonique afin de quantifier les écarts entre ces deux approches et d'en étudier les limitations.

II.3. Présentation des logiciels utilisés

Afin de mener à bien cette étude, nous avons réalisé les calculs avec deux outils utilisant la FDTD et deux utilisant la MoM. En effet, au-delà de la méthode, l'implémentation logicielle peut influer sur les performances du solveur de calcul.

II.3.1. TEMSI-FD

TEMSI-FD (Time Electromagnetic Simulateur – Finite Difference method) est un solveur développé par le laboratoire Xlim basé sur la méthode FDTD [58] dont le développement a débuté en 2002. Ce solveur a la particularité de prendre en compte le caractère oblique des fils [59], ce qui lève une des limitations de la méthode FDTD originelle. Ces fils ne seront donc pas maillés en marches d'escalier comme avec les autres logiciels utilisant la FDTD. Cette particularité va être étudiée et confrontée aux méthodes traditionnelles afin d'estimer la plus-value d'une telle option dans notre cas. Dans les cas où de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

nombreux câbles doivent être représentés, cette approche facilite la disposition de câbles et permet ainsi d'en représenter un plus grand nombre. Cependant, pour notre cas cette approche n'est pas prédominante car seuls les câbles d'intérêt sont modélisés. Nous observons donc plus particulièrement les surestimations engendrées par l'allongement des câbles décrits, après discrétisation, par une approximation en marches d'escalier.

Lors de l'élaboration d'un modèle avec TEMSI-FD, la description de la structure et des paramètres se fait par un fichier script basé sur un balisage et une identification par des mots-clés de toutes les données et propriétés. Les différents éléments de la structure sont ainsi définis via des mots clés simples tels que « fil », « pml »,… Une application VISUFD fonctionnant sous Matlab permet la visualisation de tous les éléments de la structure (Figure 28). En outre, TEMSI-FD est intégré dans la plateforme CUTOO-FD de la PME AXESSIM contenant les outils de modélisation électromagnétique, de maillage et post-processing dédiés à la méthode FDTD.

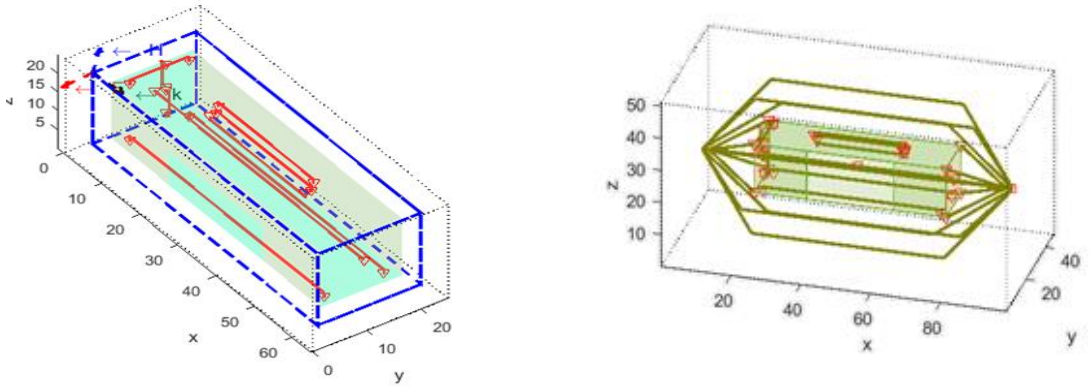


Figure 28 : Visualisation du cas canonique avec Visufd
(sans le retour coaxial à gauche et avec le retour coaxial à droite)

Ce logiciel utilise le formalisme de Holland modifié pour représenter les fils afin de considérer les fils obliques. Il laisse le choix à l'utilisateur entre plusieurs formalismes pour les modèles de plaque mince composite comme les modèles BF (Basse Fréquence) encore appelé Berenger [60], BIBC (Bilateral Impedance Boundary Condition) avec prise en compte de l'effet de peau ou SIBC (Surface Impedance Boundary Condition) pour la prise en compte des pertes à hautes fréquences. Un modèle de fentes minces est proposé opérant sur des marches d'escalier avec là encore plusieurs modèles possibles et en particulier la possibilité de corriger le décalage sur les fréquences de résonance lorsque les fentes minces sont inclinées et donc approximées en marches d'escalier [61]. Les résultats de calcul peuvent quelque peu différer selon les choix effectués. Il est important ici d'expliciter ces choix afin de mieux appréhender les écarts qui pourraient apparaître entre deux modèles similaires mais n'utilisant pas les mêmes formalismes.

II.3.2. La suite ASERIS

La suite ASERIS est une série de logiciels développés par le groupe Airbus qui comporte entre autres un logiciel de simulation utilisant la méthode FDTD, et un autre s'appuyant sur la méthode des équations intégrales. Elles sont respectivement appelées ASERIS-FD et ASERIS-BE. Au cours de notre étude, la partie ASERIS-FD a été la plus utilisée même si des résultats de calcul ASERIS-BE ont été ponctuellement utilisés. ASERIS-FD [62] est complété par ZEBRA [63] qui offre une interface homme

Licence CC BY-NC-ND 3.0

machine (Figure 29) permettant une représentation graphique des éléments de la structure à partir de plaques, fils, fentes …

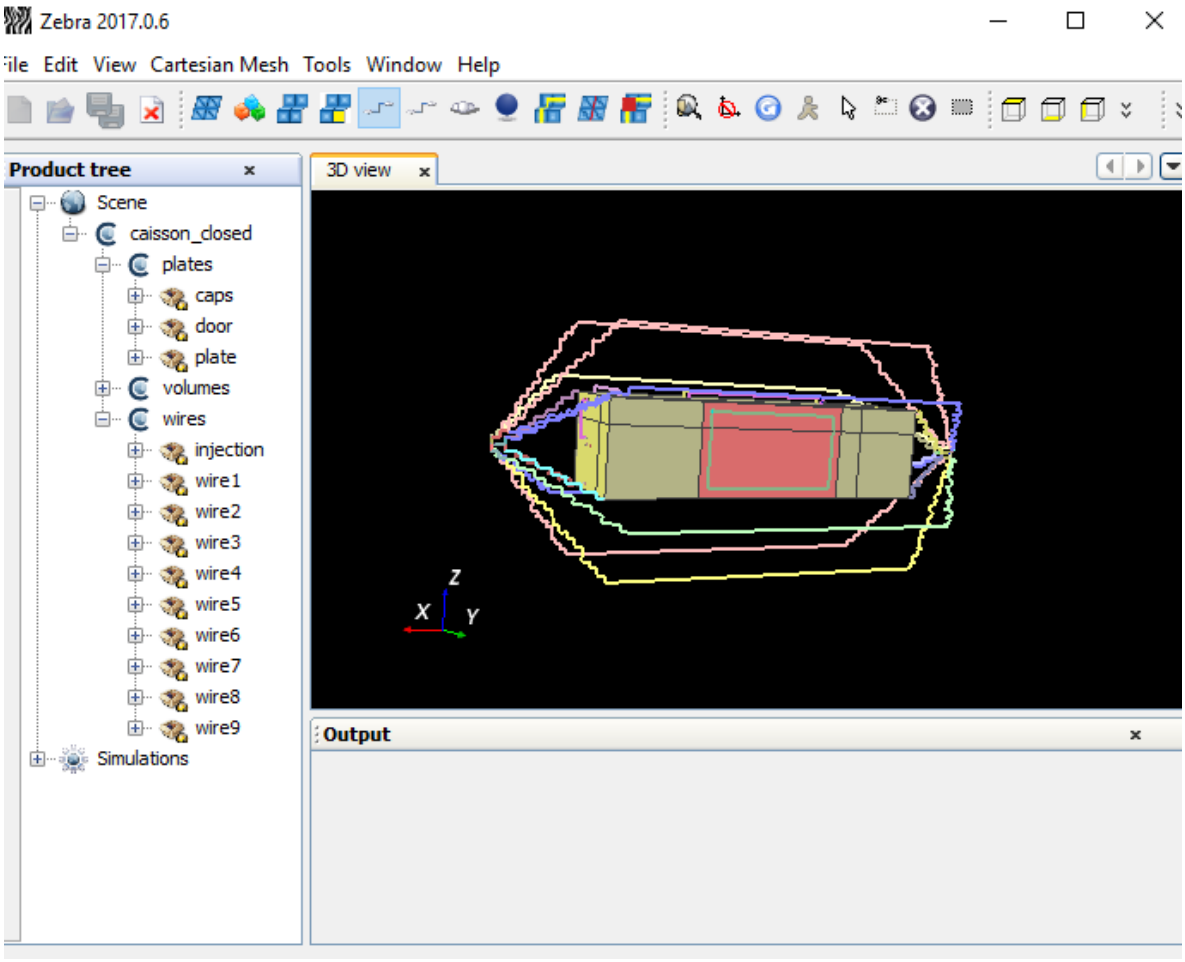


Figure 29 : Visualisation de l'interface ZEBRA

Lors de la définition des éléments, nous pouvons décrire son matériau, son épaisseur et sa disposition dans l'espace. Les différents calculs peuvent être faits en simple ou en double précision tout comme avec TEMSI-FD. La principale différence entre les deux logiciels dans ce cas-là est la présence de marches d'escalier dans ASERIS-FD pour mailler les câblages. Un programme Matlab a été réalisé au cours de la première année afin de convertir les données d'ASERIS-FD vers TEMSI-FD.

II.3.3. FEKO

FEKO (FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche) est un logiciel commercial diffusé par Altair [51]. Il utilise la méthode des moments (MoM), le maillage des structures est donc triangulaire. On rappelle ici qu'avec cette méthode seules les structures sont maillées. L'utilisation de FEKO [64] se rapproche de celle d'Aseris dans la conception des modèles, en effet, l'interface est très visuelle (Figure 30). Cette interface permet l'utilisation d'options nécessaires au bon fonctionnement du modèle, nous pouvons par exemple citer le raffinement local du maillage, utile sous les câbles et autour des ouvertures. Lors des simulations, pour la FDTD, nous définissons un temps de calcul, généralement quelques microsecondes pour le champ fort, alors que pour la MoM, il faut sélectionner les fréquences pour lesquelles nous désirons avoir les résultats. Par conséquent le calcul va être mené afin de répondre à ces contraintes, il n'est donc pas aisé de comparer les différents temps de calcul de manière

Licence CC BY-NC-ND 3.0

objective. Cependant, suite à une première étude sur un cas canonique, les temps de calcul des différents cas développés seront présentés en partie II.4.3.

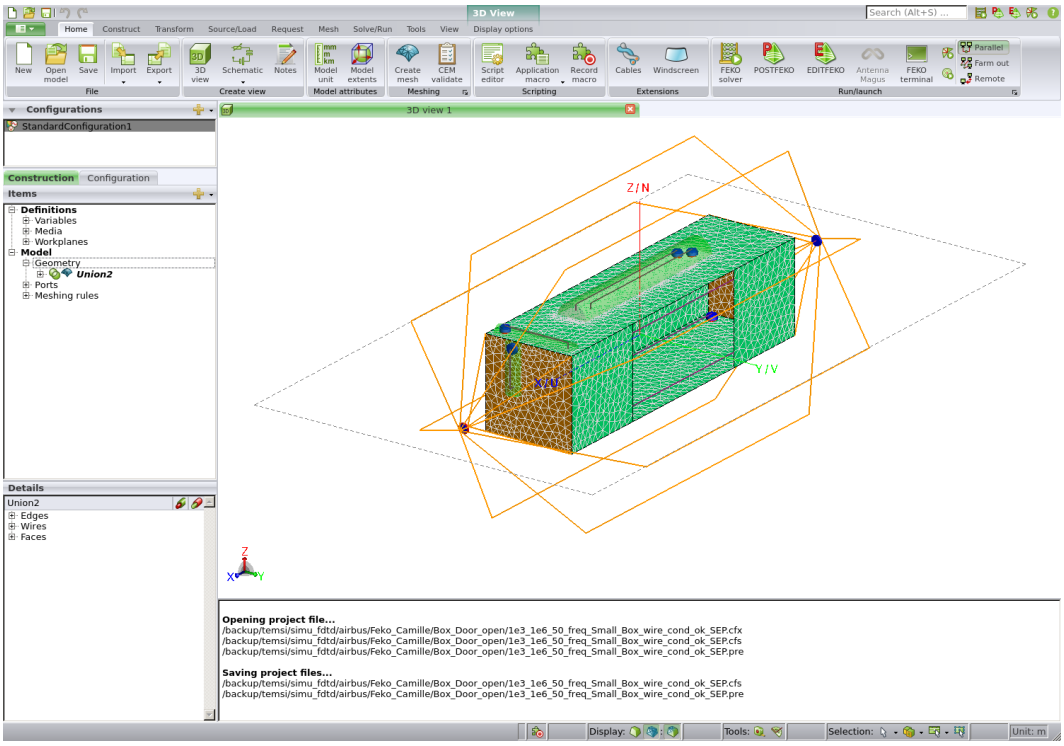


Figure 30 : Visualisation du cas canonique avec FEKO

II.4. Synthèse de l'étude du benchmark

II.4.1. Présentation du cas canonique

Afin de tester les différents solveurs retenus, des simulations ont été réalisées sur un cas canonique. Ce cas canonique est un caisson de 2.20 m de long et 0.60 m de haut et de large présentant une ouverture sur la face avant. L'ouverture est refermée pour le cas « porte fermée ». Sur ce caisson sont placés 9 fils dans différentes positions : verticale, horizontale, à l'extérieur du caisson ou à l'intérieur du caisson. Le caisson est placé au centre d'un retour coaxial afin d'injecter le courant de manière symétrique (Figure 31), le signal en entrée est un signal gaussien de 400 MHz. Le pas de maillage défini pour ce cas canonique est de 4 cm.

Un des objectifs de cette étude sur caisson est la comparaison des outils et des méthodes. Pour mener à bien cette étude comparative, différentes variantes ont été analysées. Tout d'abord la structure simple puis une autre structure similaire mais avec des câbles plus proches de la paroi ont été considérées.

Tous ces cas ont été réalisés porte ouverte et porte fermée, avec des charges de 100 Ω ou 1 mΩ sur les fils afin d'observer les tensions de circuit ouvert (VCO) et les courants de court-circuit (ICC). Ensuite, le contour de la porte a été simulé comme étant une fente. Pour terminer, la structure TEMSI-FD a été tournée afin de tester l'effet de la discrétisation en marches d'escalier.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

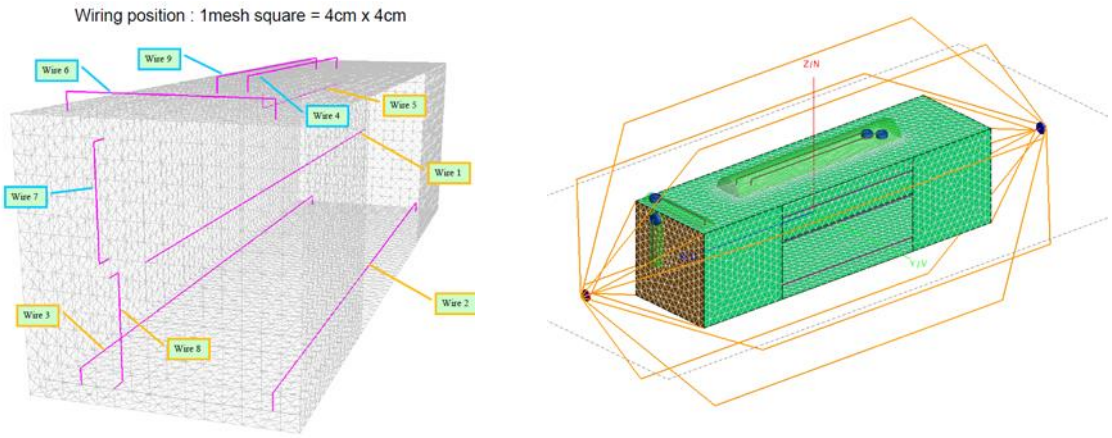


Figure 31 : Caisson avec ses fils avec et sans retour coaxial

II.4.2. Résultats principaux de l'étude 3D

Une synthèse avec la totalité des résultats a été rédigée précédemment [65], nous en avons extrait les principaux résultats. Les câbles principalement étudiés seront le fil 9, externe et le fil 3, interne (Figure 32).

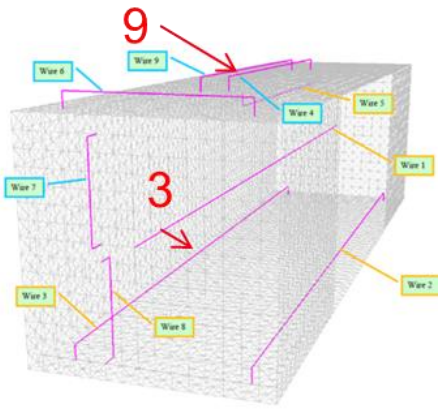


Figure 32 : Disposition des fils 3 et 9

II.4.2.1. Étude du cas de référence

Dans un premier temps, il est nécessaire de comparer les résultats obtenus pour le cas de référence avec différents logiciels utilisant la méthode FDTD et la MoM. Les logiciels utilisés sont donc TEMSI-FD et ASERIS-FD pour la FDTD, ASERIS-BE et FEKO pour la méthode des moments. Nous comparons l'efficacité de ces méthodes sur le fil externe (Figure 33) et sur le fil interne (Figure 34) tout d'abord en condition porte ouverte avec des charges de valeur 100 Ω sur chacun de câbles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

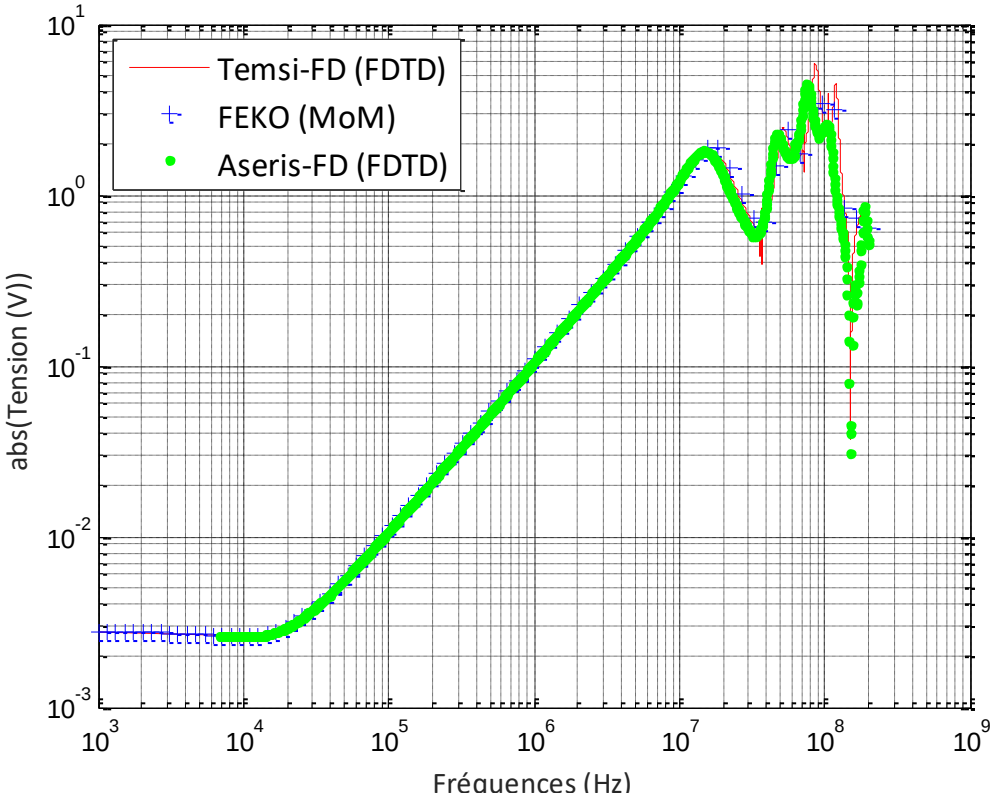


Figure 33 : Tension au niveau du fil 9 (fil externe) cas porte ouverte

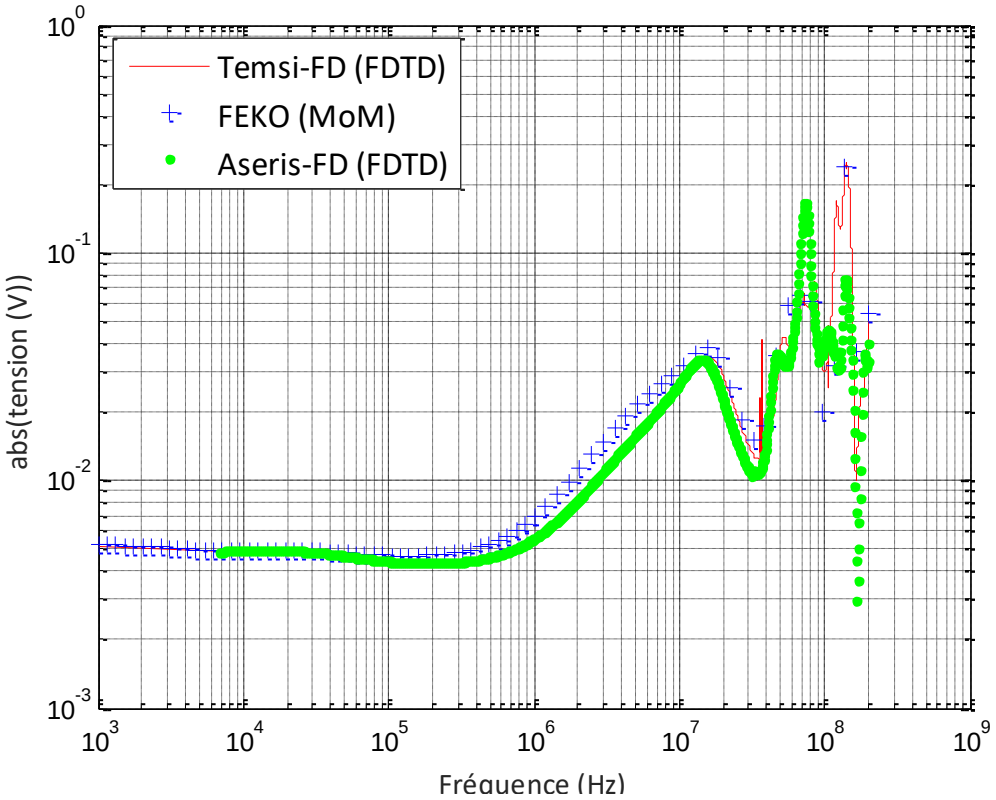


Figure 34 : Tension sur le fil 3 (fil interne) cas porte ouverte

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ces différentes courbes peuvent être décomposées en plusieurs parties : un plateau résistif au niveau des basses fréquences, une pente inductive puis des résonances en haute fréquence. Pour le câble interne, ce plateau correspond à la résistance du caisson. Sur ces figures, nous constatons que les résultats sont dans l'ensemble très proches les uns des autres malgré l'utilisation de différents outils. Cependant quelques différences sont présentes. Sur tous les fils, nous constatons un décalage d'environ 10% sur les fréquences de résonances entre ASERIS-FD et les deux autres logiciels. Ce décalage s'explique par l'allongement des câbles de la structure du retour coaxial avec ASERIS-FD. En effet, les deux autres logiciels respectent la géométrie par des fils obliques alors qu'ASERIS-FD réalise une approximation en marches d'escalier et impliquant une longueur électrique de câble plus longue pour la structure du retour coaxial. La présence de ces fils obliques explique également les écarts d'amplitude de résonances que nous observons pour les hautes fréquences et en particulier au-dessus de 100 MHz.

Sur le fil interne (Figure 34), nous pouvons constater une différence entre ASERIS-FD et les deux autres logiciels en amplitude à hautes fréquences. Cette différence en amplitude est plus significative car elle peut impacter les décisions qui sont prises en terme de protection électromagnétique. En effet, des niveaux maximums types, appelés gabarits, doivent être respectés pour répondre aux exigences de certification. Nous constatons également un écart entre les deux méthodes FDTD et la MoM au niveau de la pente inductive. Cet écart est dû à une surestimation du couplage en champ magnétique induit sur le fil interne, phénomène que nous retrouverons de manière plus prononcée après, lorsque la porte sera fermée. Ce phénomène est la conséquence d'une différence d'estimation « du champ évanescent » dans le caisson.

Les mêmes calculs ont été menés pour le même caisson mais avec la porte fermée. Seules les courbes concernant les fils internes sont présentées ici car la fermeture de la porte n'influe que de manière négligeable sur les niveaux obtenus sur les câbles externes. Tout d'abord, les calculs ont été menés sur des modèles utilisant le formalisme basse fréquence des plaques minces, c'est-à-dire ne considérant pas l'effet de peau (Figure 35).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

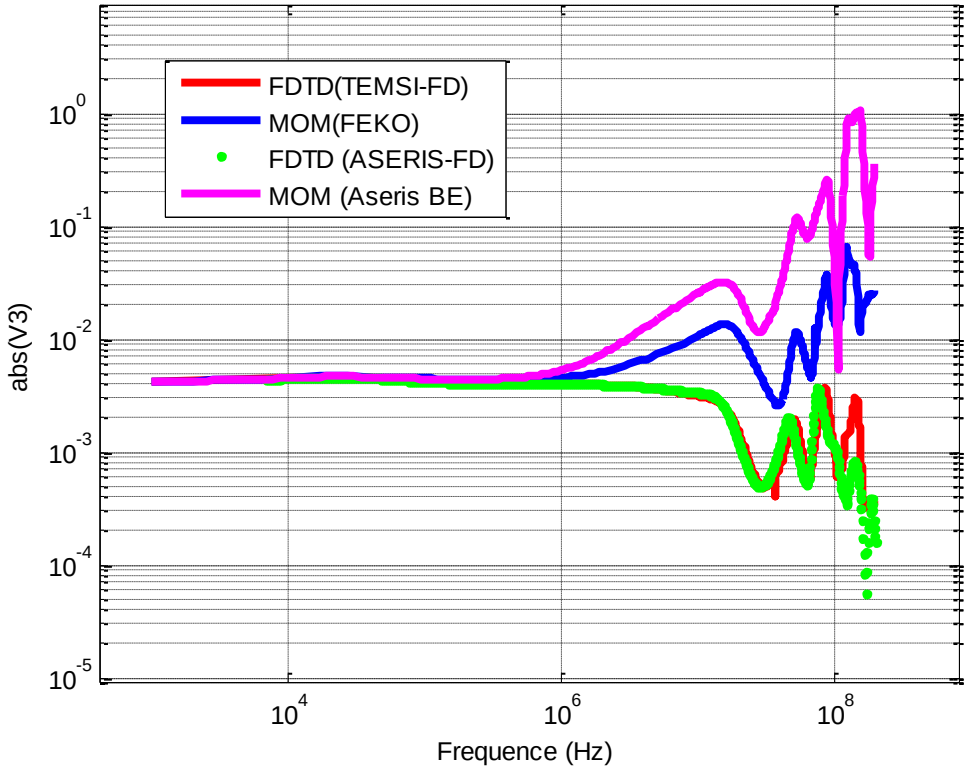


Figure 35 : Fil interne pour le caisson porte fermée - formalisme de plaque ne considérant pas l'effet de peau

Sur cette figure, nous remarquons un écart non négligeable entre les résultats obtenus avec la MoM et la méthode FDTD. De plus, nous remarquons que si ASERIS-FD et TEMSI-FD produisent des résultats similaires, les écarts observés au-dessus de 100 MHz résultent de la présence de fils obliques pour ASERIS-FD, FEKO et ASERIS-BE. Ceux-ci montrent des niveaux très différents pour les hautes fréquences par rapport aux résultats obtenus avec la FDTD. Cette bande de fréquence étant celle qui nous intéressera plus particulièrement dans la suite de ce manuscrit, il est nécessaire de bien identifier la source de ces écarts. Pour cela, des calculs ont été menés sur un modèle similaire mais en intégrant la prise en compte de l'effet de peau (Figure 36).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

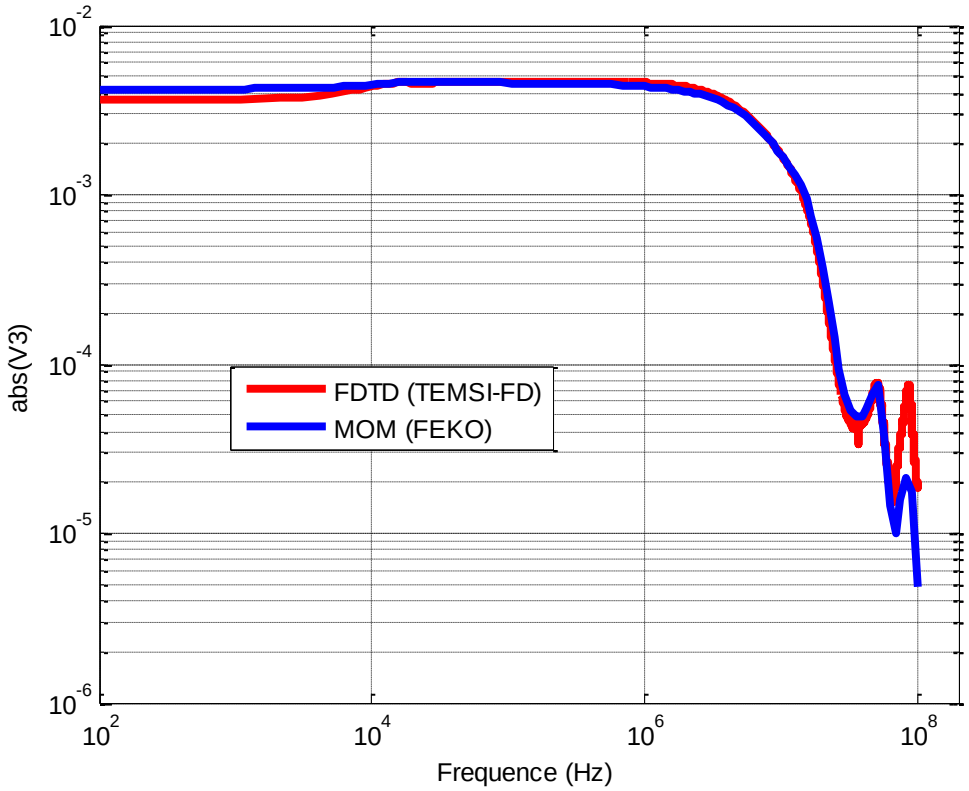


Figure 36 : Fil interne pour le caisson porte fermée - formalisme considérant l'effet de peau pour les plaques

À travers cette étude, nous nous rendons compte qu'en considérant l'effet de peau, les résultats MoM et FDTD sont en accord. En effet, les techniques permettant de prendre en compte l'effet de peau avec la MoM permettent également de résoudre le problème de dynamique dans le domaine interne. Certains écarts persistent cependant ils sont moins importants. Nous observons par exemple, un léger décalage au niveau du plateau résistif. Cet écart est lié à un nombre d'itérations temporelles trop faible avec TEMSI-FD. En effet, une analyse sur une plus longue période temporelle aurait permis aux signaux temporels de converger. De plus la valeur de plateau basse fréquence serait alors indépendante de la méthode utilisée. Au niveau des résonances et en particulier aux alentours de 100 MHz, nous remarquons également un écart d'amplitude qui peut être dû à une mauvaise estimation des champs dans les cavités avec FEKO, et ce malgré sa correction via la technique incluant l'effet de peau. De même, il existe des écarts entre les résultats FDTD suivant la prise en compte ou non de l'effet de peau, mais ces écarts sont moins marqués que ceux résultants de la MoM. Il faut cependant préciser qu'ajouter l'effet de peau lors de la définition des matériaux allonge les temps de calcul de manière significative pour la méthode des moments. Les résultats correspondant au comportement réel du caisson sont naturellement ceux considérant l'effet de peau. Cependant, comme énoncé dans le Chapitre I, lors de la certification hélicoptère, l'objectif est d'avoir une enveloppe de la menace et la comparer avec des gabarits. Par conséquent, utiliser le modèle BIBC ne sera pertinent que pour les zones faradisées c'est-à-dire finalement là où l'évaluation des niveaux de couplage n'est pas le point le plus essentiel car ces zones sont naturellement bien protégées. Néanmoins, et en accord avec la contrainte d'avoir le même outil que pour la foudre, nous allons nous concentrer sur la méthode FDTD pour la suite de l'étude sur H160.

Afin de comprendre les différents phénomènes intervenant dans cette étude, différentes variantes de ce cas de référence ont été étudiées et comparées à ce premier cas. Les résultats présentés concernent

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'étude de câbles placés dans le sens de la transmission le long de la cellule coaxiale, c'est-à-dire les câbles sur lesquels le couplage va être maximal. Cependant, il est également intéressant de s'intéresser aux câbles perpendiculaires au sens de circulation du courant, autrement dit ceux qui présenteront les plus faibles niveaux de couplage magnétique. La Figure 37 présente une comparaison pour la même configuration de caisson. Le câble à l'étude est placé sur le dessus du caisson mais perpendiculairement au 9.

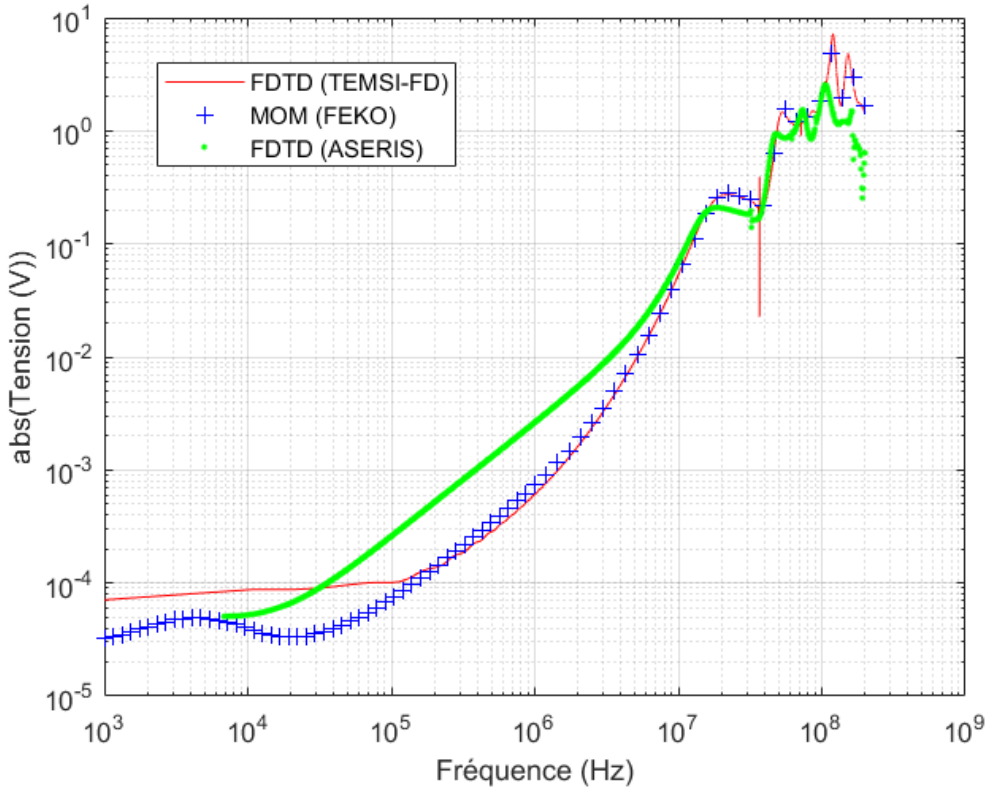


Figure 37 : Tension pour un fil perpendiculaire au sens du couplage

Sur cette figure, nous pouvons observer que les niveaux du plateau basse fréquence sont beaucoup plus faibles que pour les fils placés dans le sens du couplage. À hautes fréquences, les trois méthodes de calcul avec trois logiciels différents semblent correspondre. La partie inductive est difficilement atteinte avec ASERIS-FD même si les niveaux et l'allure générale restent cohérents. Des disparités apparaissent également pour le plateau résistif. Ces écarts peuvent être expliqués par la dynamique des phénomènes qui peut être plus lente et donc nécessiterait des calculs réalisés sur des temps plus longs mais également des niveaux plus faibles. Dans tous les cas, ce type de couplage ne fait pas partie des couplages les plus dimensionnant pour le design d'un hélicoptère.

II.4.2.2. Influence de la hauteur de câbles par rapport à la paroi

Après avoir étudié les cas de référence, des variantes ont été traitées. Dans un premier temps nous nous sommes intéressés à l'influence de la hauteur du câble sur la valeur de la résonance et sur l'amplitude de celle-ci. Pour réaliser cette étude, nous avons considéré un câble présent sur la partie supérieure du caisson. Les calculs ont été menés sur le câble situé à 4 cm puis à 2 cm de la plaque. Les calculs ont été réalisés avec TEMSI-FD pour la FDTD du fait de la possibilité de considérer des câbles transitant au milieu des mailles car ce logiciel permet de placer des fils au centre de chaque maille. En

Licence CC BY-NC-ND 3.0

conservant notre pas de maillage de 4 cm, il était impossible de réaliser ce type d'étude avec ASERIS-FD. Pour la méthode des équations intégrales, nous pouvons réaliser les calculs avec FEKO en raffinant la zone sous les câbles.

Le couplage magnétique sur le câble va dépendre de l'aire entre le câble et la plaque. Par conséquent réduire la hauteur entre le câble et la plaque va diminuer la valeur du courant, et par conséquent de la tension, induite par le couplage magnétique.

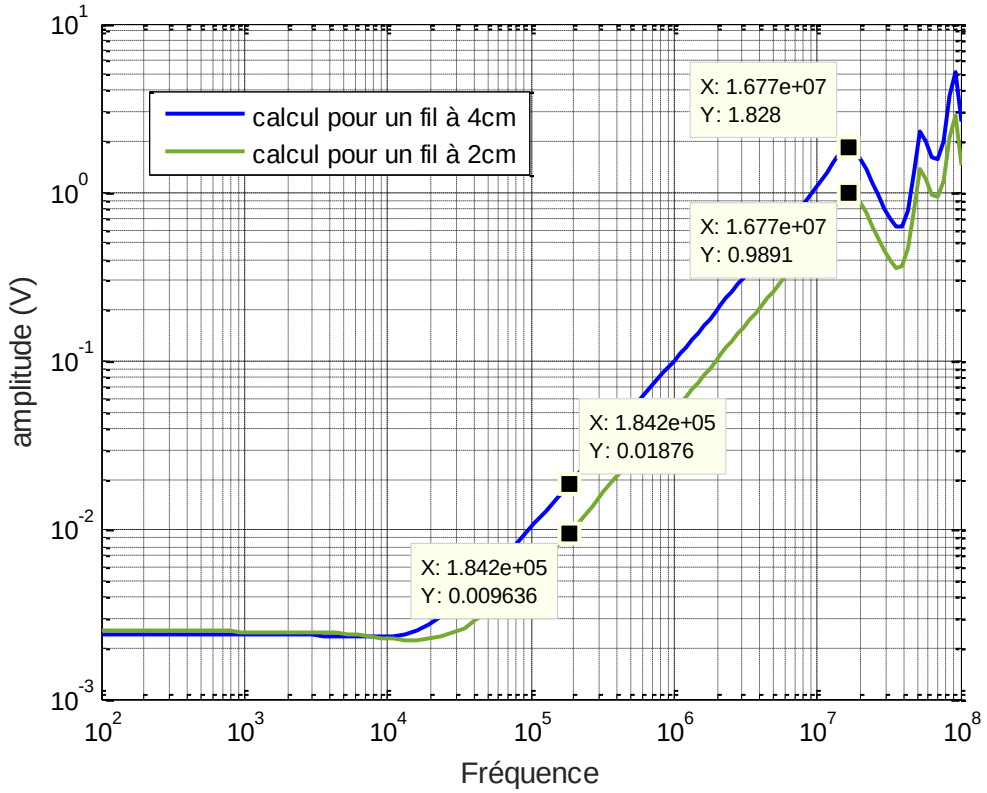


Figure 38 : Tension sur le fil 4 pour deux hauteurs câble-plaque différentes (2 cm et 4 cm)

La courbe de la Figure 38 présente la tension mesurée sur le câble 4 pour les deux hauteurs considérées. Sur cette courbe, nous remarquons que la tension est deux fois plus importante pour le câble situé à 4 cm de la paroi que pour celui situé à une hauteur de 2 cm. Seul le plateau résistif est identique pour les deux cas de figure car il correspond à la valeur de la résistance du caisson, qui ne varie pas avec la hauteur du fil. Les résultats calculés sont donc en accord avec les résultats théoriques qui indiquent que la valeur du courant induit varie proportionnellement avec la variation de l'aire entre le câble et la plaque.

II.4.2.1. Influence de la modification de la charge sur le fil

Dans un second temps, la valeur de la charge sur le câble a été modifiée. En effet, elle est passée de 100 Ω à 1 mΩ permettant ainsi d'étudier non plus les tensions de circuit ouvert mais les courants de court-circuit. Là encore le calcul a été réalisé pour les deux configurations de la porte; ouverte ou fermée. Afin d'étudier ces résultats et en particulier l'influence de la charge sur les courants induits et sur les réponses données par les différents logiciels et des différentes méthodes nous nous focaliserons sur les résultats porte ouverte. Les différentes configurations seront présentés ici avec l'étude des câbles 3 et 9.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le cas considéré est le cas porte ouverte, pour lequel nous observons la tension sur le fil interne (Figure 39) et celle sur le fil externe (Figure 40).

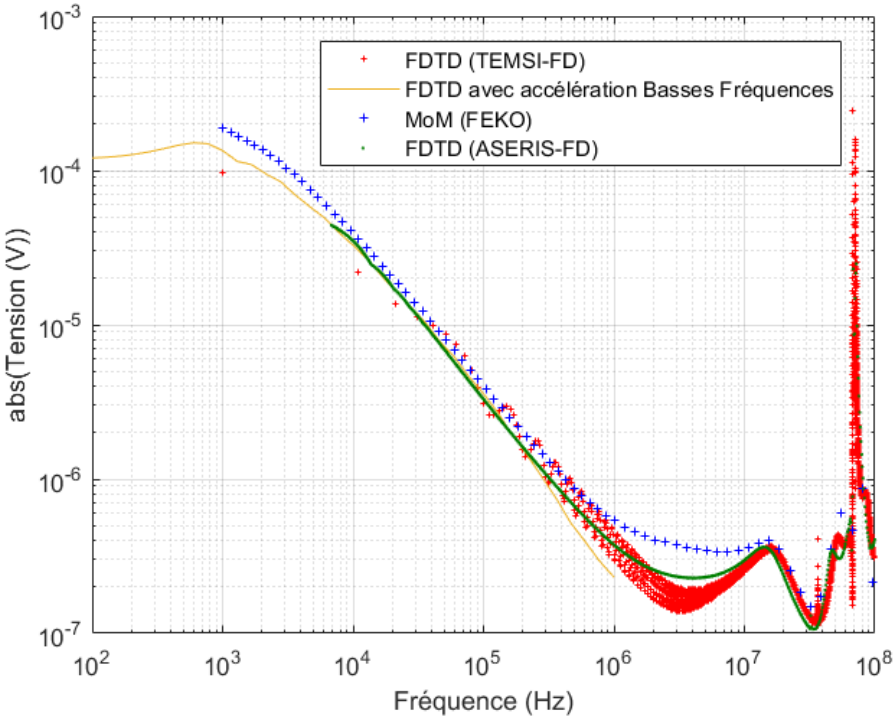


Figure 39 : Tension pour le fil interne

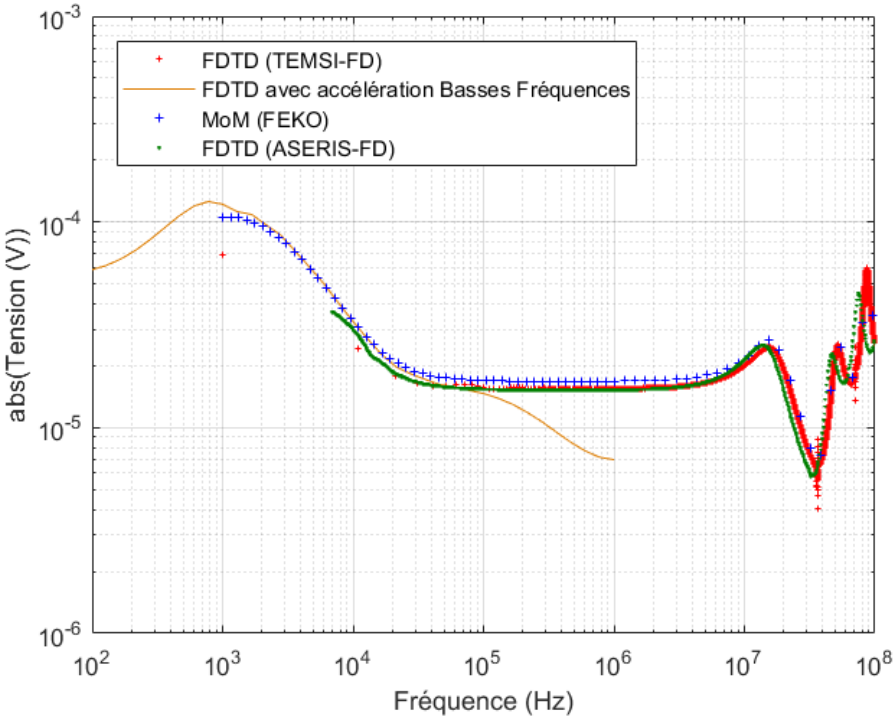


Figure 40 : Tension pour le fil externe

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Sur ces courbes, nous constatons que le signal issu de TEMSI-FD est bruité, cela signifie donc que le calcul n'a pas convergé. Dans le cas d'une charge de court-circuit sur les câbles, atteindre la convergence des signaux temporels nécessite un nombre d'itérations temporelles plus important. C'est pourquoi une étude a également été réalisée en appliquant l'accélération basse fréquence de TEMSI-FD. Sur ces courbes, nous remarquons une bonne corrélation des résultats entre les différents logiciels même si certains écarts persistent pour les faibles niveaux sur les câbles internes. Concernant les basses fréquences, l'accélération basse fréquence de TEMSI-FD permet de retrouver les résultats données par FEKO. Toutefois, on observe une limitation et un décrochage de ces calculs à partir de 50 kHz ce qui illustre bien les limitations haute fréquence de l'accélération basse fréquence. Les résultats et comportements des différents logiciels sont identiques que l'on traite le cas porte ouverte ou porte fermée. Nous pouvons donc conclure que dans les cas de charges de court-circuit sur les câbles, les signaux temporels peuvent converger plus lentement que dans les cas avec des charges de circuit ouvert. Par conséquent, des temps de calcul plus longs doivent être envisagés ou une technique d'accélération basse fréquence doit être appliquée afin de réduire les temps de calcul. Cependant, ces techniques ont des limitations, notamment au niveau de la fréquence maximale de validité qui est relativement basse. C'est pourquoi d'autres techniques comme l'extrapolation (Chapitre IV) peuvent être envisagées pour atteindre les résultats basses fréquences avec un seul calcul sur des temps relativement courts.

II.4.2.2. Influence de la présence des marches d'escalier sur la structure

Dans un troisième temps, nous avons étudié les effets de la présence de marches d'escalier sur la structure avec la porte ouverte. En effet, la méthode FDTD utilise un maillage cartésien, certains éléments ne peuvent pas être maillés tels quels mais approchés par des marches d'escalier. Afin de créer ces marches d'escalier de manière artificielle, le caisson a été tourné de 45° autour de l'axe Oz en utilisant deux méthodes. La première consiste à utiliser l'outil CuToo-FD d'AXESIM [66]. Nous pouvons importer le fichier source de TEMSI-FD dans cet outil et ainsi effectuer des modifications telles que les rotations. Une fois la rotation effectuée, il est indispensable de vérifier que les plaques sont bien assemblées et surtout, il faut s'assurer que les câbles sont bien connectés à la structure. En effet, les marches d'escaliers engendrées par la rotation peuvent poser un problème vis-à-vis des jonctions fil-plaque : une vérification visuelle est donc indispensable.

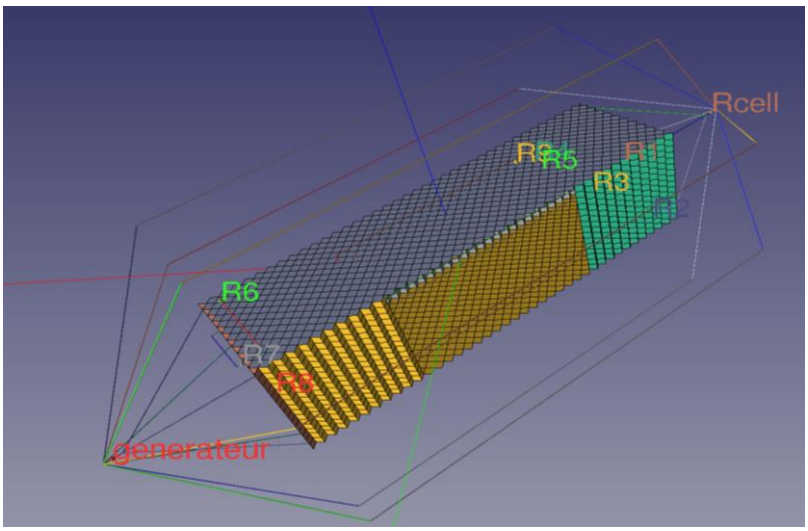


Figure 41 : Caisson tourné de 45° selon l'axe Oz avec Cutoo-FD

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La seconde méthode consiste à effectuer une rotation directement depuis le fichier script de TEMSI-FD avec le mailleur d'Xlim. Cette technique permet également de faire varier le pas de maillage. C'est pourquoi nous avons effectué un calcul avec le pas de maillage à 4 cm et la rotation effectuée via CuToo et un cas avec un pas de maillage de 2 cm et la rotation effectuée via TEMSI-FD directement.

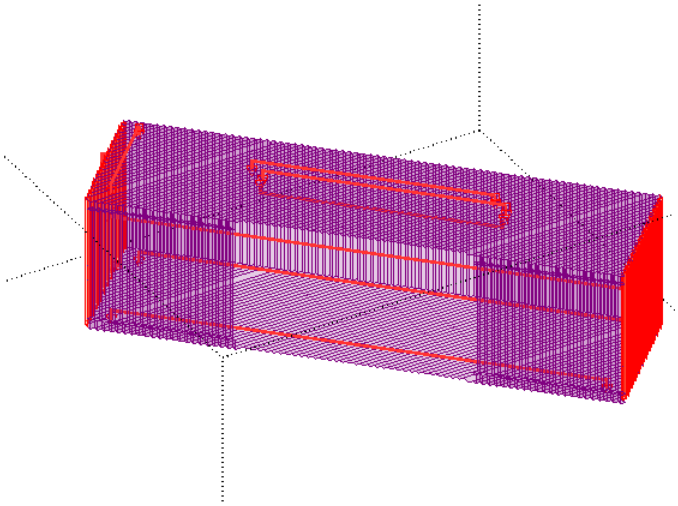


Figure 42 : Rotation effectuée avec TEMSI-FD pour un pas de 2 cm (structure seule)

Afin de conclure sur les effets de cette rotation sur les résultats, nous avons observé à nouveau le fil interne (Figure 43) et le fil externe (Figure 44). Dans les deux cas, nous comparons les résultats de la structure avec le pas de 4 cm et la figure à l'état initial, ceux de cette structure tournée avec un pas de 4 cm et cette même structure tournée mais en maillant avec un pas de 2 cm.

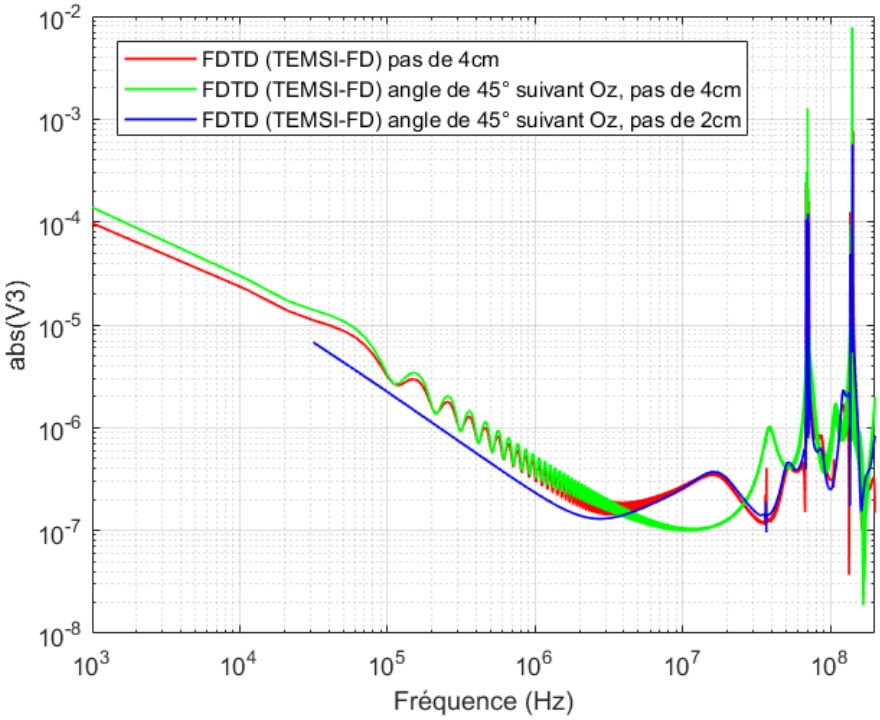


Figure 43 : Résultats de la rotation sur le fil interne

Licence CC BY-NC-ND 3.0

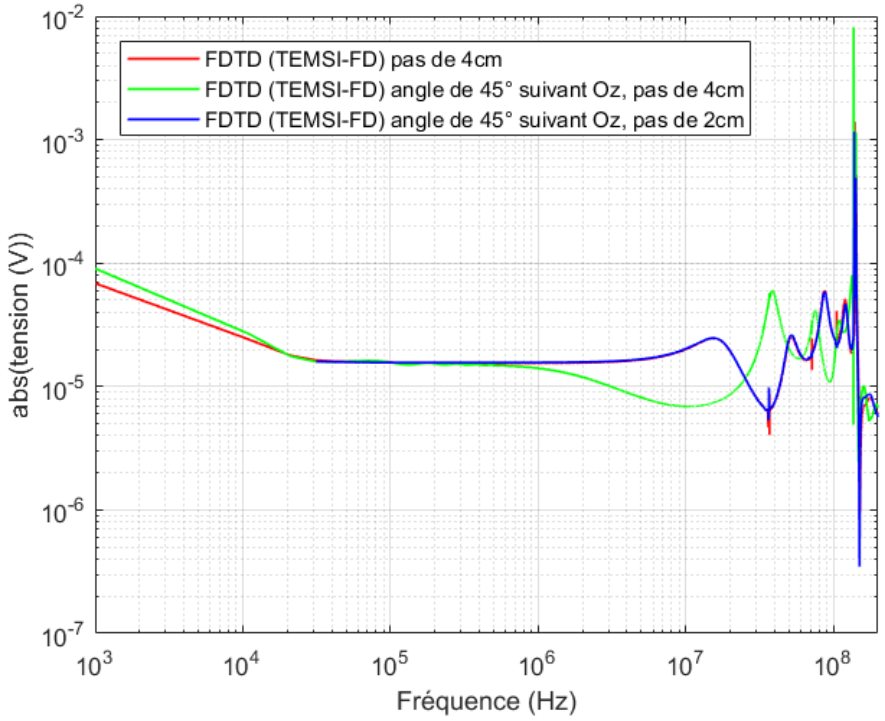


Figure 44 : Résultats de la rotation sur le fil externe

Sur ces deux figures, nous constatons que la rotation de la structure initiale, c'est-à-dire celle avec le pas de 4 cm engendre un décalage des fréquences de résonance et d'antirésonance mais également une modification de l'amplitude de ces résonances et antirésonances. Sur ces figures, nous constatons que le calcul n'a pas été effectué sur un temps suffisamment long, ce qui entraîne la présence de bruit et d'instabilités pour les basses fréquences et notamment pour le câble interne. Cependant, cela n'impacte pas la conclusion concernant les résonances et antirésonances. Ces disparités entre le cas tourné et le cas de référence n'apparaissent pas si le pas de maillage est divisé par deux. En effet, les résultats sont similaires entre le cas de référence et le cas avec la structure tournée et un pas de 2 cm. C'est pourquoi nous en déduisons donc que si les marches d'escaliers interviennent de manière significative sur la structure et en particulier sur la définition des plaques, il peut être nécessaire de réduire le pas de maillage. Une autre étude a été réalisée en effectuant une rotation supplémentaire de 30° vers le haut. Cette rotation supplémentaire n'engendre pas d'écarts supplémentaires à condition que les pas de maillage soient également de 2 cm. Seuls les câbles ayant un faible niveau de couplage peuvent avoir des niveaux plus difficilement calculés. Cependant ce comportement ne sera pas dimensionnant pour une étude sur hélicoptère afin d'estimer le besoin de protection électromagnétique.

II.4.2.3. Origine des résonances

En parallèle de l'étude des différents logiciels, il est important de bien comprendre l'origine des différentes résonances observées. Pour ce faire, un caisson fermé de 2.2 m de long a été modélisé dans son retour coaxial de 3.6 m de long avec autour de la porte obstruant l'ouverture une fente périmétrique de 3.12 m de long (Figure 45).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

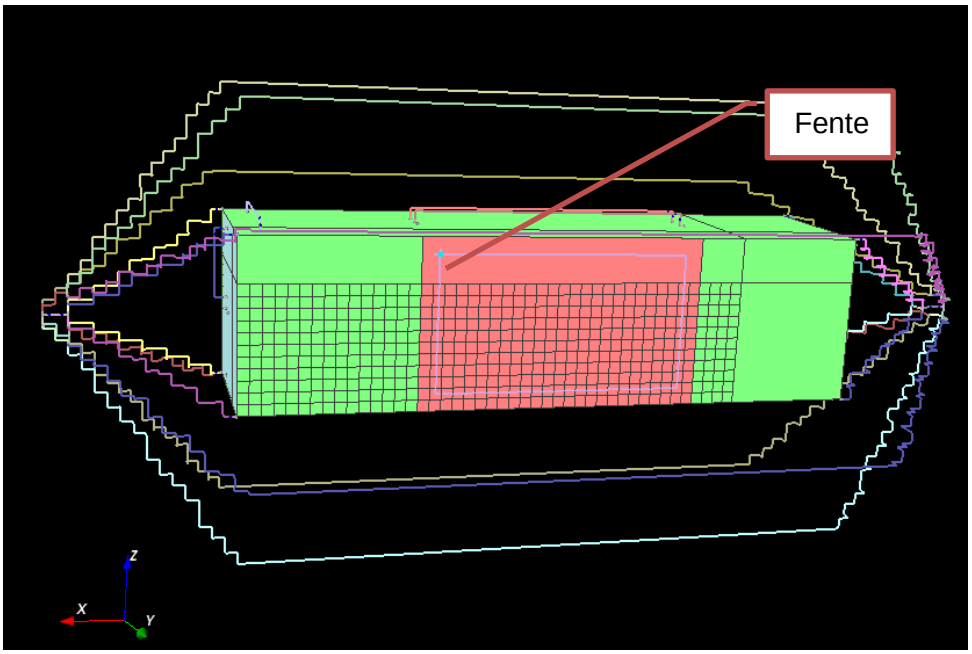


Figure 45 : Caisson avec une fente autour de la porte fermant la cavité

Dans un premier temps, nous avons calculés les fréquences de résonance théoriques liées à la structure globale et au caisson. Ces fréquences de résonance sont calculées en considérant que ces deux éléments résonnent en λ/2 (*2*).

$$f_0 = \frac{c}{2*L} \qquad (2)$$

Avec f_0 la fréquence de résonance, c la célérité et L la longueur de l'élément.

En appliquant cette équation, nous trouvons donc 41 MHz pour la résonance structure coaxiale et 68 MHz pour la résonance cavité. Ces deux résonances ne doivent impacter que les fils internes.

À l'aide de cette même formule, nous pouvons calculer la fréquence de résonance propre de chacun des câbles qui sont reliés à la structure par leurs deux extrémités. Par exemple, la résonance du fil 4 et du fil 9, qui sont les deux câbles positionnés sur la partie supérieure de la structure et dont la longueur est de 1,08 m serait d'environ 139 MHz.

Dans un second temps, nous avons calculé la fréquence de résonance de la fente. Pour les fentes de ce type, la longueur d'onde λ est égale au périmètre de la fente. Par conséquent, la fréquence de résonance théorique est de 96 MHz.

Pour l'ensemble des câbles, les différentes valeurs de fréquence de résonances ont été relevées (Tableau 3) on mettant en relief les différences entre les câbles internes en fond bleu et les câbles externes en fond vert.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau 3 : Différentes valeurs de résonances et d'antirésonances selon le fil
(Lignes vertes pour les fils externes et bleues pour les fils internes)

Résonances	1	2	3	4	5	6	7	8
Fil 1	15,9	36,8	51,7	72,4	75,9	87	108	119
Fil 2	16,1	36,8	53,7	72,3	109	119	144	
Fil 3	16,1	36,8	51,9	70,4	72,4	75,9	109	119
Fil 4	15,5	36,8	52,7	87,1	119	137	145	
Fil 5	16,1	36,8	49,9	75,0	87,4	105	120	137
Fil 6	20,7	36,8	53,5	71,6	85,6	121	151	
Fil 7	20	34,1	35,6	36,8	52,7	71,6	120	
Fil 8	16,1	36,8	54,1	70,6	72,4	105	120	
Fil 9	15,6	36,8	52,2	86,7	119	138	145,5	

En observant ce tableau nous constatons que certaines fréquences de résonance sont communes à tous les câbles et d'autres ne le sont que pour les câbles internes. Par exemple, nous retrouvons une résonance commune à 36.8 MHz, en rouge dans le Tableau 3, qui correspond à la résonance structure dont la valeur théorique était 41MHz. Il faut noter que la longueur totale de la structure est mesurée d'un bout à l'autre. Les écarts peuvent provenir de la longueur supplémentaire due à la longueur des câbles obliques constituant la cellule du retour coaxial. De même, nous retrouvons bien pour les câbles internes, à 72 MHz et 106 MHz, les fréquences de résonances correspondant théoriquement à la résonance cavité et à la résonance fente, calculées à 68 MHz et 96 MHz, respectivement en violet et en jaune dans le tableau ci-dessus. La résonance commune à tous les câbles pour 119 MHz, en vert, est un multiple de la première résonance, soit la fréquence associée à la résonance en $3\lambda/2$.

Ces résonances étudiées sont les résonances communes à plusieurs câbles. En ce qui concerne les résonances propres des câbles, nous constatons la présence d'une résonance à 137 MHz pour le câble 4 et une à 138 MHz pour le câble 9. Ces deux valeurs correspondent bien aux résonances particulières, associées à chacun de ces câbles, calculées précédemment.

Cette étude permet de mieux appréhender les résultats qui peuvent être rencontrés sur des cas plus complexes comme les hélicoptères. En effet, nous retrouvons une résonance structure dépendant de la longueur de la machine et des résonances dépendant des longueurs des câblages, diverses cavités et fentes présentes sur l'appareil.

Toutes les méthodes présentées dans cette partie sont des méthodes de simulation 3D. Afin de relier les observations décrites ci-dessus et aux phénomènes physiques, une simplification circuit a également été réalisée pour la partie basses fréquences.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.4.3. Comparaison des temps de calcul

Le choix d'un logiciel ne repose pas que sur ses performances de calcul. En effet, il est important de maîtriser les temps de calcul afin de rester dans des ordres de grandeur cohérents avec les cycles de développement d'un hélicoptère. Lors de l'étude sur caisson, les calculs FEKO ont eu lieu sur un poste fixe alors que les calculs TEMSI-FD et ASERIS-FD ont été exécutés sur des serveurs externes disposant de plus de processeurs ; pour TEMSI-FD, nous utilisons le service CALI (cluster de l'Université de Limoges) [67] et pour ASERIS-FD, nous utilisons les clusters d'Airbus. Cependant, il faut noter que s'il est facile d'indiquer une fenêtre temporelle sur laquelle on veut obtenir les résultats pour TEMSI-FD et ASERIS-FD (typiquement quelques dizaines de microsecondes), pour FEKO, le temps de calcul dépend beaucoup de la précision requise et plus particulièrement du nombre de fréquences pour lequel nous voulons obtenir les résultats. D'une manière générale, les temps de calcul sont relativement identiques entre deux cas FDTD si on ramène tous ces calculs aux mêmes performances machines. Cette affirmation se vérifie si et seulement si les modèles utilisés sont identiques. En effet, selon les modèles de PML (Perfect Matched Layers), de plaques et de fentes utilisés, les temps de calcul peuvent varier. De plus, il faut noter que pour réaliser les calculs FEKO la bande de fréquence a été divisée en deux afin de réaliser deux calculs différents. Il faut également souligner que le cas porte ouverte avec FEKO est plus long que porte fermée que nous avions raffiné d'avantage le maillage aux alentours de l'ouverture et sous les câbles internes.

Par conséquent, le temps d'exécution n'est pas déterminant pour le choix entre ASERIS-FD et TEMSI-FD, d'autant plus que les calculs sont réalisables en étant parallélisés. Par contre, FEKO semble plus long si nous voulons avoir suffisamment de points pour traiter les résultats.

II.4.4. Étude 2D

Afin de bien fixer les phénomènes apparaissant lors de cette étude 3D, un circuit équivalent est proposé. Une telle approche permet de mettre en évidence certains phénomènes et de vérifier la cohérence des modèles 3D [18]. Cependant, les approximations réalisées ne sont plus valables à hautes fréquences.

Pour réaliser cette étude 2D, nous avons décidé d'étudier le cas d'un fil externe comme le 9 dans le cas de la porte fermée avec une charge de 100 Ω sur le fil. Ce fil sur le caisson a été représenté sous la forme d'un circuit équivalent (Figure 46).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

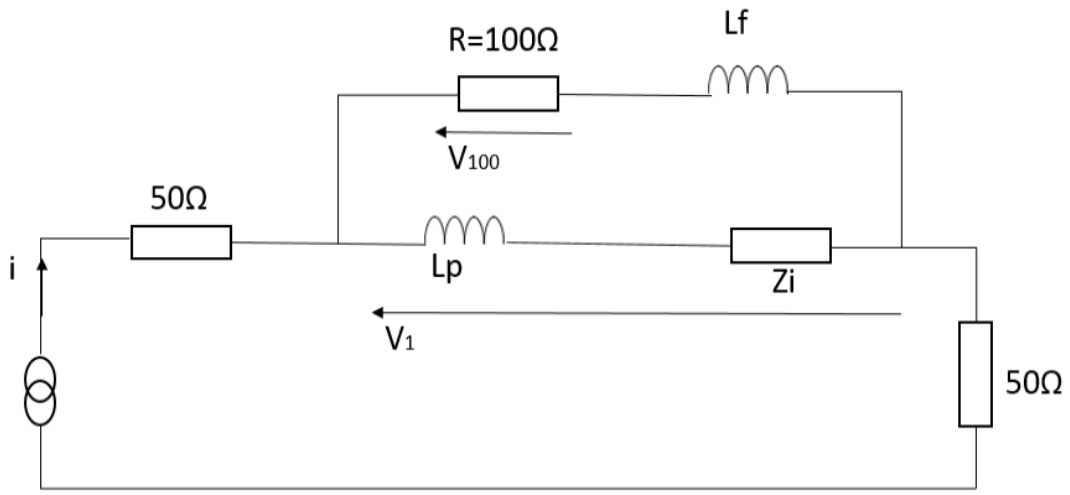


Figure 46 : Circuit équivalent pour le fil 9 (boîte fermée)

Sur ce circuit apparaissent le générateur, les résistances de 50 Ω associées au générateur et à la sortie du circuit, la résistance de 100 Ω placée sur le fil, la self associée au fil (*Lf*), la self associée à la cavité (*Lp*) ainsi que son impédance interne Z_i. Les valeurs des éléments caractéristiques de la structure (*Lf*, *Lp*, Z_i) ont été calculées à partir d'approximations sur les différentes bandes de fréquences.

Lf est calculée à partir de la formule de l'inductance en mode différentiel d'un câble au-dessus d'un plan de masse (*3*). On suppose alors que le retour coaxial a peu d'influence sur le câble.

$$Lf = \frac{\mu 0}{2*\pi} * log\left(\frac{h}{a} + \sqrt{(\frac{h}{a}^2 - 1)}\right) = 8{,}7*10^{-7} H \quad (3)$$

avec h la hauteur du fil et a son rayon

Ensuite, on se place sur la partie de la bande de fréquence où les effets inductifs sont dominants (20dB/décade). On néglige alors l'impédance de *Lf* qui est en série avec une charge R de 100 ohms. De même, l'impédance interne est négligeable devant les effets inductifs de la plaque L_p pour les fréquences supérieures à 100 kHz. La valeur L_p peut alors être calculée connaissant la tension aux bornes de la charge *R* :

$$Lp = \frac{V_{100}}{I_{généré} * j * \omega} = 1{,}6*10^{-8}\ H \quad (4)$$

Pour le circuit général :

$$Z_i = \frac{l}{W} Z_s \quad (5)$$

*avec W le périmètre de la structure (4*0.60m) et l la longueur du caisson*

$$Z_s = \frac{j*k_m}{\sigma} * coth(j * a * k_m) \text{ et } k_m = (1 - i) * \sqrt{\frac{\omega*\mu*\sigma}{2}} \quad (6)$$

$$\mathrm{V_{100}} = \mathrm{i} * \mathrm{Z_R} * \frac{\mathrm{Z_p} + \mathrm{Z_i}}{\mathrm{Z_R} + \mathrm{Z_p} + \mathrm{Z_i} + \mathrm{Z_l}} \quad (7)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Par la suite, on compare la tension V_{100} estimée grâce au circuit équivalent avec celles calculées par les simulations FEKO et TEMSI-FD.

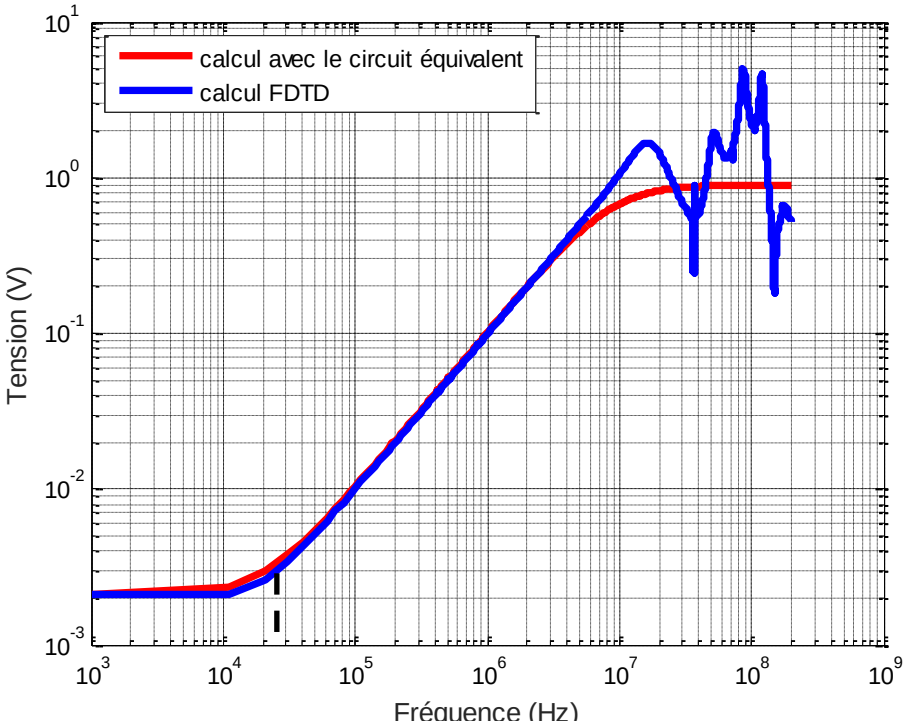


Figure 47 : Tension aux bornes de la résistance de 100 ohms du fil 9

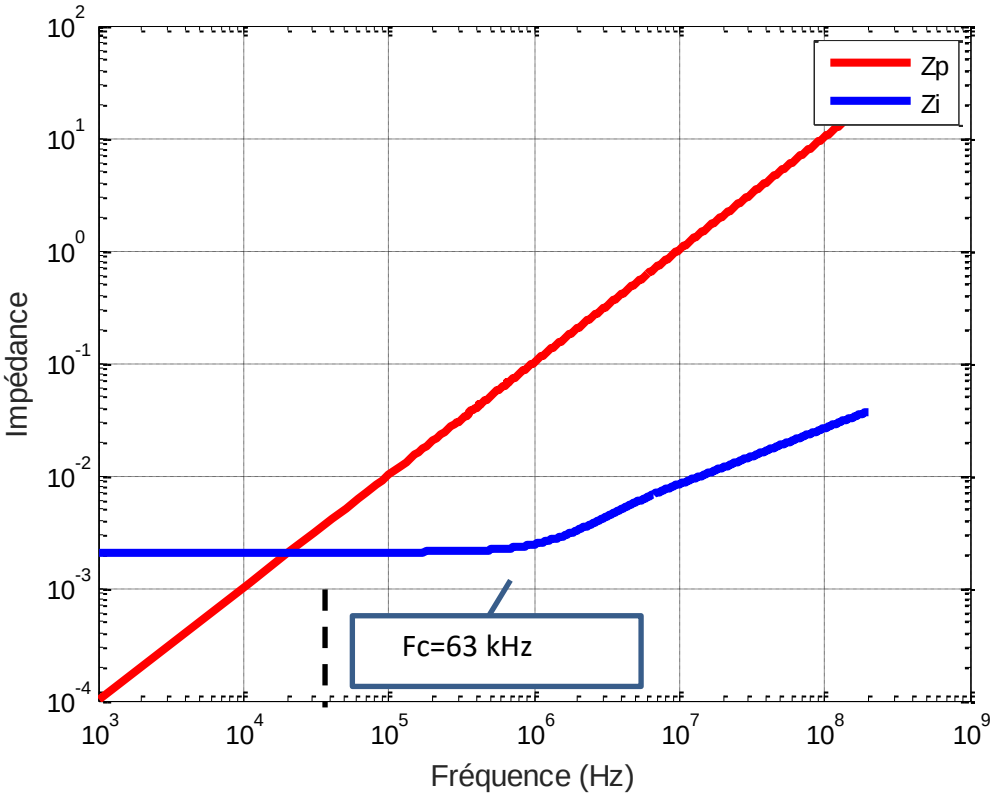


Figure 48 : Module de l'impédance interne de la cavité et de sa self propre

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En analysant ces deux figures, on remarque qu'au niveau des basses fréquences, le circuit est purement résistif. Cette constatation se justifie par le fait qu'aux basses fréquences (en dessous de 10kHz), l'impédance interne de la cavité est plus importante que celle de sa self propre (L_p). Le plateau est donc imposé par les pertes dues à la cavité. De plus, sur la Figure 48, on remarque que la courbe de Z_i change d'allure au niveau de la fréquence de coupure (63 KHz) sans toutefois qu'il puisse y avoir un effet sur la réponse en tension sur le fil car les effets inductifs propres au caisson sont alors largement dominants. Ceci illustre le fait que l'effet de peau et l'augmentation avec la fréquence de l'impédance de surface n'ont en réalité pas d'impact sur les réponses, excepté dans les zones faradisées et pour des fréquences plus hautes pour les pertes électriques de surfaces dont l'impact sur les pics de résonance est non négligeable au-dessus de 100MHz.

A noter que ce schéma est une simplification du schéma circuit mode différentiel basse fréquence dont la référence de masse est le retour coaxial. En particulier, *Lp* inclut la self propre de la cavité ainsi que la mutuelle avec le câble. La self *Lf* du câble est peu différente de la conjugaison de la self propre du fil par rapport au retour coaxial et de la mutuelle (Câble – Cavité).

Le même schéma a été repris pour être appliqué sur le fil 4 (ou 9) dans le cas de la porte ouverte avec des résistances de 1 mΩ sur les fils. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 49.

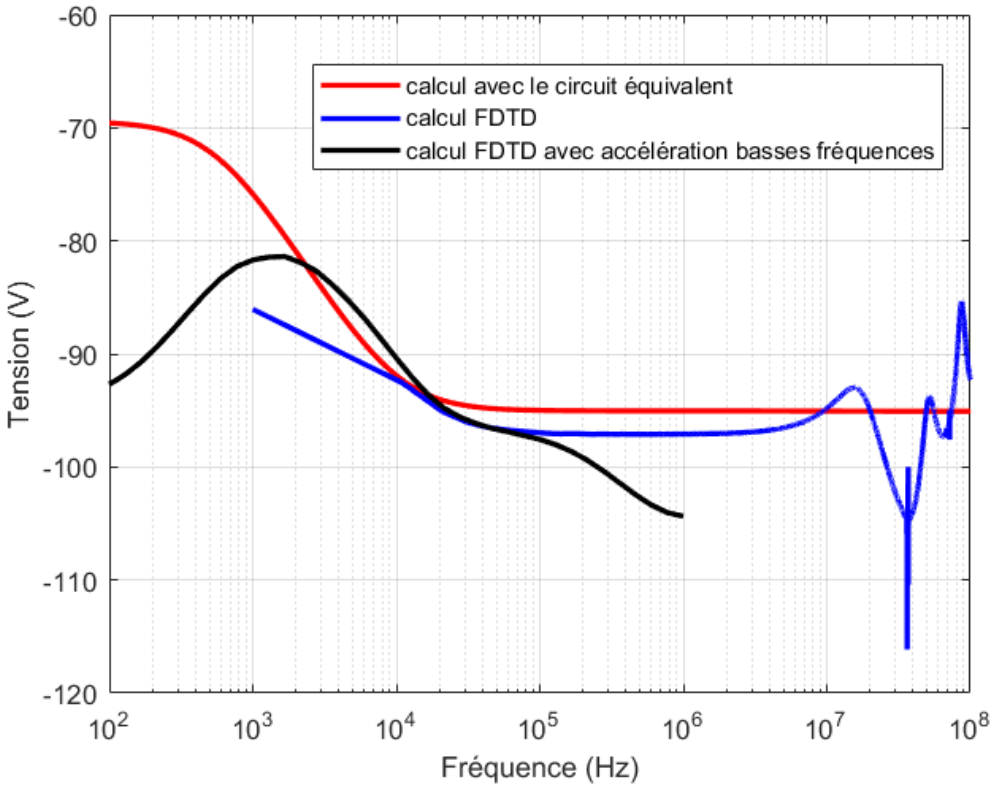


Figure 49 : Tension aux bornes de la résistance de 1 mΩ du fil 4 ou 9

Licence CC BY-NC-ND 3.0

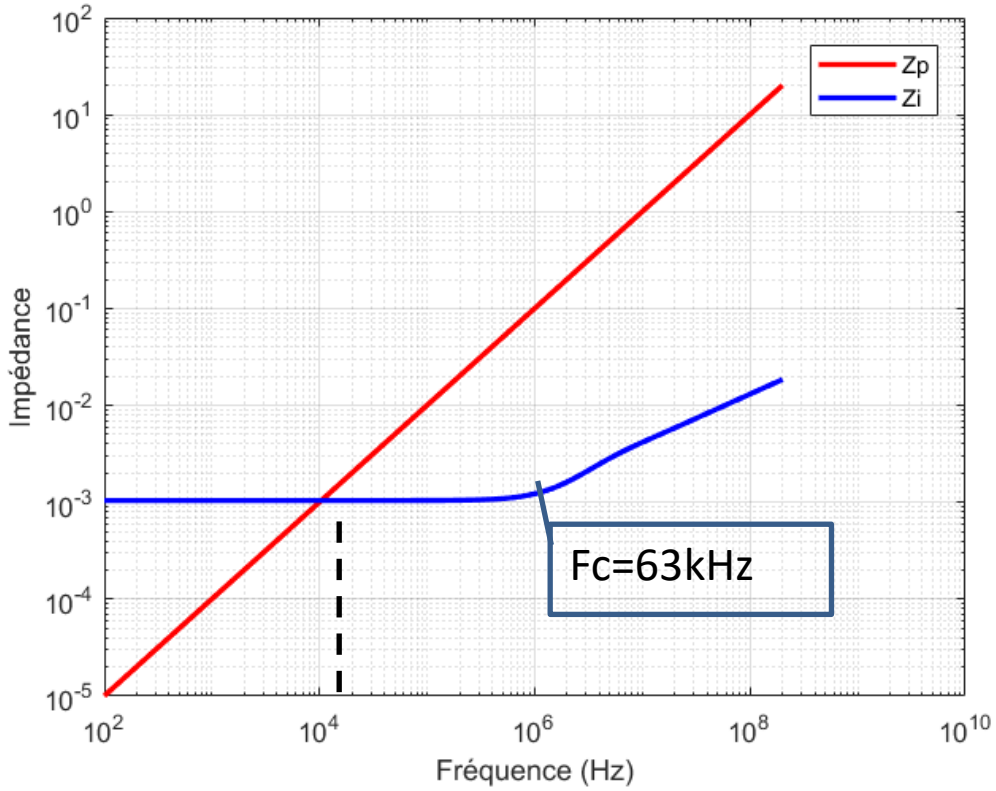


Figure 50:Module des impédances de plaque et de cavité

Dans ce cas, on remarque que l'approximation circuit est moins bonne pour les basses fréquences que dans le cas précédent. Cela est dû au fait qu'aux très basses fréquences, le courant passe dans tous les fils ayant une résistance de 1mΩ qui est très faible alors que pour le cas 100 Ω, la tension est imposée par la cavité et, par conséquent, le courant dans les fils est négligeable.

Afin d'appréhender les tensions sur ces fils à basse fréquence, il faut faire un autre circuit équivalent prenant en compte les fils présents à l'intérieur de la boîte (2-3-1-5).

Ce type d'étude pourrait être réalisé avec tous les fils mais l'objectif est ici de démontrer qu'une analyse avec une représentation par un circuit électrique équivalent simple permet d'expliquer clairement les comportements basse fréquence des différentes courbes obtenues avec un modèle 3D plus complexe.

Grâce à toutes ces études, nous avons une idée claire des phénomènes mis en jeu lors de l'étude des courants induits sur des structures fermées ou semi-fermées. De plus, nous pouvons conclure quant à la solution retenue pour réaliser les simulations hélicoptères.

II.5. Bilan

Cette étude relative aux méthodes d'analyse champ fort utilisées aujourd'hui associée à notre besoin a permis d'identifier deux méthodes ayant un domaine d'application adapté : la méthode FDTD et la méthode IE. Ces deux méthodes ont été appliquées sur un cas canonique afin de quantifier les écarts entre ces deux méthodes d'une part et au sein d'une même méthode mais entre deux logiciels pouvant présenter des caractéristiques spécifiques comme la définition des fils obliques en FDTD. In fine, cela permet d'établir les limitations des outils tout en les prenant en main sur un cas simple avant d'aborder

Licence CC BY-NC-ND 3.0

la modélisation de structures plus complexes. L'étude 2D a permis d'expliquer ces comportements de manière claire, ce qui permet d'expliquer les comportements observés en simulation. Cette première étude a donc servi à bien appréhender les phénomènes et comportements pouvant être retrouvés pour ce type de cas. Suite à cette étude, nous avons choisi de continuer l'étude sur hélicoptère avec l'approche FDTD. Cette méthode est déjà celle utilisée pour les modélisations foudre, par conséquent, afin d'avoir le même modèle pour la foudre et le champ fort, il est cohérent d'utiliser cette méthode. Cependant, la méthode des équations intégrales ne doit pas être négligée car elle apporte une validation alternative pour la simulation, renforçant ainsi la confiance dans les simulations 3D, de plus elle s'avère plus précise et souple dans le maillage.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre III. Passage des essais sol aux conditions de vol via la simulation

Afin de répondre aux exigences de certification champ fort de la FAR/CS27.1317 [68] et de la FAR/CS29.1317 [69] relatives à la certification des hélicoptères, une méthodologie a été définie pour établir la conformité aux champ fort suivant l'ARP 5583 [7]. Des essais sont réalisés sur l'hélicoptère pour prouver que son comportement face aux agressions champ fort est compatible avec le niveau de qualification des équipements électroniques. Le protocole d'essai mis en place est présenté dans le Chapitre I. Il est composé de deux phases distinctes et complémentaires pour établir les fonctions de transfert champ fort; des mesures sont réalisées avec une injection de courant dans la structure de l'hélicoptère à l'aide d'un retour coaxial, puis l'hélicoptère est illuminé à l'aide d'antennes pour compléter la gamme de fréquence visée dans la démonstration. Dans ce troisième chapitre, l'objectif est de présenter la méthode de transposition des résultats d'essais en retour coaxial aux résultats que l'on obtiendrait en conditions de vol. En effet, comme expliqué précédemment, les conditions de tests ne sont pas représentatives des conditions de vol d'un hélicoptère mais permettent d'établir une configuration de référence aisément modélisable pour établir les fonctions de transfert. Ce chapitre présentera tout d'abord le protocole actuel avant de décrire les améliorations proposées dans le cadre de cette thèse dont les bénéfices sont illustrés par les résultats d'essai de fonction de transfert sur H160 et les modélisations différences finies. Certains résultats n'ayant pas mené à des modifications de modèle sont également présentés.

III.1. Le protocole initial

III.1.1. Les données d'essais

Pour la certification du H160, une campagne d'essais champ fort a été réalisée en Janvier 2018. Cette phase d'essais répond aux critères de la norme. Par conséquent, une première partie a été réalisée avec l'hélicoptère placé dans un retour coaxial, pour les fréquences entre 10 kHz et 100 MHz et une seconde partie a été réalisée, pour les fréquences entre 30 MHz et 400 MHz, avec l'hélicoptère illuminé par des antennes dans des conditions de chambre réverbérante. Pour mener à bien ces essais, le retour coaxial est défini comme présenté dans le Chapitre I. Lors de cette campagne, les courants de faisceaux de câbles ont principalement été mesurés, cependant, pour la configuration en retour coaxial, 12 points de champ magnétique situés à différents endroits stratégiques de la structure ont également été relevés afin d'avoir une enveloppe globale des niveaux de champ autour de l'hélicoptère.

L'ensemble de ces essais a été réalisé dans un hangar fermé. L'hélicoptère était placé à même le sol mais isolé de ce dernier par des plaques de PVC (polychlorure de vinyle) positionnées sous les trois roues. Lors des essais en rayonné, les parois de l'hélicoptère doivent être éloignées d'au moins $\lambda/4$ par rapport aux murs et au sol afin que l'hélicoptère ne soit pas perturbé par la présence de l'environnement d'essais. Pour une fréquence de 100 MHz, la distance à respecter est donc de 0.75 m alors que pour une fréquence de 30 MHz, la distance à respecter est de 2.5 m. À travers ces calculs il est facile de comprendre que pour des fréquences trop basses les résultats en rayonnés sont faussés par la présence du sol et des murs. C'est pourquoi les essais pour les fréquences entre 10 MHz et 100 MHz sont réalisés en retour coaxial. Le retour coaxial permet de s'affranchir de ce critère; cependant, le sol peut impacter dans des moindres mesures les résultats sous l'hélicoptère. Si le retour coaxial

Licence CC BY-NC-ND 3.0

permet de s'affranchir du critère des λ/4, il utilise une agression en conduit et non en rayonné, ce qui tend à s'éloigner des agressions rencontrées en conditions de vol. De ce fait, les résultats de mesure des courants en retour coaxial nécessitent d'être transposés aux conditions de vol. À l'heure actuelle, les mesures de courant en chambre réverbérante sont prises comme référence en espace libre pour les fréquences au-dessus de 30 MHz. Une méthode de transposition des résultats obtenus en essais retour coaxial vers les conditions de vol basée sur les champs de surface est définie. Cette méthode a déjà été éprouvée et est reconnue par les différents acteurs de la certification. Elle utilise un ensemble de champs de surface issus de modèles numériques afin de calculer des coefficients à appliquer sur les courants de torons mesurés [11]. Afin d'assurer la pertinence de ces coefficients, les champs de surface calculés se doivent d'être les plus conformes possible à la réalité. Dans un premier temps l'étude porte sur une amélioration de la cohérence entre les mesures et les simulations sur la base de l'approche conventionnelle. Dans un deuxième temps une approche alternative sur la base des courants circulants dans les câbles est étudiée.

III.1.2. Le passage aux conditions de vol

Les courants mesurés en retour coaxial ne sont pas représentatifs des résultats que l'on obtiendrait en conditions de vol, par conséquent il est nécessaire d'établir un protocole permettant de s'affranchir de cette difficulté. Ce protocole va utiliser des données de simulations réalisées d'une part sur un modèle en espace libre et d'autre part sur un modèle de l'hélicoptère dans son retour coaxial pour établir des coefficients de passage des conditions de tests vers les conditions de vol. Il a été vu dans les paragraphes précédents que les courants dans les cavités sont difficiles à estimer via la modélisation, par conséquent ce sont les champs magnétiques de surfaces qui sont utilisés pour établir des fonctions de transposition entre les courants mesurés en retour coaxial et les courants mesurés en chambre réverbérante. Le lien entre les courants et les champs de surfaces peut être démontré via le théorème de réciprocité de Lorentz [70] qui décrit une possibilité d'obtenir les courants induits sur un câble à l'intérieur d'une cavité à partir des champs électriques à la surface de cette cavité. Ce théorème stipule que pour deux états distincts 1 (E_1, J_1) et 2 (E_2, J_2) de part et d'autre d'une cavité, on peut écrire (8) sur la surface autour de la cavité.

$$\int \overrightarrow{J_1}.\overrightarrow{E_2} = \int \overrightarrow{J_2}.\overrightarrow{E_1} \quad (8)$$

En assimilant la structure de l'hélicoptère à une cavité, nous pouvons donc appliquer ce théorème afin d'avoir une estimation des courants internes à partir des champs externes. L'objectif ici est de montrer que l'équivalence entre les courants circulant dans les câblages peut être traitée via une équivalence entre les champs de surface. Cette démonstration s'établit en considérant d'une part le système (ici l'hélicoptère) dans le retour coaxial et d'autre part ce même système en espace libre soumis à une agression extérieure [71].

La première étape de cette démonstration consiste à considérer le cas où l'hélicoptère est positionné dans le retour coaxial. Ce cas est représenté par l'état 1 de la Figure 51, état pour lequel on s'intéresse au courant sur le câble dans l'hélicoptère. En utilisant une propriété fondamentale du théorème de réciprocité [15], cet état peut s'apparenter à l'état 1' de cette même figure, c'est-à-dire que la valeur d'intérêt est la densité de courant sur les surfaces court-circuitant les ouvertures.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

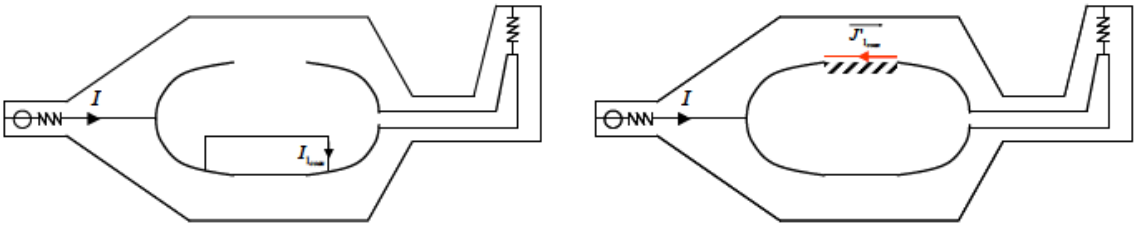


Figure 51 : Hélicoptère en retour coaxial : état 1 à gauche et état 1' à droite

Pour obtenir le courant sur le câble interne de l'état 1 en utilisant le théorème de réciprocité de Lorentz, il faut utiliser un état 2 (Figure 52) pour lequel on place une source de tension sur le câble concerné. La valeur recherchée est alors le champ électrique au niveau de l'ouverture.

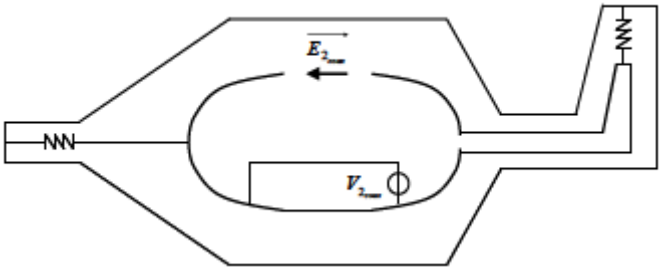


Figure 52 : Hélicoptère en retour coaxial : état 2

En appliquant le théorème de réciprocité aux états 1 et 2 puis en remplaçant l'état 1 par l'état 1' la valeur du courant du câble de l'état 1 peut être exprimée selon (9) en considérant une surface autour de l'hélicoptère.

$$I_{1coax} = -\frac{1}{V_{2coax}} \iint \overrightarrow{J'_{1coax}} . \overrightarrow{E_{2coax}} . ds \qquad (9)$$

La deuxième étape consiste à appliquer le même processus pour l'hélicoptère placé en espace libre et agressé par une onde plane. Les mêmes états sont considérés pour l'hélicoptère en espace libre (Figure 53 et Figure 54).

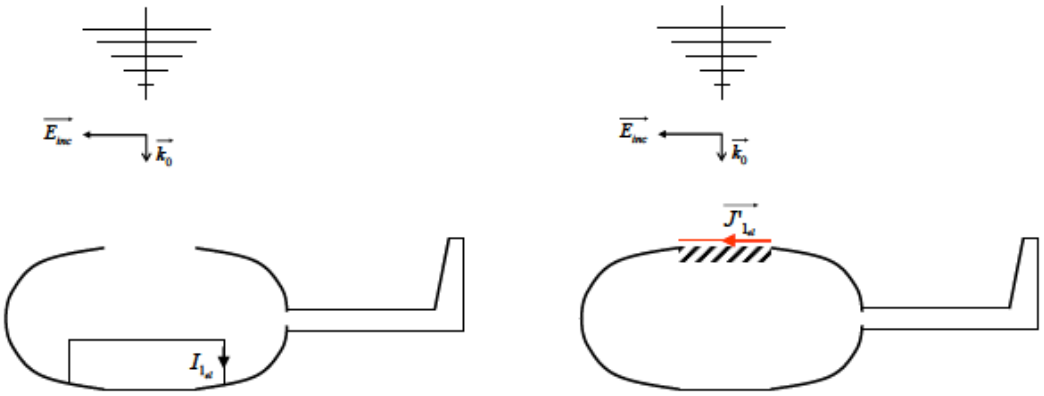


Figure 53 : Hélicoptère en espace libre : état 1 à gauche et état 1' à droite

Licence CC BY-NC-ND 3.0

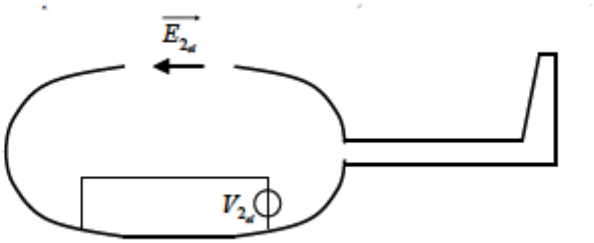


Figure 54 : Hélicoptère en espace libre : état 2

Le courant sur le câble pour l'état 1 est alors exprimé à partir des états 1' et 2 (10).

$$I_{1el} = -\frac{1}{V_{2el}} \iint \overrightarrow{J'_{1el}} . \overrightarrow{E_{2el}} . ds \tag{10}$$

La troisième étape consiste à établir des conditions pour lesquelles les courants en retour coaxial sont égaux aux courants sur les mêmes câbles mais en espace libre. Afin d'avoir cette équivalence entre les courants obtenus en retour coaxial et en espace libre, il faut donc considérer que les intégrales de (9) et (10) sont égales. L'influence du retour coaxial sur les répartitions de champs et de courants est considérée comme négligeable (11), par conséquent seule la densité de courant est soumise à conditions.

$$\frac{1}{V_{2coax}} . \overrightarrow{E_{2coax}} \approx \frac{1}{V_{2el}} . \overrightarrow{E_{2el}} \tag{11}$$

Cette étude fixe donc comme condition le fait que les courants sont égaux si et seulement si les densités de courant au niveau des ouvertures sont égales (12).

$$I_{coax} \approx I_{el} \text{ si } \overrightarrow{J'_{1coax}} \approx \overrightarrow{J'_{1el}} \tag{12}$$

Sur les surfaces parfaitement conductrices, les densités de courant sont liées aux champs magnétiques de surface (13).

$$\overrightarrow{J_{surf}} = \overrightarrow{n} \times \overrightarrow{H_{surf}} \tag{13}$$

Par conséquent, il existe bien un coefficient liant les courants et les champs de surface dans l'optique de passer des conditions de test aux conditions de vol. L'objectif suivant est donc de déterminer les coefficients permettant de passer des conditions de test aux conditions de vol à partir de ces champs de surface.

III.1.2.1. Utilisation du principe de transposition

Comme présenté ci-dessus, une application du théorème de Lorentz met en évidence l'existence d'un facteur permettant de calculer les courants internes à partir des champs de surfaces externes.

En effet, il est plus simple de calculer les champs de surface que les courants induits sur les câbles à l'aide de modèles numériques car cela ne nécessite pas d'implémenter l'ensemble des câblages et la structure interne de l'hélicoptère : un modèle représentatif de la géométrie de la peau externe est suffisant. La première étape consiste donc à calculer les champs magnétiques avec l'hélicoptère en espace libre et dans le retour coaxial. Grâce à ces résultats, nous allons pouvoir calculer un facteur de transposition permettant de passer des résultats au sol aux résultats en vol. Il est possible d'appliquer cette méthodologie car les données en situation de test et les résultats en condition de vol sont liés par un facteur *k* (14). Ce facteur est calculé grâce aux écarts de champs entre les résultats de la

Licence CC BY-NC-ND 3.0

simulation en retour coaxial et ceux de la simulation en espace libre avec le pire cas des illuminations (15). Grâce à cette méthodologie, un facteur de transposition peut être calculé par câble.

$$TF_{vol|dB[mA/(V/m)]} = TF_{sol|db[mA/A]} + k \tag{14}$$

$$k = 10^{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} log_{10}\left(\frac{H^{i}_{surf\ reference}}{H^{i}_{surf\ retour\ coaxial}}\right)} \tag{15}$$

Une fois ce facteur déterminé, nous allons pouvoir l'appliquer aux courants relevés en essais en retour coaxial sur les câbles d'intérêt et ainsi obtenir les résultats en conditions de vol pour ces mêmes câbles. Ces résultats sont complétés par les mesures en rayonné obtenues directement en essais pour les fréquences entre 30 MHz et 100 MHz.

La difficulté majeure dans le calcul de ce coefficient est la définition pertinente d'une logique d'association des points de champ à chacun des câbles. Les points de champ considérés sont les 169 points de champ calculés en modélisation. L'approche actuelle est explicitée dans le paragraphe suivant.

III.1.2.2. L'association des points de champ à chaque câble

Afin d'établir ces coefficients et ainsi de transposer les courants mesurés en essais retour coaxial vers les conditions de vol, il est nécessaire d'associer les différents points de champ couvrant l'ensemble de la structure pour chacunes des zones de l'hélicoptère de manière la plus pertinente possible. Ces zones sont définies selon un découpage topologique présenté Figure 55. Ce découpage met en évidence les différentes parties de l'hélicoptère : le nez (A1), le quart de coque cockpit (A2), le cockpit (A3), le quart de coque cabine B1, les trains (B2), la cabine (B3), la zone cargo (B4), l'upper-deck avant (C1), l'upper-deck arrière (C2) et la poutre de queue (D).

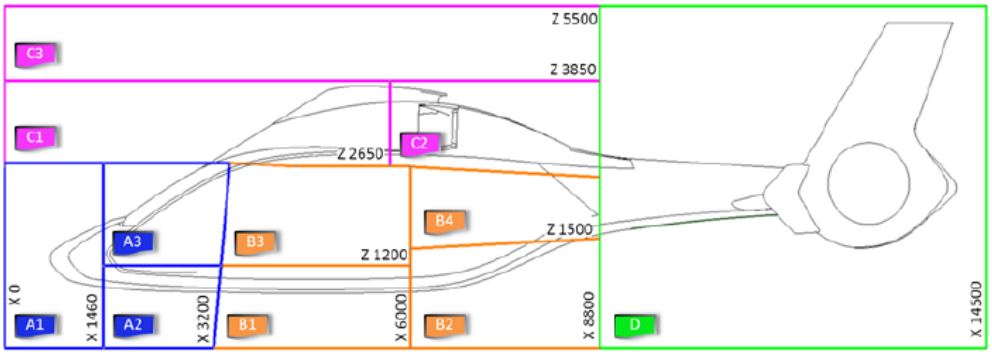


Figure 55 : Découpage par zones de l'hélicoptère

L'association d'une ou plusieurs zones à un câble va dépendre du cheminement du câble au sein de l'appareil. En effet, par exemple, pour calculer le facteur de transposition lié à un câble entrant au niveau du nez de l'hélicoptère et le traversant de part en part en cheminant dans la partie basse de l'hélicoptère (Figure 56), il faut tenir compte des points de champ associés à l'ensemble des zones traversées, c'est-à-dire A1, A2, B1, B2 et D.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

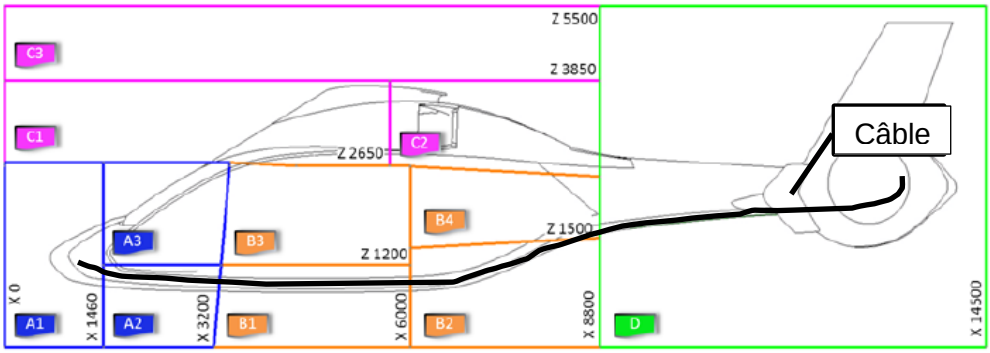


Figure 56 : Câble cheminant dans différentes zones de l'hélicoptère

III.1.3. Les données de simulation

Pour réaliser l'ensemble des simulations nécessaires, nous avons utilisé le logiciel Aseris-FD pour lequel le modèle numérique a été construit à partir des modèles de CAO Catia [72]. Sur ce modèle, on retrouve la peau de la machine, sa structure ainsi que certains câblages et certains équipements. La géométrie sera la plus représentative possible avec la contrainte des marches d'escalier liées à la FDTD. La modélisation du retour coaxial le reproduit afin de répondre aux caractéristiques calculées lors des simulations réalisées pour le design. Par conséquent l'influence de la position des pans de grillage du retour coaxial par rapport à la poutre de queue de la machine a été étudiée.

Le passage des conditions d'essais aux conditions de vol repose sur le calcul d'un coefficient de transposition obtenu via les points de champ magnétique. C'est pourquoi 169 capteurs ont été placés autour de l'hélicoptère afin d'avoir un panel représentatif. Le relevé des champs magnétiques $\vec{H}$ se fait au centre des faces (Figure 57), par conséquent, les points de calcul du champ doivent être positionnés suivant le schéma de Yee afin de prélever effectivement le champ sur la peau et non dans des zones non appropriées. En effet, les champs internes à la structure étant plus faibles que les champs externes, un mauvais placement pourrait engendrer des erreurs d'interprétation liées au positionnement des capteurs.

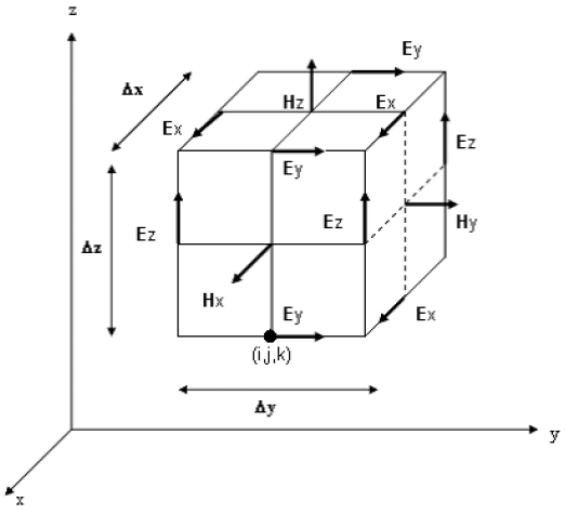


Figure 57 : Calcul du champ magnétique $\vec{H}$ au centre des faces

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Afin d'appliquer le protocole de transposition, diverses simulations doivent être effectuées pour couvrir l'ensemble des cas d'illuminations. Ces simulations servent à couvrir plus de cas qu'en essais et ainsi ne garder que le pire cas pour le calcul complet des fonctions de transposition d'essais vers les conditions de vol. L'ensemble de ces simulations est réalisé avec les matériaux du modèle parfaitement conducteurs (PEC) ainsi qu'avec l'ensemble des ouvertures court-circuitées afin de rester dans le domaine de validité du théorème de Lorentz. Au cours de ces simulations nous relevons suffisamment de points de champ de surface afin de couvrir l'ensemble de l'hélicoptère (Figure 58).

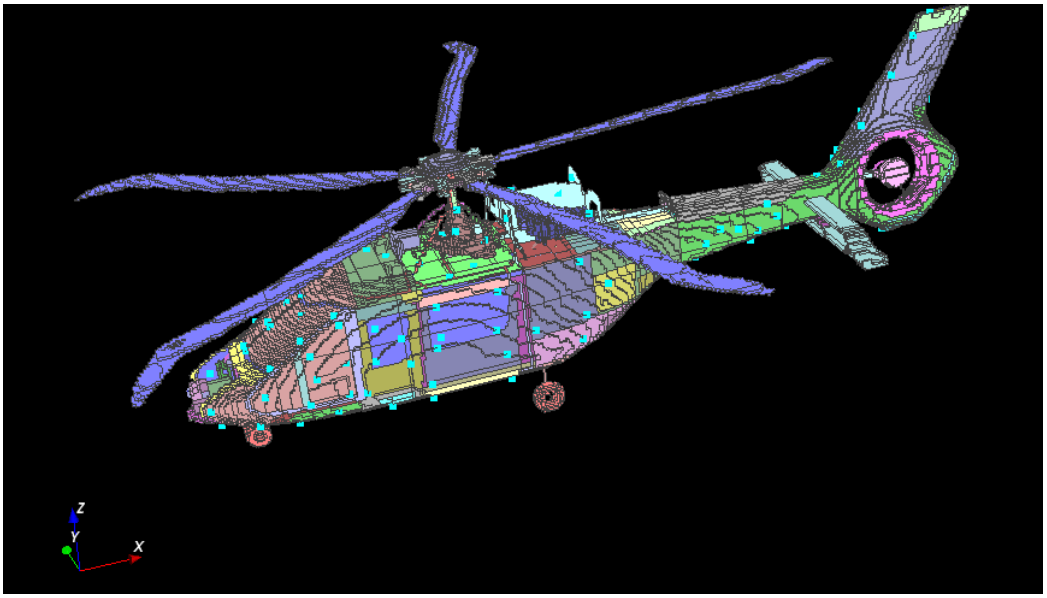


Figure 58 : Hélicoptère avec l'ensemble des points de champ requis en simulation

Le premier modèle numérique est une représentation de l'hélicoptère dans son retour coaxial, configuration pour laquelle les champs de surface ont été relevés lors des essais. C'est sur la base de ce modèle que l'étude de la représentativité du modèle va être réalisée car c'est l'unique configuration pour laquelle les points de champ ont été relevés. Les simulations suivantes représentent l'hélicoptère illuminé par des antennes suivant différentes incidences (Figure 59), chaque orientation étant traitée pour les deux polarisations (horizontales et verticales).

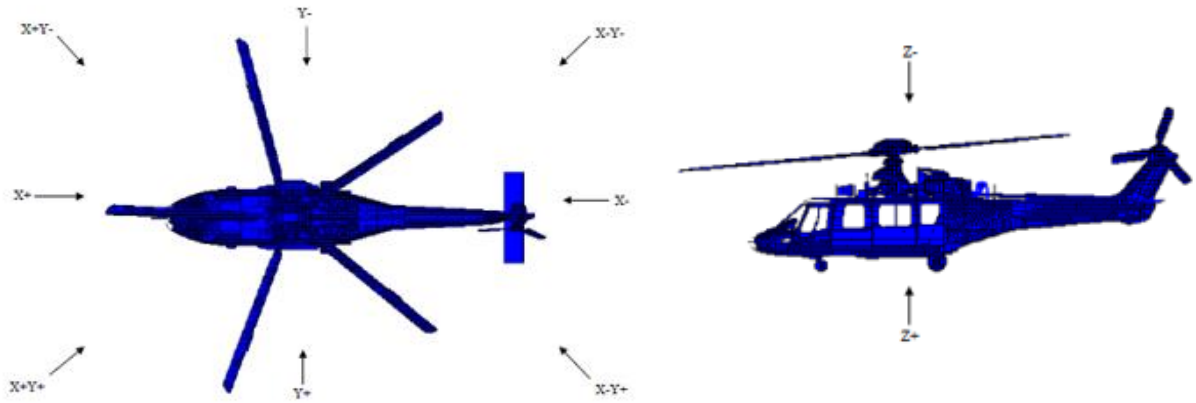


Figure 59 : Différentes illuminations

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'ensemble de ces simulations est effectué avec deux positions de pales. Au total, nous devons réaliser 41 calculs différents pour lesquels les données en champ magnétique seront normalisées par le courant injecté afin d'obtenir les résultats pour 1A injecté.

La réalisation de toutes ces simulations permet de couvrir les principales agressions électromagnétiques de type champs forts que peut subir l'hélicoptère de manière à couvrir le pire cas de la menace réelle. En effet, selon l'incidence et la polarisation de l'agression, la distribution des courants induits sur la structure diffère.

III.1.4. Le protocole complet

Le protocole complet permettant le passage des résultats d'essais en retour coaxial à des fonctions de transfert en conditions de vol est défini à partir de tous ces éléments.

Tout d'abord, l'ensemble des simulations va être réalisé afin de couvrir un panel d'agressions nous permettant d'attribuer le pire cas à chaque facteur de transposition (Figure 60).

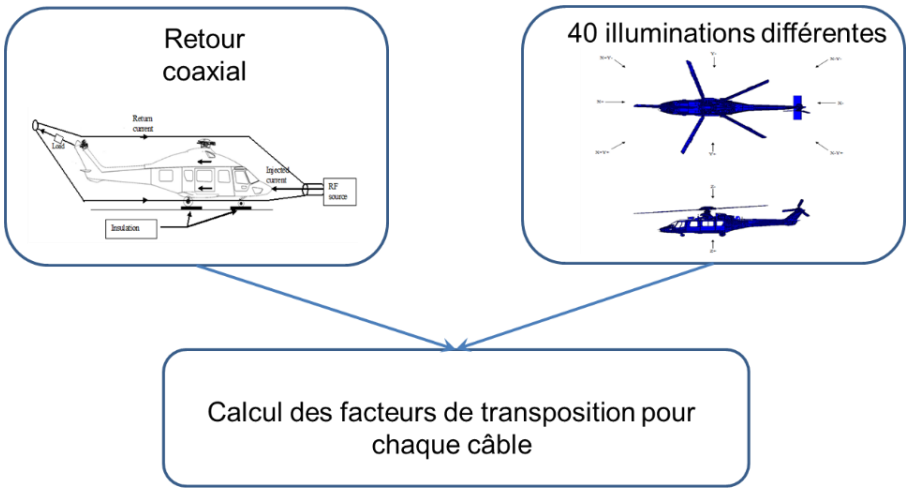


Figure 60 : Données d'entrée pour le calcul des facteurs de transpositions

Chaque simulation a permis de calculer le champ magnétique pour 169 positions de capteurs de champ différentes. Ces positions sont toutes associées à une zone issue du découpage topologique. Par la suite, on attribue à chaque câble une ou plusieurs zones, en accord avec le cheminement du câble dans l'hélicoptère.

Le facteur k associé à chacune des zones ou combinaisons de zones (par exemple A1 ou A1+A2) est calculé pour toutes les configurations d'illumination. Le coefficient k associé au pire cas pour chaque zone ou groupement de zones correspondant à une association par câble va ensuite être conservé afin d'avoir l'illumination la plus contraignante pour la protection électromagnétique. Chaque câble va donc avoir un ensemble de facteurs de transposition en fonction de la fréquence. Une fois ces facteurs définis pour chaque câble, le courant relevé en essais dans la configuration retour coaxial va être multiplié par ces coefficients (Figure 61).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

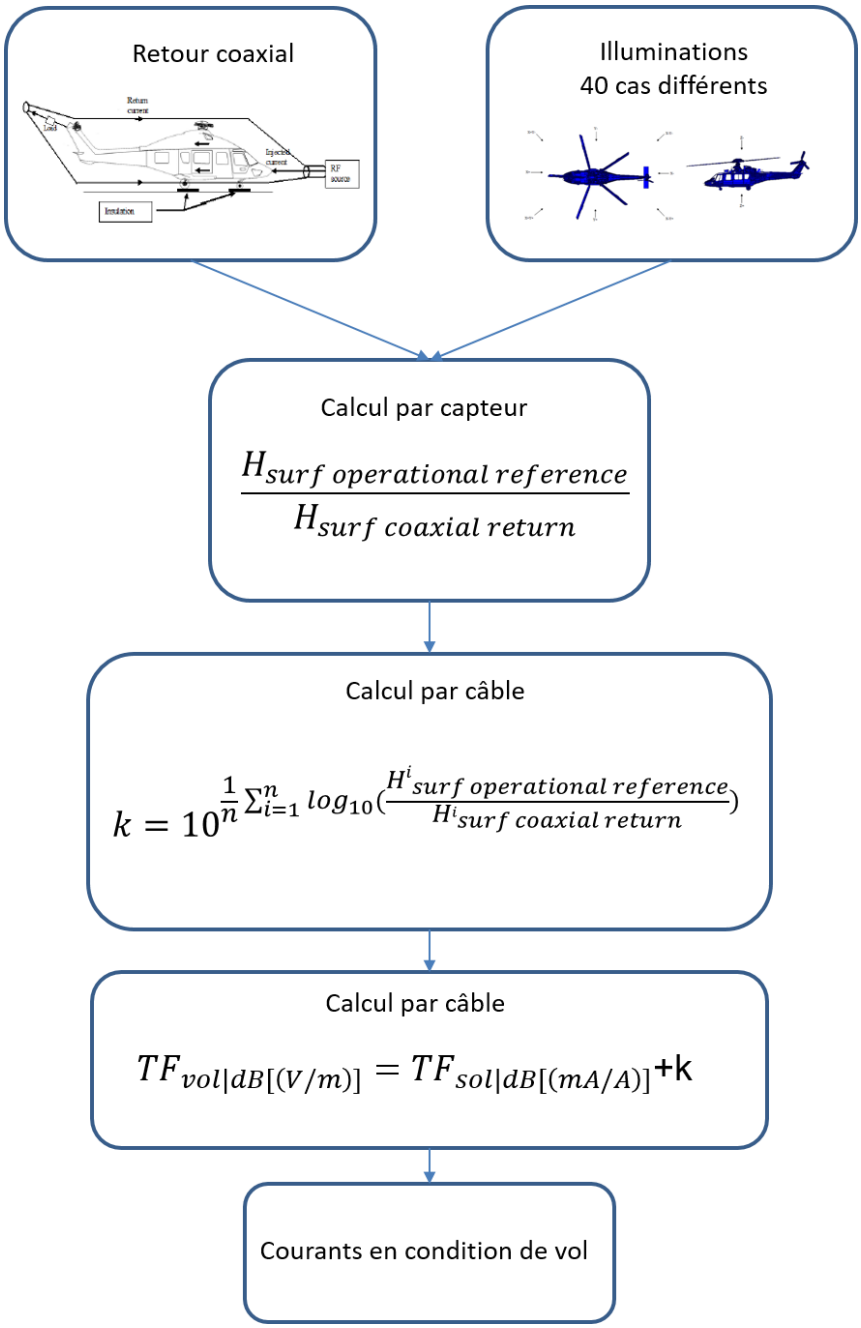


Figure 61 : Diagramme complet du processus de transposition

Une fois ces résultats obtenus, les courants peuvent être comparés avec les résultats obtenus en chambre réverbérante pour les fréquences supérieures à 30MHz afin d'en vérifier la cohérence. Ces résultats sont ensuite confrontés au niveau de la qualification de l'équipement suivant la section 22 de la DO160/ED14G [10], afin de s'assurer de la conformité de l'installation dans l'objectif de la certification.

III.1.5. Les résultats actuels

III.1.5.1. Comparaison mesure /fonction de transposition calculée

Ce protocole est appliqué dans son intégralité aux résultats d'essais H160. La comparaison entre les courants en conditions de vol et ceux mesurés en chambre réverbérante s'effectue pour la gamme de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

fréquence 30 MHz - 100 MHz. Deux configurations entrent alors en jeu : pour certains câbles, les enveloppes des résultats en essais et des résultats issus de la transposition concordent (Figure 62) alors que, pour d'autres cas, la transposition va amplifier les résultats (Figure 63). Cette limitation est expliquée de manière plus détaillée dans la partie I.3.4 lors de la présentation des protocoles.

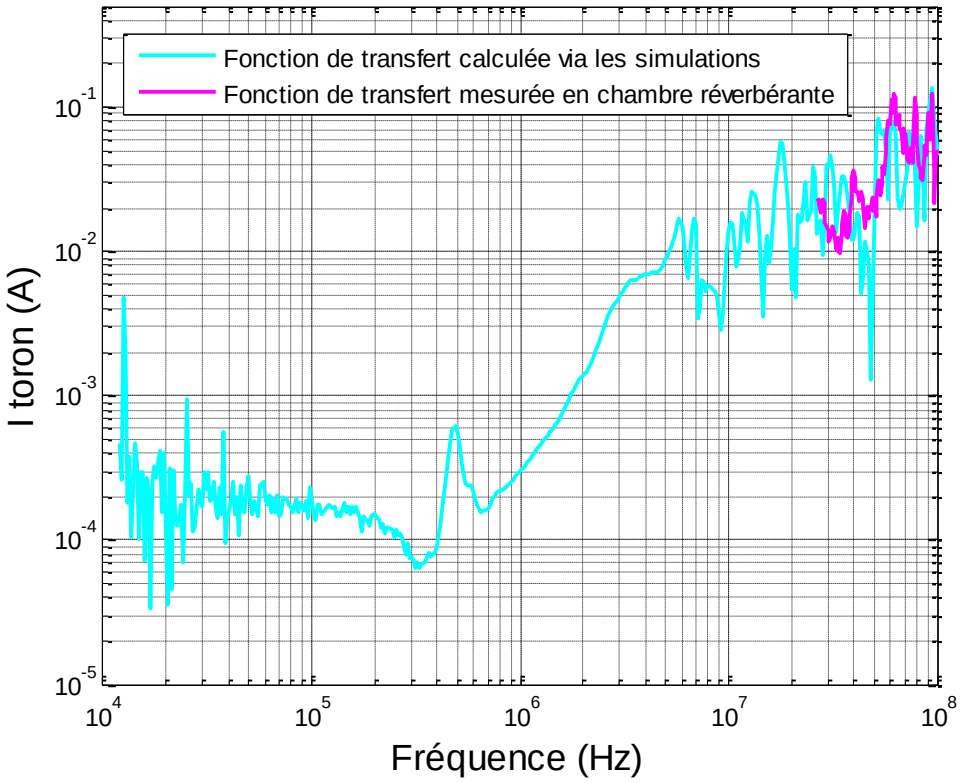


Figure 62 : Fonction de transfert calculée et mesurée : bonne correspondance des enveloppes

Licence CC BY-NC-ND 3.0

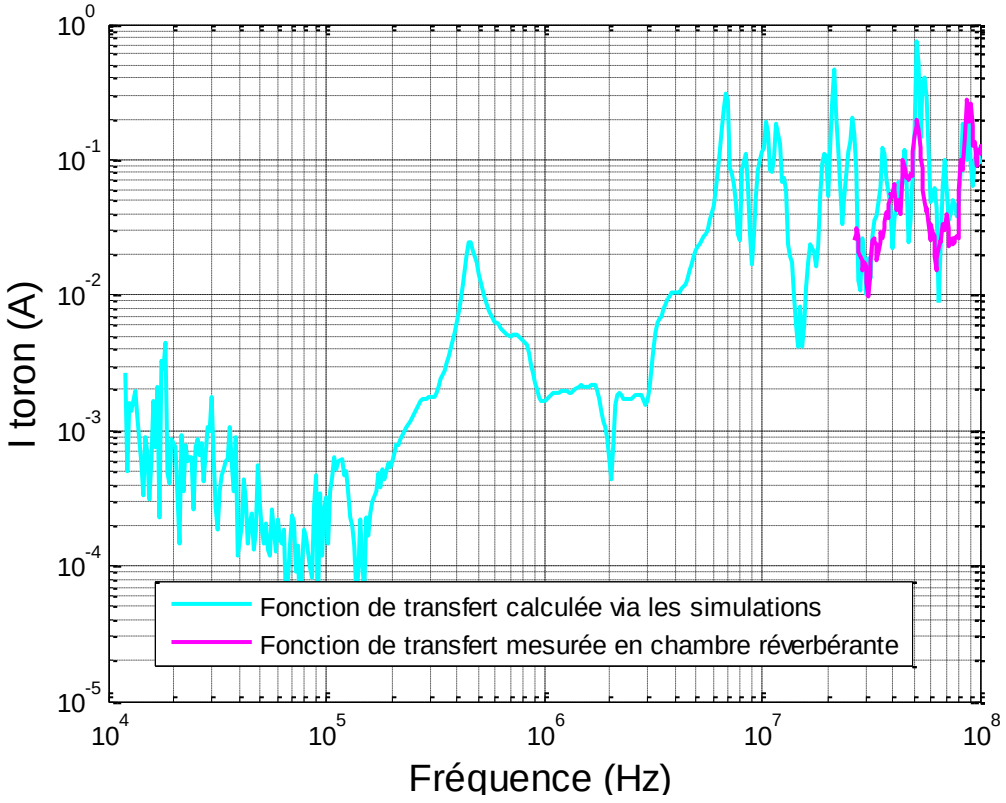


Figure 63 : Fonction de transfert calculée et mesurée : enveloppe surestimée

Cette surestimation peut mener à un apport de protection supplémentaire superflu sur les câbles, c'est pourquoi une étude est menée pour comprendre la source de ces écarts. Cela permettrait de justifier qu'il s'agit bien d'une surestimation excessive.

III.1.5.2. Comparaison des valeurs de champs entre essais et simulation

Afin de comprendre les écarts observés, une comparaison entre les valeurs des champs magnétiques calculées et mesurées va être effectuée pour les 12 points de champs relevés en essais pour la configuration en retour coaxial. En effet, si l'estimation des champs par le calcul est faussée, cela peut engendrer des erreurs dans l'estimation des facteurs de transposition.

Sur les 12 points de champ relevés, nous observons une surestimation des amplitudes de résonances et antirésonances (Figure 64). Le protocole de calcul des facteurs de transposition étant basé sur une comparaison des niveaux et sur un ratio valeur en retour coaxial/valeur en rayonné, ces amplifications peuvent fausser le calcul des facteurs de transposition et in fine l'enveloppe des fonctions de transfert. C'est pourquoi une étude est menée afin d'avoir un modèle plus proche de la réalité.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

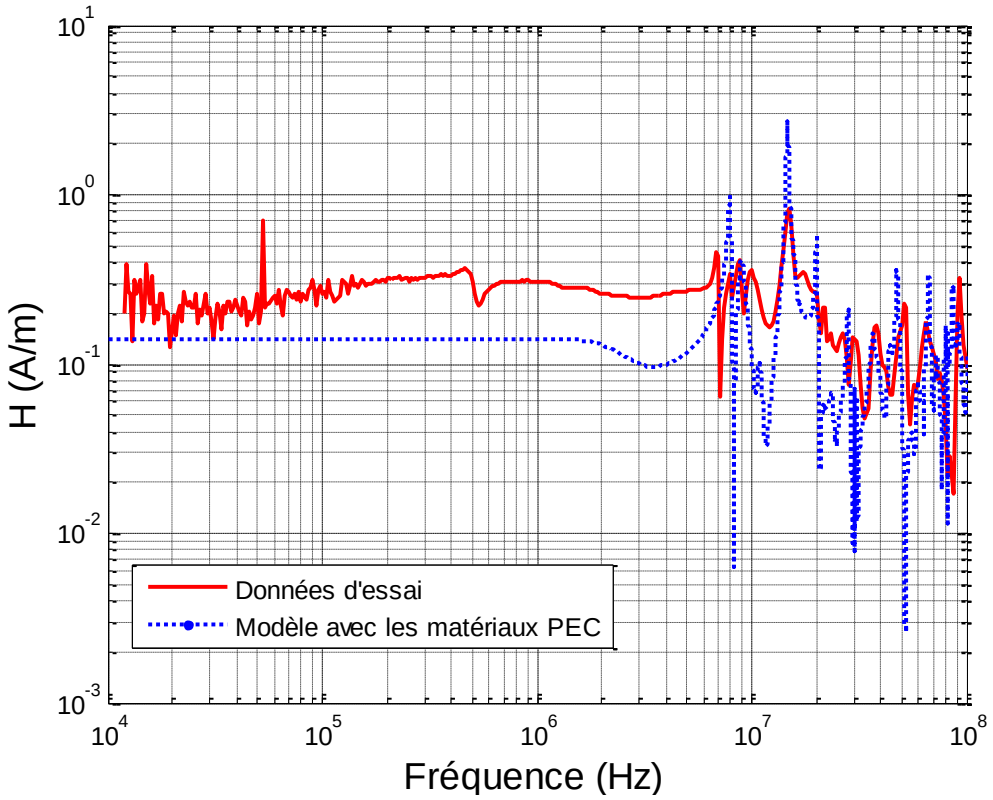


Figure 64 : Champ magnétique calculé et mesuré

Il est nécessaire d'avoir une bonne estimation des champs via la modélisation pour pouvoir prétendre à une bonne estimation des facteurs de transposition. C'est pourquoi dans un premier temps nous nous intéressons à la comparaison champ mesuré et champ calculé pour les points de champ relevés en essais. Différentes configurations du modèle numérique vont être étudiées afin d'aboutir à un modèle dont les résultats sont plus proches de la réalité. Une fois ce modèle établi, le protocole de transposition est appliqué à nouveau afin de vérifier l'apport de ces modifications sur les résultats en condition de vol.

III.1.6. Étude du placement du capteur de champ

III.1.6.1. Position du capteur

Lors de l'établissement du modèle numérique, le positionnement du capteur de champ présent en essais a été reproduit sur le modèle le plus précisément possible. Cependant, un certain décalage est envisageable du fait des marches d'escalier de la structure. Par conséquent, afin d'étudier l'impact de cette imprécision, sur le modèle, des capteurs ont été positionnés autour du capteur initial, avec une maille de décalage, soit 4 cm, afin d'effectuer une moyenne sur ces estimations (Figure 65).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

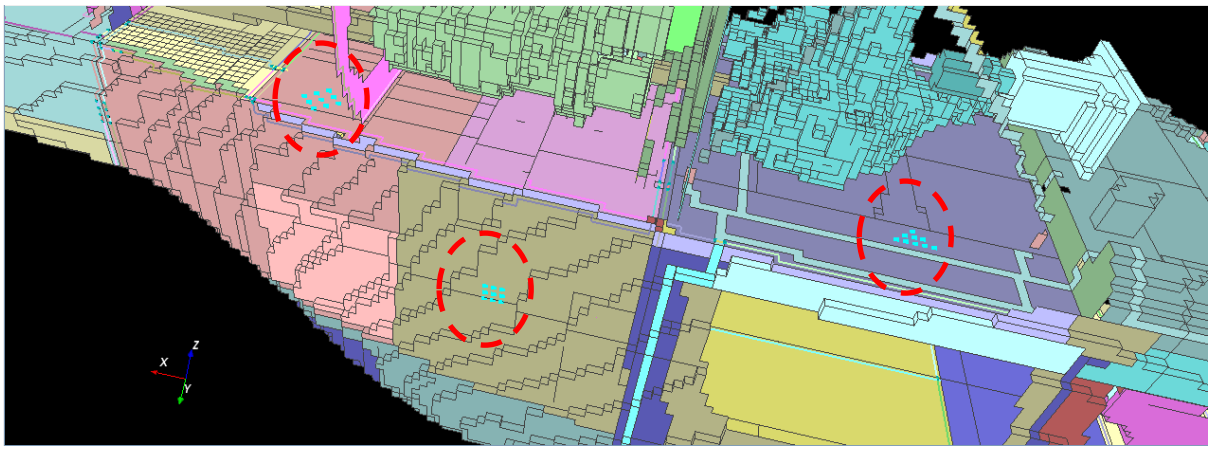


Figure 65 : Disposition des capteurs de champ pour calculer une moyenne autour du point concerné (en cyan)

Par la suite, pour chaque capteur, nous avons tracé le champ capté pour chaque point (Figure 66) puis la moyenne entre tous les capteurs autour d'une zone (Figure 67). Cette démarche a permis d'évaluer la sensibilité du placement du capteur sur le niveau de champ et ainsi l'impact d'un écart potentiel entre le placement du capteur de champ sur l'hélicoptère pendant l'essai et sur le modèle.

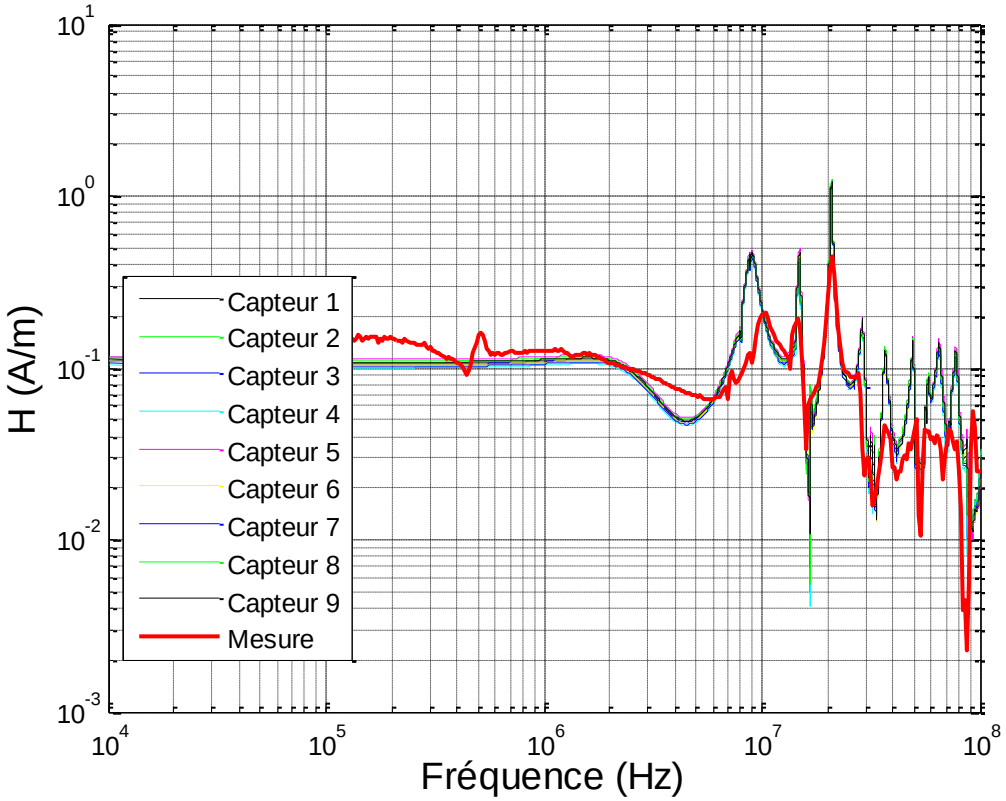


Figure 66 : Champ relevé pour chaque capteur associé à un point de mesure

Licence CC BY-NC-ND 3.0

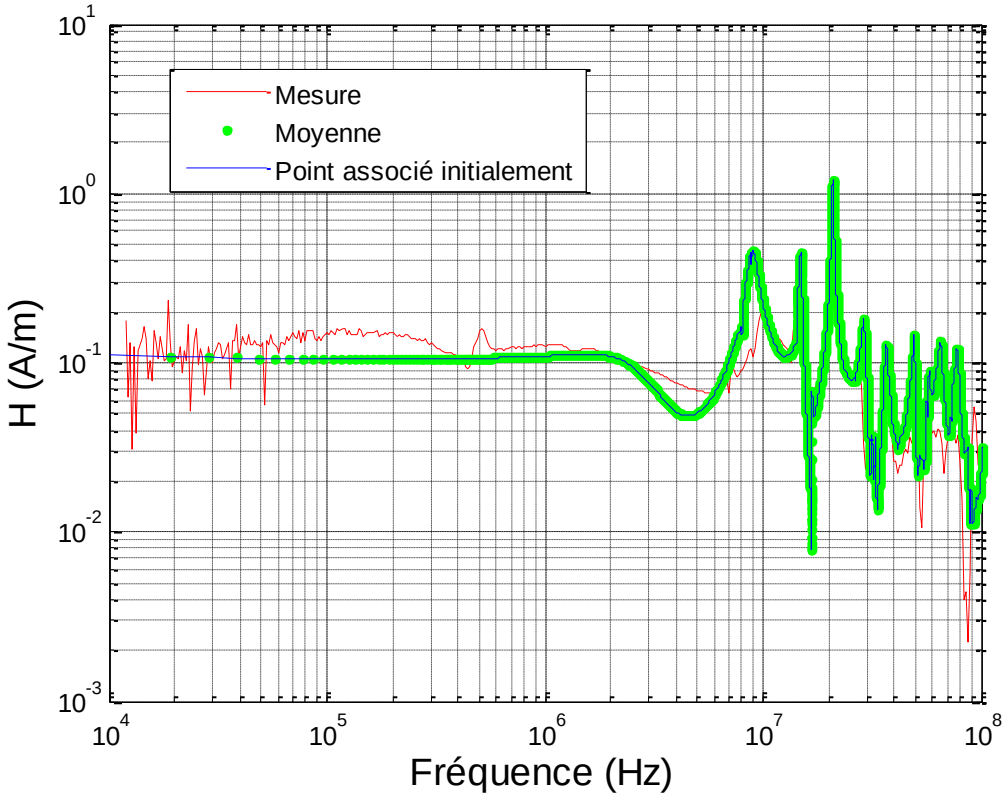


Figure 67 : Comparaison entre mesure, point de champ donné et moyenne autour du point donné

Grâce à cette étude, nous avons constaté que les écarts présents entre les mesures et les calculs ne sont pas liés à l'incertitude de positionnement du capteur. Par conséquent, dans la suite de l'étude, seul un point de calcul sera implémenté pour chaque point de champ.

III.1.6.2. Orientation du capteur

Dans le cadre de cette étude, différentes sondes de champ unidirectionnelles sont positionnées sur la peau externe de l'hélicoptère. Le placement de la sonde étant imparfait car celle-ci est positionnée manuellement, celle-ci peut capter une partie des deux composantes orthogonales de champ. Cela peut amener un écart avec les résultats de simulation qui eux, discriminent parfaitement les différentes composantes. C'est pourquoi une étude sur les différentes composantes d'une part et sur la sonde de champ d'autre part a été menée. L'objectif de cette étude est de déterminer la capacité de la sonde à discriminer une composante par rapport à l'autre et ensuite de quantifier l'impact d'un mélange de composantes sur le résultat.

Dans un premier temps, deux plaques de cuivre sont placées en regard l'une de l'autre et reliées de part et d'autre. Une injection de courant est réalisée à une extrémité. La sonde de champ est placée sur la plaque supérieure tour à tour dans le sens du champ magnétique et dans le sens orthogonal à ce champ. Cette manipulation nous permet d'identifier une perte de 30 dB lors du changement d'orientation (Figure 68).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

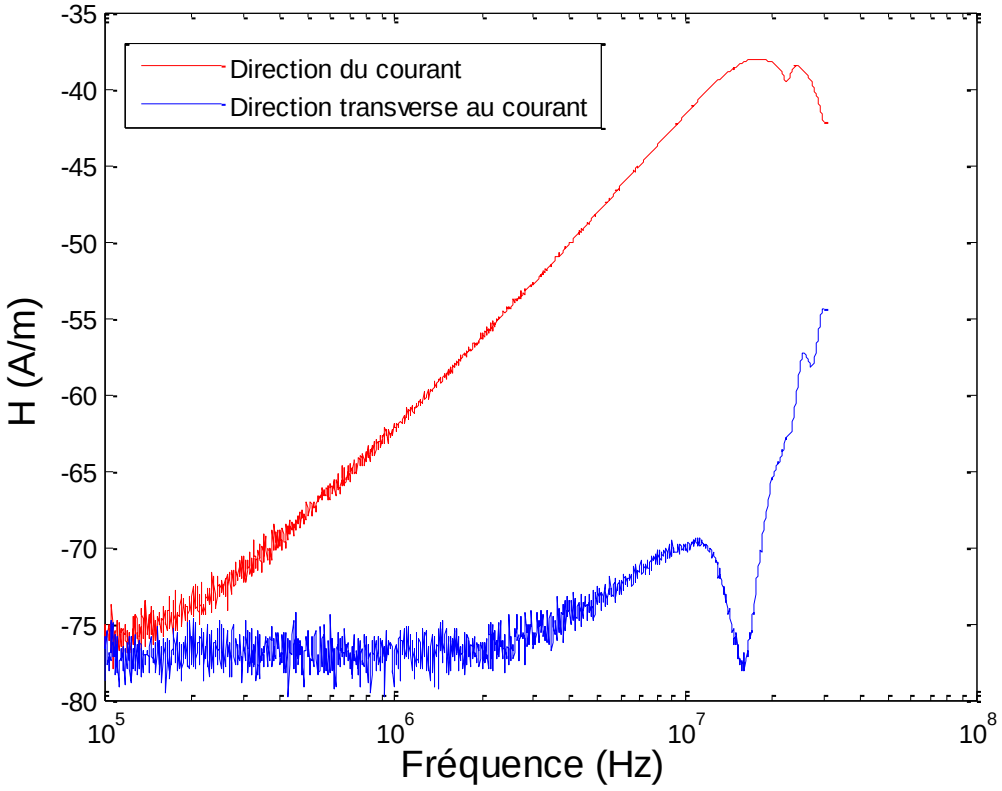


Figure 68 : Variation du champ en fonction de l'orientation de la sonde

Cette étape est importante afin d'une part d'estimer les niveaux bas pouvant être obtenus lors des mesures et d'autre part de se conforter vis à vis du caractère directif de la sonde utilisée en essais.

Dans un second temps, une étude comparative entre des combinaisons linéaires de composante de champ calculée et les données d'essais a été effectuée afin d'en estimer l'impact. Pour cela, un travail sur le pire cas a été réalisé. En effet, on peut considérer que dans cette situation le pire cas serait de positionner le capteur avec un angle de 45° par rapport à la position demandée, ce qui est ici un pire cas très alarmiste car les sondes de champs sont suffisamment imposantes et explicites pour éviter ce genre d'erreur. L'objectif de cette étude est également de vérifier si les résonances et antirésonances sont bien en phase avec la composante d'intérêt. En effet, un décalage pourrait être à l'origine des amplifications observées. Une combinaison de ces deux composantes est tracée dans l'objectif d'observer son comportement vis-à-vis des résultats d'essais (Figure 69).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

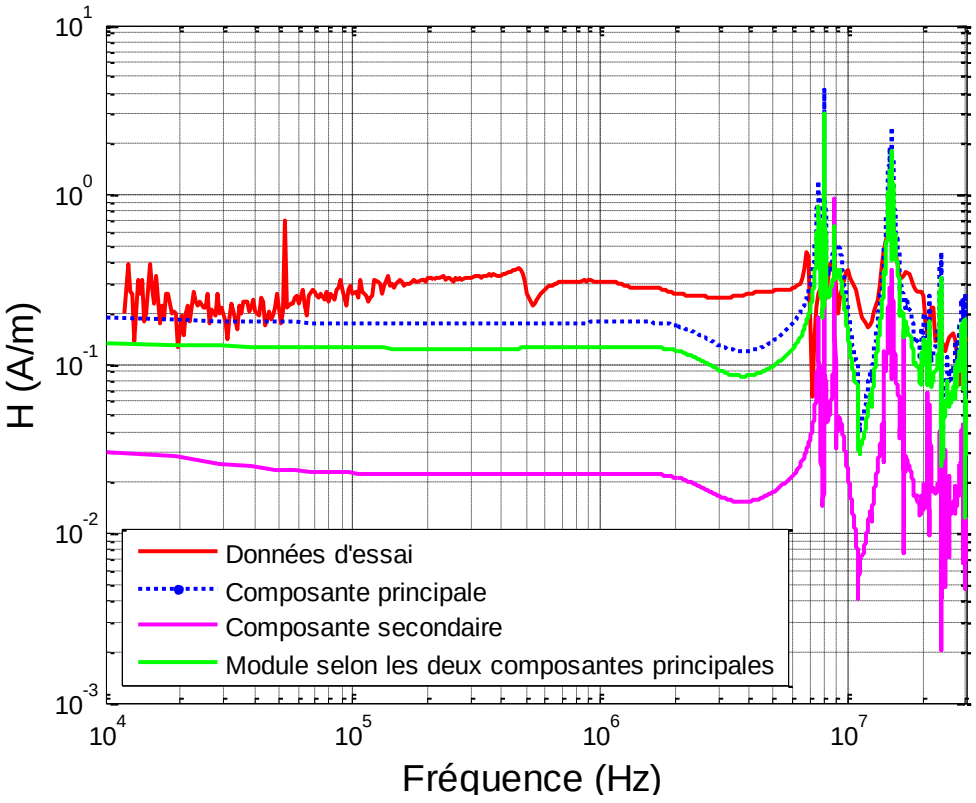


Figure 69 : Étude de l'influence des composantes sur la comparaison mesures-calculs

L'observation des résultats sur l'ensemble des capteurs permet de confirmer qu'une légère inclinaison du capteur n'est pas à l'origine des écarts observés entre les simulations et les essais. En effet, dans un premier temps, il est possible de constater que la seconde composante est en phase avec la composante principale pour les résonances et les antirésonances et que les niveaux de la seconde composante sont toujours inférieurs à ceux de la composante observée. Par conséquent, une combinaison de ces deux composantes tend à s'éloigner des résultats d'essais et des résultats obtenus avec la composante d'intérêt seule. Cette étude étant réalisée pour le pire cas, par la suite l'incertitude potentielle du placement du capteur entre le modèle et l'essai ne sera pas considérée comme une source d'écart.

III.2. Les améliorations du modèle

Dans l'objectif d'être plus proche de la réalité vis-à-vis de ces résultats, différentes modifications vont être apportées au modèle pour améliorer sa représentativité vis-à-vis de la configuration d'essai. Il faut cependant noter que certaines modifications du modèle peuvent potentiellement engendrer un allongement du temps de création de celui-ci. Il faut donc s'assurer que toutes les modifications sont bénéfiques et justifient ce temps supplémentaire. Afin d'effectuer cette étude, la configuration étudiée sera la configuration retour coaxial car c'est la seule pour laquelle les champs magnétiques ont été relevés.

Comme présenté précédemment, le modèle utilisé initialement pour la transposition aux conditions de vol est un modèle PEC pour lequel l'ensemble des ouvertures sont court-circuitées. Ce modèle est considéré comme la référence pour l'étude de l'influence des modifications.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Des cartographies de champs magnétiques de surface issues des simulations vont maintenant être analysées. Lorsque l'hélicoptère est observé dans son retour coaxial on remarque que les champs sont plus importants sur le retour coaxial (Figure 70 et Figure 71). L'observation de cette cartographie pour plusieurs fréquences différentes permet de visualiser que la valeur des champs dépend de la fréquence et d'observer les différentes longueurs d'ondes liées aux fréquences.

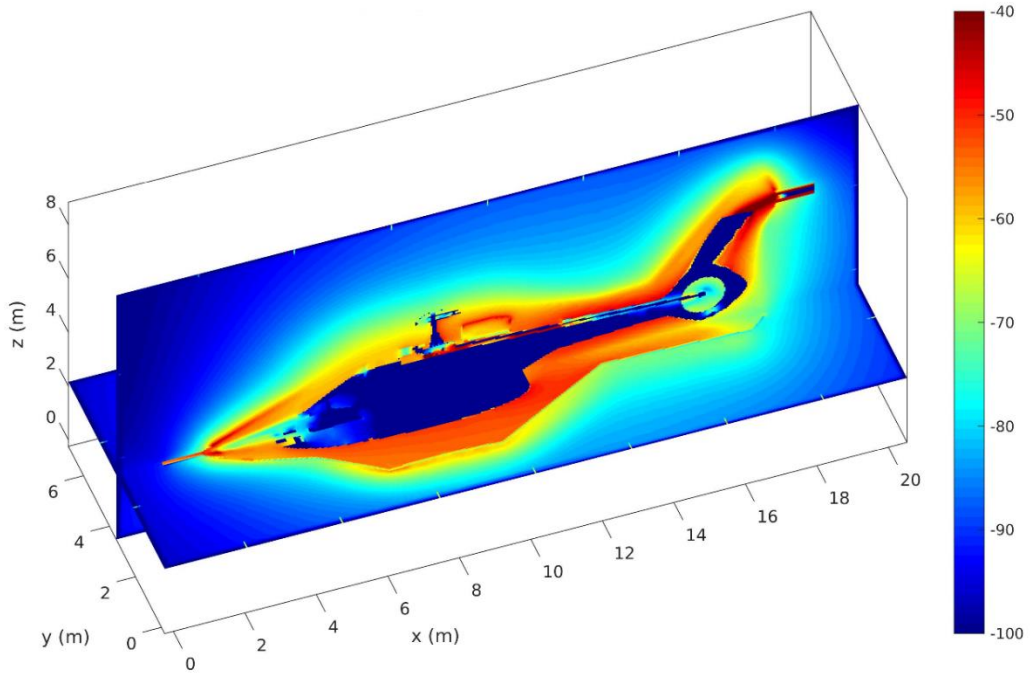


Figure 70 : Cartographie en champ magnétique de surface pour l'hélicoptère en retour coaxial pour 9 MHz (dBA/m)

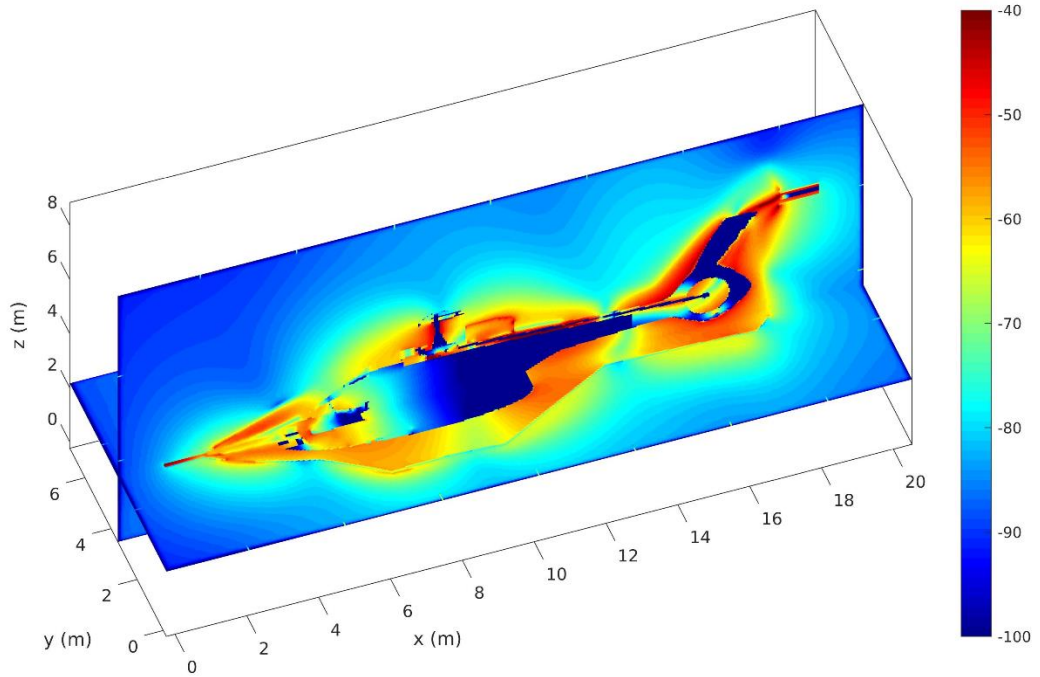


Figure 71 : Cartographie en champ magnétique de surface pour l'hélicoptère en retour coaxial pour 28.9 MHz (dBA/m)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour analyser les effets du matériau PEC sur l'intérieur de l'hélicoptère les champs magnétiques de surface sont observés d'une part sur la peau de l'hélicoptère (Figure 72) et d'autre part en affichant les niveaux à l'intérieur des cavités sur la surface externe de l'hélicoptère (Figure 73). Cette manipulation permet de mettre en évidence la bonne faradisation de la structure par les matériaux PEC.

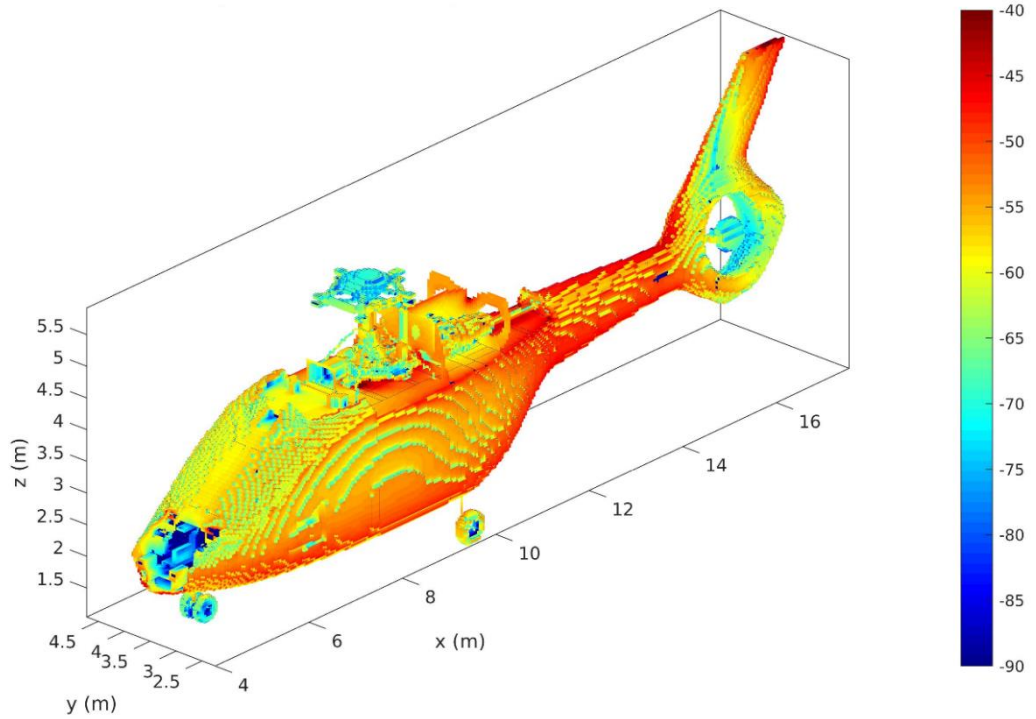


Figure 72 : Cartographie en champ magnétique de surface externe de l'hélicoptère PEC pour 9 MHz (dBA/m)

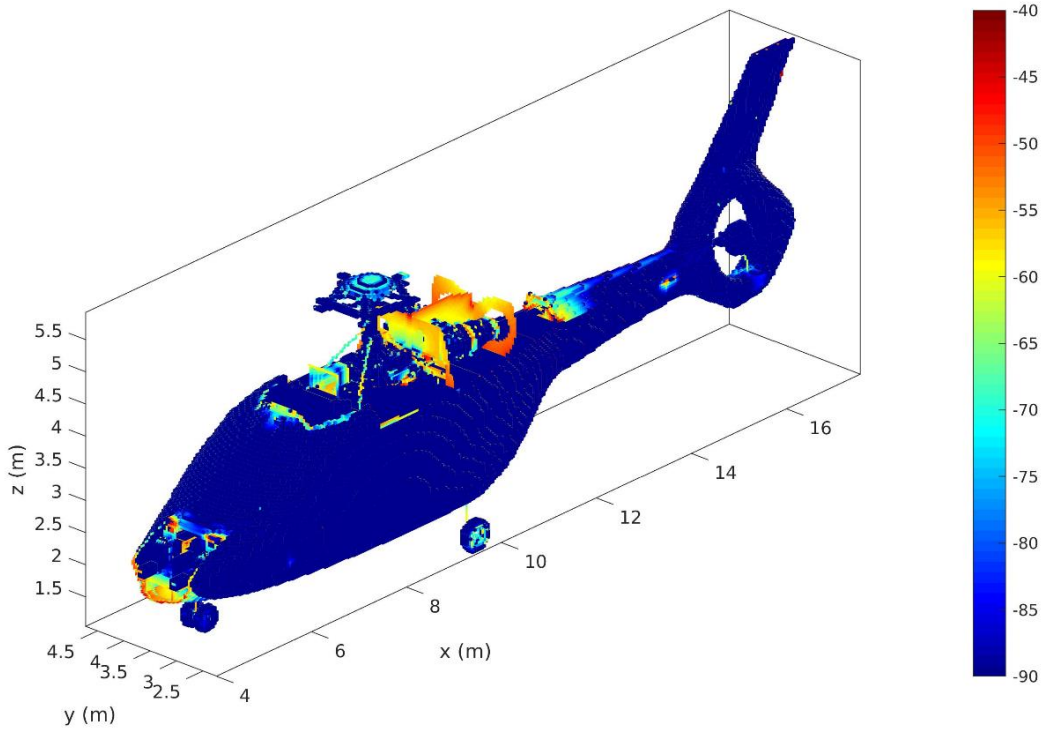


Figure 73: Cartographie en champ magnétique de surface interne de l'hélicoptère PEC pour 9 MHz (dBA/m)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans un premier temps, l'étude des modifications sera présentée avec l'analyse des résultats obtenus et du choix effectué sur la base de la configuration en retour coaxial. Les évolutions du modèle peuvent concerner l'environnement dans lequel nous plaçons l'hélicoptère ainsi que la représentativité de l'hélicoptère. Les critères d'analyse seront non seulement la bonne correspondance essais-simulation mais également, en cas d'écarts, l'amplitude des résonances et antirésonances plus que la valeur des fréquences de résonance. En effet, le protocole permettant de calculer les facteurs de transposition prend en compte les écarts de niveau entre les différentes configurations et l'établissement de la conformité de la fonction de transfert s'effectue en référence à un gabarit.

L'analyse des points de champ avec les différentes configurations n'est pas toujours concluante car pour certains cas l'amélioration va dépendre des zones. Par conséquent, si tel est le cas, les modifications ne seront pas envisagées pour le reste de l'étude.

III.2.1. Au niveau environnemental

Lors des premiers calculs, l'hélicoptère installé dans son retour coaxial est placé en espace libre. Cette hypothèse de calcul laisse entendre que la présence des parois du hangar d'essais et du sol n'influent pas les résultats ce qui a priori est raisonnable car le retour coaxial est réputé pour s'affranchir significativement de l'environnement d'essai et notamment des effets de proximité du sol.

Afin d'étudier la limitation induite par cette hypothèse, différents cas ont été étudiés en faisant varier l'environnement proche de l'hélicoptère.

III.2.1.1. Étude du sol

Nous avons commencé par étudier l'effet de la présence d'un sol sous l'hélicoptère ; en effet, même si les roues sont placées sur des plaques isolantes durant les essais, il peut être nécessaire de vérifier l'impact d'un plan de masse sur l'estimation des champs. Dans un premier temps, nous avons travaillé avec un plan de masse parfait et illimité placé à une maille, c'est-à-dire à 4 cm des roues de l'hélicoptère (Figure 74). L'hélicoptère est, dans ce cas, représenté avec ses ouvertures et les matériaux réels. L'étude entre cette configuration et le cas de référence est présentée dans la partie suivante.

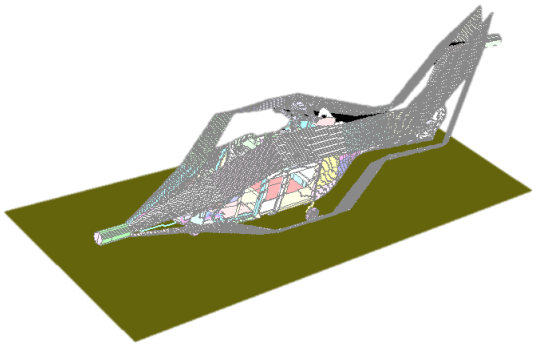


Figure 74 : Plan de masse positionné sous l'hélicoptère

Pour l'ensemble des points de champ la présence du plan de masse tend à réduire les écarts au niveau du plateau basse fréquence. Certaines antirésonances peuvent être amplifiées alors que les résonances auront plutôt tendance à se rapprocher de la courbe d'essais (Figure 75).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

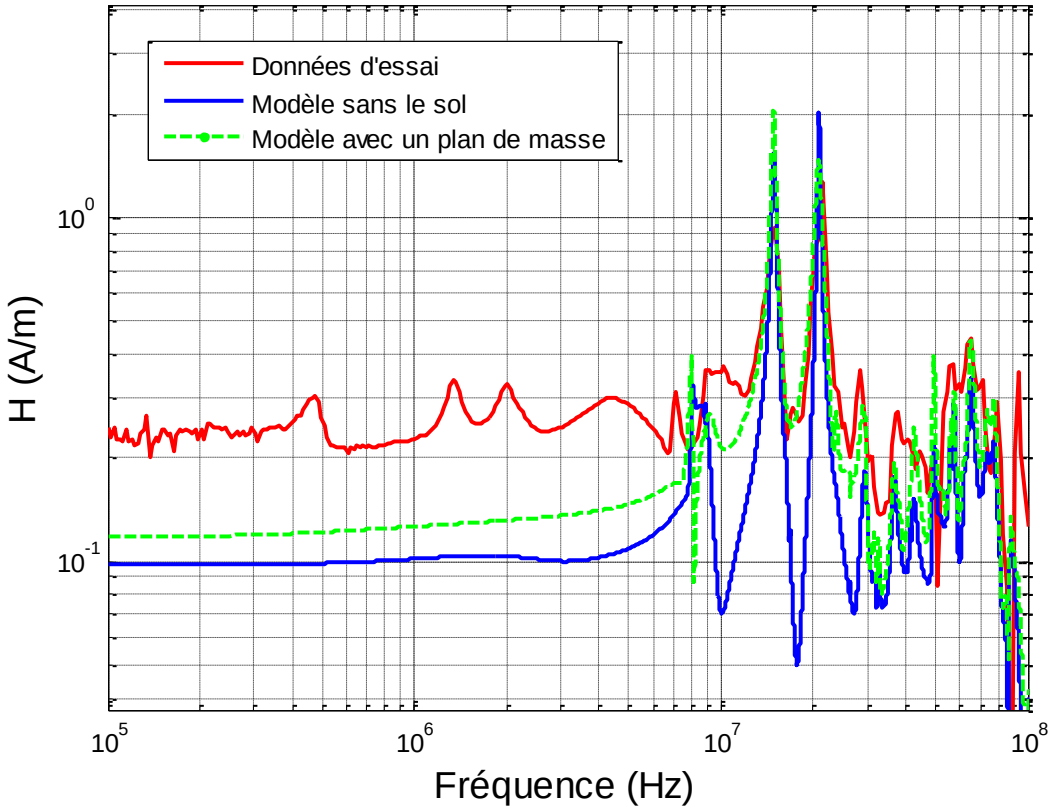


Figure 75 : Champ de surface avec et sans plan de masse

L'apport du plan de masse sur les résultats est plus important pour les points de champ positionnés sous l'hélicoptère, en effet, le phénomène de réflexion via le sol va intervenir dans cette zone. C'est pourquoi au niveau du sol, le champ électrique normal est égal à deux fois le champ électrique incident et le champ tangentiel est nul.

Pour illustrer ce phénomène, une différence entre les champs obtenus avec et sans le sol est effectuée pour l'ensemble de l'hélicoptère pour plusieurs fréquences. La Figure 76 illustre le résultat obtenu au niveau du plateau basse fréquence alors que la Figure 77 illustre le cas pour une fréquence de 21 MHz, fréquence pour laquelle on observe des résonances. Ces deux figures mettent en évidence l'impact du sol sur les éléments situés sous l'hélicoptère.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

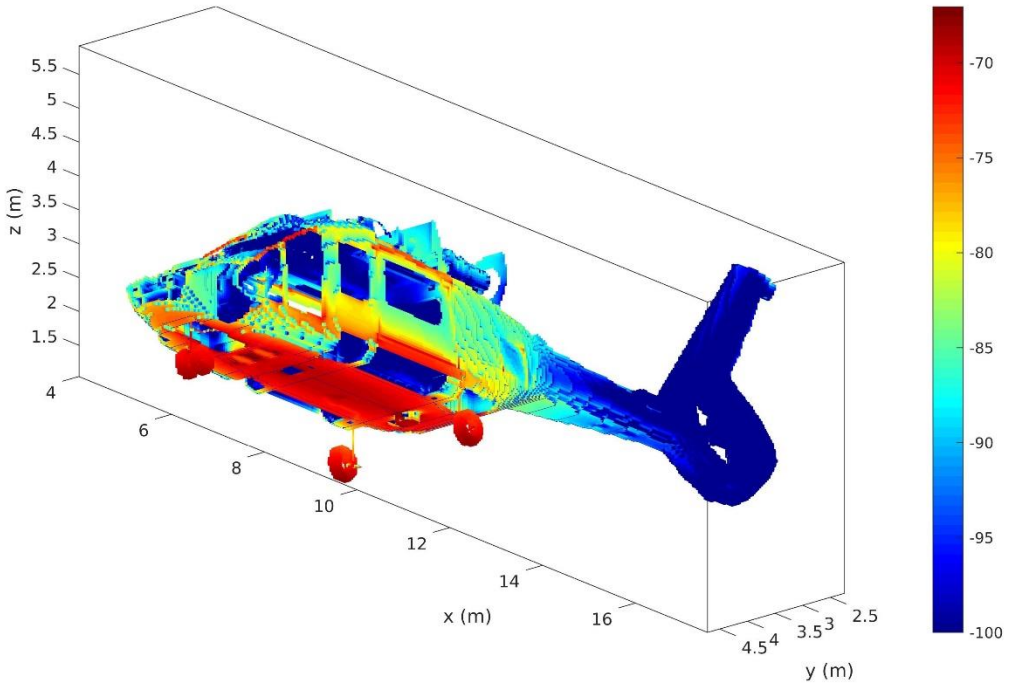


Figure 76 : Différence en champ magnétique de surface avec et sans le sol pour 1 MHz (dBA/m)

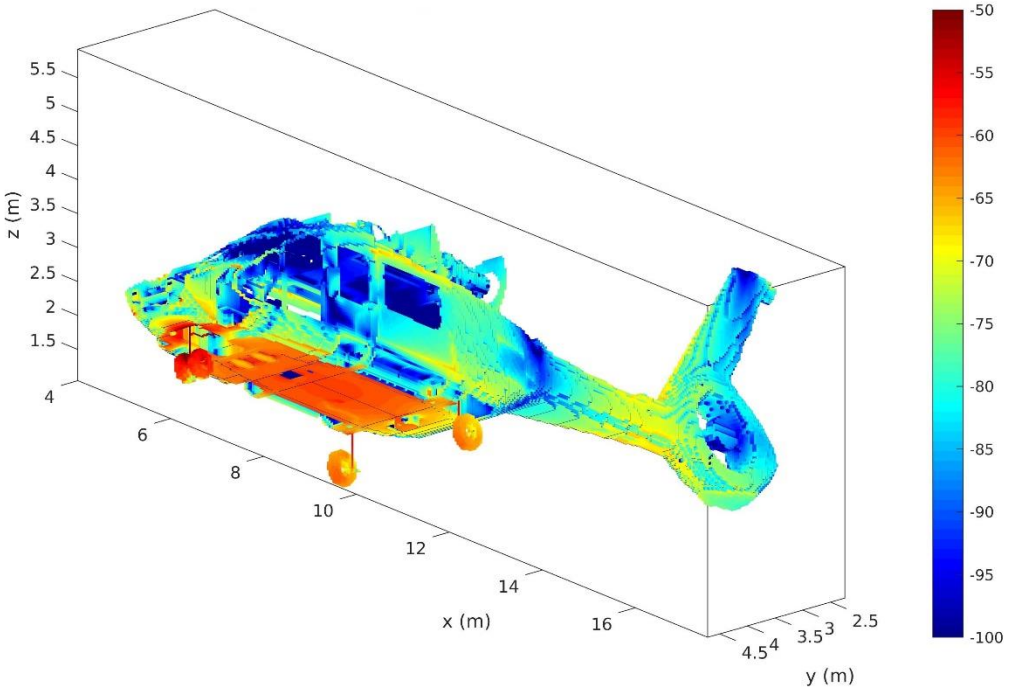


Figure 77 : Différence en champ magnétique de surface avec et sans le sol pour 21 MHz (dBA/m)

Dans un second temps, compte tenu de l'amélioration globale de la représentativité du modèle dû à la présence du plan de masse parfaitement conducteur et infini, nous avons donc cherché à améliorer sa représentativité en lui affectant une conductivité et des dimensions. Cependant, le logiciel ASERIS-FD ne permet pas, pour le moment, de modéliser un plan de masse infini à pertes. Cette difficulté peut

Licence CC BY-NC-ND 3.0

être contournée en ajoutant un volume présentant une conductivité particulière sous l'hélicoptère, cependant le résultat dépend de la taille du volume. En effet, nous n'obtenons pas exactement les mêmes résultats en prenant un volume PEC qu'en utilisant un plan de masse PEC. C'est pourquoi nous avons cherché à estimer les caractéristiques physiques du sol, et en particulier la distance réelle avec ses éléments conducteurs. Pour cela, nous avons donc cherché à identifier expérimentalement les propriétés électriques du sol du hangar et également la profondeur à laquelle se trouve la grille métallique placée sous la première couche de béton. En effet, cette distance va être représentative de la capacité entre le sol et l'hélicoptère et donc a priori les effets du sol. L'hélicoptère en test étant relié à la masse via le générateur, nous avons également cherché à modéliser ce chemin électrique en ajoutant un circuit RLC entre le nez de l'hélicoptère et le plan de masse. Les paramètres R, L et C sont définis en fonction de l'environnement de test. Pour déterminer ces paramètres une étude du hangar a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau. Lors de cette étude, une plaque métallique, utilisée comme électrode, est placée en regard du sol afin de créer une capacité en considérant la grille du béton armé comme seconde électrode. En injectant du courant à une extrémité de la plaque, l'impédance est relevée afin d'estimer les différents paramètres de l'installation (Figure 78 et Figure 79).

Figure 78 : Manipulation mise en place pour estimer les caractéristiques de la liaison sol-injection

Licence CC BY-NC-ND 3.0

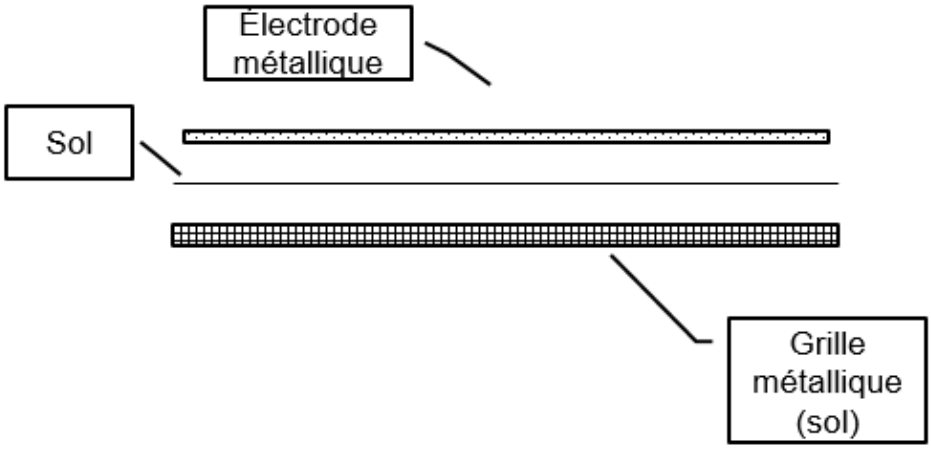


Figure 79 : Schéma de la manipulation

L'objectif de la manipulation est ici d'utiliser des mesures d'impédance pour estimer les paramètres nécessaires à la modélisation d'un circuit nez-plan de masse. C'est pourquoi l'impédance entre l'électrode et la masse du secteur a été mesurée pour différentes distances électrode-sol ainsi que pour le câble seul. Ces impédances ont été tracées sur la Figure 80.

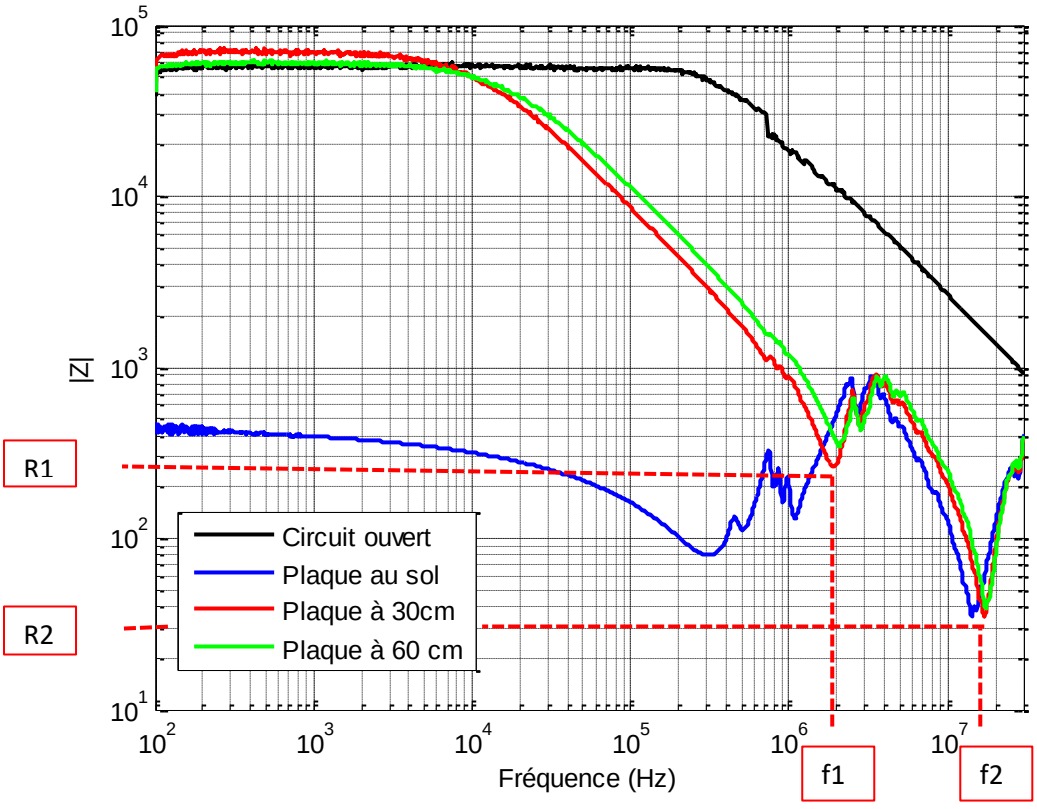


Figure 80 : Valeurs d'impédance en fonction de la hauteur sol-plaque

La première observation de ces courbes nous permet de vérifier que l'impédance est bien modifiée en fonction de la hauteur, par conséquent, cela renforce la thèse de la présence d'une grille sous le béton. Cependant, les mesures ne sont pas assez précises pour pouvoir définir la profondeur de cette grille.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En utilisant la formule 16, liant la distance entre deux électrodes et la capacité, nous pouvons en déduire qu'elle est proche de la surface.

$$C = \varepsilon \frac{S}{d} \tag{16}$$

avec C la capacité, S la surface des électrodes, d la distance entre les électrodes et ε la permittivité du matériau.

En analysant plus particulièrement l'allure de ces courbes, nous pouvons en déduire que le circuit équivalent est composé de plusieurs éléments en parallèle. En effet, les pentes sont caractéristiques des capacités, alors que lors des ruptures de pentes nous avons les valeurs de résistances. Pour calculer les inductances, nous devons, pour chaque capacité, nous référer à la formule 17 en prenant le point au niveau de chaque pente, on obtient alors les valeurs d'inductances.

$$L = \frac{1}{f^2 * 4 * \pi^2 * C} \tag{17}$$

avec C la capacité, L l'inductance et f la fréquence.

En utilisant l'ensemble de ces données, nous en déduisons les différentes valeurs des composants. Un circuit équivalent est donc modélisé par la suite, en prenant pour référence le cas où la plaque se trouve à 30 cm du sol (Figure 81), même si la hauteur de la plaque n'impacte que peu les différentes valeurs utilisées ici. Les résultats sont ensuite comparés entre les résultats de manipulations et les calculs (Figure 82).

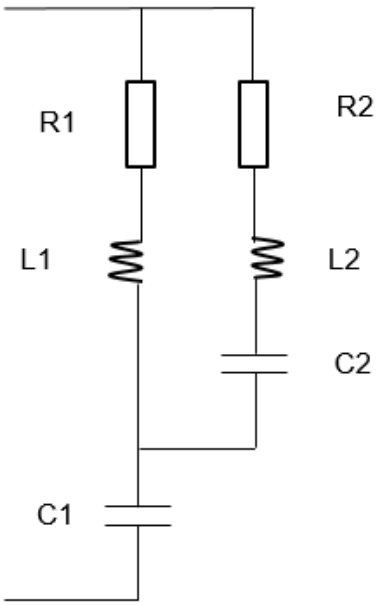


Figure 81 : Circuit en parallèle équivalent

Licence CC BY-NC-ND 3.0

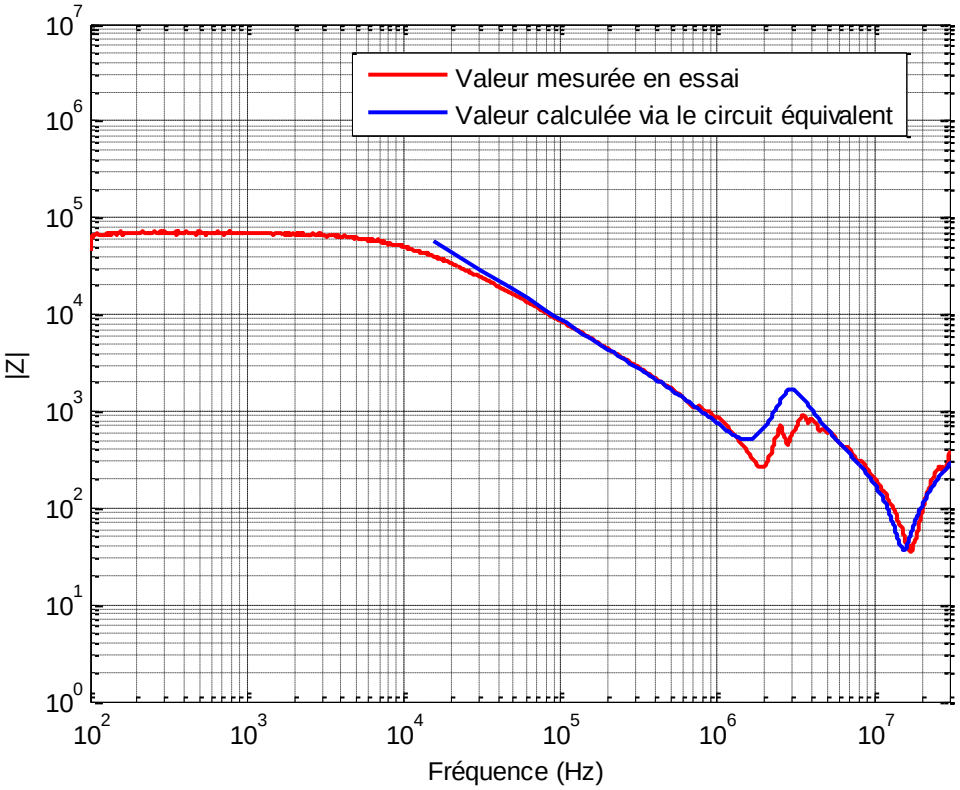


Figure 82 : Comparaison mesure-circuit équivalent

Sur la Figure 82, nous constatons que le circuit équivalent correspond bien aux résultats obtenus en manipulation. Par conséquent, nous avons ajouté ce circuit entre l'extrémité du retour coaxial et le sol (Figure 83).

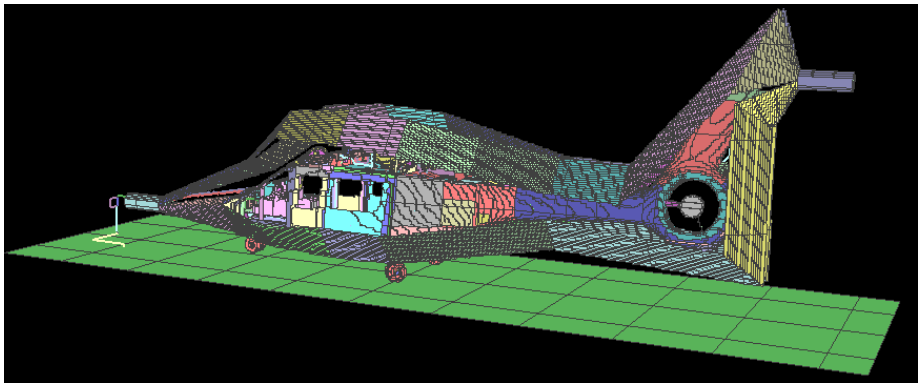


Figure 83 : Modèle de l'hélicoptère avec le lien plan de masse - avant cône d'injection

Licence CC BY-NC-ND 3.0

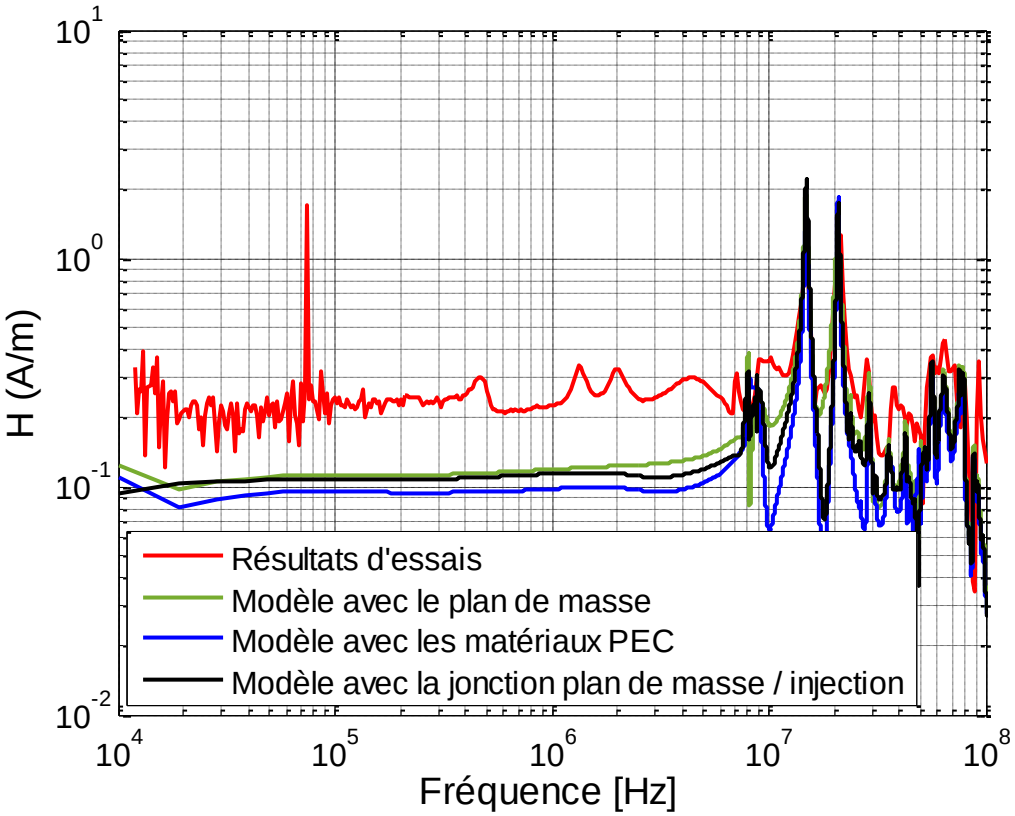


Figure 84 : Résultats en prenant en compte le lien plan de masse-injection

L'ajout de ce circuit n'apporte globalement pas de précision supplémentaire au niveau des résonances et antirésonances. Il peut même dans certain cas dégrader l'apport lié au plan de masse (Figure 84). Par conséquent, il ne sera pas pris en compte lors de prochaines simulations car il demande un travail supplémentaire au niveau de l'analyse du circuit afin de définir les bons paramètres et sa présence dans le modèle n'est pas forcément concluante. Toutefois cette approche mériterait cependant d'être étudiée davantage car ce chemin correspond à une réalité physique.

III.2.1.2. Étude des parois du hangar d'essais

Comme présenté dans le Chapitre I, des distances sont à respecter entre les murs du hangar d'essais et l'hélicoptère. Le respect de cette contrainte permet de s'affranchir de la présence des murs lors de l'exploitation des résultats. Cependant, nous avons décidé d'étudier l'influence des cloisons de part et d'autre de la structure sur les résultats de modélisation afin de s'assurer que les écarts observés n'étaient pas liés à l'absence de ces parois dans le modèle (Figure 85).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

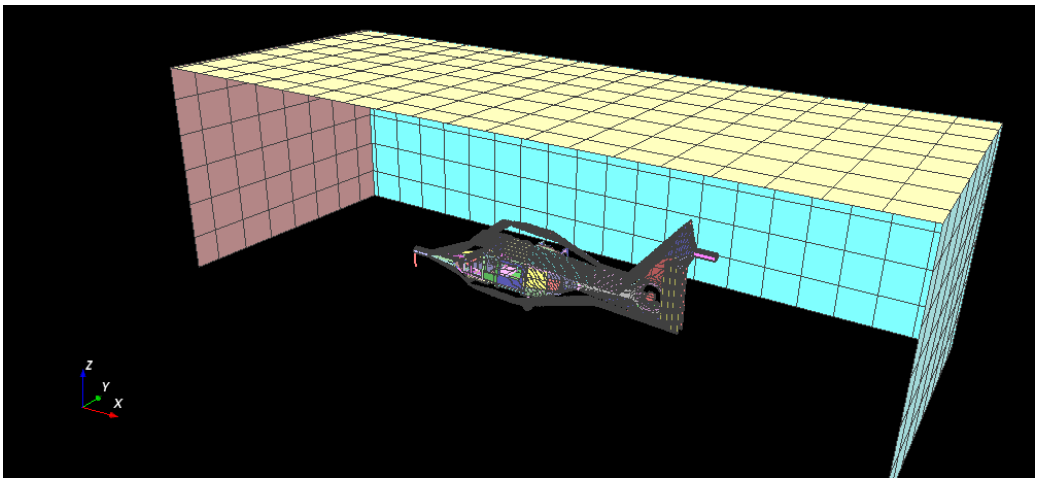


Figure 85 : Modèle d'hélicoptère entouré des parois du hangar

Le domaine de calcul a été modifié pour placer les frontières extérieures à une distance raisonnable des parois, cela entraîne donc un allongement des temps des calculs. Pour ce cas, les champs de surface sont observés et on constate que d'une manière générale la présence de parois n'influe pas sur les résultats (Figure 86). Cependant, pour certaines résonances, nous pouvons observer des amplitudes plus importantes avec les murs présents sur le modèle.

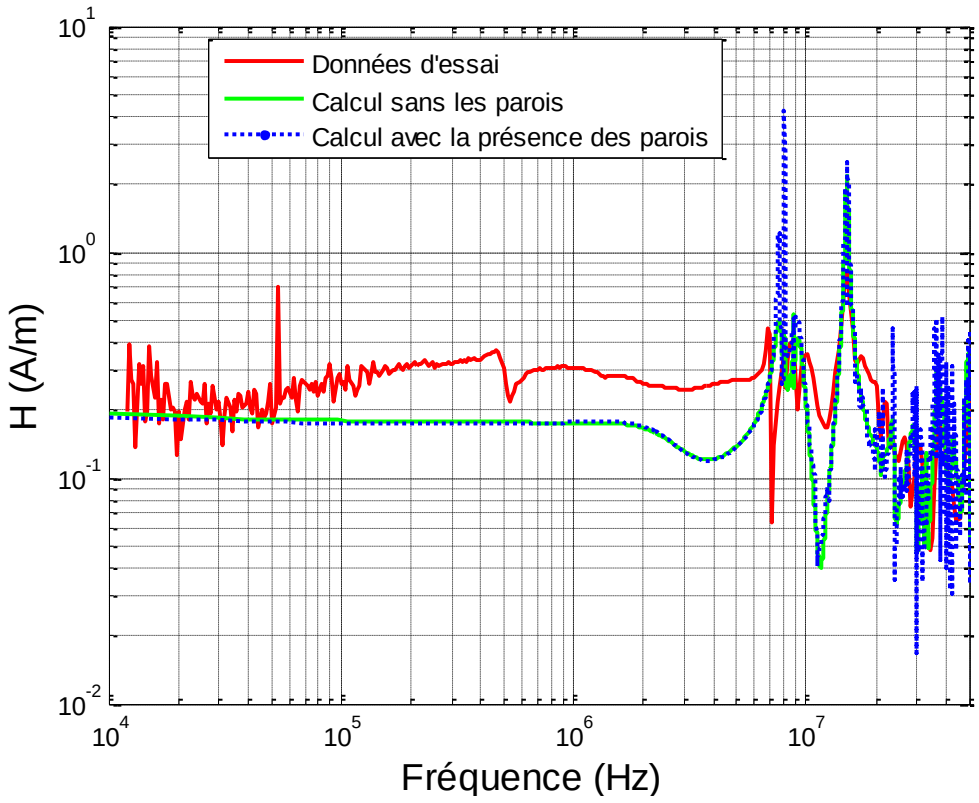


Figure 86 : Champ magnétique avec la présence des murs

Suite à ces observations, nous pouvons conclure qu'il n'est pas nécessaire de modéliser les parois du lieu d'essai. Si pour d'autres raisons celle-ci sont nécessaires à la simulation, il est cependant nécessaire de les positionner suffisamment loin du modèle d'hélicoptère afin de ne pas fausser les résultats. De

Licence CC BY-NC-ND 3.0

plus, il faut prendre en compte une modification des temps de simulation liée au domaine de calcul qui peut se trouver fortement agrandi.

III.2.2. Au niveau de la définition de l'hélicoptère

III.2.2.1. Matériaux de l'hélicoptère

Dans un premier temps, les calculs ont été réalisés avec l'hélicoptère entièrement dans un matériau parfaitement conducteur (PEC) et les ouvertures court-circuitées afin de remplir les conditions nécessaires à l'application du théorème de Lorentz. La première modification effectuée sur l'hélicoptère a été d'associer à chaque élément de la structure des propriétés représentatives des matériaux de l'hélicoptère réel. Une cartographie des champs magnétiques peut également être réalisée pour cette modification (Figure 87). Sur cette figure, on remarque les niveaux internes sont plus élevés que ceux présentés en Figure 73.

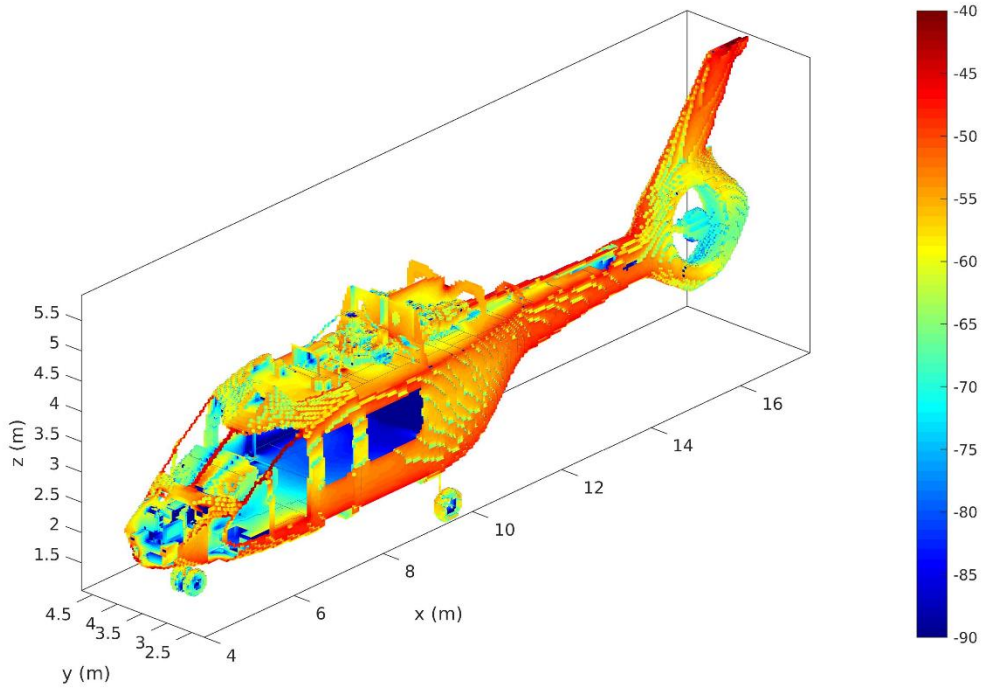


Figure 87 : Cartographie en champ magnétique de surface externe de l'hélicoptère avec les matériaux réels pour 9 MHz (dBA/m)

Pour chacun des points de champ mesurés en essais, une comparaison entre les données d'essais, les données du modèle PEC et de ce nouveau modèle avec les matériaux réels est effectuée (Figure 88).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

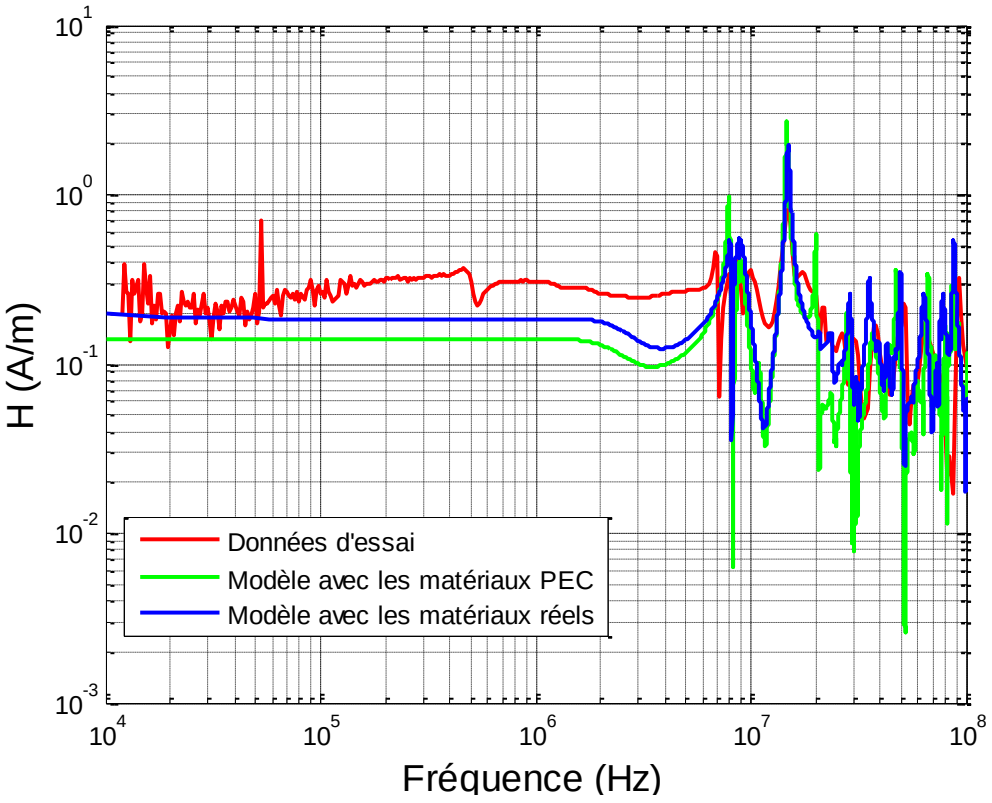


Figure 88 : Champ de surface selon les matériaux utilisés

Sur cette figure, nous voyons clairement l'influence bénéfique des pertes au niveau des surfaces. En effet, le niveau basse fréquence tend à se rapprocher des valeurs mesurées en essais et les amplitudes s'accordent également mieux avec l'ordre de grandeur des champs mesurés. Il n'est dans ce cas pas possible de réaliser une cartographie prenant en compte la différence entre les deux niveaux comme réalisé pour l'ajout du sol. En effet, la structure n'est pas identique du fait de la présence des ouvertures dans le cas matériaux réels. Cependant, il est possible de réaliser des calculs avec les ouvertures présentes mais la structure complète en matériaux PEC. Cette opération permet d'avoir une idée des écarts sur des cartographies de champs tout en considérant que ces écarts seront amplifiés avec le modèle PEC court-circuité, surtout pour les niveaux intérieurs.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

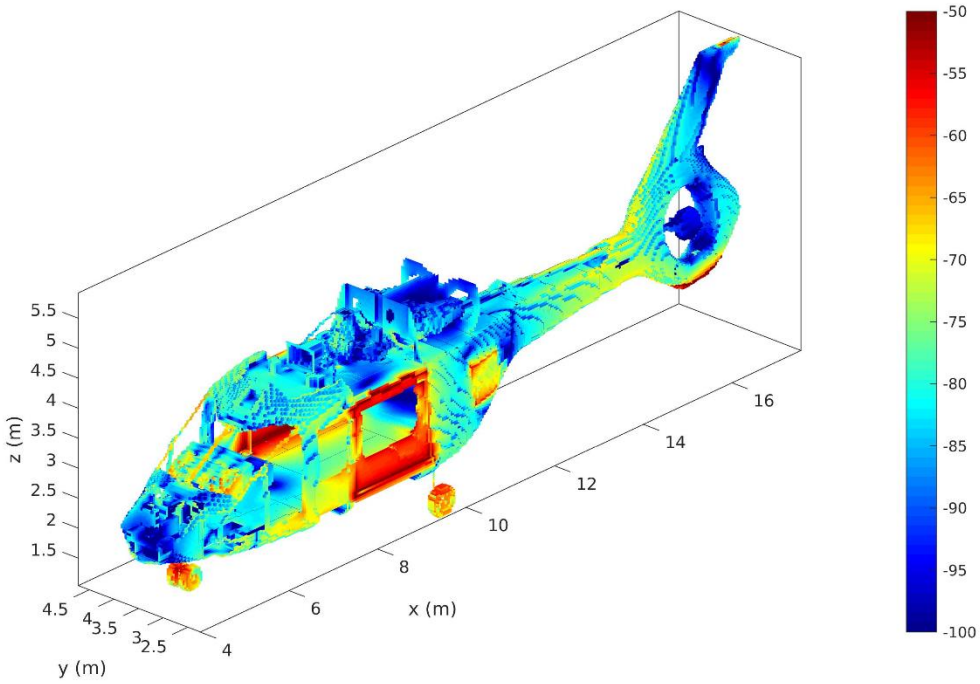


Figure 89 : Différence en champ magnétique de surface entre le cas PEC et le cas matériaux réels pour 21 MHz (dBA/m)

Cette figure illustre les écarts dus à la simplification des matériaux par des matériaux PEC pour le cas de la structure ouverte qui n'est pas la structure de référence. Les écarts les plus importants sont à l'intérieur et au niveau des ouvertures.

Dans un second temps, nous avons ajouté des fentes chargées sur le modèle pour décrire les interfaces entre les différents panneaux constituant la peau externe de l'hélicoptère. En effet, l'ajout de ces fentes permet a priori d'être plus représentatif quant aux redistributions de courant et donc plus précis sur les champs de surface. Cependant, l'étude sur l'ensemble des points de champs considérés en mesure et en simulation ne nous permet pas de mieux corréler les résultats de mesure. En effet, les résonances et antirésonances ont tendance à être amplifiées suite à l'ajout de ces fentes (Figure 90).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

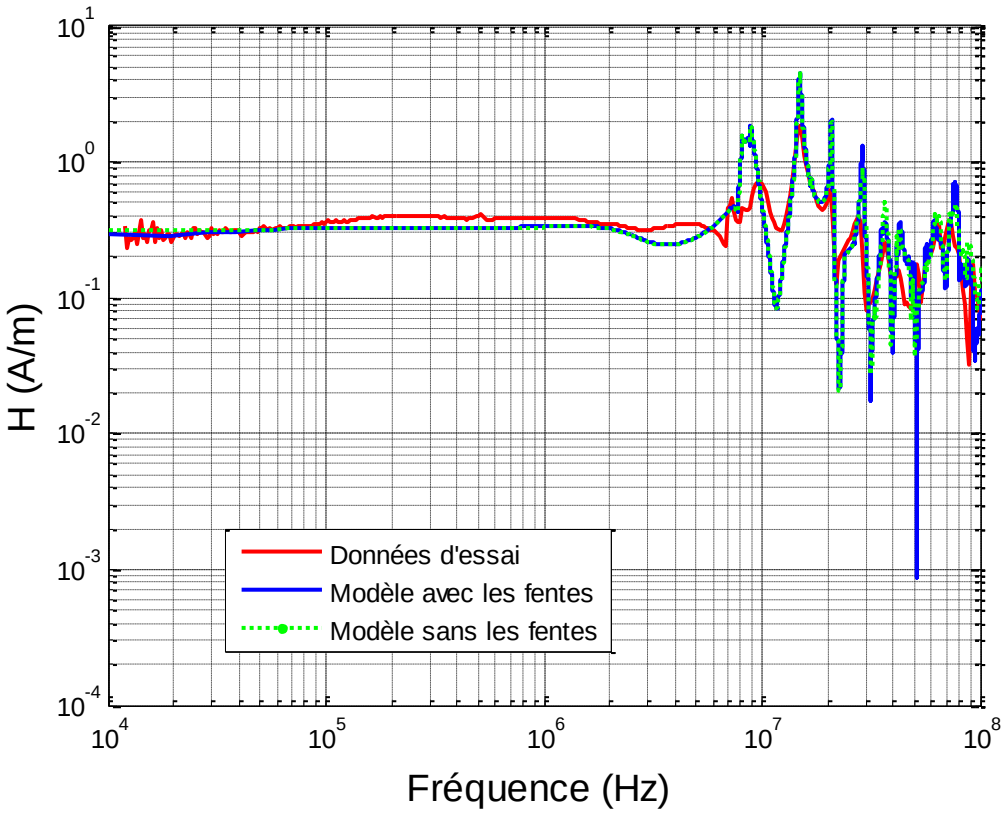


Figure 90 : Champ de surface selon la définition des fentes

Il est possible que le formalisme des fentes chargées ne soit pas approprié quant à l'application visée. Par conséquent, l'influence des interfaces entre les panneaux extérieures de la structure et les pertes associées ne sera pas considérée pour la suite de l'étude.

III.2.2.2. Adaptation et disposition du retour coaxial

Dans un second temps, toujours dans l'optique de se rapprocher des résultats de mesure, la manière dont la charge finale servant à maintenir l'adaptation du retour coaxial est représentée dans le modèle a été étudiée. Initialement, le cône est représenté par un cylindre avec à son extrémité une impédance de puissance de 50 Ω. Afin d'éviter les ruptures d'impédance liées à la modification de géométrie, cette charge localisée a été remplacée par un anneau de résistance équivalente, placé dans la continuité du cône (Figure 91) afin d'avoir une impédance répartie.

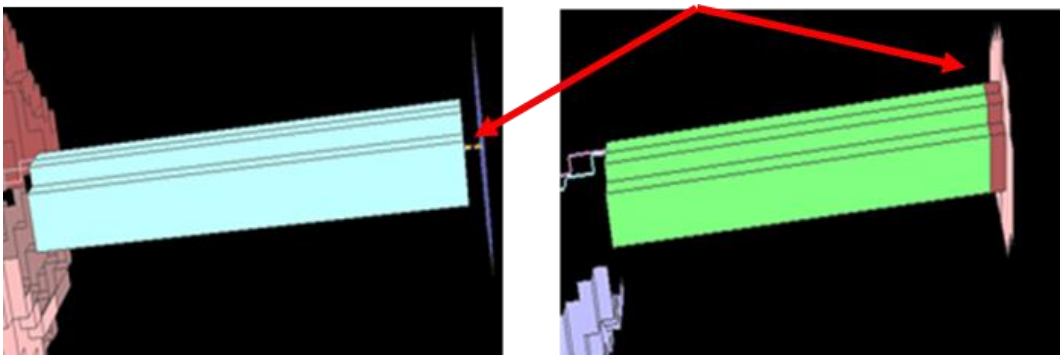


Figure 91 : Modification de la charge d'adaptation (avant à gauche, après à droite)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette modification est réalisée dans l'optique de se rapprocher au maximum de la géométrie du cône d'adaptation réel (Figure 92) tout en respectant les contraintes liées à la méthode FDTD.

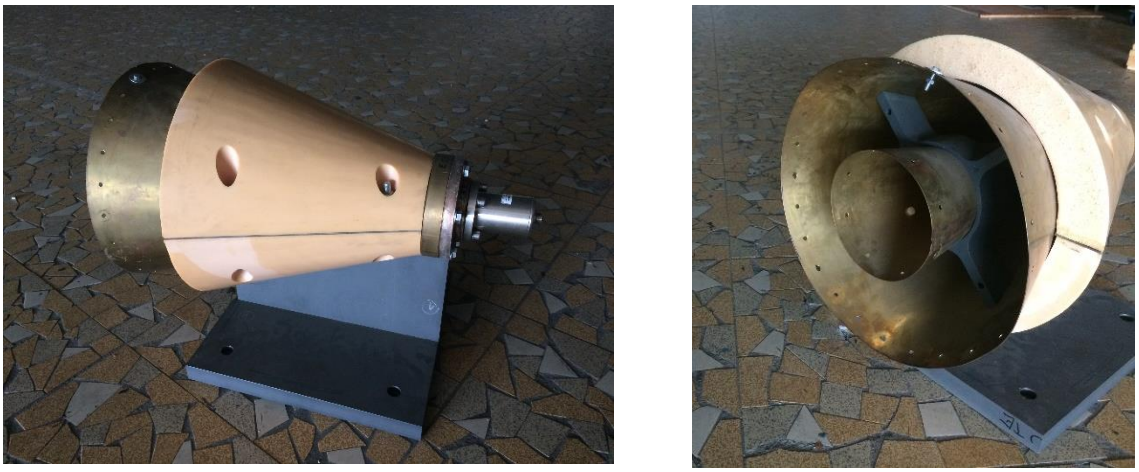


Figure 92 : Cône d'injection et de charge

Cette modification n'impacte pas réellement les résultats de simulation au niveau des champs de surface (Figure 93).

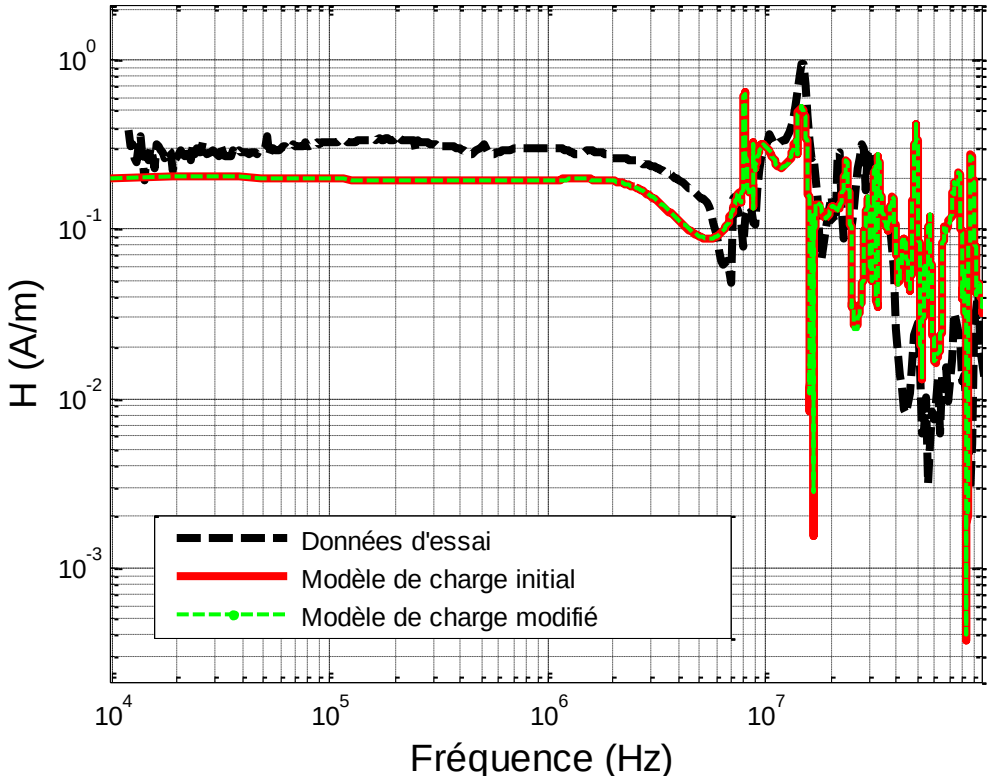


Figure 93 : Champ de surface selon les modifications apportées à la charge

Cependant, cet élément influant les extrémités de la ligne coaxiale, nous allons également observer le paramètre S11 (Figure 94 et Figure 95), c'est-à-dire le paramètre décrivant l'onde réfléchie par rapport à l'onde transmise. Le paramètre S11 (18) est calculé pour le modèle initial, pour un modèle avec les

Licence CC BY-NC-ND 3.0

matériaux modifiés et la présence d'un plan de masse et enfin pour le modèle modifié auquel on a ajouté la modification de la charge.

$$S_{11} = \frac{V_{r1}}{V_{i1}} \text{ pour une ligne adaptée} \quad (18)$$

Avec V_{i1} la tension incidente et V_{r1} la tension réfléchie.

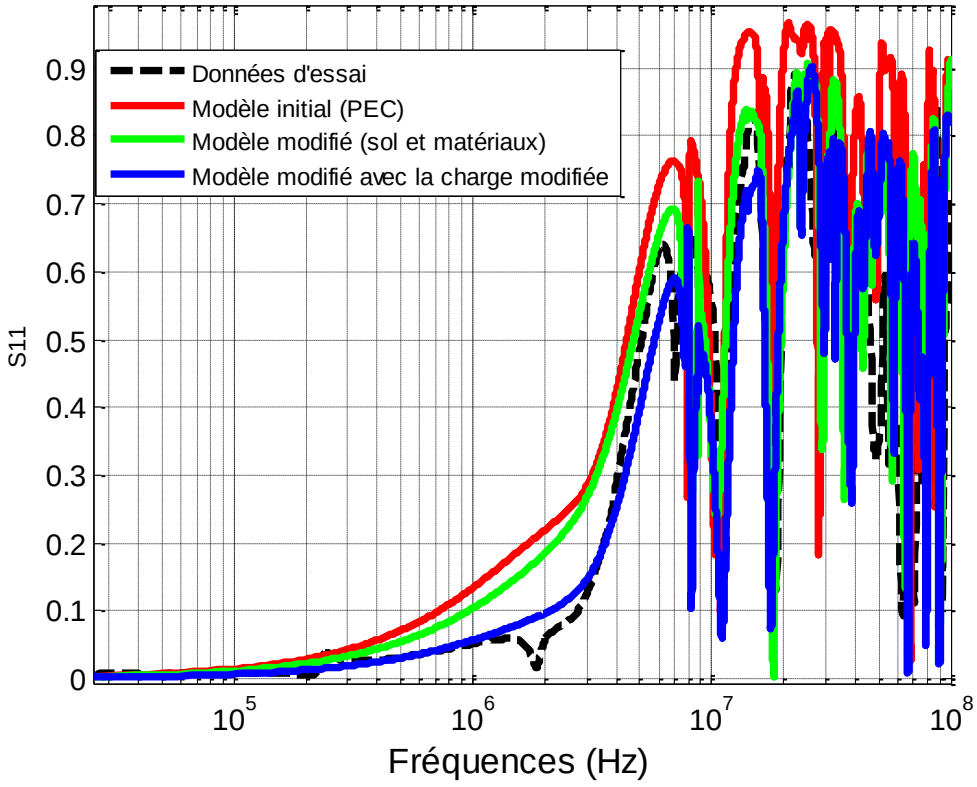


Figure 94 : Paramètre S11 pour différentes configuration de la charge (échelle logarithmique)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

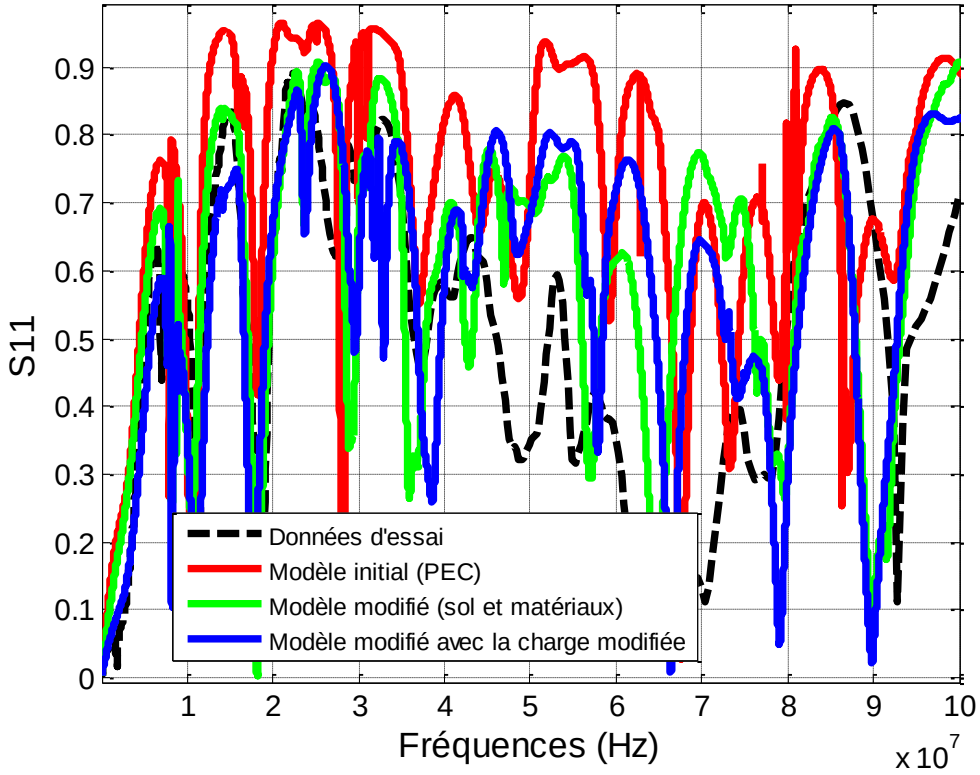


Figure 95 : Paramètre S11 pour différentes configuration de la charge (échelle linéaire)

La Figure 95 nous montre que la modification des matériaux ainsi que l'ajout du plan de masse permettent d'avoir une meilleure estimation de la valeur du paramètre S_{11} pour les hautes fréquences (en particulier pour l'amplitude des résonances). La modification de la géométrie de la charge finale permet quant à elle de s'approcher des résultats d'essais pour les basses fréquences avant la première résonance. Par conséquent, une modélisation fine permet de décrire au mieux le comportement de la ligne globale et ainsi d'être précis pour les paramètres S. Une incohérence au niveau des paramètres S peut donc être un élément d'alerte vis-à-vis d'un modèle pas assez précis et réaliste.

Une seconde modification a été apportée au niveau des bandes métalliques composant le retour coaxial. En effet, au cours des essais, ces éléments n'étaient pas parfaitement tendus, ce qui rend le modèle moins représentatif de la structure d'essais même si les écarts ne sont pas significatifs. Des simulations ont alors été effectuées en rapprochant certaines plaques métalliques de la poutre de queue (Figure 96).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

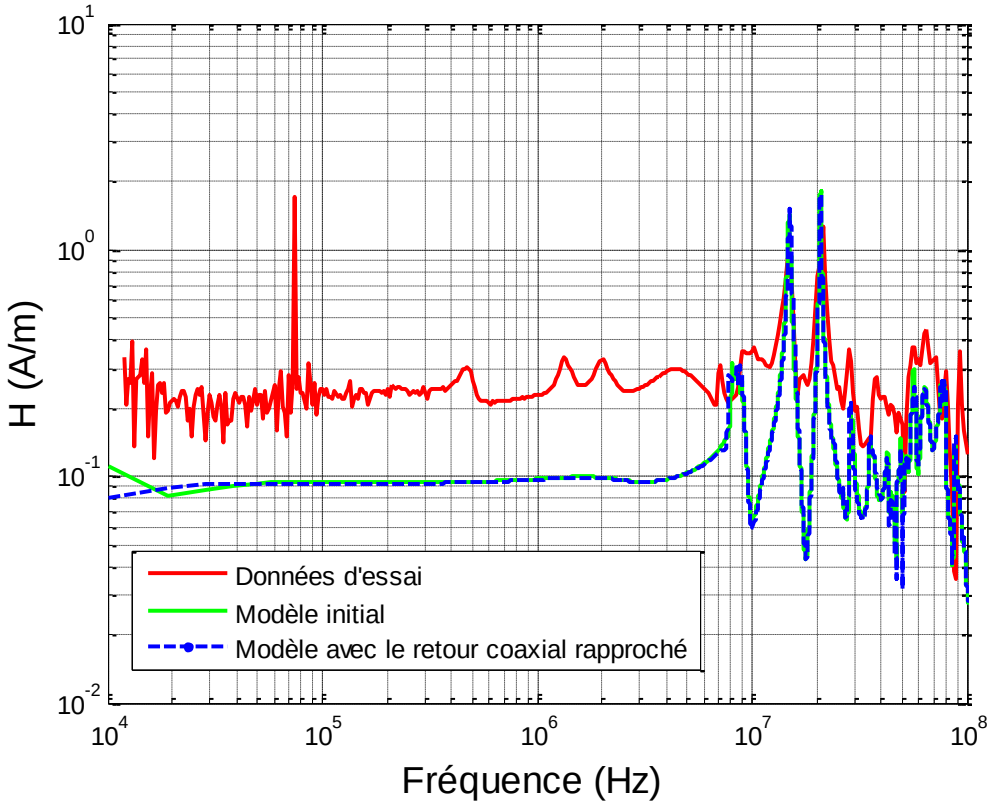


Figure 96 : Champ de surface suite à une modification du retour coaxial

Cette figure est représentative des résultats obtenus pour l'ensemble des capteurs. Il est donc raisonnable d'affirmer que la position exacte du retour coaxial n'est pas déterminante en modélisation pour la détermination des fonctions de transfert.

La structure a été modélisée avec TEMSI-FD afin de prendre en compte le caractère oblique des câbles d'injection. En effet, les câbles d'injection, qui relient la structure coaxiale à l'hélicoptère sont définis en marche d'escalier dans les modèles couramment utilisés, ce qui en rallonge la longueur. C'est pourquoi une étude via le logiciel TEMSI-FD va être réalisée. En effet, c'est pour le moment le seul logiciel basé sur une méthode FDTD nous permettant de nous affranchir de cette contrainte. La Figure 97 présente ces résultats sur un point de champ mais l'influence des fils obliques est similaire pour l'ensemble des points de champ observés. D'une manière générale, le comportement reste le même que l'on définisse les câbles d'injection de manière oblique ou en marche d'escalier. Cependant, en zoomant sur la partie hautes fréquences (Figure 98), le décalage pour les fréquences de résonance peut être observé. Ce décalage n'est pas déterminant pour la suite du processus de transposition, par conséquent, même si cet apport reste intéressant il ne sera pas considéré dans la suite de l'étude. Une étude similaire sur la base du cas canonique est présenté en partie II.4.2.2. On trouve ici une cohérence entre les conclusions obtenues sur un cas simple et celles obtenues pour un cas complexe.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

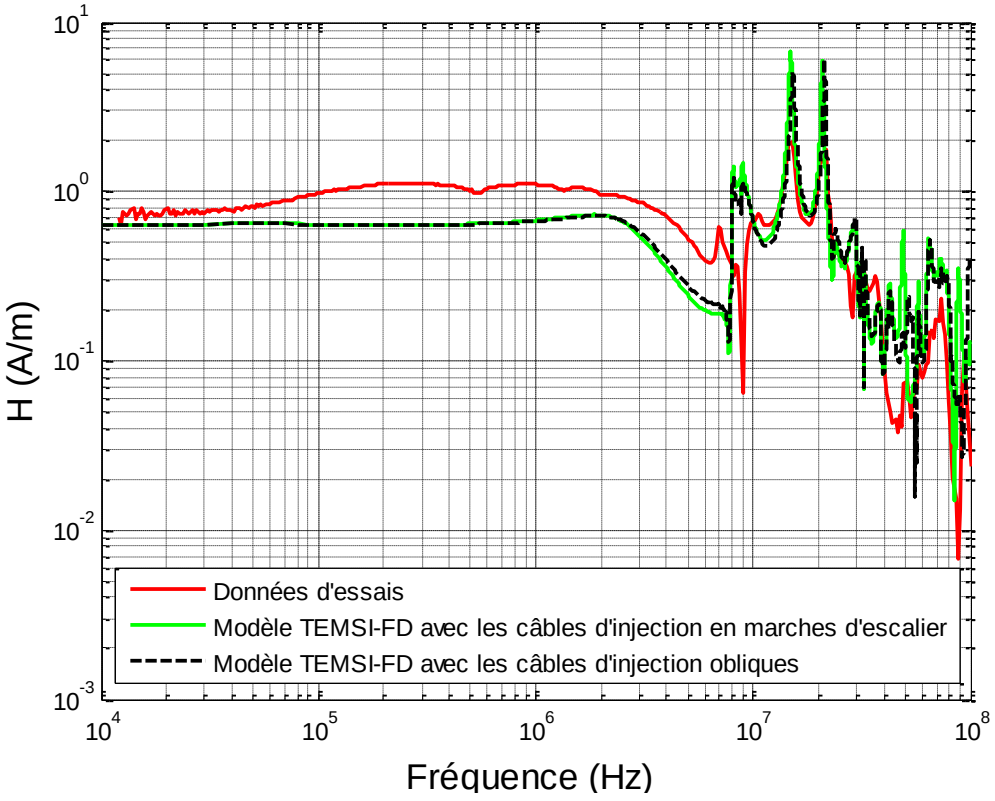


Figure 97 : Étude de l'influence des fils obliques sur les champs magnétiques

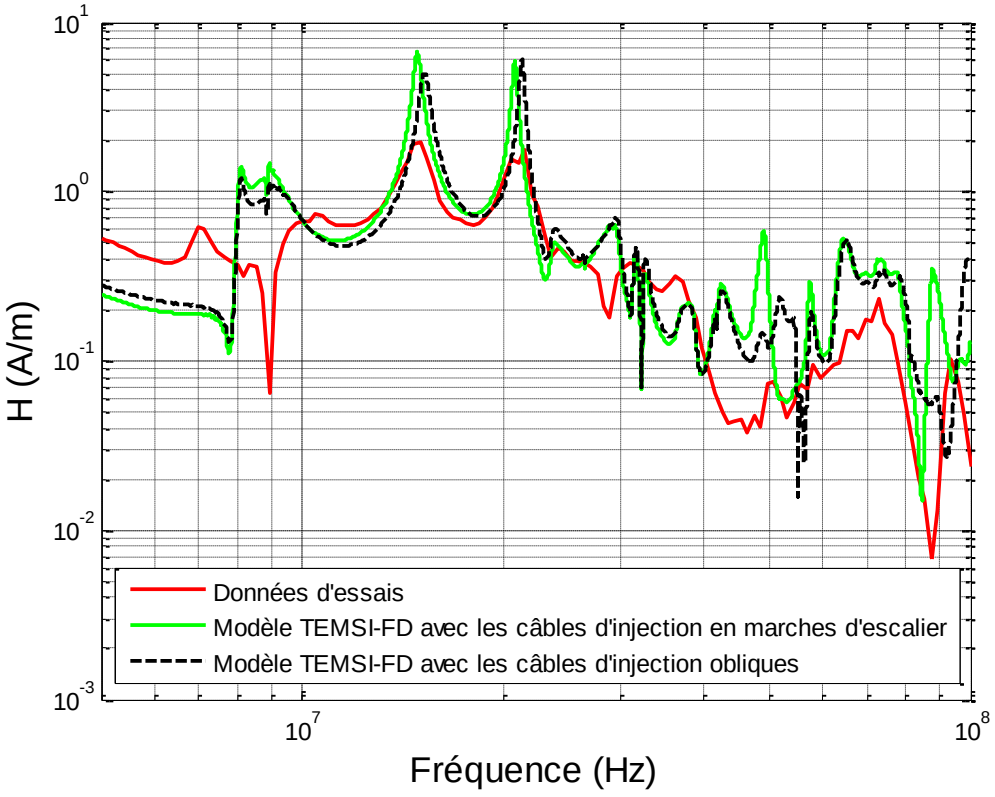


Figure 98 : Étude de l'influence des fils obliques sur les champs magnétiques (zoom)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette étude sur la manière de modéliser l'hélicoptère avec des choix dans le niveau de détails appliqué nous permet donc de statuer quant à l'apport de certaines modifications. La modification majeure à apporter est la prise en compte des pertes des matériaux au niveau de la structure. La modélisation plus réaliste de l'impédance terminale est également requise pour avoir le bon comportement physique du système dans son ensemble. Ces modifications sont donc les seules apportées pour le reste de l'étude utilisant le modèle de l'hélicoptère.

III.2.3. Étude du gain lié aux évolutions du modèle

Les paragraphes précédents présentent les différentes modifications pouvant être apportées au modèle. Une fois ces études réalisées, un choix doit être effectué afin de ne garder que les modifications pertinentes pour la transposition. Des premières conclusions ont été apportées suite à une analyse visuelle et qualitative des différentes courbes. Le modèle sélectionné est un modèle décrivant l'ensemble des matériaux de l'hélicoptère et le cône intégrant la charge finale de manière la plus précise possible. Ce modèle, lorsque l'hélicoptère est placé dans le retour coaxial doit comporter un plan de masse. Ce choix de détails nécessaires pour une bonne représentativité est basé sur différentes simulations et s'appuie majoritairement sur une analyse fine des courbes résultant de ces calculs. C'est pourquoi dans une seconde phase, afin de confirmer les choix réalisés, une approche quantitative avec une estimation de l'erreur entre le modèle initial et la référence d'une part puis entre le modèle amélioré et la référence d'autre part a été réalisée.

Compte tenu du décalage en fréquence présent entre les résultats d'essais et les résultats de simulation, il n'est pas pertinent de calculer des marges d'erreur point à point. C'est pourquoi d'autres méthodes doivent être envisagées. D'une part, une étude du facteur de corrélation est réalisée. Ce facteur de corrélation est calculé via le logiciel GCEM Validation Tool (GVT) de l'Université Polytechnique de Catalogne [73].Ce dernier est calculé sur la partie relative aux résonances [1 MHz ; 100 MHz] pour les différents capteurs de champ relevés à la fois en essai et en simulation. Les cas traités sont le cas matériaux PEC, le cas matériaux réels sans sol et matériaux réels avec le sol PEC fini, le cas avec l'ajout des fentes a également été étudié afin de justifier la décision de ne pas les considérer dans le modèle. Ces résultats sont présentés Tableau 4, Tableau 5 et Tableau 6 avec d'une part les facteurs de transposition puis l'erreur entre les deux avec en rouge les points pour lesquels le modèle initial est meilleur et en vert les cas où l'amélioration est positive.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau 4 : Comparaison des facteurs de corrélation au niveau de l'influence du sol

Capteur	Essai/modèle sans sol	Essai/modèle sol	Écart (%)
1	0,7638	0,8567	-12,2
2	0,7223	0,7128	1,31
3	0,7167	0,8291	-15,7
4	0,6157	0,6433	-4,48
5	0,7515	0,7789	-3,65
6	0,7701	0,7707	-0,078
7	0,794	0,8112	-2,17
8	0,8074	0,8334	-3,22
9	0,7915	0,7898	0,215
10	0,8229	0,8511	-3,43
11	0,6421	0,6011	6,38
		Moyenne	-3,36

Tableau 5 : Comparaison des facteurs de corrélation au niveau de l'influence de la définition des matériaux

Capteur	Essai/modèle PEC	Essai/modèle non PEC	Écart (%)
1	0,5732	0,7638	-33,3
2	0,6867	0,7223	-5,18
3	0,6421	0,7167	-11,6
4	0,555	0,6157	-10,94
5	0,7079	0,7515	-6,16
6	0,5869	0,7701	-31,2
7	0,7271	0,794	-9,20
8	0,7258	0,8074	-11,2
9	0,6784	0,7915	-16,7
10	0,7545	0,8229	-9,06
11	0,6768	0,6421	5,13
		Moyenne	-12,7

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau 6 : Comparaison des facteurs de corrélation au niveau de l'influence de l'ajout des fentes

Capteur	Essai/sans fente	Essai/fente	Écart (%)
1	0,6489	0,6473	0,25
2	0,6617	0,6664	-0,71
3	0,7224	0,7284	-0,83
4	0,6247	0,5896	5,62
5	0,705	0,714	-1,28
6	0,7458	0,7338	1,61
7	0,7551	0,7563	-0,159
8	0,7332	0,7367	-0,477
9	0,6611	0,6629	-0,272
10	0,8137	0,8095	0,516
11	0,5918	0,5788	2,197
		Moyenne	0,587

Grâce à ces facteurs de corrélation, il est possible d'affirmer que ces deux ajouts sont bénéfiques pour le modèle alors que la définition des fente n'a pas une influence importante, moins de 1% en moyenne et de plus, cette influence n'est globalement pas bénéfique. Ces deux tableaux montrent également que la bonne définition des matériaux est plus influente sur la bonne corrélation entre les essais et les modèles que la présence du plan de masse.

D'autre part, ce sont les valeurs des pics de résonances et antirésonances qui seront identifiées. En effet, ce sont ces écarts d'amplitude qui impacteront la surestimation visible des fonctions de transposition. Afin de réaliser cette comparaison, l'écart moyen entre les amplitudes mesurées et celles calculées est relevé que ce soit pour le modèle initial ou celui comportant les améliorations énoncées précédemment. Pour ce faire, par tranche de 10 MHz le minimum et le maximum sont relevés pour chaque configuration. En effet, la fréquence exacte n'a pas de réel intérêt vis-à-vis de la transposition. Cette analyse permet de quantifier l'erreur et confirme l'apport engendré par les améliorations du modèle 3D, en considérant que les améliorations sont la définition des matériaux et l'ajout du sol PEC (Tableau 7).

Tableau 7 : Moyenne des erreurs moyennes pour tous les capteurs

	Antirésonances	Résonances
Essais-modèle initial	0.0385	0.3559
Essais-modèle amélioré	0.0347	0.3129
Ratio du gain	-11%	-14%

Ce tableau montre donc les écarts relevés en moyenne pour les différents capteurs. Selon les résultats présentés, le modèle amélioré permet donc d'avoir des écarts d'amplitudes réduits. Des gains de 11% au niveau des antirésonances et de 14% pour les résonances sont relevés grâce aux évolutions

Licence CC BY-NC-ND 3.0

apportées au modèle. Cependant, les résultats issus de cette méthode seraient plus significatifs si les résonances étaient identifiées à la main. En effet, pour certains cas les pics sont décalés de part et d'autre d'un multiple de 10 MHz.

Ces deux méthodes d'analyse d'erreurs ou d'amélioration entre les différents modèles permettent de justifier les évolutions des modèles numériques et ainsi de passer à l'élaboration des fonctions de transposition aux conditions de vol.

III.3. Transposition aux conditions de vol

L'approche de modélisation ayant été définie, le processus de transposition va désormais pouvoir être appliqué afin d'étudier l'influence de ces modifications sur les fonctions de transfert.

III.3.1. Préparation des données

Avant de pouvoir appliquer le protocole de transposition, il faut préalablement créer les 41 modèles présentés dans la partie III.1.3 qui permettent de couvrir les configurations de vol et de test. L'étude préliminaire a montré que certaines modifications pouvaient entraîner des améliorations dans la prédiction des champs de surface. C'est pourquoi ces 41 modèles doivent être réalisés pour les différentes configurations étudiées. La première configuration représente l'hélicoptère composé entièrement de matériaux PEC alors que la seconde représente l'hélicoptère avec ses matériaux réels, un cône de charge d'adaptation plus représentatif de la réalité d'essais et un plan de masse représentant le sol positionné sous l'hélicoptère, lorsqu'il est placé dans le retour coaxial.

Lors des précédents calculs, des observables étaient positionnés sur les ouvertures qui étaient court-circuitées pour répondre aux exigences du théorème de Lorentz. Dorénavant, les ouvertures étant considérées comme telles, les points de champ pris en compte pour cette étude ont été décalés pour se positionner sur la peau externe autour de l'ouverture (Figure 99). Le même protocole de transposition va être appliqué afin d'en étudier la pertinence.

Figure 99 : Modèle de l'hélicoptère en matériaux réels avec les points de champ repositionnés

Ces modèles sont utilisés pour réaliser les 41 calculs couvrant l'ensemble des illuminations et positions de pales à l'étude.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3.2. Étude de la transposition

La tendance générale engendrée par ces modifications est un abaissement des niveaux hauts (résonances) et un relèvement des niveaux bas (antirésonances). Cette tendance permet à l'enveloppe des résultats d'être plus proche de la tendance décrite par les niveaux obtenus lors des essais en rayonnés. Cette modification des niveaux permet d'être plus prédictif et donc d'éviter la surestimation des enveloppes par rapport aux essais rayonnés, considérés comme la référence. D'une manière générale, les fonctions de transfert établies sur les câbles pour lesquels la transposition était en accord avec l'essai rayonné restent similaires (Figure 100 et Figure 101). Pour les cas qui présentaient des écarts entre les essais et la transposition, ces modifications réduisent les écarts permettant ainsi de démontrer dans certains cas que les niveaux sont couverts par le niveau de qualification de l'équipement et cela en cohérence avec les essais rayonnés (Figure 102 et Figure 103). Par conséquent, grâce à cette amélioration des résultats, nous pourrions étendre le domaine d'application de la méthode de transposition à partir des résultats en retour coaxial à 80 MHz.

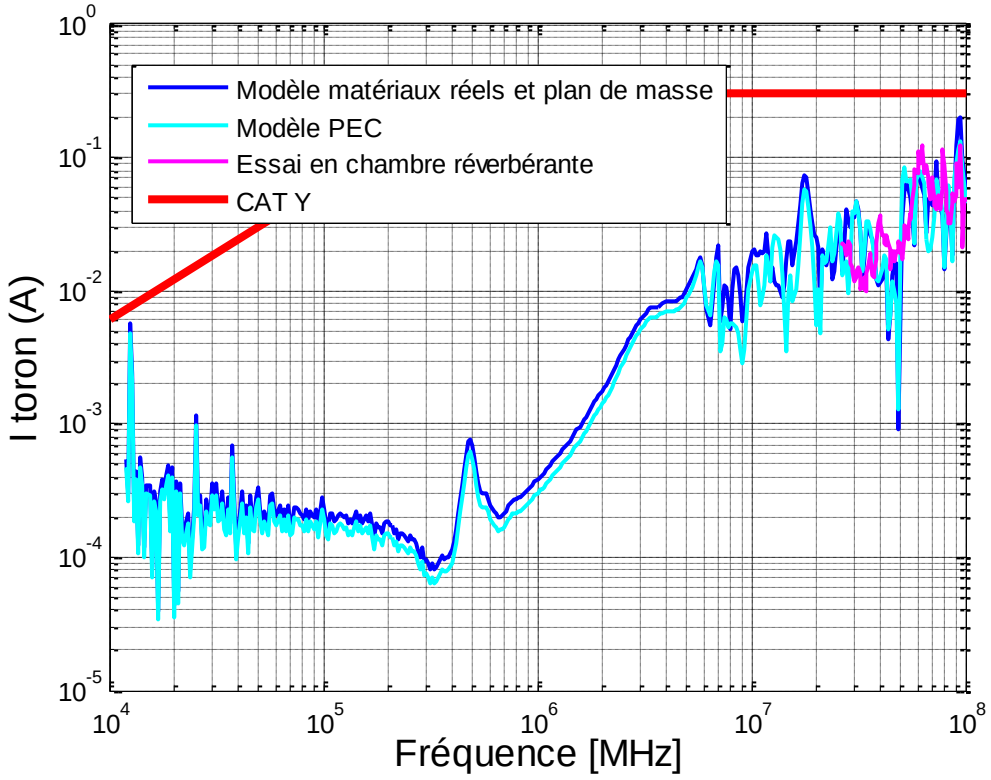


Figure 100 : Cas où les enveloppes étaient déjà similaires

Licence CC BY-NC-ND 3.0

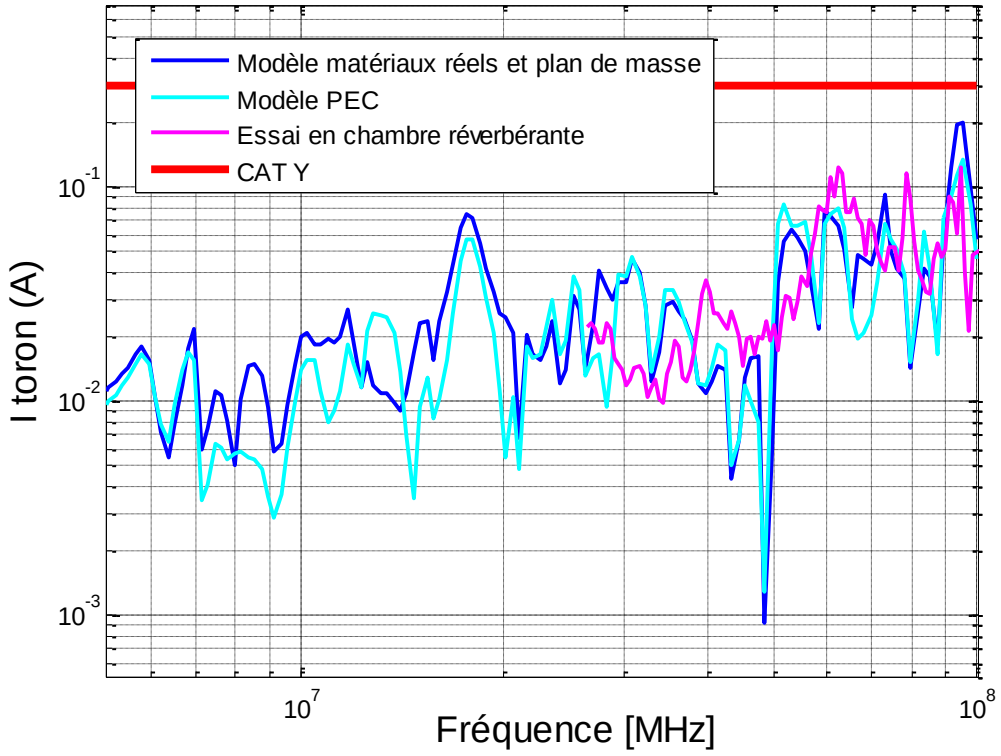


Figure 101 : Cas où les enveloppes étaient déjà similaires (zoom)

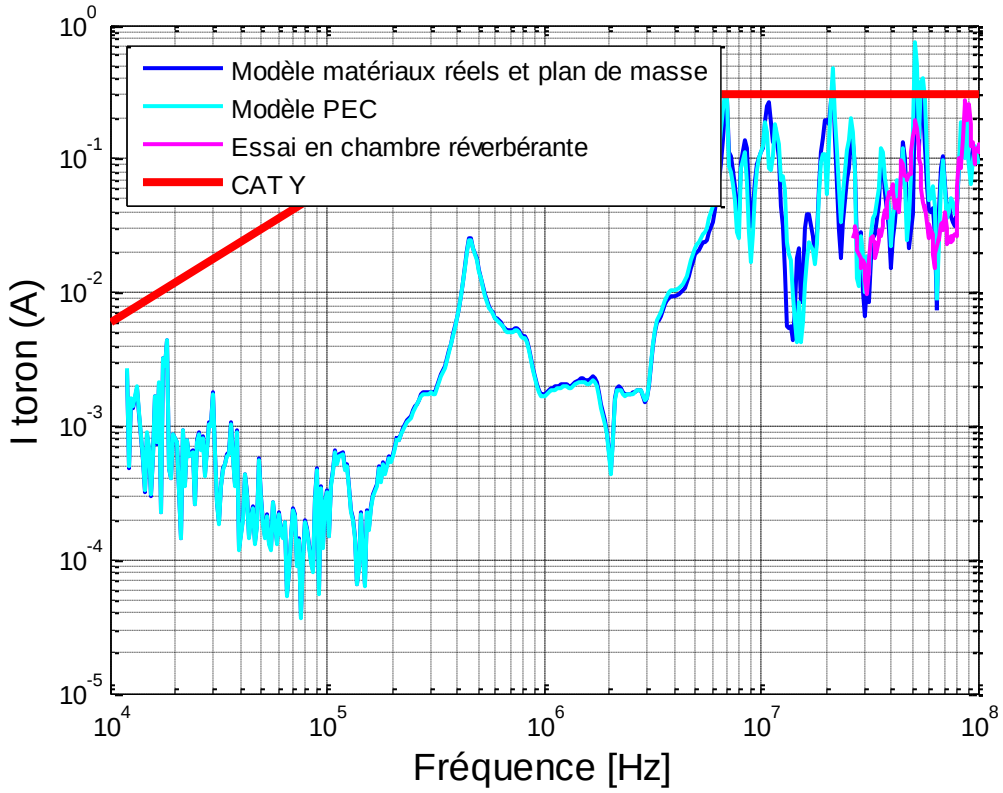


Figure 102 : Cas où la transposition surestimait les niveaux

Licence CC BY-NC-ND 3.0

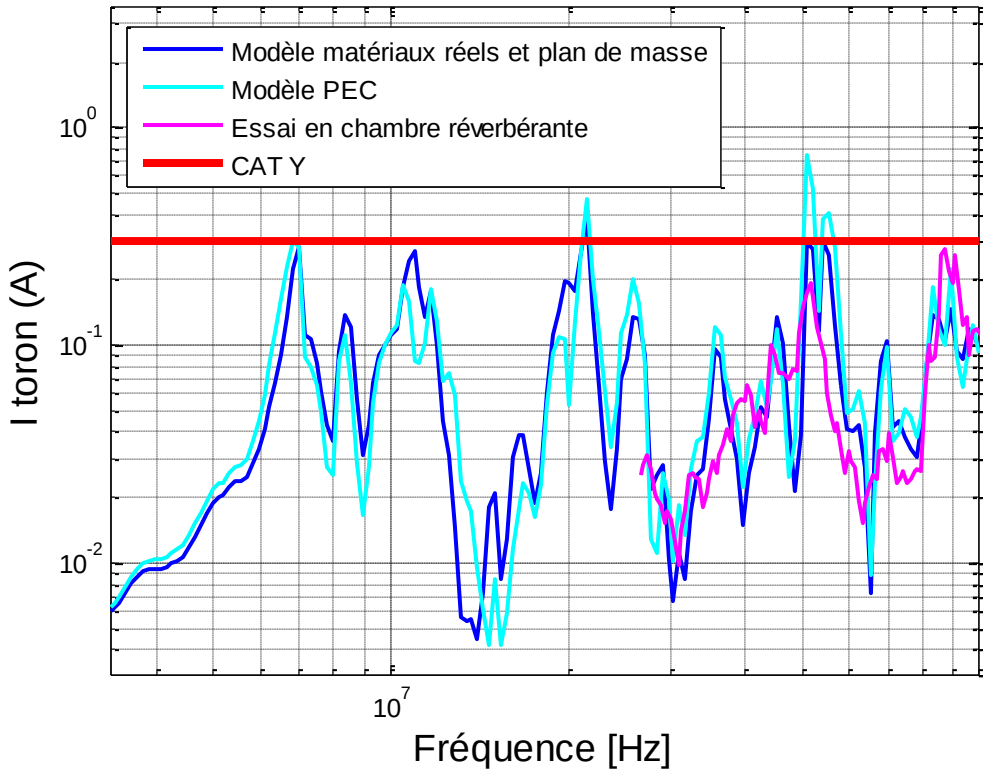


Figure 103: Cas où la transposition surestimait les niveaux (zoom)

Suite à cette étude, les modifications apportées au modèle apparaissent comme significativement bénéfiques vis-à-vis de la transposition aux conditions de vol.

III.3.3. Transposition à partir des courants de câble

La méthode actuelle de passage des conditions de test aux conditions de vol pour les basses fréquences se base sur les champs de surface. Cependant, l'association des différents points de champ à un câble est peut être une étape délicate lors du calcul des fonctions de transposition. La question du bénéfice d'un calcul des facteurs de transposition directement sur la base des courants peut donc être soulevée. Afin d'étudier la possibilité de travailler directement sur la base des courants de câbles, différentes méthodes sont envisagées.

La première consiste à positionner l'ensemble des câbles sur le modèle afin de calculer directement un facteur de transposition par câble. Cette méthodologie est trop lourde à appliquer du fait du nombre de câbles à traiter et du pas de maillage qui restreint leur positionnement dans le modèle. La seconde méthode pouvant être appliquée se rapproche de la méthodologie appliquée avec les points de champ. En effet, des câbles « capteurs » peuvent être positionnés dans toutes les zones de l'hélicoptère selon le même découpage que celui utilisé pour les points de champ. Le protocole appliqué est ensuite identique à celui utilisé pour calculer les fonctions de transfert sur la base des points de champ. Cependant, il y a moins de capteurs par zones que pour les champs de surface. Cette seconde méthodologie va être appliquée et les résultats seront présentés dans la suite de cette partie.

Dans un premier temps, la corrélation entre les courants sur les différents câbles relevés en essai et les cas de modélisation ont été étudiés. En effet, comme pour les champs, plus les courants issus du calcul sont proches des courants relevés en essais, plus le calcul des coefficients de transposition sera

Licence CC BY-NC-ND 3.0

précis. Afin d'étudier ces courants, deux câbles test ont été ajoutés dans l'hélicoptère lors des essais de fonction de transfert H160. Ces câbles test sont des câbles avec un cheminement relativement facile à reproduire sur un modèle en marches d'escalier. Ils sont placés à deux endroits différents au niveau du couplage ; l'un est à l'intérieur, sur le plafond de la cabine et l'autre est en extérieur, au niveau de l'upper-deck afin d'évaluer le modèle dans ses capacités prédictives pour 2 types de couplages électromagnétiques sensiblement différents. Le cheminement des câbles tests est illustré en essais (Figure 104) et en modélisation (Figure 105).

Figure 104 : Câble test au plafond (gauche) et en upper-deck (droite)

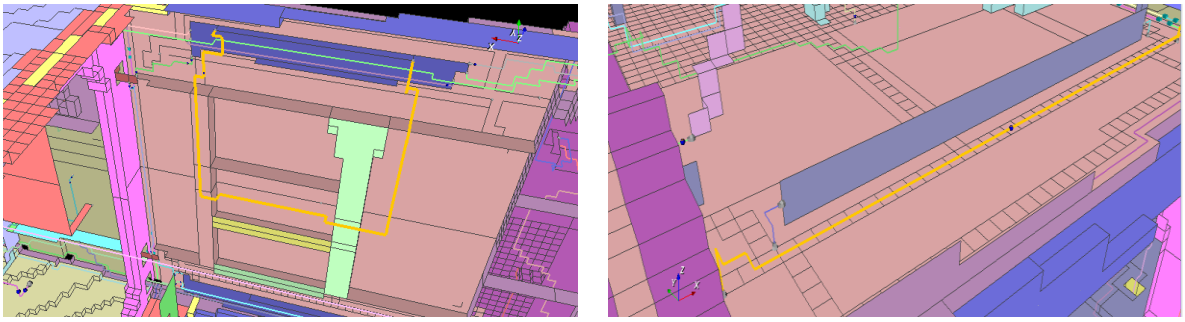


Figure 105 : Câbles test dans le modèle; câble cabine (gauche) et upper-deck (droite)

Le courant sur chacun de ces câbles est comparé dans les deux configurations; essai et modèle (Figure 106 et Figure 107). Si la tendance au niveau du plateau basse fréquence est cohérente entre l'essai et le calcul, les amplitudes hautes fréquences sont quant à elles surestimées lors des calculs, et cela plus particulièrement pour le cas du câble situé en cabine.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

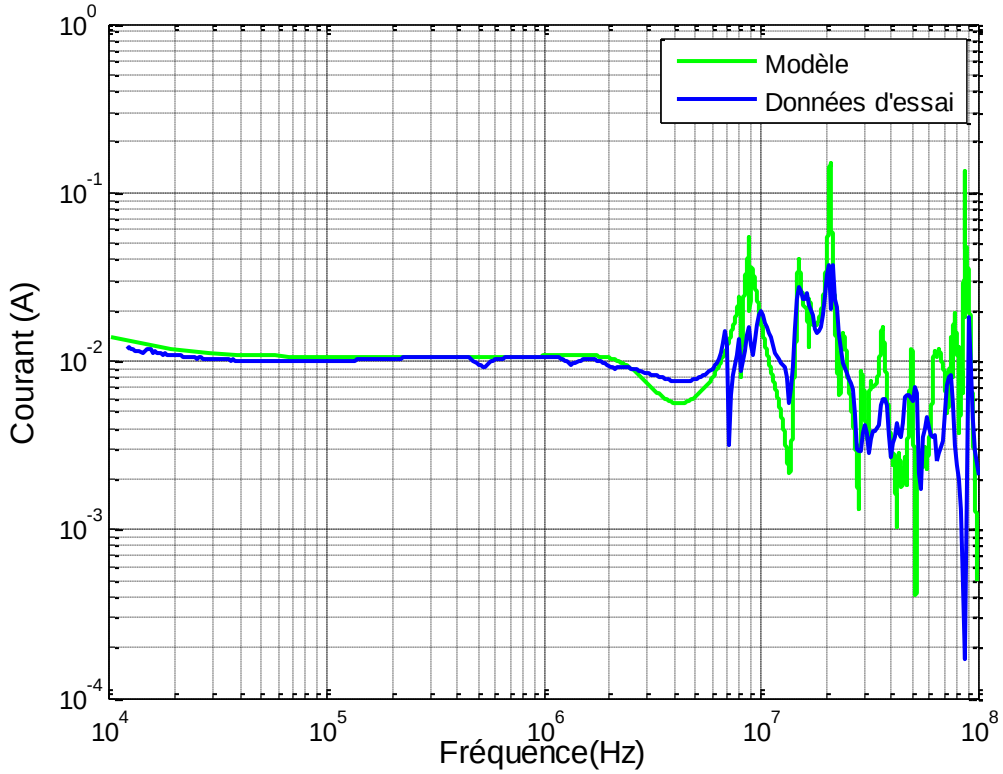


Figure 106 : Courant sur le câble en upperdeck

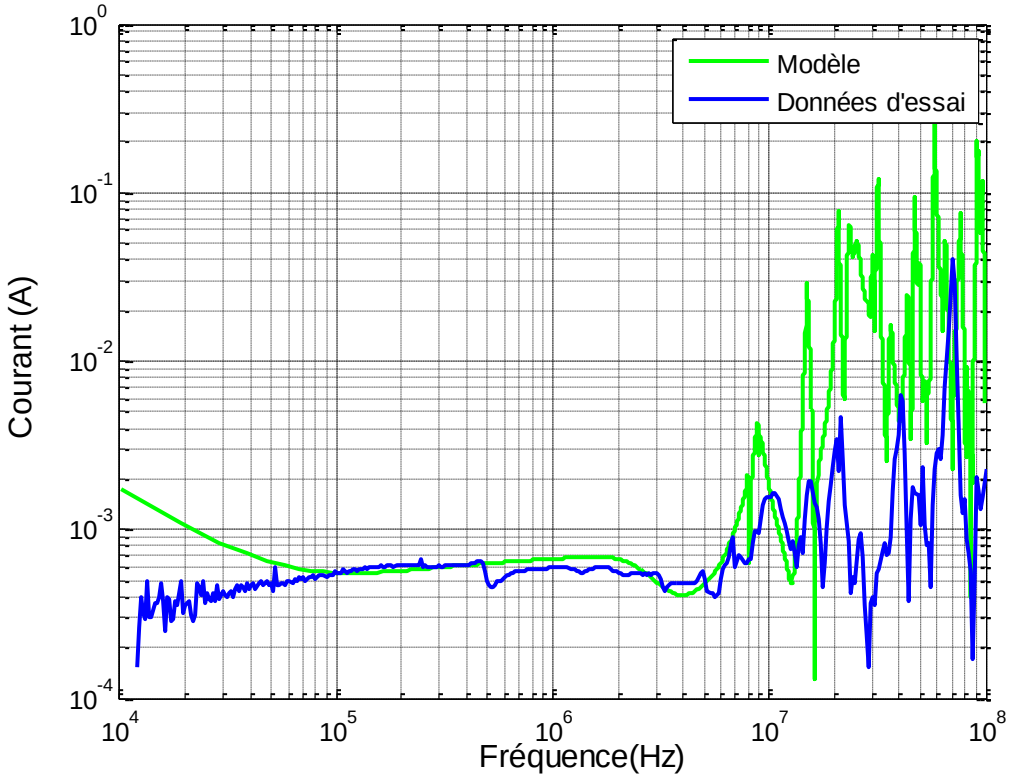


Figure 107 : Courant sur le câble en cabine

Licence CC BY-NC-ND 3.0

On constate sur ces figures que les courants au niveau des câbles sont complexes à estimer via la modélisation. En effet, il est plus compliqué de dessiner précisément le câble en respectant sa longueur et sa distance avec son environnement proche (plaques, clinquants,…) en raison de la limitation induite par le pas de maillage que de disposer les points de champ sur la peau externe. La méthode basée sur les champs de surface ne nécessite pas un modèle raffiné de l'intérieur de la cabine et par conséquent cela peut induire des écarts entre la simulation et la mesure pour les courants car l'encombrement est moins important sur le modèle par rapport à l'hélicoptère réel. Par conséquent, certains courants peuvent être amplifiés par l'absence de parois métalliques, une mauvaise hauteur du fil à la paroi ou une discontinuité du plan de masse sous le câble non pris en compte dans la modélisation.

Cette amplification des courants limitant les capacités purement prédictives du modèle est a priori pénalisante vis-à-vis du calcul des facteurs de transposition. Pour le vérifier, certains câbles jouant le rôle de capteurs ont été disposés dans le modèle et l'ensemble des calculs ont été menés afin de procéder à la transposition vers les conditions de vol. Ces câbles capteurs ont donc été disposés dans les différentes zones et de manière à couvrir les couplages dans les trois directions. En effet, si un câble chemine dans une seule direction, seule une composante sera couplée, ce qui signifie que certaines illuminations risquent de ne pas apparaître comme pire cas.

Les résultats de la transposition via les courants a tendance à surestimer les niveaux de manière importante en dessous de 10 MHz dans ce cas (Figure 108 et Figure 110) et à les sous-estimer pour les hautes fréquences, au-dessus de 30 MHz (Figure 109 et Figure 111). En effet, dans la gamme de fréquences sous 10 MHz, les résultats avec la méthode basée sur les champs sont considérés comme fiables. Afin d'avoir des résultats plus pertinents, il faudrait être représentatif au niveau du calcul des courants au sein de l'hélicoptère.

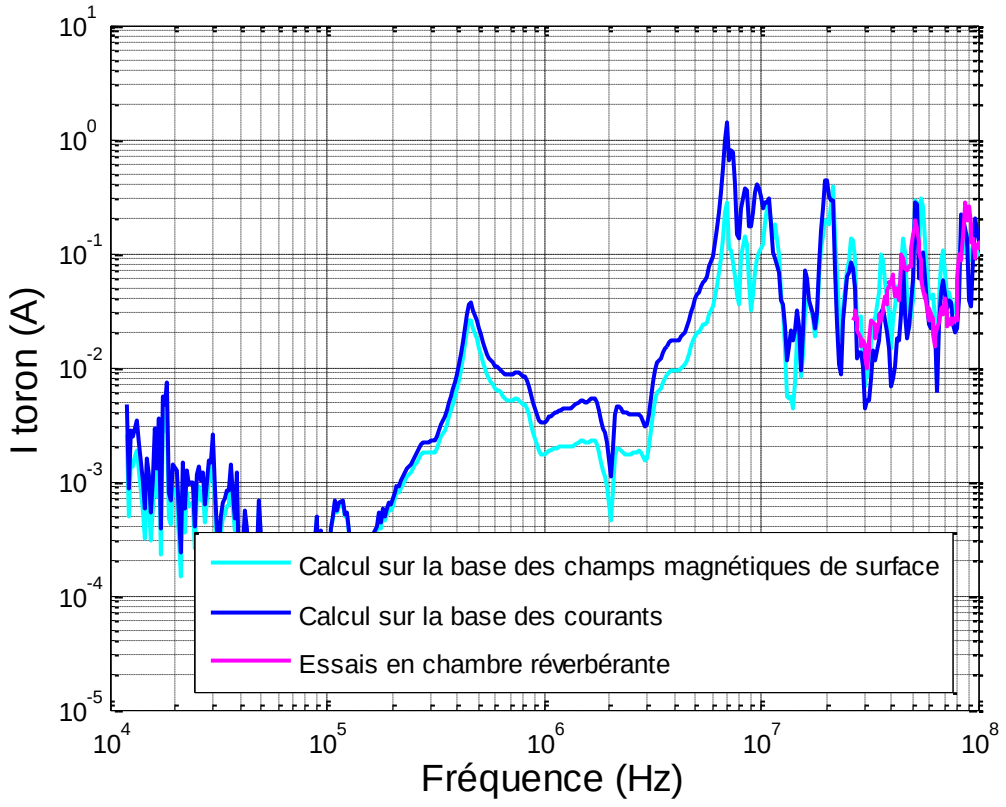


Figure 108 : Transposition basée sur les courants câble 1

Licence CC BY-NC-ND 3.0

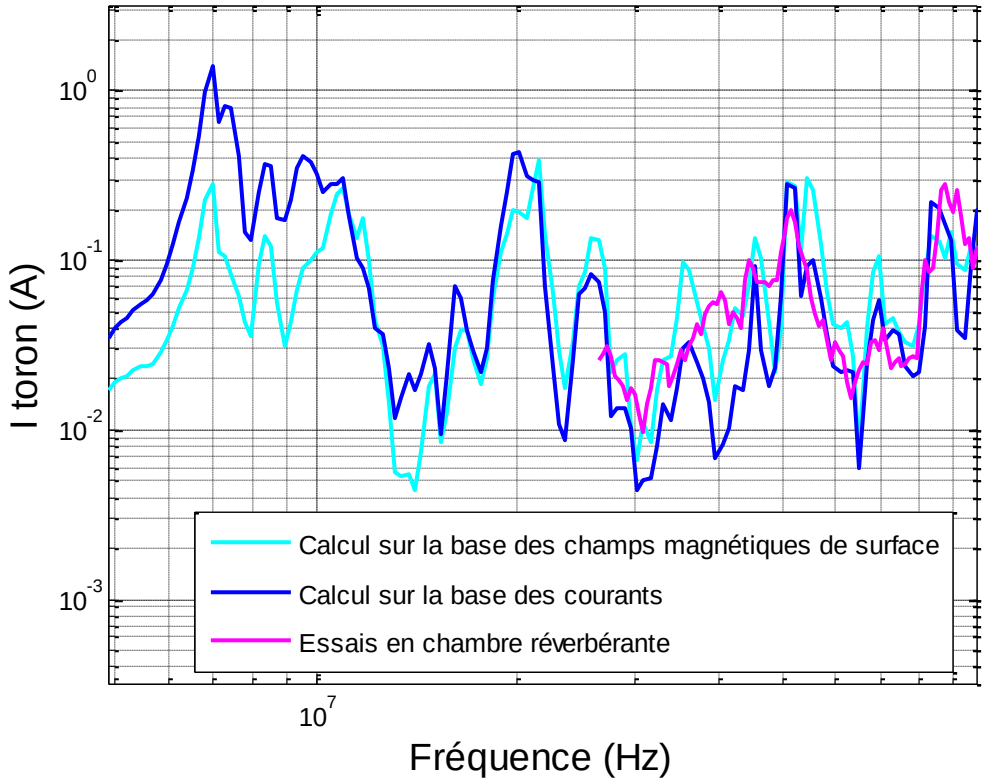


Figure 109 : Transposition basée sur les courants câble 1 (zoom)

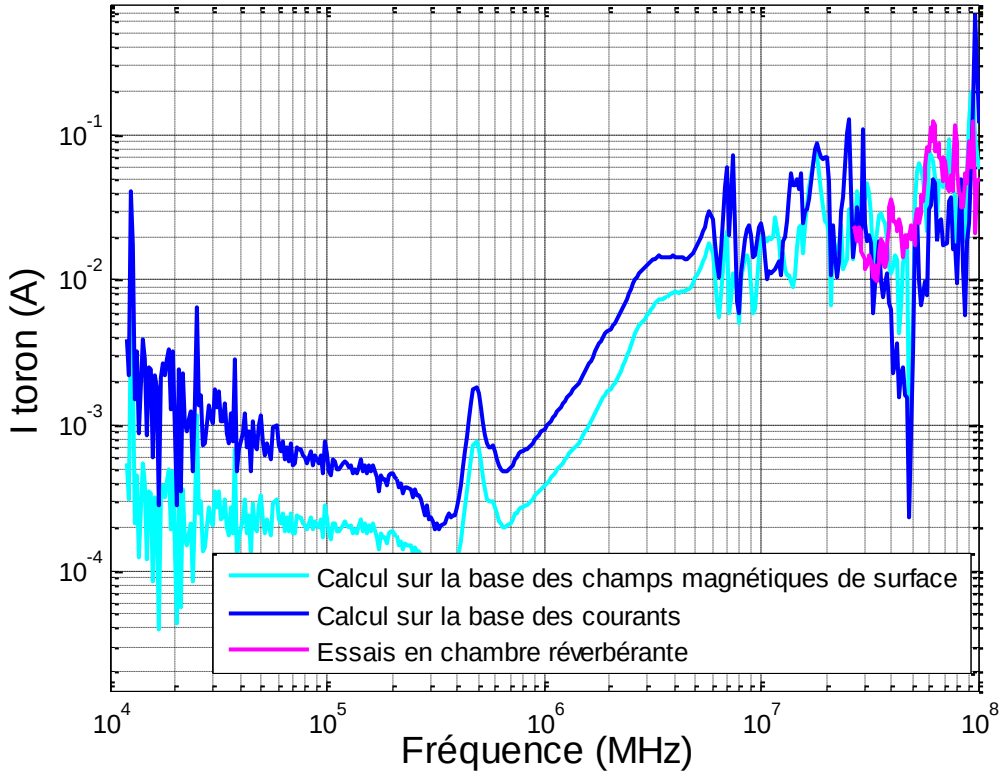


Figure 110 : Transposition basée sur les courants câble 2

Licence CC BY-NC-ND 3.0

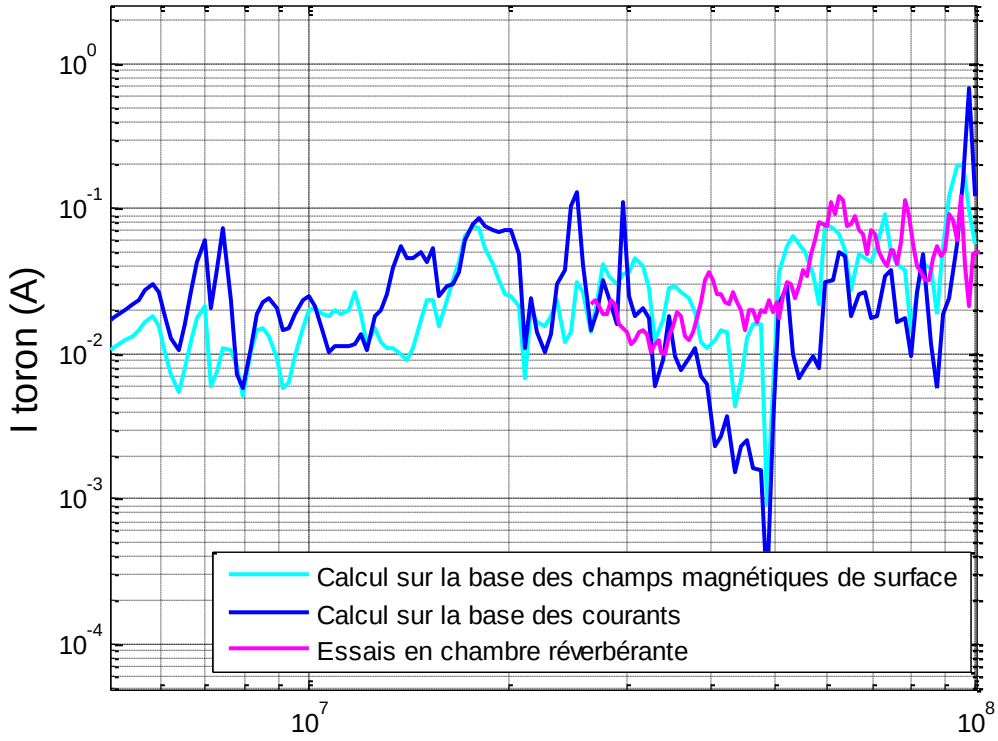


Figure 111 : Transposition basée sur les courants câble 2 (zoom)

Le calcul direct des fonctions de transposition via les courants de câbles « témoins » placés dans l'hélicoptère nécessite plus de précision dans l'estimation des courants induits sur les câbles. En effet, les calculs au niveau des câbles peuvent engendrer à tort des amplifications conduisant à une surprotection électromagnétique des câbles.

III.3.4. Modèles retenus

À partir de l'ensemble de ces résultats, un choix de modèle a été effectué. Ce nouveau modèle doit donc intégrer les pertes des matériaux réels afin de s'approcher de la réalité. Les interfaces entre les panneaux de la peau externe ne seront pas représentées car le modèle de fentes minces utilisé ne semble pas impactant pour les hautes fréquences, c'est-à-dire pour l'application HIRF visée. Le retour coaxial sera représenté de la manière la plus précise possible même si un écart ponctuel à la réalité ne sera pas déterminant. Cependant, un effort particulier sera fourni pour la modélisation de la charge afin d'assurer une bonne adaptation de la ligne complète.

L'environnement proche de l'hélicoptère sera défini via un plan de masse parfait placé sous l'appareil. Les murs du hangar n'ont pas lieu d'être définis ici car ils n'interviennent pas dans les calculs du fait de leur éloignement vis à vis de l'hélicoptère. En effet, seul le sol est suffisamment proche de l'hélicoptère pour avoir une véritable influence sur les résultats.

À partir de l'ensemble de ces conclusions, le modèle a été actualisé puis le processus de transposition des conditions d'essai aux conditions de vol a alors été appliqué à nouveau afin de juger de la pertinence de ces modifications. Suite à cela, le niveau de détail déterminé par cette étude s'est révélé très intéressant et bénéfique pour l'estimation des courants en condition de vol.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.4. Bilan et perspectives

En améliorant la représentativité du modèle, par la prise en compte des pertes des matériaux ainsi que l'ajout d'un plan de masse dans la réalisation du modèle, les résultats après transposition se trouvent être plus proches de la réalité. Par conséquent, cette étude démontre une exigence de précision au niveau de ces deux paramètres pour limiter l'écart entre les modélisations et les résultats d'essai. En appliquant ces évolutions au niveau du modèle, le domaine de validité de l'utilisation du retour coaxial peut être étendu jusqu'à 80 MHz. Si cette extension n'est pas suffisante pour s'affranchir totalement des essais en rayonné, elle permet de couvrir une gamme de fréquence peu représentative en rayonné. En effet, compte tenu de la présence du sol lors des essais rayonnés, les résultats obtenus peuvent être sous évalués par rapport à une agression similaire en espace libre. C'est pourquoi utiliser le retour coaxial jusqu'à ces fréquences représenterait un atout considérable vis à vis de la présence du sol.

Afin de poursuivre vers l'amélioration de la représentativité du modèle plusieurs pistes ont été envisagées. Si certaines restent ouvertes pour de futures études, d'autres ne se montrent pas pertinentes dans l'état actuel des outils de modélisation. Tout d'abord, une étude sur la représentativité du plan de masse est envisagée. Aujourd'hui il n'est pas possible de modéliser les pertes d'un plan de masse infini mais cette option est envisageable avec certains outils. Une amélioration de la modélisation des interfaces est également envisageable. En effet, si l'étude des fentes ne s'est pas montrée pertinente, plus de représentativité sur les impédances de joint pourrait améliorer la représentativité des niveaux internes. De plus, la transposition des conditions d'essais aux conditions de vol directement sur la base des courants de torons a été étudiée mais se présente pour le moment moins précise et demande un niveau de détails dans le modèle plus important. En effet, il est difficile de modéliser le comportement de la structure dans le domaine interne. Cette limitation est due à un besoin de modélisation précise en particulier pour la représentation des pertes. Les champs et courants internes étant difficilement modélisables, cette ouverture n'est aujourd'hui pas considérée comme une voie d'amélioration future. Pour rester dans l'application du protocole étudié ici, des calculs complémentaires utilisant un modèle conforme, au moins pour le retour coaxial semblent être une voie d'amélioration vis-à-vis des résultats observés.

De plus, afin de poursuivre l'étude des voies d'amélioration du protocole de transposition depuis les conditions d'essai vers les conditions de vol, nous nous tournons aujourd'hui vers l'étude de l'affectation des points de champs de surface aux différentes zones où cheminent les câbles. En effet, l'affectation des zones aux câbles se fait aujourd'hui uniquement selon les zones traversées par le câble. Une des perspectives envisagée est la pondération de l'influence de chaque zone par rapport à la longueur de câble présente dans chacune des zones

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre IV. Extrapolation basse fréquence

La simulation numérique est de plus en plus utilisée dans le monde industriel. En effet, cela permet de faire l'économie de nombreuses phases d'essais sur prototype, et d'anticiper les résultats dès la phase de design ou encore de couvrir des configurations inaccessibles en essais comme par exemple les conditions de vol pour un hélicoptère. L'usage de ces simulations permet de faire des choix de design très tôt lors des phases de conception mais ces études peuvent être limitées par les temps de calcul relativement longs si on cherche à faire une modélisation fine de l'hélicoptère. De plus, dans le but d'optimiser la définition et l'allocation de la protection foudre tôt dans le cycle de développement de l'hélicoptère, de nombreuses études paramétriques et de sensibilités sont nécessaires pour être sûr de ne pas surestimer les protections nécessaires. Pour réaliser ces analyses, un très grand nombre de simulations est nécessaire; cependant, dans les conditions actuelles, le temps de calcul est un facteur limitant dans la réalisation de ce type d'analyses. L'objectif de la simulation est donc d'une part faire des études paramétriques et de sensibilité et d'autre part avoir les mêmes modèles pour traiter les problématiques foudre et champ fort, c'est-à-dire réaliser une simulation large bande nécessitant de couvrir les temps longs. Il devient donc indispensable de pouvoir réduire drastiquement les temps de calcul. Ayant retenu une approche temporelle, un moyen d'atteindre cet objectif est de limiter le nombre d'itérations en conservant à l'esprit que le calcul de ce signal doit être revenu à zéro pour permettre le calcul de transformées de Fourier donnant les fonctions de transfert recherchées. L'objectif aujourd'hui est de limiter ce nombre d'itérations en faisant les calculs sur une durée moins longue et d'extrapoler les données associées aux temps longs. Cette extrapolation vise la réduction d'au moins d'un facteur 10 au niveau des temps de calcul. C'est donc dans l'optique de répondre à cette problématique que nous nous sommes tournés vers une méthode d'extrapolation appelée Matrix Pencil. L'étude de cette méthode ainsi que ses limitations et son domaine d'application est nécessaire afin de pouvoir établir une méthodologie robuste applicable dans le cadre industriel, c'est-à-dire dont le domaine de validité et les incertitudes sont identifiées pour l'application visée.

IV.1. Présentation des signaux mis en jeu pour l'extrapolation

Les logiciels de simulation utilisés dans le cadre de notre étude, que ce soit ASERIS-FD ou TEMSI-FD, utilisent la FDTD et réalisent les calculs dans le domaine temporel. Pour pouvoir travailler sur ces résultats de manière propre et rigoureuse, les signaux temporels doivent converger vers 0. En effet, le cas inverse peut entraîner des erreurs d'analyse notamment dues aux transformées de Fourier. Pour le cas des agressions foudre, la simulation se base sur l'injection d'une waveform A (WFA) au point d'attachement de la foudre. Lors des simulations, suite à l'injection de ce type d'onde, le signal ne revient pas à zéro avant plusieurs centaines de micosecondes (Figure 112), il reste donc encore un contenu énergétique non négligeable. Les temps de calcul FDTD sont alors très longs car contraints par le critère de stabilité. Pour un maillage à 4 cm, le pas temporel est d'environ 50 ps ce qui nécessite 2 millions d'itérations temporelles pour atteindre 100 µs. Les observables pour déterminer ce niveau de menace sont les niveaux maximums et les temps à mi-hauteur des formes d'ondes. Typiquement, le contenu de l'information est considéré comme suffisant au bout de 300 µs pour couvrir les formes d'onde couplées les plus lentes. Ce temps de simulation est atteint avec environ 6 millions d'itérations, ce qui représente 3 jours de calcul sur 240 CPUs pour un modèle d'environ 10 millions de mailles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

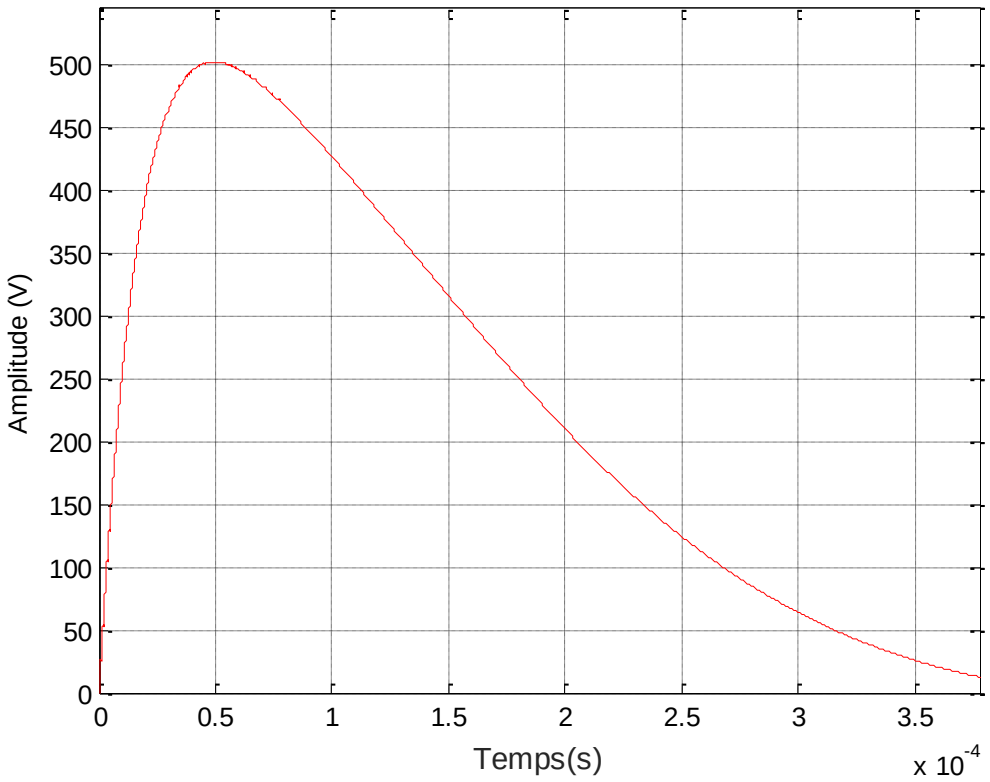


Figure 112 : Transitoire couplé sur un câble suite à l'injection d'une onde A dans l'hélicoptère

La WFA est une forme relativement lente par rapport au signal gaussien. Cependant, même en injectant un signal gaussien en entrée, il faudra attendre un certain nombre de microsecondes avant d'atteindre la convergence. En effet, à première vue le signal semble être revenu à zéro (Figure 113), mais en zoomant sur les temps longs, on remarque que le signal n'a pas encore convergé (Figure 114).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

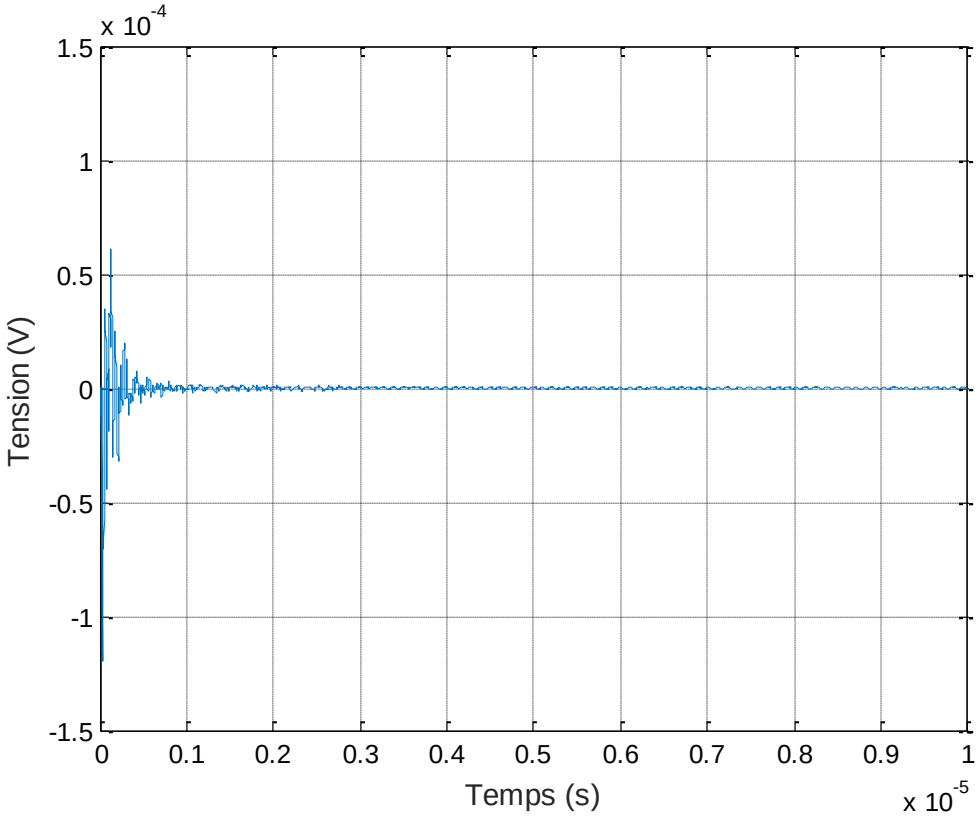


Figure 113 : Exemple de réponse temporelle

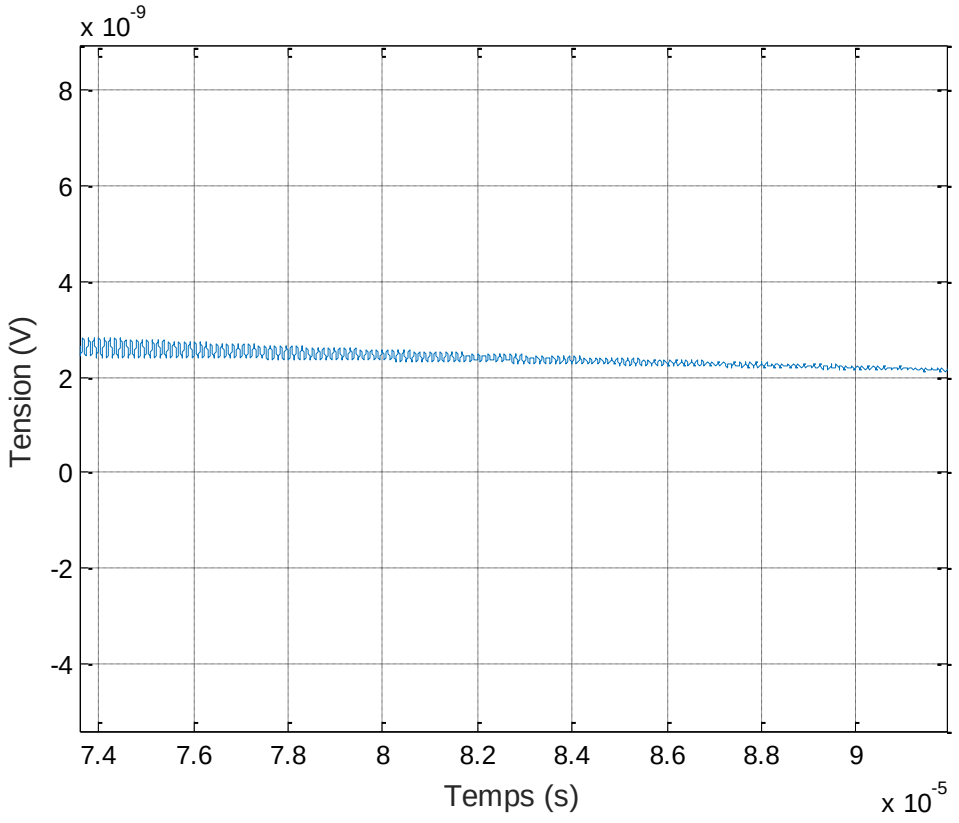


Figure 114 : Zoom de la réponse temporelle aux temps longs

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Sur ces courbes, nous remarquons que le contenu de l'information pour l'essentiel de la bande de fréquence est déjà présent au bout de la dizaine de microsecondes. Cependant, il va manquer de l'information pour les très basses fréquences et notamment pour atteindre le plateau résistif (Figure 115 et Figure 116) et de l'information hautes fréquences. En effet, pour les bi-exponentielles, il y a une excitation hautes fréquences sur les temps longs également, contrairement aux gaussiennes. Sur ces courbes, nous remarquons que pour atteindre le plateau basse fréquence, il faut utiliser un signal suffisamment long (50 µs ne sont pas suffisantes). Les résonances sont quant à elles majoritairement décrites dans le partie du signal comprise entre 200 µs et 250 µs. Avoir une convergence totale implique donc des temps de calcul très longs, c'est pourquoi nous nous intéressons à une méthode d'extrapolation de ces temps longs.

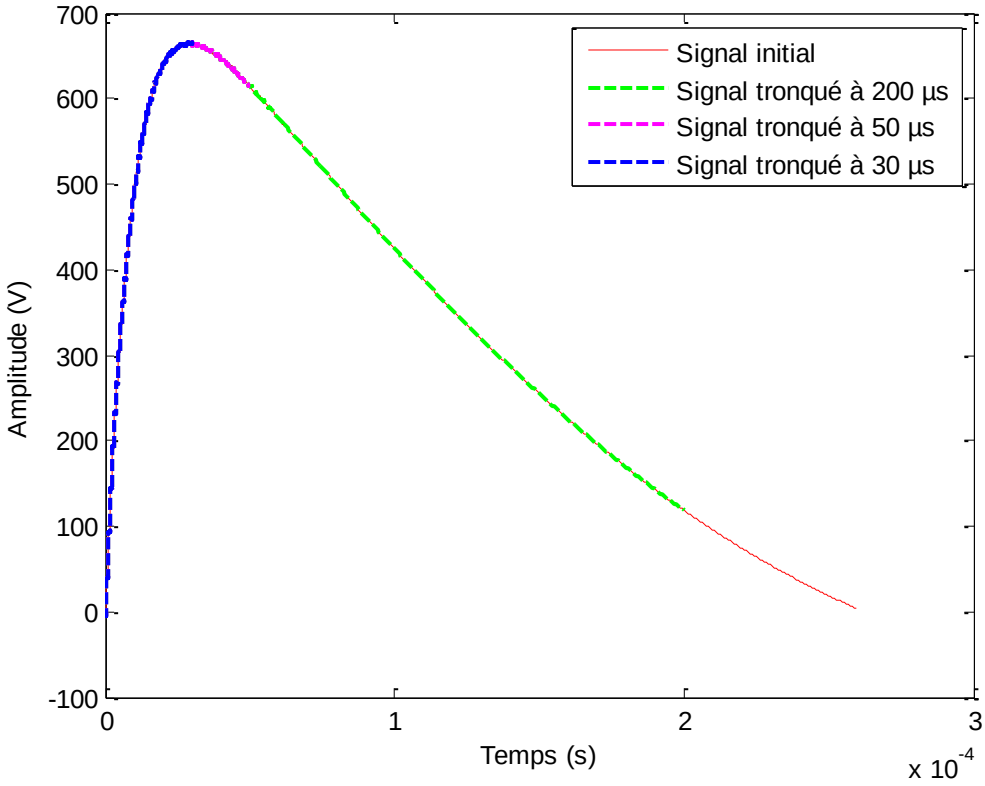


Figure 115 : Signal temporel tronqué

Licence CC BY-NC-ND 3.0

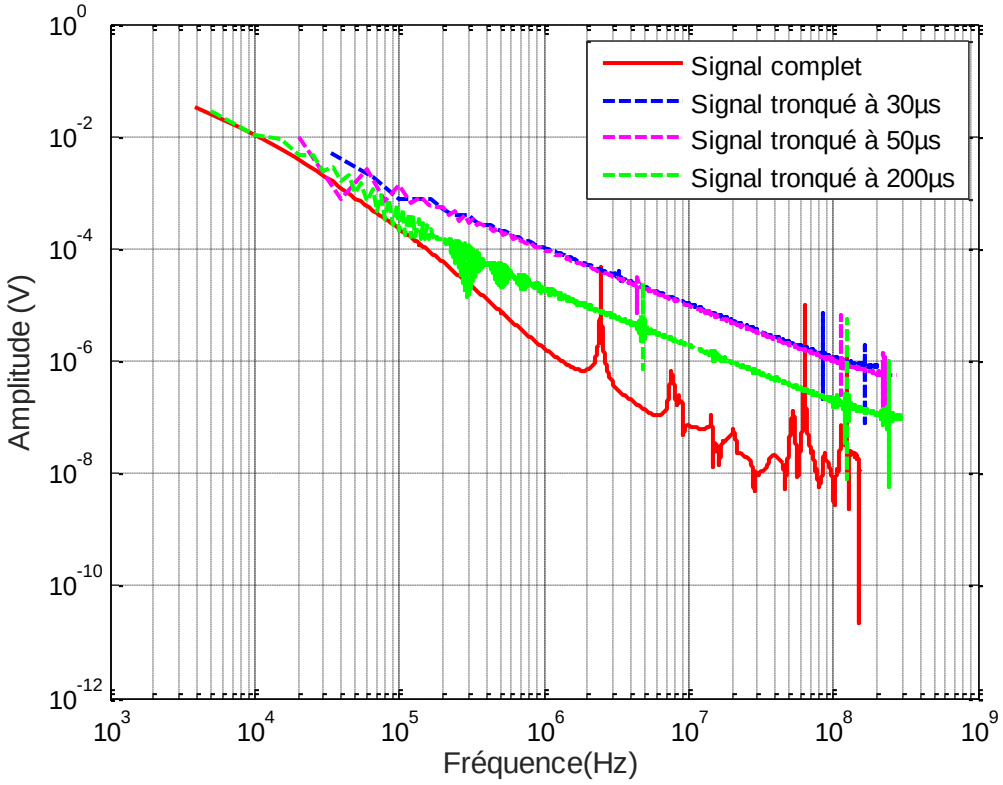


Figure 116 : Transformées de Fourier à partir des signaux tronqués

Toute la difficulté de l'extrapolation est alors de reconstruire cette information. Nous avons comme objectif de gagner un facteur 10 au niveau des temps de calcul pour obtenir les basses fréquences de manière fiable. En considérant que les signaux ont suffisamment convergé à 300 µs, une extrapolation d'une décade nous indique donc que l'extrapolation doit se faire sur la base d'un signal de 30µs.

IV.2. Présentation de la méthode actuellement utilisée

Aujourd'hui, afin d'atteindre les très basses fréquences et donc de gagner ce facteur 10, une technique d'accélération basse fréquence [38] est utilisée. Cette méthode consiste à modifier la permittivité du milieu dans tout le volume de calcul afin de réduire la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques et ainsi d'atteindre le plateau basse fréquence plus rapidement (19). Cette modification de la permittivité se base sur l'hypothèse que le courant de déplacement est négligeable par rapport au courant de conduction. Par conséquent, un facteur multiplicatif appelé facteur d'accélération peut être appliqué à la permittivité de l'air.

$$\varepsilon_{0,new} = \alpha^2 \varepsilon_0 \tag{19}$$

α est le facteur d'accélération, ε_0 la permittivité et $\varepsilon_{0,new}$ la nouvelle permittivité.

En effet, en prenant 100 comme valeur pour $\varepsilon_{0,\,new}$ (au lieu de 1 pour l'air), la vitesse de propagation dans l'air va être divisée par 10, le pas de temps en FDTD pourra être multiplié par un facteur 10 afin de conserver la validité des conditions CFL (Courant, Friedrich et Levy) (20) [74]. Ce critère doit nécessairement être respecté afin d'assurer la stabilité de l'algorithme de résolution du problème. Ces modifications entrainent donc des temps de calcul divisés par 10.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\Delta t < \frac{1}{c.\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2}+\frac{1}{\Delta y^2}+\frac{1}{\Delta z^2}}} \tag{20}$$

Avec Δx, Δy et Δz les pas spatiaux dans les trois directions, Δt le pas de temps et c la célérité.

Si le pas de maillage est identique dans les trois directions, ce qui est le cas dans toutes les simulations traitées ici, nous avons alors l'inéquation (21).

$$\Delta t < \frac{\Delta x}{c.\sqrt{3}} \tag{21}$$

Cependant, cette méthode n'est pas la solution au problème dans sa globalité car un certain nombre de limitations dues à la modification de la permittivité va restreindre son domaine d'application et son domaine de validité. Tout d'abord, afin d'appliquer cette accélération dans le domaine de validité défini, il faut respecter certains critères dépendants du modèle (22).

$$\frac{\sigma}{\omega} \gg \varepsilon_0 \;\; ; \;\; \max(\Delta u) < \frac{\lambda_{\min}}{10\alpha} \;\; ; \;\; f_{max} < \frac{f_0}{\alpha} \tag{22}$$

Ces trois critères mettent en jeu Δu, le pas de maillage et f_0 la première résonance structure.

Ensuite, la modification de la permittivité relative du milieu va entraîner un décalage des résonances vers les basses fréquences. Par conséquent, les résultats obtenus sont à observer avec beaucoup de précautions et seront uniquement valides pour les très basses fréquences, la fréquence maximum dépendra du coefficient d'accélération appliqué ainsi que de la première résonance de la structure. Enfin, un filtrage passe-bas va être appliqué sur les signaux temporels. Ce filtrage dépend de la taille de la structure à l'étude, ce qui signifie que plus la structure va être grande plus le filtrage va être important. Sur la Figure 117 nous constatons un écart important entre le résultat issu du calcul classique et celui issu du calcul réalisé avec un facteur d'accélération basse fréquence. Ce résultat est donné pour un hélicoptère, l'étude pour une structure beaucoup plus importante telle qu'un avion entrainerait des écarts encore plus importants. Compte tenu que certains observables pour le dimensionnement des protections foudre sont le temps à mi-hauteur et l'amplitude maximale de ces signaux, ces résultats montrent que cette approche induit une erreur significative.

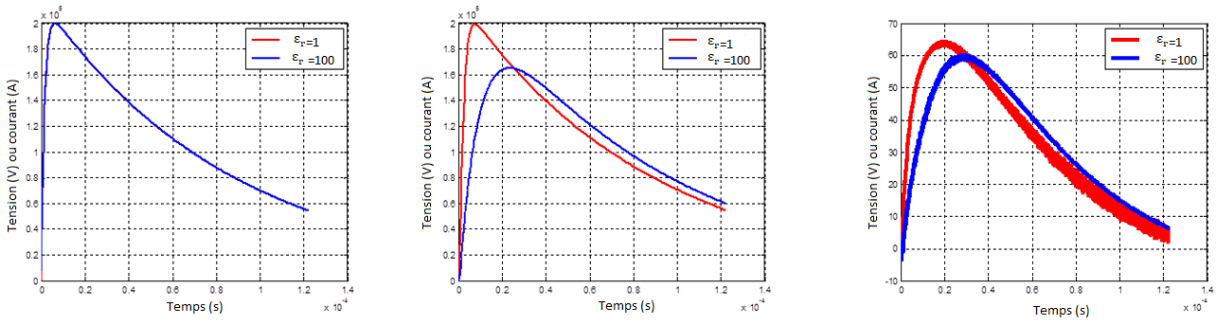


Figure 117 : Filtrage dû à l'accélération basse fréquence
(de gauche à droite : signal d'entrée, signal de sortie et signal sur un câble)

L'idée d'avoir une méthode remplaçant ou complétant cette approche d'accélération se trouve ainsi justifiée par ces écarts qui peuvent être un frein à l'utilisation de l'accélération basse fréquence présentée ci-dessus. Pour continuer d'utiliser cette méthodologie, une approche progressive peut être envisagée. En effet, afin d'éviter ces décalages de fréquences, la modification de la permittivité doit être effectuée une fois le maximum de la forme d'onde atteint. À partir de ce point, une modification progressive de la permittivité est envisageable. Cependant, cette approche est très intrusive sur le

Licence CC BY-NC-ND 3.0

code de calcul et nécessite de recalculer régulièrement les coefficients intervenant dans la résolution du problème pour tous les modèles (algorithme FDTD, modèle de fil, impédance de surface, modèle de fente, PML,…). Il implique aussi de revoir les sorties car le pas temporel deviendrait variable. C'est pourquoi une méthode d'extrapolation est envisagée et étudiée dans la suite de ce manuscrit.

IV.3. Définition du besoin

Afin de s'affranchir des contraintes liées à l'accélération basse fréquence, une méthode d'extrapolation de signaux transitoires va être étudiée afin de pouvoir gagner un facteur 10 au niveau des temps de calcul. En effet, gagner un facteur 10 permettrait de passer de calculs d'environ 48 à 72 heures à des calculs de 4 à 7 heures environ. Ces 72 heures correspondent au temps nécessaire pour réaliser un calcul couvrant à la fois les basses fréquences et les hautes fréquences et d'atteindre le temps à mi-hauteur, soit environ 300 µs avec 240 processeurs. Il existe plusieurs méthodes d'extrapolation basées sur la méthode de Prony [75], qui a évoluée vers la méthode Matrix Pencil [76], méthode sur laquelle le choix s'est porté pour cette étude. Cette méthode a déjà été utilisée par le passé pour des structures simples et une extrapolation uniquement dans le domaine temporel [39]. L'objectif de l'extrapolation est de descendre jusqu'à 10 Hz afin de couvrir l'ensemble de la gamme de fréquences d'intérêt.

Afin de justifier cette valeur de 10 Hz, des calculs sont réalisés avec l'outil Mefisto (MEthode FIlaire appliquée aux STructures fOudroyées) [77]. Cet outil permet, à partir de schémas 2D, de calculer les courants et les tensions en certains points pour les basses fréquences. Ces calculs sont réalisés à partir de définitions de circuits équivalents sur des coupes de la structure, en considérant que la structure est identique sur un tronçon. Pour répondre au besoin défini dans ce chapitre, à savoir la recherche de la convergence des signaux, une coupe du fuselage va être réalisée et des câbles seront positionnés de différentes manières (Figure 118).

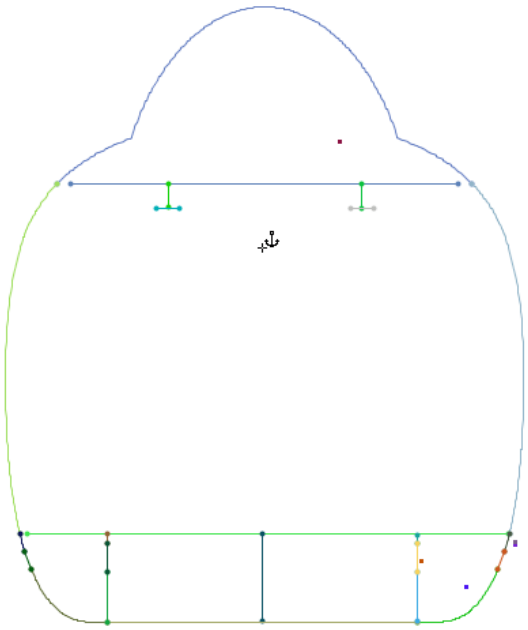


Figure 118 : Coupe de l'hélicoptère avec Mefisto (chaque point représente un câble)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

À l'issu de ces calculs, différents éléments sont relevés pour les points correspondants : les courants de court-circuit et les tensions de circuit ouvert. Pour ces différents points, les résultats sont obtenus dans le domaine fréquentiel (Figure 119 et Figure 121) avant d'être convertis dans le domaine temporel via une transformée de Fourier inverse (Figure 120 et Figure 122).

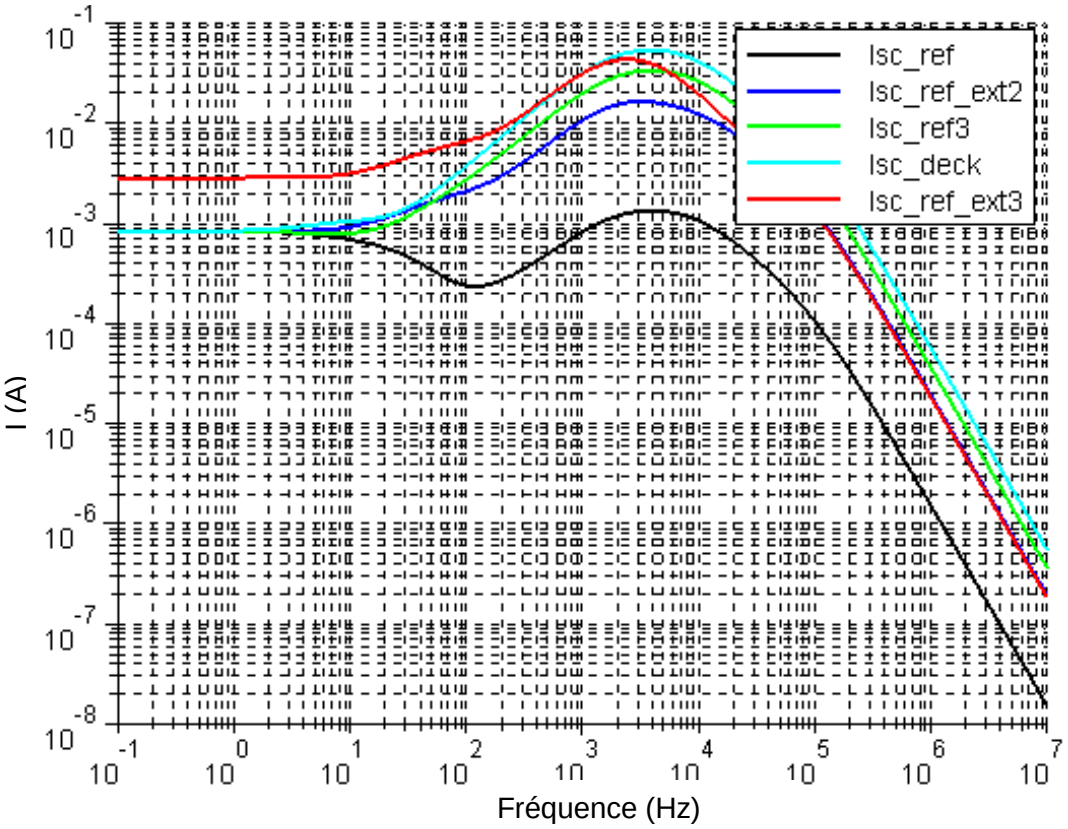


Figure 119 : Courant de court-circuit dans le domaine fréquentiel

Licence CC BY-NC-ND 3.0

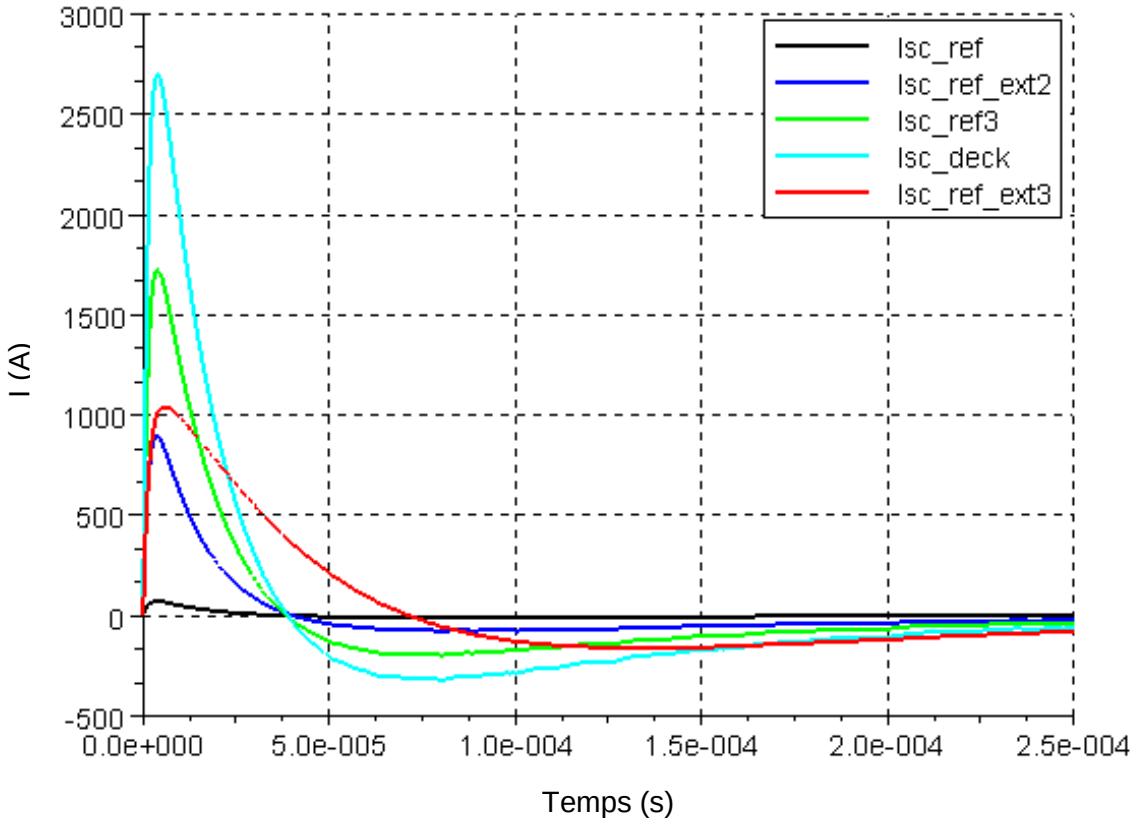


Figure 120 : Courant de court-circuit dans le domaine temporel

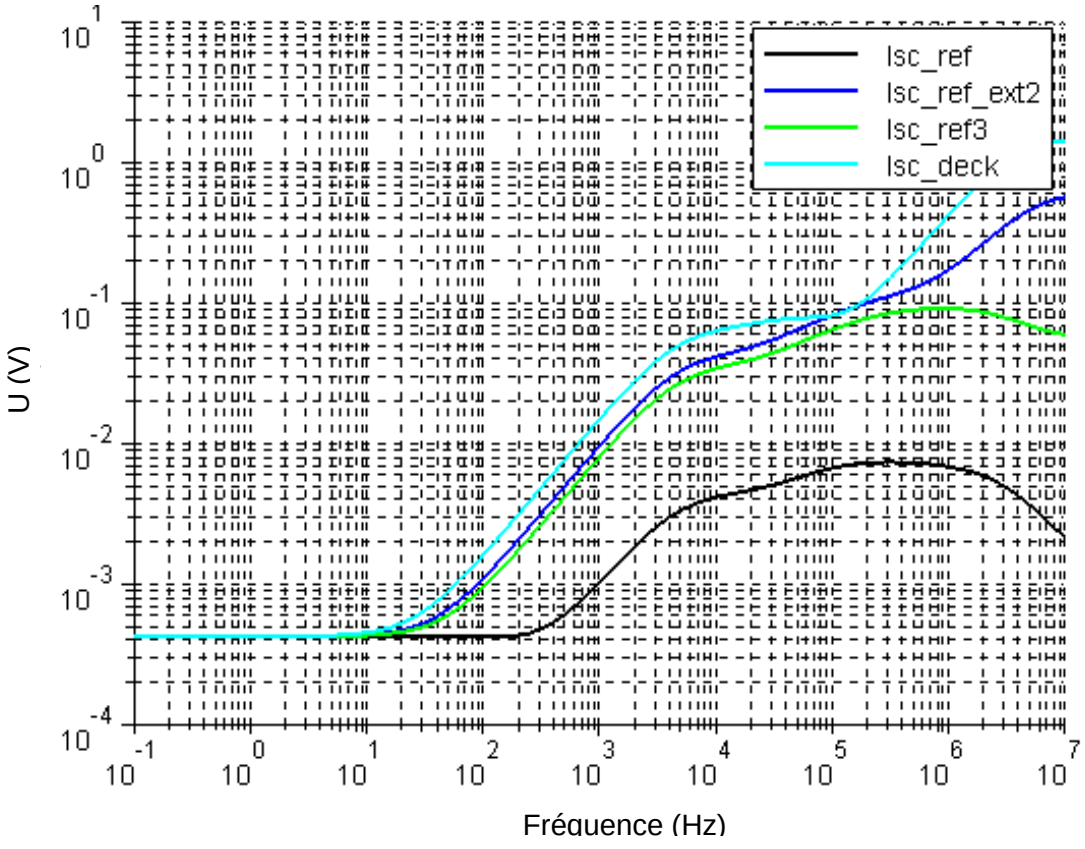


Figure 121 : Tensions de circuit ouvert pour 1 A injecté dans le domaine fréquentiel

Licence CC BY-NC-ND 3.0

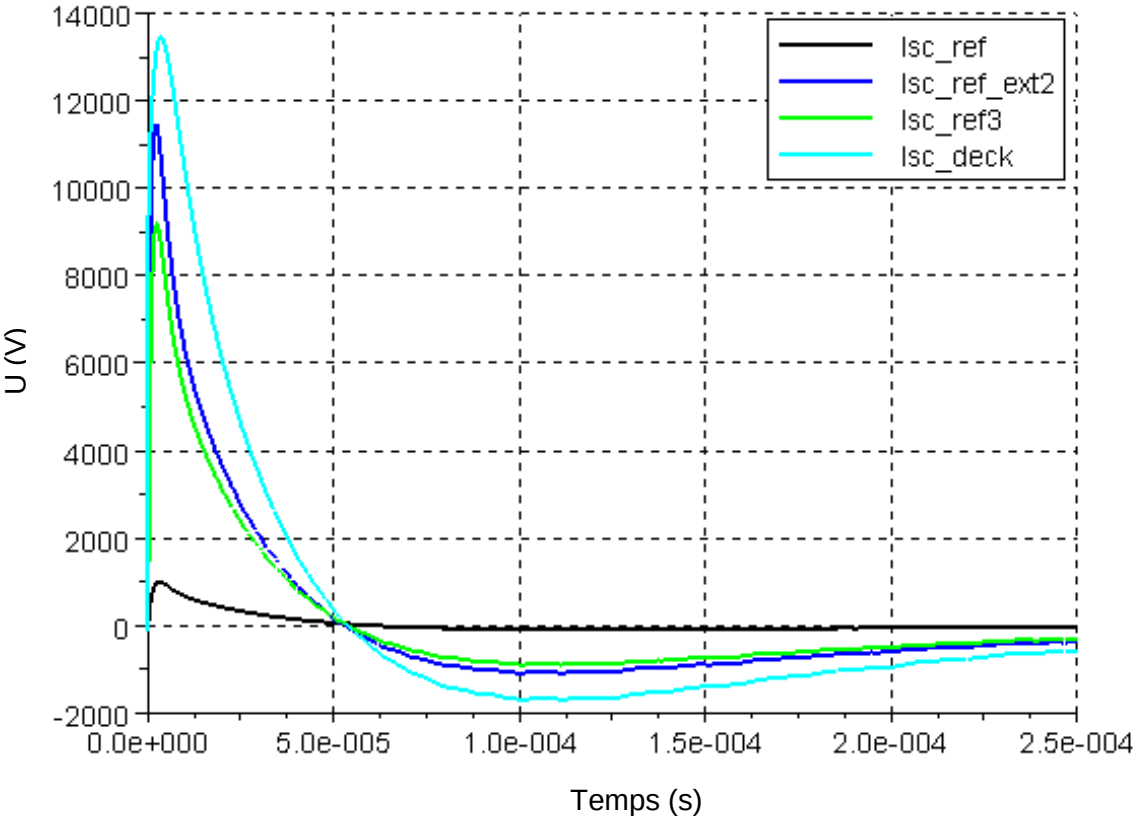


Figure 122 : Tension de circuit ouvert dans le domaine temporel

Cette étude permet donc de démontrer qu'il faut au moins atteindre 10 Hz pour estimer avoir atteint le plateau basse fréquence. Ces 10 Hz donnent donc une contrainte temporelle d'au moins 250 µs pour pouvoir effectuer les transformées de Fourier proprement, c'est-à-dire en considérant avoir tout le contenu fréquentiel dans le signal temporel. Cette étude permet donc de fixer à 10 Hz la fréquence basse devant être obtenue durant de l'extrapolation.

IV.4. L'origine de la méthode Matrix Pencil

IV.4.1. De la méthode de Prony

C'est en 1795 que les prémices de la méthode Matrix Pencil apparaissent. En effet, dans son étude, R. Prony présente une manière de travailler sur des signaux expérimentaux en les approximant à des séries polynomiales [75]. Initialement le but de ses recherches était de réaliser une interpolation des signaux expérimentaux, cependant, cette méthode est également applicable pour une extrapolation. La méthode de Prony est basée sur l'hypothèse que les signaux peuvent être écrits sous la forme d'une somme de polynômes. La méthode consiste alors à une recherche des racines de ces polynômes.

Si on considère un signal composé de 2M échantillons, ce signal peut s'exprimer comme une somme de M exponentielles avec n le rang de l'échantillon du signal initial (23).

$$y(n) = \sum_{i=1}^{M} R_i e^{s_i(n-1)\Delta t} \quad (23)$$

Avec $e^{s_i \Delta t} = z_i$ et *n* allant de 1 à 2M.

Ces échantillons sont liés par une équation de récurrence car le signal étudié est un signal discret complexe (24).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$y(n) = \sum_{i=1}^{n} a_i y_{n-i} \quad (24)$$

En réécrivant cette relation sous forme matricielle, il devient facile de déterminer les différents coefficients a_i. Pour obtenir les z_i il faut trouver les racines du polynôme caractéristique, c'est-à-dire résoudre l'équation (25).

$$1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \cdots + a_M z^{-M} = 0 \quad (25)$$

Les résidus *Ri* doivent ensuite être calculés en reprenant l'équation initiale car les z_i sont alors connus. Enfin, une fois tous les éléments identifiés, il ne reste plus qu'à calculer les s_i (26).

$$s_i = \frac{1}{\Delta t} \ln(z_i) \quad (26)$$

Une fois tous ces éléments identifiés, le signal est aisément reconstruit. Cependant, il est précisé que cette méthode comporte un problème de stabilité si le nombre de racines n'est pas égal au nombre d'échantillons [78]. Cette particularité limite donc son usage pour des systèmes complexes et bruités.

IV.4.2. À la méthode Matrix Pencil

Dans les années 90, K. Sarkar a généralisé cette méthode afin de la rendre plus robuste et moins sensible au bruit [76]. L'évolution de la méthode de Prony est appelée Matrix Pencil, cependant, dans certaines publications, cette méthode est également mentionnée sous le nom de Generalized Pencil of Function (GPOF) [79]. La méthode Matrix Pencil est principalement basée sur une décomposition en valeurs singulières du signal initial. Elle peut être utilisée dans deux optiques différentes. D'une part nous trouvons des cas d'applications permettant de s'affranchir du bruit dans le cas de signaux très bruités (fonction de filtrage). D'autre part, cette méthode est utilisée pour extrapoler des signaux, c'est ce deuxième point qui va nous intéresser ici. Les domaines d'application de cette méthode sont très larges. En effet, il existe des cas d'applications dans les domaines de Health monitoring [79], pour la caractérisation d'antenne [80], le suivi de consommation électrique [78]. Cette méthode a également déjà été utilisée pour traiter des problèmes foudre mais pour le moment uniquement dans des cas simples [81]. De plus lors de ces différentes utilisations de la méthode, l'estimation de certains paramètres clés semble empirique ce qui nécessite donc une définition plus robuste dans le cadre d'un usage industriel. L'objectif ici est de pouvoir l'appliquer à des cas complexes et sur des signaux ultra-large bande.

IV.5. Hypothèses initiales

La méthode d'extrapolation Matrix Pencil est basée sur l'hypothèse que les réponses temporelles peuvent aussi être écrites sous la forme d'une somme d'exponentielles complexes (27).

$$y(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i e^{s_i t} \quad (27)$$

Avec M le nombre de pôles, R l'amplitude complexe et s_i les différents pôles, également complexes.

Par conséquent chaque échantillon temporel peut être écrit en prenant en compte la période d'échantillonnage (28).

$$y(kT) = \sum_{i=1}^{M} R_i e^{s_i kT} \quad (28)$$

Avec *T* la période d'échantillonnage.

Le principe général est une recherche des pôles et résidus associés à cette formulation. Le processus est présenté dans la partie suivante.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.6. Principe

Afin d'appliquer cette méthode, il faut partir du signal temporel initial. Ce signal est composé de *N* échantillons. La nouvelle échelle de temps ou de fréquences doit également être définie afin d'avoir une extrapolation fonctionnelle. Cette échelle correspond au vecteur fréquentiel ou temporel cible de l'extrapolation. À partir de ce signal *y* initial, nous créons une matrice *Y* définie par l'équation 29.

$$Y=\begin{bmatrix} y(0) & \cdots & y(L) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L-1) & \cdots & y(N-1) \end{bmatrix} \quad (29)$$

L est un des paramètres qui définit l'ordre de la matrice.

Cette matrice *Y* peut alors être écrite sous la forme d'un produit de matrices pôles et résidus (30).

$$Y = [Z]*[R] \quad (30)$$

avec *R* la matrice des résidus et *Z* telle que $z_i=e^{s_i t}$

À partir de ces équations et matrices, deux autres matrices Y_1 et Y_2 sont explicitées suivant la répartition des différents échantillons du signal (31 et 32). Ces matrices sont appelées matrices de Hankel.

$$Y_1 = \begin{bmatrix} y(0) & \dots & y(L-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L-1) & \dots & y(N-2) \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$Y_2 = \begin{bmatrix} y(1) & \dots & y(L) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L) & \dots & y(N-1) \end{bmatrix} \quad (32)$$

À partir de ces matrices, on définit λ le paramètre Pencil tel que $Y_2=\lambda*Y_1$. On utilise alors le principe de changement de base pour passer d'une matrice à l'autre. λ est la matrice composée des pôles du système.

Ensuite, une décomposition en valeurs singulières (SVD) est appliquée sur la matrice *Y*. Après cette étape, une réduction d'ordre de la matrice résultat permet de ne garder que les valeurs considérées comme étant du signal et non du bruit. Seule une partie des valeurs singulières est donc conservée. Le nombre de valeurs singulières conservées comme étant du signal et non du bruit dépend de la valeur d'un paramètre nommé *M*. Ce paramètre ainsi qu'un second appelé *L* sont les deux paramètres majeurs de cette méthode d'extrapolation.

Une fois les pôles et les résidus récupérés, la dernière étape est une étape de reconstruction du signal.

IV.7. Reconstruction du signal

Après le calcul des différents pôles et coefficients, le signal est reconstruit directement dans le domaine fréquentiel grâce aux transformées de Laplace des exponentielles (33) et au caractère linéaire de la transformée de Laplace.

$$e^{-at} \rightarrow \frac{1}{p+a} \quad (33)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette reconstruction fréquentielle permet d'éviter du bruit et des instabilités dues à la reconstruction temporelle sur les temps longs. Le signal reconstruit s'exprime sous la forme d'une série de filtres passe-bas d'ordre 1 en notant $p=j\omega$ (34).

$$y(f) = \sum_{i=1}^{M} \frac{R_i}{-s_i + i*2\pi*f} \quad (34)$$

La solution dans le domaine fréquentiel ne présente plus que des sommes de fractions rationnelles ce qui réduit l'impact de l'erreur engendrée par la méthode par rapport à la présence de ces erreurs dans le terme en exponentiel présent dans la reconstruction directe dans le domaine temporel. Cette particularité sera développée dans la partie IV.12.

Une fois reconstruit, le signal fréquentiel peut être exploité comme s'il avait été calculé dans son ensemble c'est-à-dire qu'une transformée inverse peut lui être appliqué pour revenir aux transitoires foudre sur les câbles

IV.8. Exigence sur la précision du calcul numérique

Dans le cadre de la manipulation de signaux très large bande avec potentiellement de très fortes variations d'amplitude, il est nécessaire de s'intéresser aux erreurs issues des signaux eux-mêmes et des méthodes de calculs utilisées. En effet, la présence du bruit dans le signal numérique va déterminer le succès de l'extrapolation. Par conséquent, une réflexion sur l'importance et l'impact d'une part du bruit généré par la simulation et d'autre part de la précision du calcul de la machine est menée ici.

Un schéma numérique est défini par le rang des différents développements limités qui le composent. Dans le cadre de la FDTD, le schéma numérique utilisé pour les calculs est d'ordre 2. Cela signifie donc que si le maillage est raffiné d'un facteur 2, l'erreur due au schéma sera quant à elle divisée par 4. Cette précision impacte faiblement les réponses à l'exception des hautes fréquences où le pas de grille est échantillonné entre $\lambda/10$ et $\lambda/20$. Dans ce cas, la dispersion numérique va produire des décalages sur les résonances en fréquence. Le schéma numérique ne génère pas de bruit numérique, dans l'absolu, c'est-à-dire en l'absence de toutes autres sources de bruit de la simulation, le bruit est lié uniquement à la précision machine. Cette dernière correspond au nombre de chiffres significatifs utilisés par la machine lors de la résolution des équations. Dans le cadre de cette thèse et avec les moyens à disposition, le calcul peut être réalisé en simple ou double précision. Ce choix dans la précision va impacter le niveau de bruit contenu dans la réponse. En outre, la simple précision peut être insuffisante pour reproduire des variations très lentes d'un signal contenant des hautes fréquences. Avec 7 chiffres significatifs assurés, la bande de fréquence ne peut pas excéder 6 décades. C'est pourquoi les calculs sont réalisés en double précision.

Un bruit numérique peut également être engendré par la forme d'onde utilisée comme source d'entrée. En effet, certaines formes sont plus susceptibles que d'autres de générer du bruit ; par exemple le pied de la gaussienne en temporel est un échelon et s'il est mal dimensionné, il génèrera un bruit plancher. L'ordre du schéma numérique ne pourra en aucun cas réduire ce bruit qui se propagera sans atténuation dans toutes les zones de la structure y compris sur les câbles et les cavités.

D'une manière générale, l'ordre deux pour la FDTD est suffisant pour des applications dans le domaine de la CEM et la dispersion numérique est rarement un problème au regard des incertitudes dominantes dues à des paramètres extérieurs aux schémas numériques. En associant un schéma numérique à l'ordre 2 et la double précision machine le signal peut couvrir 7 à 8 décades soit les bandes foudre et champ fort visées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.9. Paramètres

Un des points les plus délicats résidant dans l'utilisation de cette méthode est la définition des deux paramètres M et L.

M correspond au nombre de pôles conservés pour la reconstruction du signal extrapolé.

L est le paramètre qui définit l'ordre de la nouvelle matrice. Ce paramètre est estimé selon la relation 35.

$$M \leq L \leq N - M \tag{35}$$

Nous avons remarqué que la bonne estimation du paramètre *M* est une des clés de la réussite de l'extrapolation. En effet, c'est ce paramètre qui détermine le nombre de filtres, soit combien de valeurs singulières doivent être conservées pour l'analyse et par conséquent la limite entre le signal utile et le bruit. Ce paramètre est délicat à estimer car le passage du signal au bruit est subtil et dépend de la configuration du cas d'étude. Différentes approches ont été proposées pour choisir le paramètre *M* [76] [82] [81]. Cependant, nous retrouvons certaines difficultés à estimer ce paramètre de manière sûre et cohérente. Par conséquent, un moyen fiable et robuste de définir *M* a été défini. À partir des premières analyses, plusieurs méthodes graphiques complémentaires sont prometteuses.

IV.9.1. Méthode de calcul pour une fréquence

Tout d'abord, nous avons tracé la valeur d'un point du plateau basse fréquence en fonction de *M*. Le point ici choisi correspond à la tension pour une fréquence de 5 kHz. Certes à cette fréquence les signaux n'ont pas tous convergé, mais l'extrapolation peut converger vers un niveau unique avec des valeurs de M correspondant aux nombre de valeurs propres conservées. La courbe correspondant à cette étude peut prendre trois profils différents.

Le premier profil présente un plateau comme sur la Figure 123. Lorsque nous observons ce type de plateau, nous pouvons considérer les valeurs de *M* correspondant au plateau comme des valeurs acceptables pour ce paramètre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

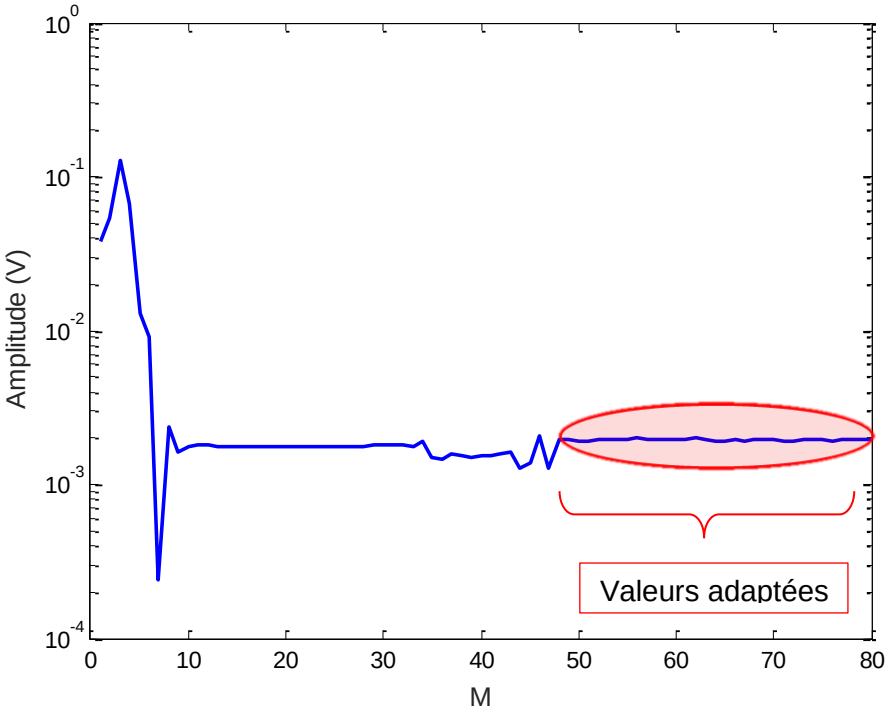


Figure 123 : Profil de *M* avec un plateau

Le second profil (Figure 124) ne présente pas vraiment un plateau mais l'écart entre les plus grandes valeurs et les plus petites sur une plage particulière de *M* donnée est inférieur ou égal à 10%. Les valeurs de *M* pour cette plage sont les valeurs de *M* acceptables pour l'extrapolation.

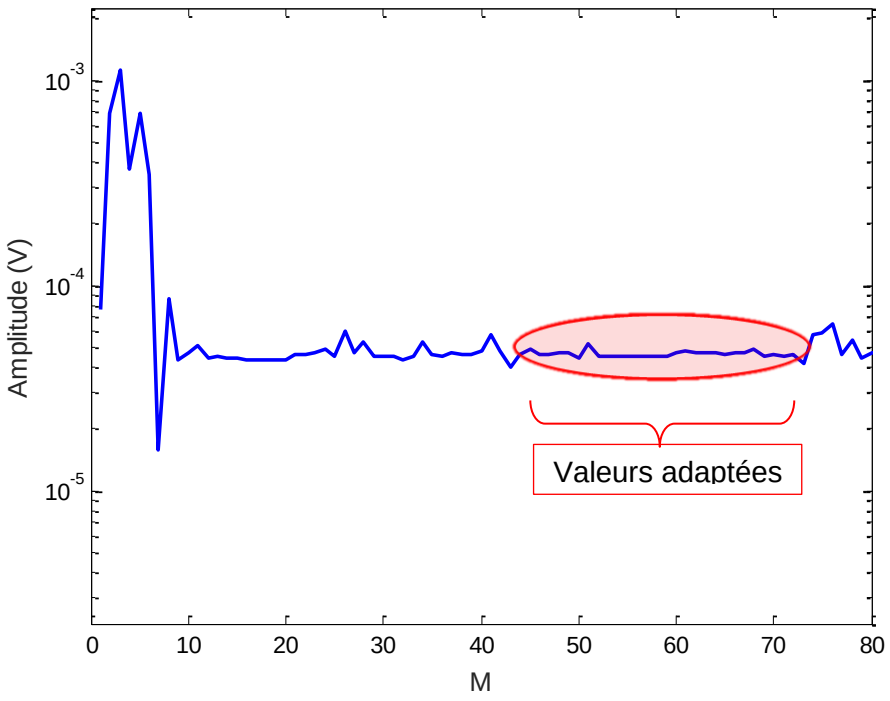


Figure 124 : Profil de M présentant un plateau en considérant des écarts inférieurs à 10%

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le troisième et dernier profil particulier est un profil pour lequel la courbe ne présente aucun plateau (Figure 125). Dans ce cas, le protocole proposé est de calculer la valeur de la tension pour la valeur de fréquence étudiée. Cette valeur est calculée en modifiant la permittivité de l'air pour accélérer les temps de calcul. Par la suite, la valeur de *M* choisie sera celle pour laquelle la valeur de tension est la plus proche de celle calculée en un point.

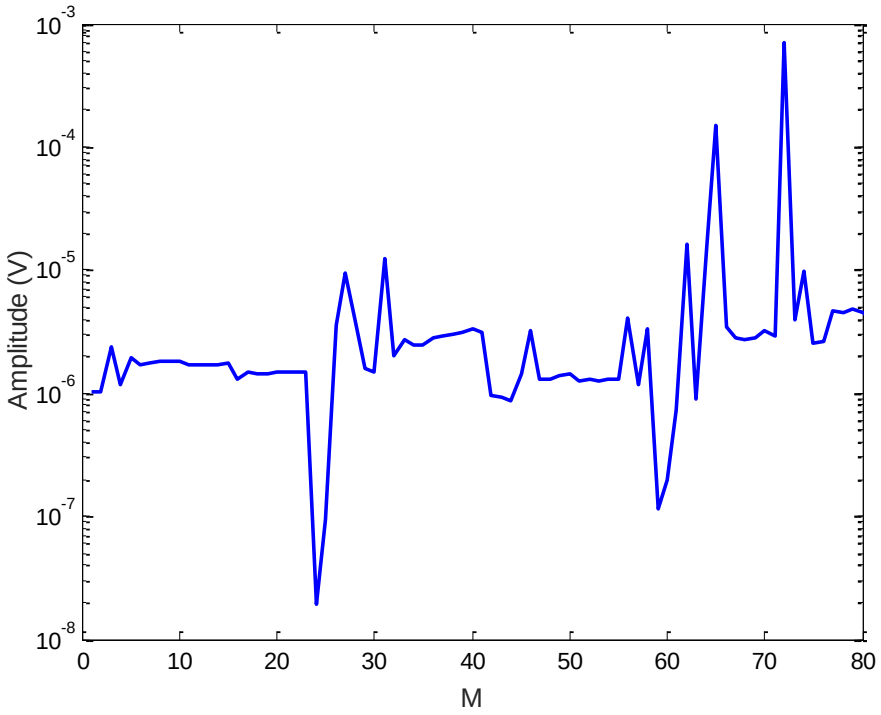


Figure 125 : Profil de M ne présentant aucun plateau

Cette première approche est relativement peu fiable car elle risque de donner des grandes plages de valeurs de *M* possible. Par exemple sur la Figure 123, la valeur de M est comprise entre 50 et 80 ce qui rend le choix de la valeur de M quelque peu aléatoire. De plus, cette méthode nécessite de calculer les points d'extrapolation basse fréquence pour différents *M*, ce qui nécessite des temps de calcul supplémentaires. Il faut donc encore chercher à affiner l'estimation de ce paramètre *M*.

IV.9.2. Méthode reposant sur l'étude du profil des valeurs singulières

Dans un deuxième temps, nous avons tracé le rapport entre la valeur singulière de rang *M* et la plus grande (pour *M*=1) sachant qu'elles sont classées par ordre décroissant. Pour rappel l'amplitude de la valeur singulière est en relation directe avec son importance dans la reconstitution du signal. D'ailleurs des méthodes comme la méthode MUSIC [83] reposent sur l'élimination des valeurs singulières de faible amplitude qui appartiennent à l'espace bruit. En effet, la littérature cite souvent une condition sur ce quotient. Cependant, cette condition n'est pas fixe car la valeur à atteindre dépend de l'application physique [84]. Pour plusieurs études, ce quotient devrait dépendre de la précision du calcul ou du nombre de chiffres significatifs des valeurs prises en compte.

Deux profils de valeurs singulières en simple et double précision sont tracés sur la Figure 126 pour un câble interne de la structure.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

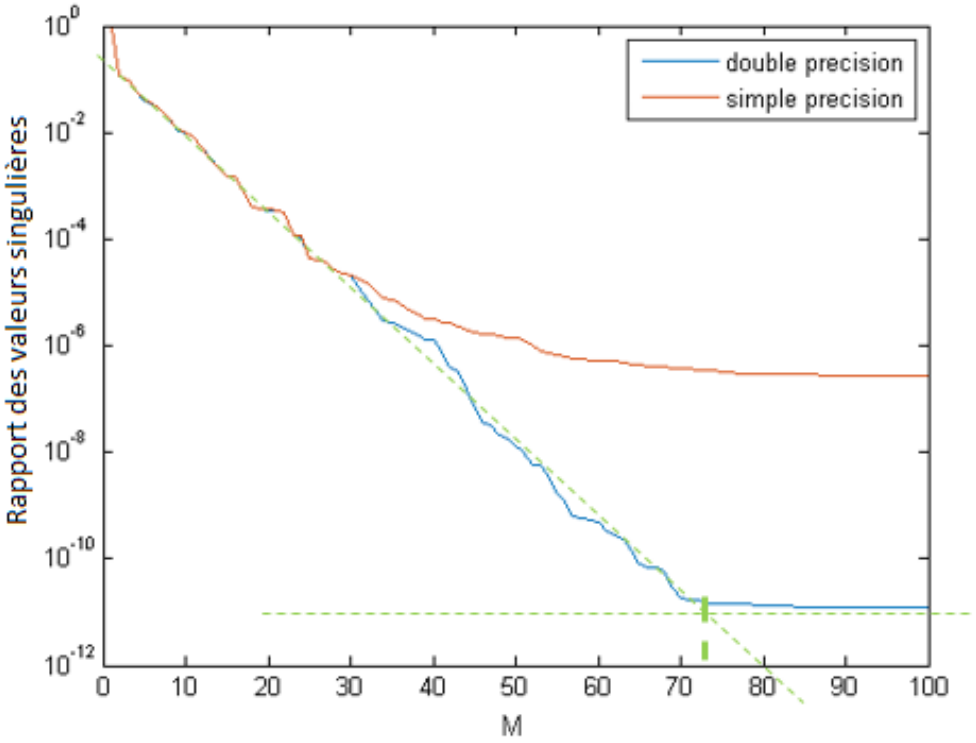


Figure 126 : Profil du rapport des valeurs singulières pour différents *M* - câble interne

Sur cette figure, nous pouvons constater que la courbe relative à la double précision permet d'accéder à davantage de valeurs singulières et présente un profil très particulier. En effet, pour un *M* d'une valeur de 70, nous constatons une rupture de la pente et la présence d'un plateau. Ce phénomène est la traduction du passage entre la zone de valeurs réelles et le bruit. La valeur de *M* adaptée dans ce cas semble alors être 70. En ce qui concerne la courbe tracée à partir des simulations en simple précision, nous constatons que la limite entre le bruit et les valeurs d'intérêt est plus floue. Cette constatation rejoint la réflexion précédente sur la qualité du signal et la nécessité de travailler en double précision.

La valeur atteinte par le plateau dans les deux cas est liée à la précision du calcul. Par conséquent, ce critère de précision peut permettre de fixer la valeur de *M*. D'une manière globale, la précision du calcul va avoir un impact sur le plateau de bruit alors que la précision liée au schéma numérique a un impact sur la valeur des valeurs propres. Par conséquent, l'extrapolation via la méthode Matrix Pencil utilisant la dynamique de la réponse, seule la précision machine aura une importance significative et plus particulièrement dans l'estimation du paramètre M.

Ce profil est à première vue similaire pour tous les câbles d'un même modèle. L'évolution du paramètre M dépend principalement de la nature du signal étudié. En effet, si celui-ci est résonant, M va augmenter en fonction du nombre de résonances et si le signal n'est pas très résonant, ce sont les différentes natures des signaux basse fréquence qui vont impacter M. Une étude plus poussée a été menée par la suite afin d'affirmer que la détermination d'un seul *M* est nécessaire pour chaque modèle. De plus, il a été constaté que la variation de paramètres tels que la conductivité de la peau de la machine ne modifie pas la valeur de *M* définie pour l'extrapolation. Seule une modification

Licence CC BY-NC-ND 3.0

significative de la structure modélisée en particulier dans sa géométrie engendrera une modification de *M*.

Cependant, même si un nouveau calibrage de *M* est nécessaire, il faut noter que les temps de calcul afin de l'estimer sont très négligeables devant les temps de simulation 3D.

IV.9.3. Analyse des facteurs influençant la valeur de M

Lors d'une première analyse sur différents câbles hélicoptère, le paramètre *M* semble être propre à la structure. Cependant, une étude plus approfondie a été menée à partir de cette hypothèse afin de cerner les paramètres dimensionnant la valeur de *M*. Pour cela, une structure simple composée d'un cylindre de 60 cm de rayon avec un fil externe et un fil interne a été modélisée avec ASERIS NET (Figure 127).

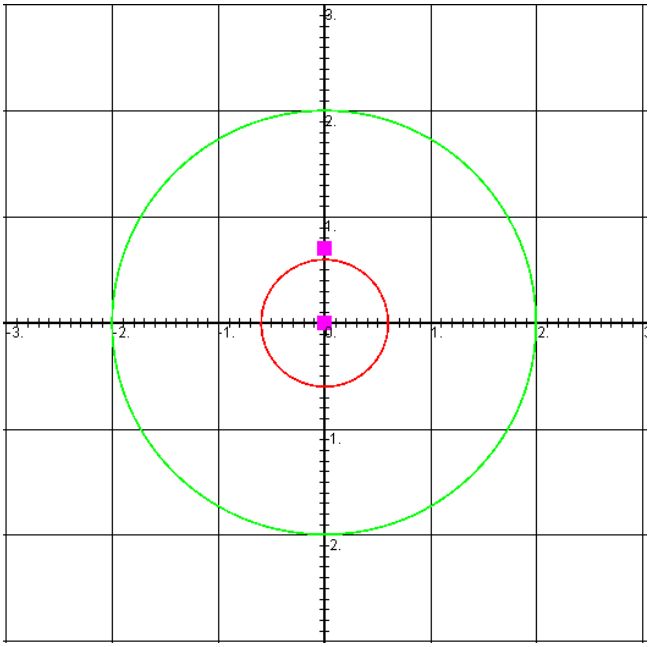


Figure 127 : Coupe du cylindre modélisé avec ASERIS NET

Une fois ce schéma réalisé, il est aisé de modifier la longueur de la structure, son diamètre mais aussi son encombrement et la forme d'onde utilisée. L'étude est complétée par une modification de l'échantillonnage utilisé pour le calcul. Les câbles ont, quant à eux, la longueur du cylindre. L'objectif ici est de déterminer les modifications de la structure qui peuvent entrainer une modification du paramètre M.

IV.9.3.1. Influence des dimensions de la structure

Premièrement, les paramètres à l'étude concernent les dimensions de la structure, c'est-à-dire le diamètre du cylindre et sa longueur. En effet, ce sont les caractéristiques les plus faciles à déterminer lors d'un changement de structure. Pour mieux comprendre l'influence de ces paramètres sur le profil du paramètre M, plusieurs simulations ont été réalisées avec des longueurs de 1 m, 10 m, 20 m, 50 m et 100 m. D'autre part, pour les longueurs de 10 m et 50 m le calcul a également été mené pour une structure avec un diamètre dix fois plus grand.

Pour l'ensemble de ces simulations, les observables sont d'une part le profil de M et d'autre part les courants dans le domaine fréquentiel.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

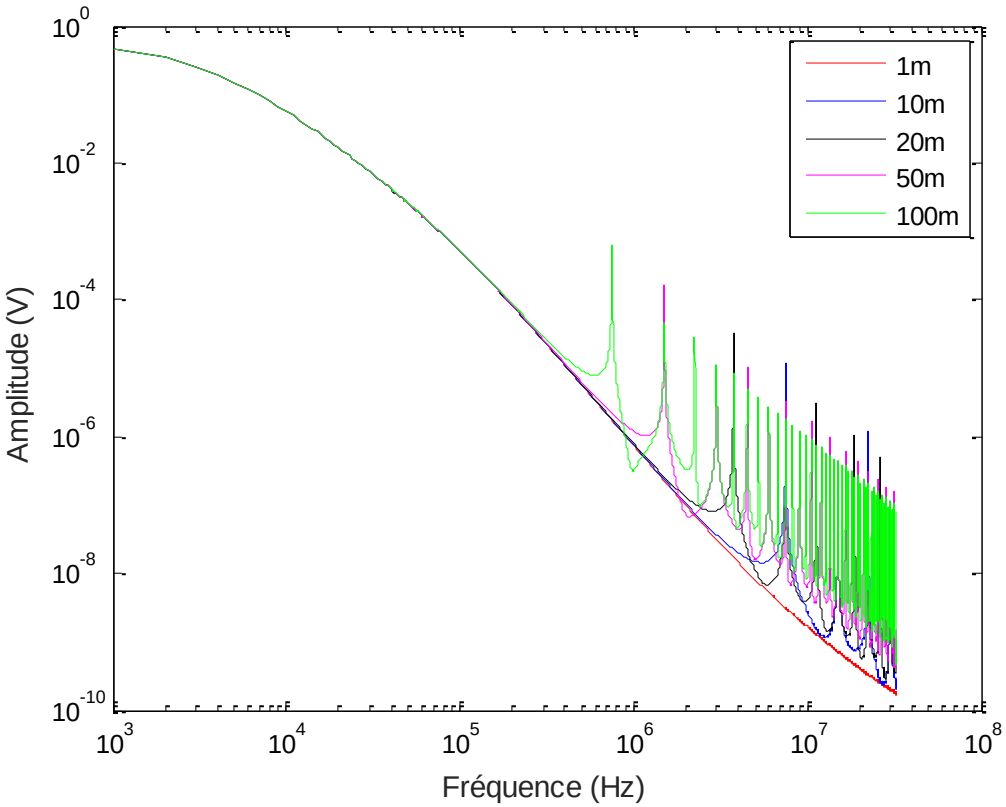


Figure 128 : Influence de la longueur de la structure sur le courant

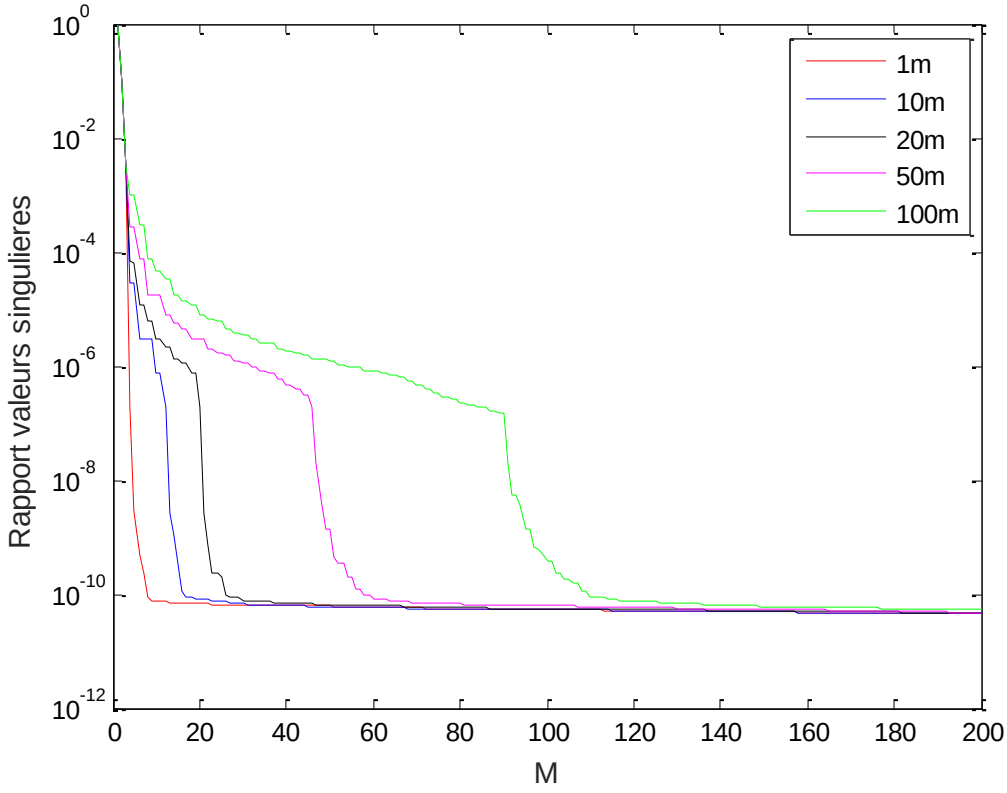


Figure 129: Influence de la longueur de la structure sur le paramètre M

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Lorsque la structure est allongée, des pics de résonance vont apparaitre (Figure 128). La présence de ces pics va influer sur la valeur de M. En effet, en enrichissant le contenu hautes fréquences le nombre de pôles va augmenter et par conséquent la valeur de M sera plus importante (Figure 129). Cette première étude permet donc de comprendre que la longueur va avoir une influence lorsque l'on change de structure, par exemple si l'on passe d'un hélicoptère (15 m environ) à un avion (50 m environ). De plus, l'augmentation de la valeur de M varie de manière linéaire lorsque la valeur de la longueur de la structure augmente. Dans ce cas, le seul facteur variant étant la longueur, cela laisse envisager la présence d'une loi de proportionnalité pour des structures ayant des longueurs différentes. Pour des structures ayant non seulement des longueurs différentes mais également des géométries différentes, la tendance pour M sera une augmentation de sa valeur pour des structures plus complexe. La loi de proportionnalité ne sera pas forcement respectée du fait de la variation de la structure dans sa globalité.

Dans un second temps, l'influence du diamètre de la structure va elle aussi être étudiée. Afin de cibler les cas d'intérêt, les longueurs à l'étude seront 10 m et 50 m. Ces deux longueurs sont représentatives des ordres de grandeur hélicoptère et avion.

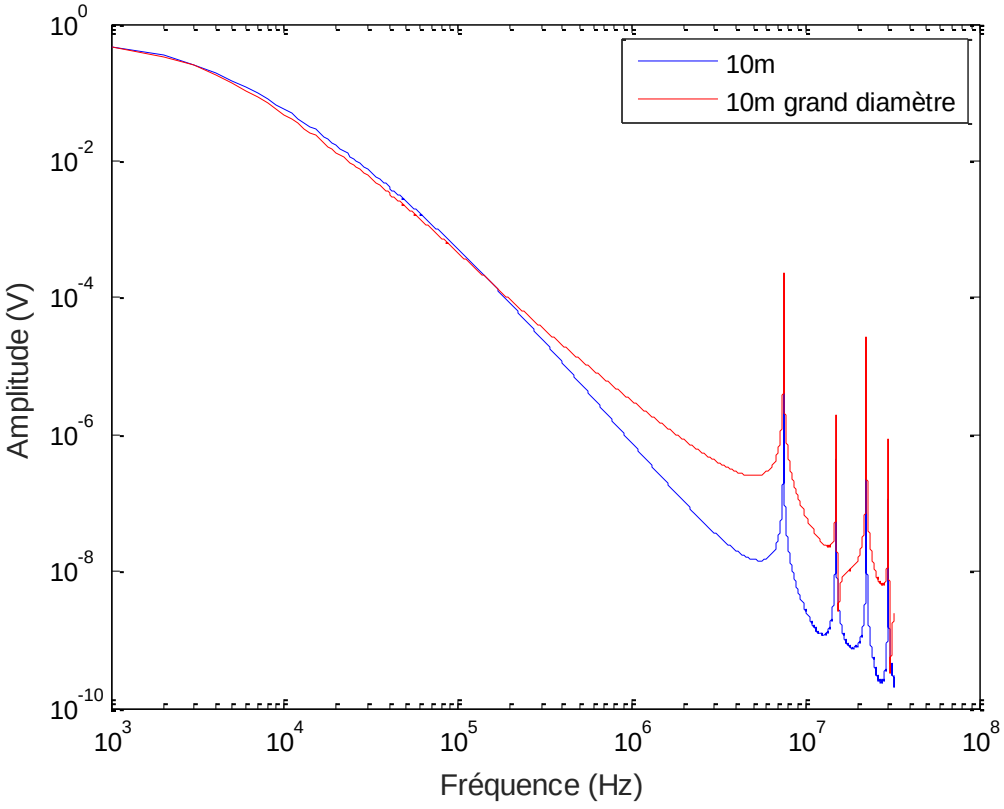


Figure 130 : Influence du diamètre (structure de 10m)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

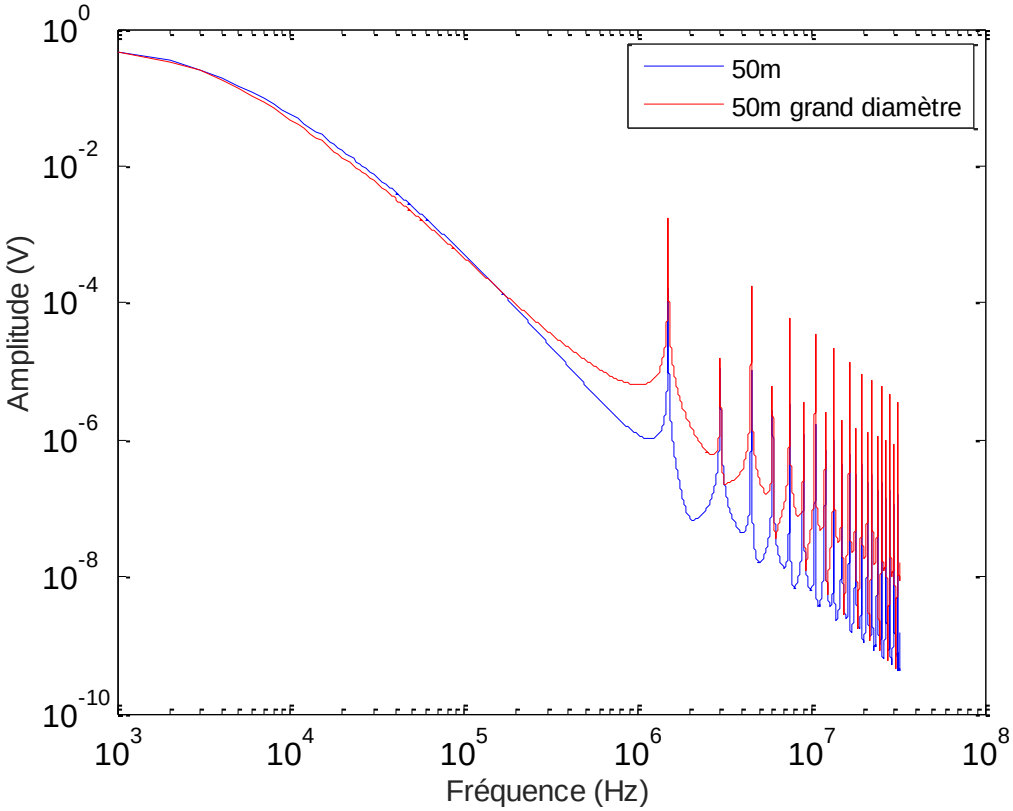


Figure 131 : Influence du diamètre (structure de 50m)

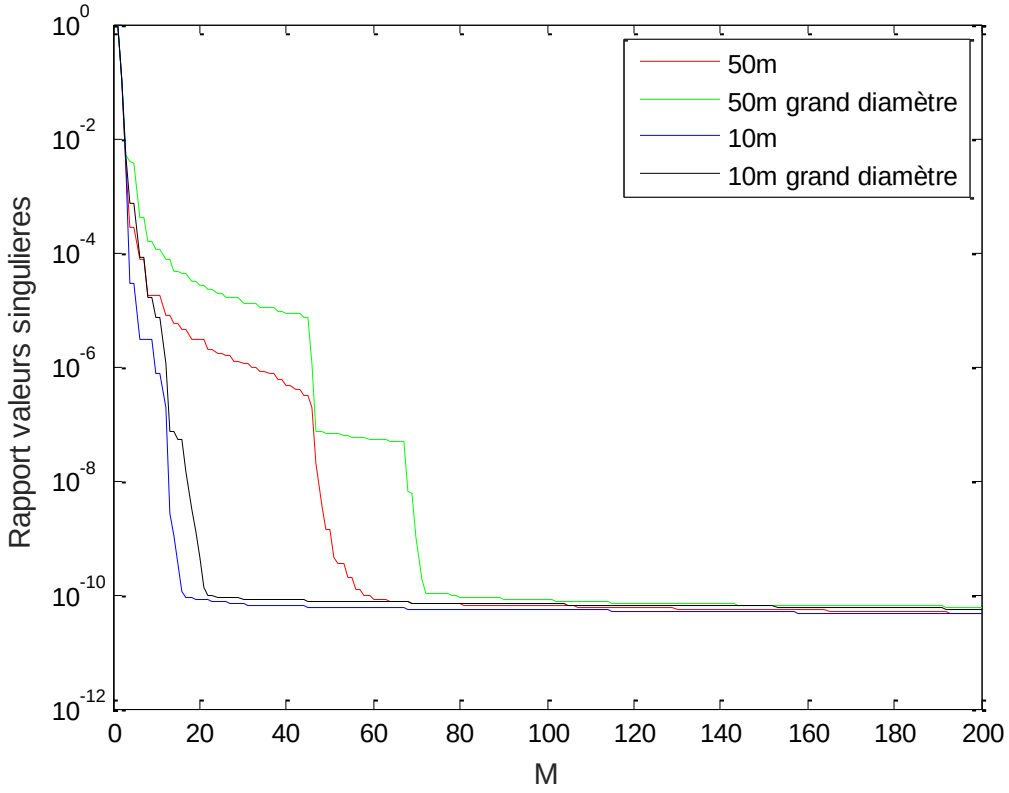


Figure 132 : Influence du diamètre de la structure sur le paramètre M

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ces simulations nous montrent que l'augmentation du diamètre de la structure n'impacte pas le nombre de résonances hautes fréquences, seule l'amplitude va être modifiée au niveau des résonances et antirésonances (Figure 130 et Figure 131). Par conséquent, le profil de M en fonction du ratio des valeurs propres ne devrait pas être modifié de manière conséquente entre deux diamètres différents pour une structure de longueur équivalente. Cependant, sur la Figure 132, un décalage entre 20 et 25% est observé. Cette variation peut être due au fait que les variations apparaissent après 30 MHz, fréquence pour laquelle le calcul est arrêté dans ce cas d'étude. Cette modification de la valeur de M démontre que l'ensemble de la structure influe sur les paramètres de l'extrapolation. Pour deux appareils de même longueur mais de diamètres différents, il est donc nécessaire de réaliser à nouveau cette recherche de M. Le diamètre de la structure n'est donc pas aussi dimensionnant pour le choix de la valeur de M que la longueur de la structure.

IV.9.3.2. Influence de l'encombrement interne de la structure

Le second point à l'étude ne concerne pas les dimensions de la structure mais le nombre d'éléments présents à l'intérieur. En effet, le nombre d'éléments en parallèle peut influer sur le comportement de couplage et donc sur le nombre de résonances, ce qui impacte la valeur du paramètre M. Ce facteur est à prendre en compte afin de comprendre si des modifications à l'intérieur du modèle engendrent le besoin d'effectuer un second calibrage afin d'estimer la valeur du paramètre M, indispensable à l'extrapolation.

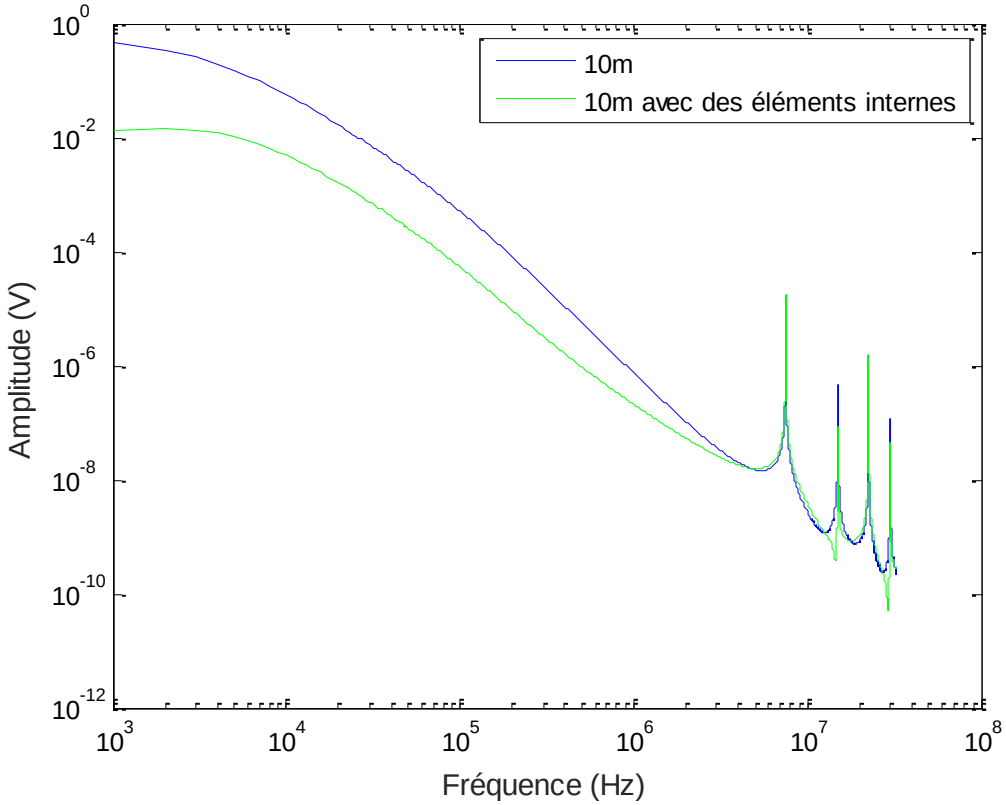


Figure 133: Influence de l'encombrement de la structure pour une longueur de 10m

Licence CC BY-NC-ND 3.0

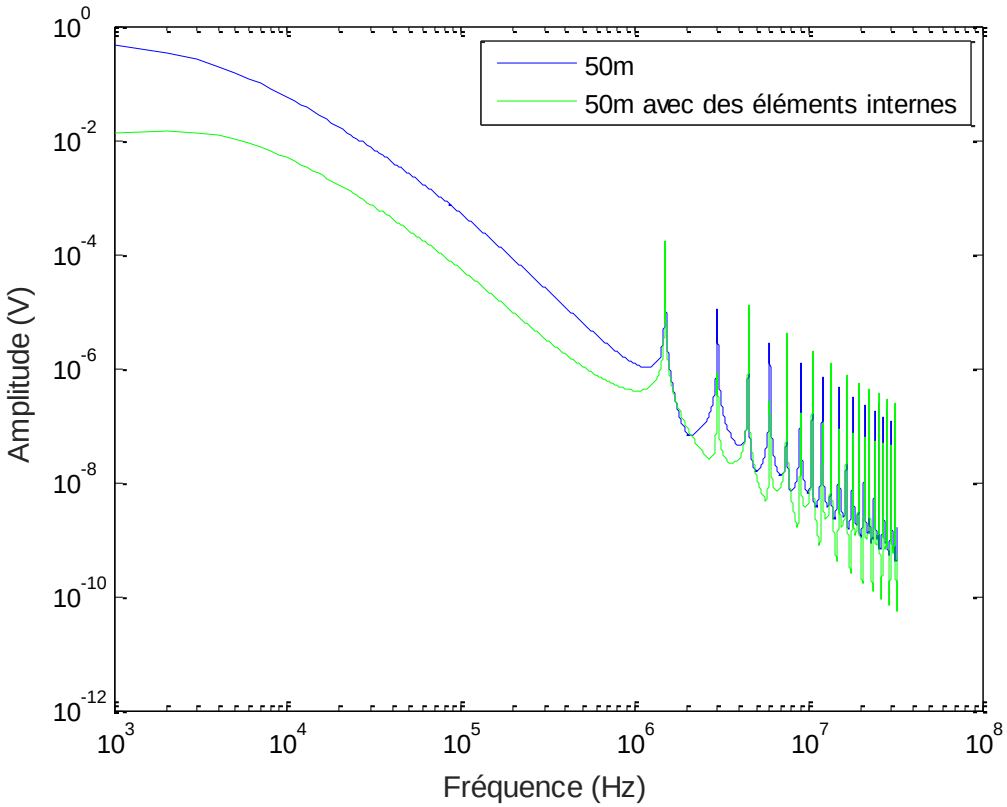


Figure 134 : Influence de l'encombrement de la structure pour une longueur de 50m

Cette étude nous permet de constater que dans le cas du cylindre de 10 m (Figure 133) ou dans le cas du cylindre de 50 m (Figure 134), l'encombrement a un impact sur l'amplitude des résonances mais également sur le niveau atteint pour les basses fréquences. Cependant, il est également important de souligner que le nombre de résonances reste inchangé pour la gamme de fréquences observée ici.

En traçant le rapport des valeurs propres en fonction du rang M (Figure 135), un écart d'environ 30% apparaît entre les différentes valeurs de M à partir desquelles le plateau est atteint pour les cylindres de longueurs identiques. Cela peut, comme précédemment être dû aux résonances qui apparaissent après 30 MHz, fréquence jusqu'à laquelle les signaux sont étudiés ici. En effet, le signal est composé d'informations également utilisées pour ces plus hautes fréquences. Cette étude met donc en avant le besoin de définir les différents paramètres pour chaque modification géométrique de la structure. La modification des matériaux ne devrait pas influer sur l'estimation de la valeur de M.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

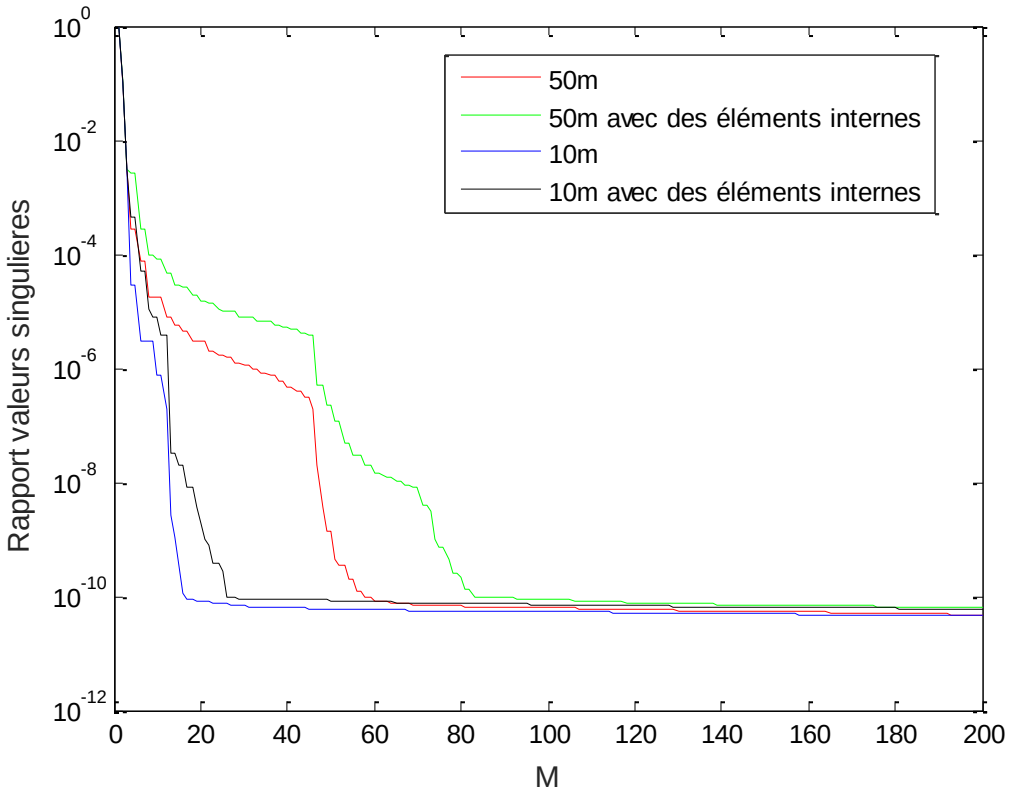


Figure 135 : Profil de M en fonction de l'encombrement

Cette étude montre donc que l'ensemble des éléments géométriques de la structure à l'étude va impacter la valeur de M. Cependant, cette étude montre également que l'écart entre deux M pour deux structures différentes mais de même longueur ne s'écartera pas de l'ordre de grandeur initial (±40%).

IV.9.3.3. Influence de l'échantillonnage

Le troisième point à l'étude est le nombre d'échantillons des différents signaux ayant besoin d'être extrapolé. Pour ce faire, le même protocole est appliqué pour les signaux ayant N échantillons et pour des signaux ayant 4N échantillons. Cette étude s'applique pour des longueurs de cylindre de 10 m et 50 m. Les résultats sont similaires pour les deux longueurs, par conséquent seules les figures correspondant au cas 10 m seront présentées ici. La tendance générale est une absence de différence pour le nombre de résonances et au niveau des plateaux basses fréquences dans le domaine fréquentiel, pour les fréquences sous 30 MHz, ce qui représente la gamme de fréquences sur laquelle l'étude a été menée (Figure 136). Les résultats sont également identiques dans le domaine temporel (Figure 137).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

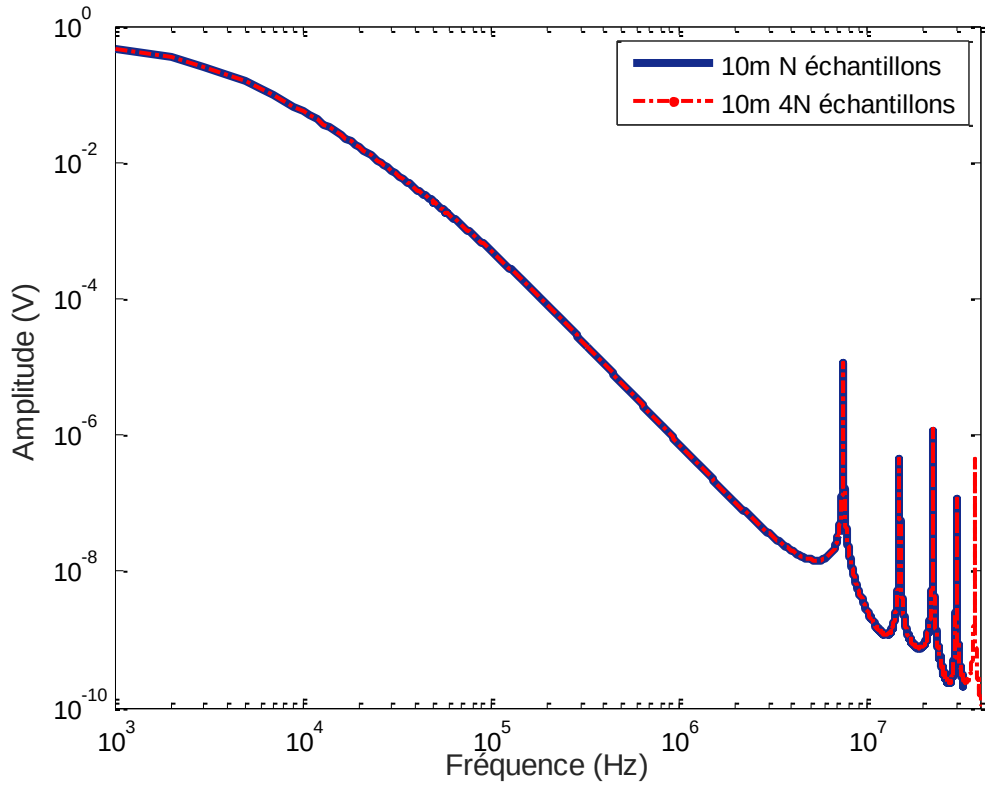


Figure 136 : Influence du nombre d'échantillons dans le domaine fréquentiel pour une longueur de 10m

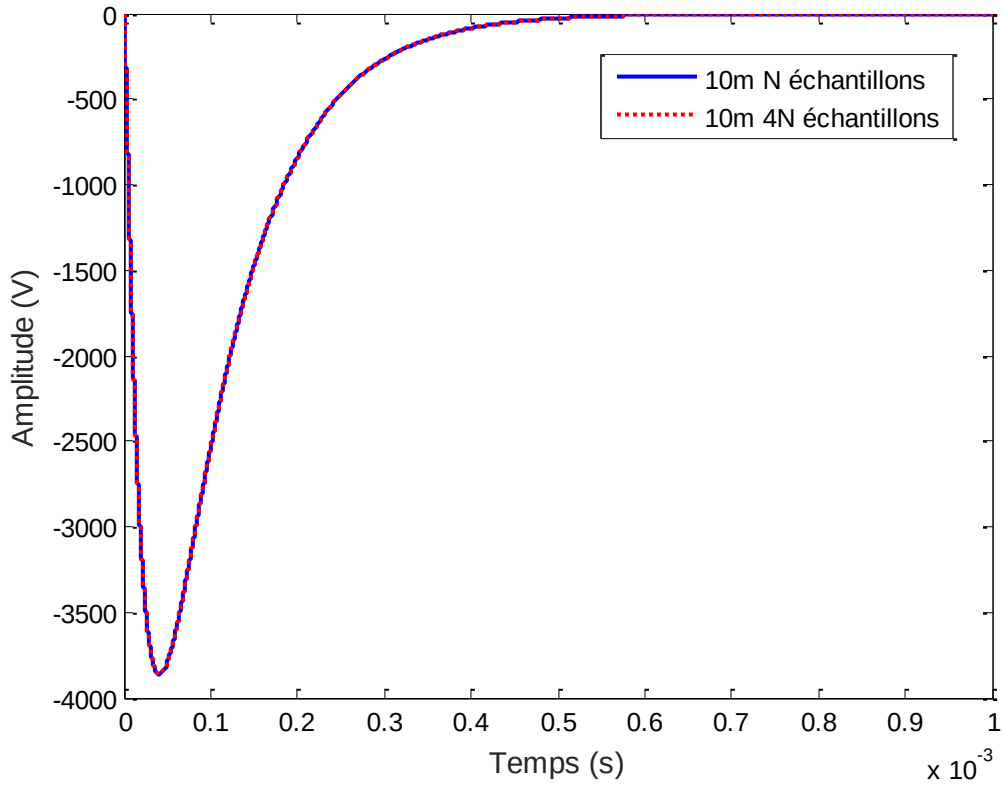


Figure 137 : Influence du nombre d'échantillons dans le domaine temporel pour une longueur de 10m

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'étude de l'impact du nombre d'échantillons sur le profil du rapport des valeurs propres en fonction de leur rang est présentée Figure 138. Sur cette figure, on constate que la valeur de M pour laquelle le plateau est atteint est plus importante lorsque le nombre d'échantillons est grand. Un échelon est également présent aux alentours de M=40. Cette augmentation est directement liée au nombre d'échantillons. En effet, plus le nombre d'échantillons est important, plus il est nécessaire d'aller loin dans les valeurs singulières pour avoir l'intégralité du signal décrivant le phénomène.

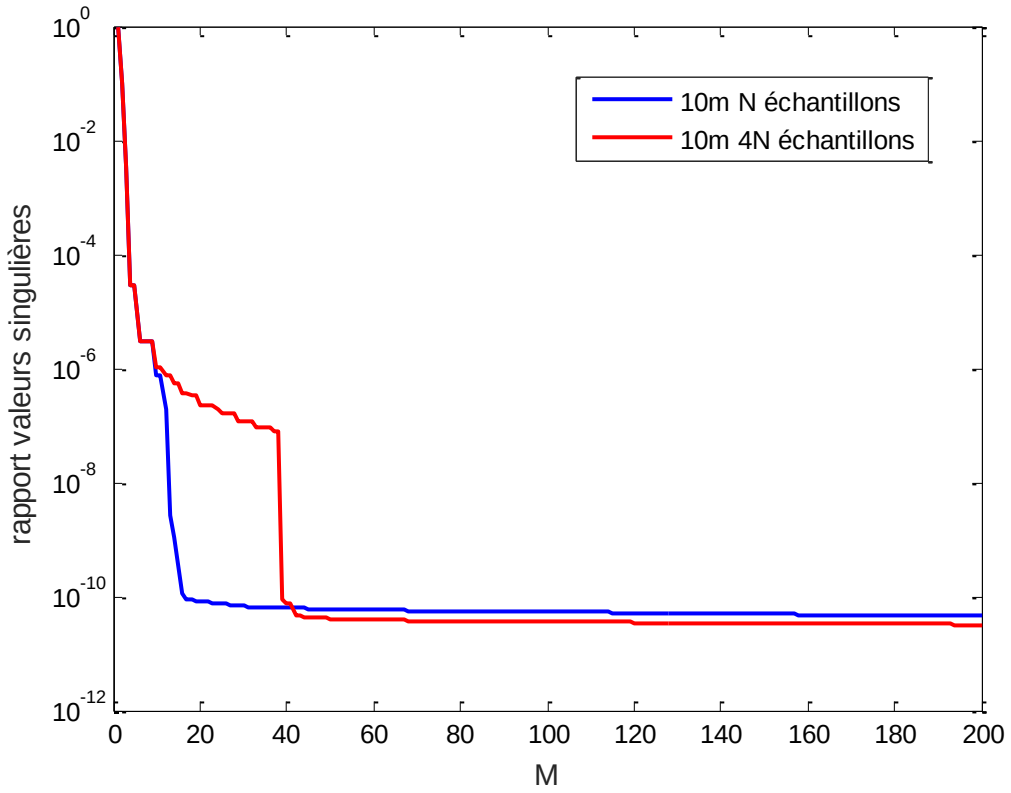


Figure 138 : Étude du paramètre M en fonction du nombre d'échantillons

Cette étude permet du conclure sur l'importance de l'échantillonnage dans l'application de la méthode d'extrapolation Matrix Pencil. En effet, plus le nombre d'échantillons est important, plus le calcul est précis. Cependant, l'extrapolation et le calcul amont sont impactés également et sont donc plus longs car le paramètre M doit être augmenté. Cependant, avec un pas d'échantillonnage trop large, les transformées de Fourier permettant de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel sont faussées car le critère de Shannon n'est pas respecté. C'est pourquoi le nombre d'échantillons doit respecter le critère de Shannon mais également les contraintes liées à la forme d'onde énoncées dans la partie IV.9.3.4 tout en étant minimisé afin d'avoir un M le plus petit possible. Grâce à ce procédé, l'extrapolation sera optimisée en temps. Cependant, il est important de souligner ici que le temps engendré par les calculs d'extrapolation reste négligeable face aux temps de calculs généraux.

IV.9.3.4. Influence de la forme d'onde utilisée

Le dernier point à étudier ne concerne pas la structure en elle-même mais la forme d'onde de l'excitation. En effet, après avoir constaté que la valeur de M dépend fortement du nombre de pôles liés au comportement du système pour les hautes fréquences, une forme d'onde filtrant les hautes fréquences a alors été utilisée. Cette forme d'onde est une fonction quotient d'exponentielles (36).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$f(t) = \frac{A_0*(\alpha+\beta)}{\beta*e^{-\alpha*(t-\tau)} + \alpha*e^{-\beta*(t-\tau)}} \quad (36)$$

Les paramètres α et β ont été définis afin de correspondre le plus possible à une quad-exponentielle (37).

$$I(t) = I_0\left(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}\right) * (1 - e^{-\gamma t})^2 \quad (37)$$

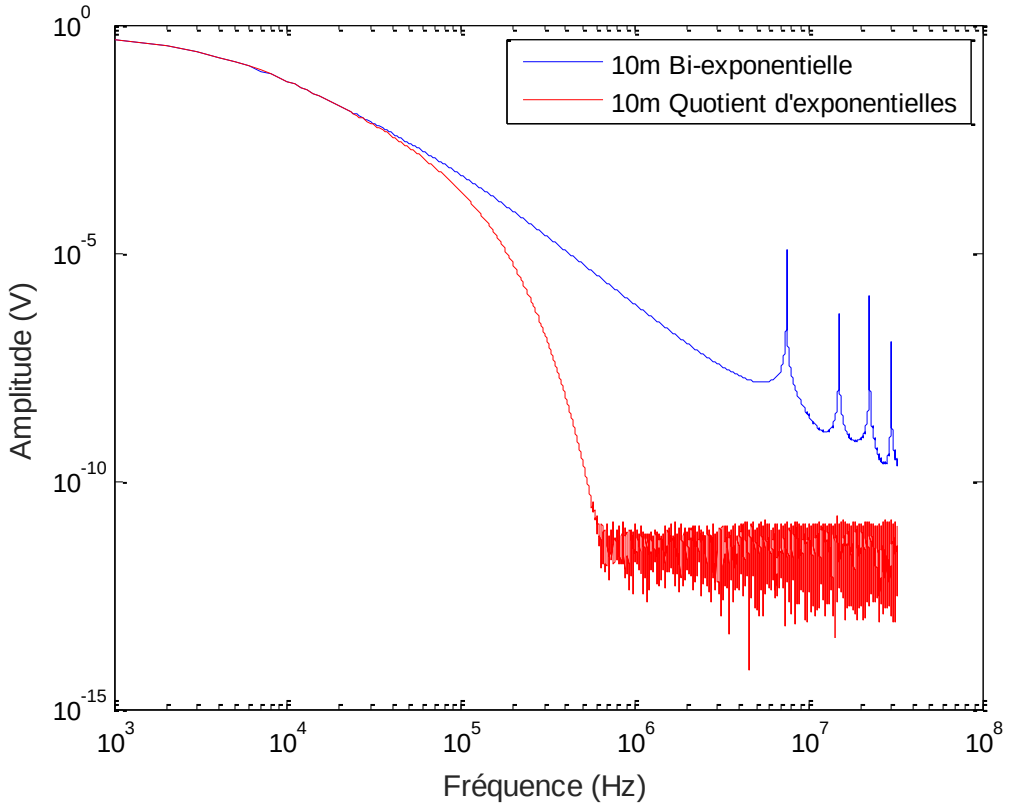


Figure 139 : Influence de la forme d'onde pour la structure de 10m

La Figure 139 illustre bien le filtrage des hautes fréquences effectué par la fonction quotient d'exponentielles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

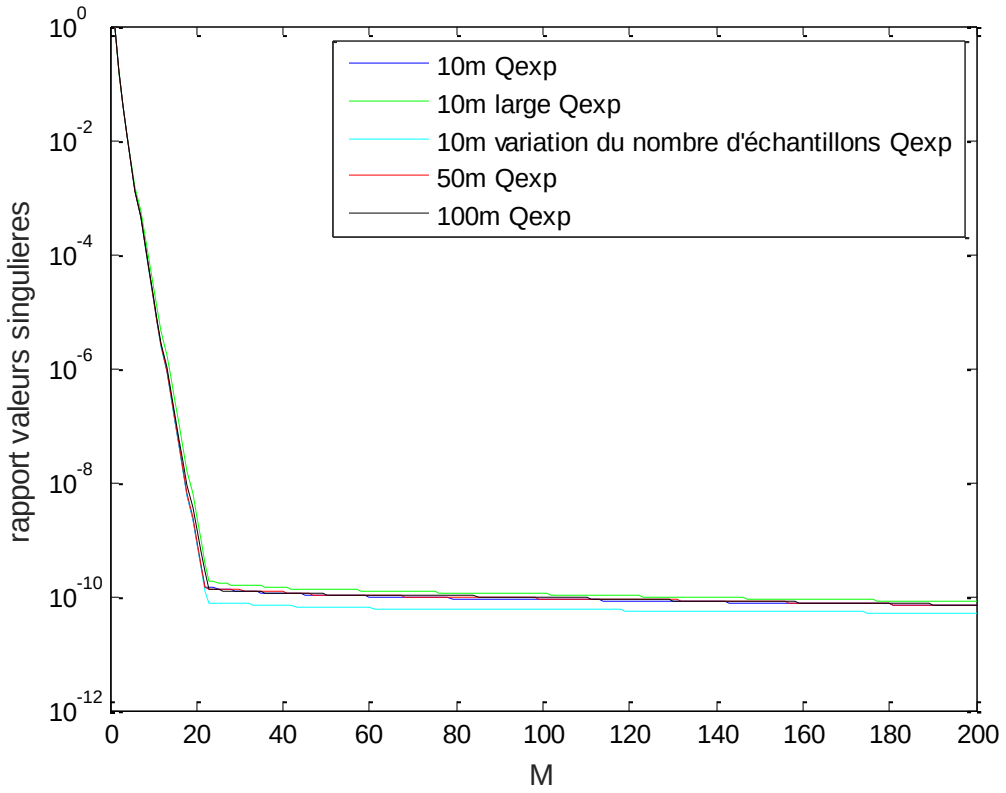


Figure 140 : Profil de M avec un quotient-exponentiel (Qexp) pour plusieurs longueurs

L'observation des courants sur les câbles montre bien l'action de filtrage des hautes fréquences de la nouvelle forme d'onde. Cette étude met bien en évidence l'influence des pôles hautes fréquences sur le profil de M. En effet, on remarque que lorsque les hautes fréquences sont filtrées il n'y a plus d'écarts de comportement entre les différentes longueurs. La valeur de M est alors simple à estimer et ne varie pas selon les paramètres (longueur, diamètre, nombre d'échantillons, …).

Cette étude permet donc de mieux comprendre les paramètres dimensionnant la valeur de M et les cas dans lesquels il est nécessaire de l'estimer à nouveau.

IV.10. Application au cas canonique

Cette méthode d'extrapolation a tout d'abord été appliquée au cas du caisson présenté précédemment (Chapitre II). L'ensemble du processus d'extrapolation est réalisé avec le logiciel Matlab.

Dans un premier temps, nous avons utilisé le résultat obtenu précédemment sur un fil externe, ici le fil 9 du caisson (Figure 32). Nous avons choisi ce fil car c'est dans ce cas que nous avons la plus grande différence de niveau entre les hautes fréquences et les basses fréquences. Dans ce cas, nous avons tronqué la réponse à 10 µs puis appliqué l'extrapolation (Figure 141). La durée du signal initial est ici choisie à 10 µs car les signaux liés au caisson convergent plus rapidement que ceux liés à l'hélicoptère complet et il n'est pas nécessaire d'atteindre 10 Hz pour voir apparaître le plateau basse fréquence.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

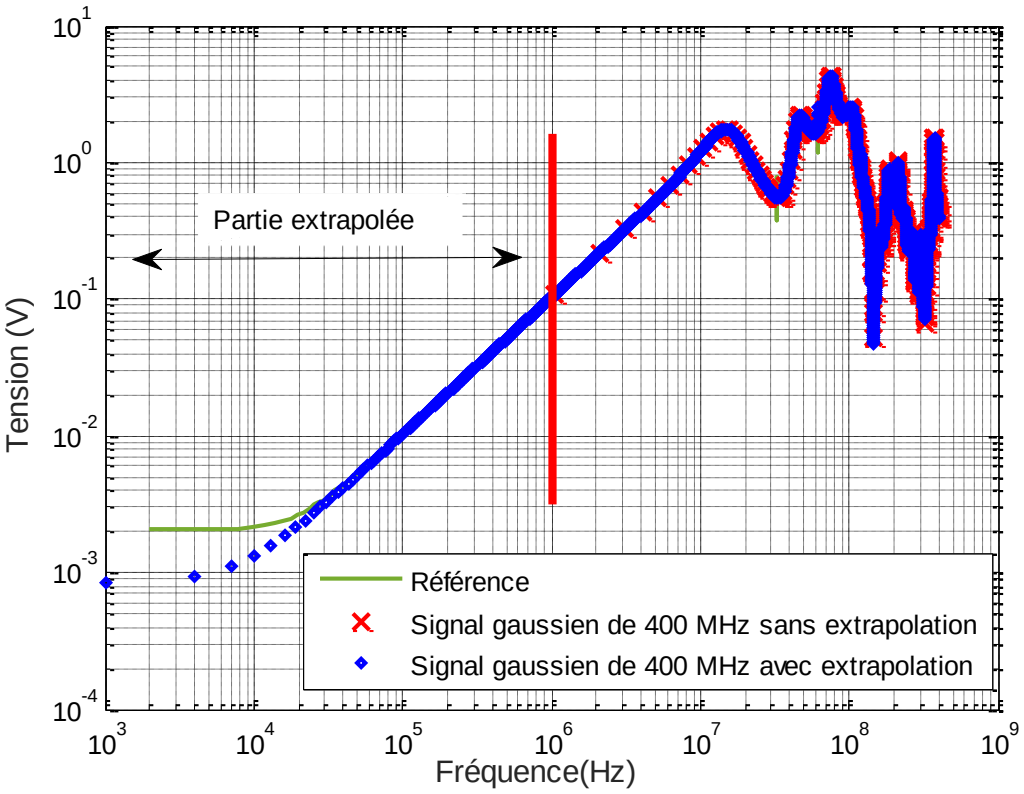


Figure 141 : Signal extrapolé à partir d'une gaussienne à 400MHz

Nous remarquons que l'extrapolation donne une bonne approximation à partir de 30 kHz. Pour atteindre les plus basses fréquences, nous avons essayé de faire varier le paramètre *M* mais quelle que soit la valeur de celui-ci, nous n'avons pas pu atteindre le plateau basse fréquence. Dans le cadre du champ fort, cette approche serait suffisante. Cependant, l'objectif étant d'avoir un outil utilisable pour la foudre et le champ fort, nous avons donc cherché à obtenir une bonne approximation pour les plus basses fréquences.

Dans un second temps, nous avons utilisé deux signaux d'entrée différents sur des temps différents : le premier est toujours la gaussienne de fréquence 400 MHz mais le second est une gaussienne de 10 MHz. Les hautes fréquences seront obtenues à partir de la gaussienne à 400 MHz et les basses fréquences à partir d'une extrapolation des signaux obtenus à partir de la gaussienne à 10 MHz (Figure 142).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

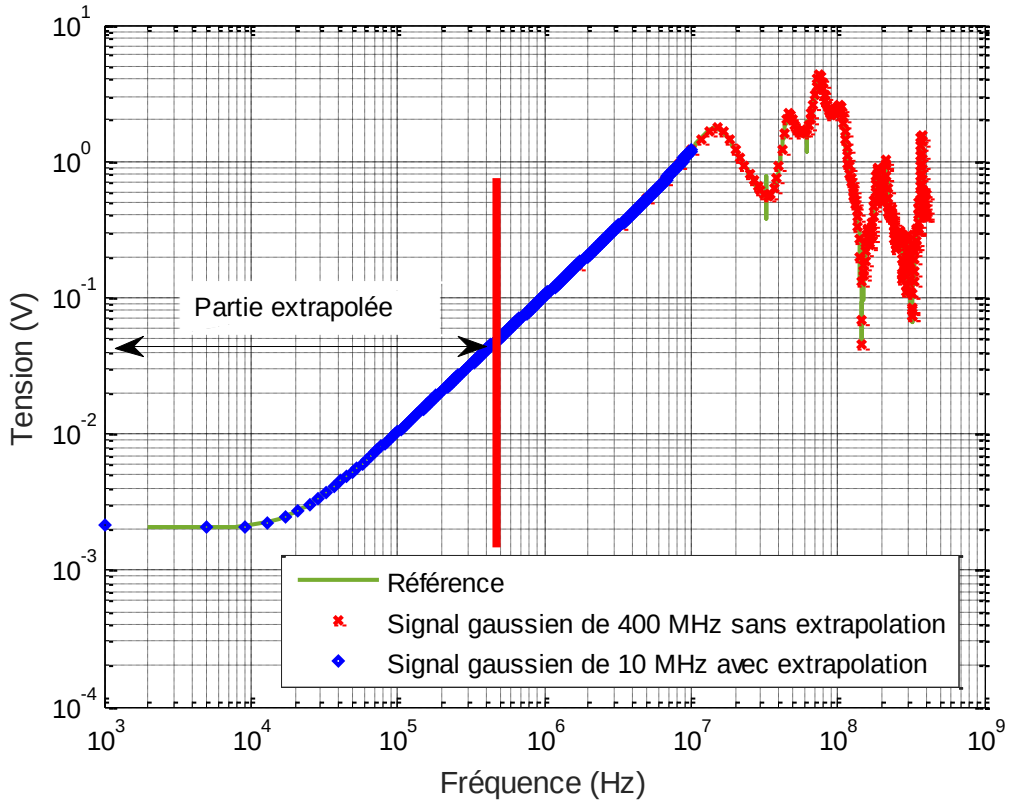


Figure 142 : Signal reconstruit à partir de deux gaussiennes et une extrapolation

Nous pouvons donc conclure à partir de cette première étude qu'il est possible d'utiliser l'extrapolation Matrix Pencil pour gagner du temps de calcul. Cependant, nous avons remarqué qu'une seule gaussienne en entrée à la fois pour les basses fréquences et pour les hautes fréquences ne suffit pas pour obtenir l'ensemble de la gamme de fréquences visée.

Grâce à cette première application nous avons mis en place un protocole permettant d'utiliser la méthode Matrix Pencil et ainsi de réduire les temps de calculs. Comme décrit sur la Figure 143, ce protocole est composé de plusieurs étapes. Tout d'abord, les calculs doivent être réalisés sur certains fils complexes avec les deux gaussiennes différentes (400 MHz et 10 MHz). Ces premiers calculs servent au calibra pour estimer t_1 et t_2 afin de répondre aux cas d'application (agression foudre,…). Ces deux valeurs temporelles sont les durées sur lesquelles on veut obtenir les résultats de simulations. Dans un second temps, le signal récupéré à partir de la gaussienne à 400 MHz est transposé dans le domaine fréquentiel grâce aux transformées de Fourier et le résultat obtenu à partir de la gaussienne à 10 MHz est extrapolé jusqu'aux basses fréquences. En regroupant les deux signaux, nous avons le signal complet de 10 Hz à 400 MHz avec une zone de recouvrement entre 1 MHz et 10 MHz.

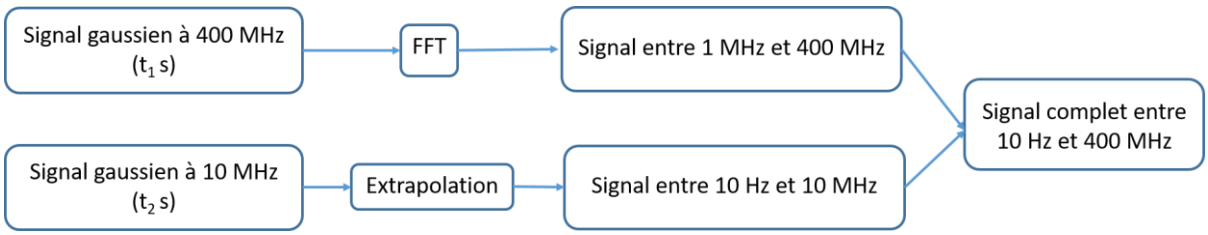


Figure 143 : Protocole pour l'utilisation de la méthode Matrix Pencil

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La valeur de t_1 est déterminée afin d'avoir une décade de recouvrement entre les résultats issus du calcul avec le premier signal gaussien (400 MHz) et le second (10 MHz). La durée t_2 est quant à elle déterminée en prenant en compte le fait que 300 µs sont nécessaires pour caractériser la forme d'onde nécessaire transitoire induite lors d'une agression de type foudre. L'objectif étant le gain d'un facteur 10 au niveau des temps de calcul, nous pouvons donc extrapoler à partir d'un signal de 30µs, soit t_2.

IV.11. Application au cas du H160

Dans un deuxième temps, cette méthode d'extrapolation a été appliquée sur le H160 afin d'en étudier la pertinence et l'efficacité sur un cas réel avec des câblages plus diversifiés et plus complexes.

Plusieurs câbles ont été traités dans cette étude. Nous en présentons ici deux différents : un externe et un interne. Le câble externe est un câble de goulotte et le câble interne est lié au moteur. Pour ces cas le signal à 400 MHz a donné une simulation sur 3 µs et la gaussienne à 10 MHz a donné un signal jusqu'à 30µs. Après extrapolation nous obtenons les résultats que nous aurions obtenus avec un signal sur 1 ms. Les résultats sont présentés Figure 144 et Figure 145.

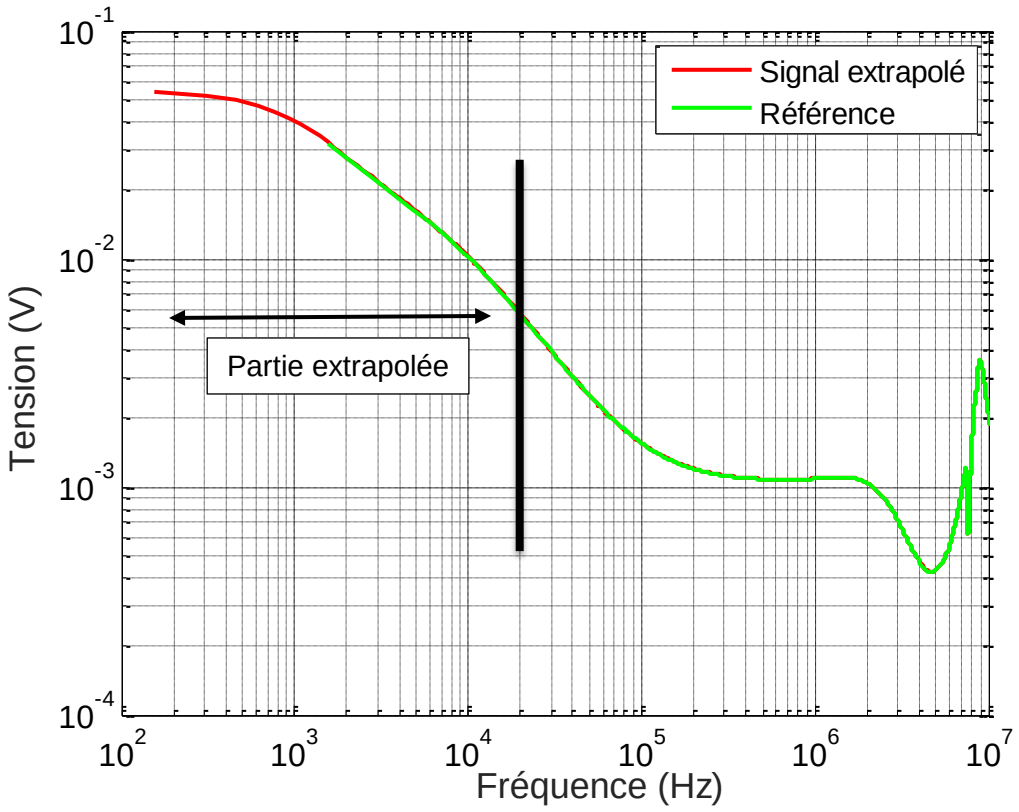


Figure 144 : Extrapolation sur un câble du H160

Licence CC BY-NC-ND 3.0

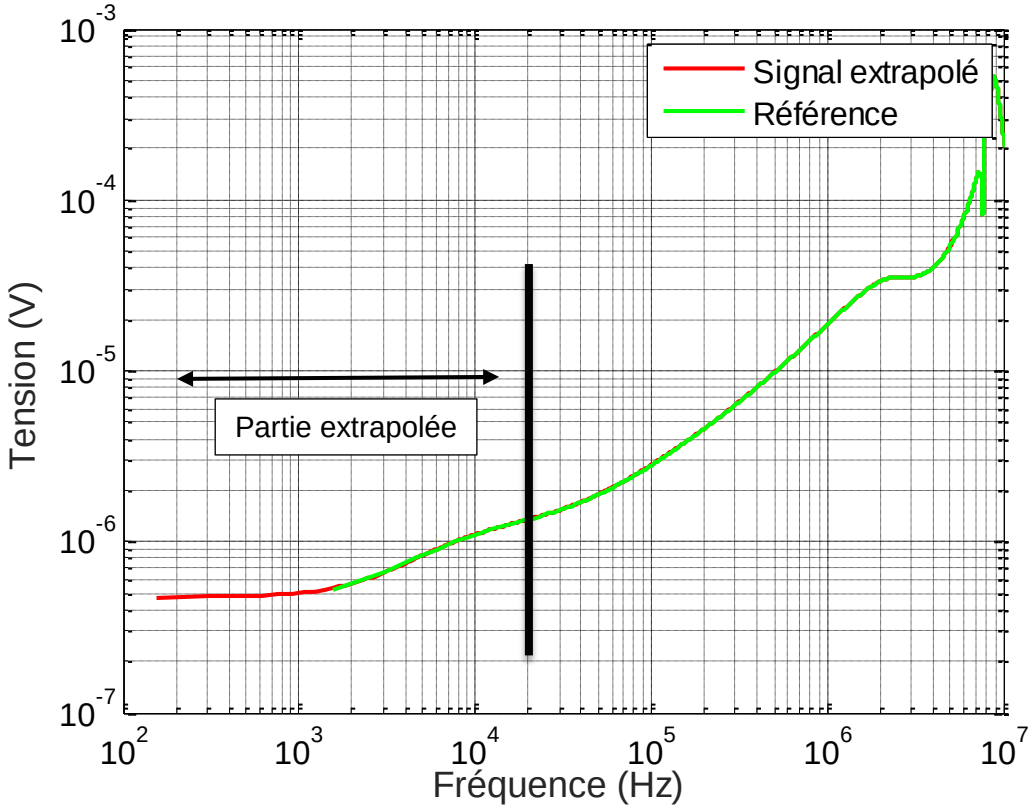


Figure 145 : Extrapolation sur un câble du H160

Sur ces figures, la partie extrapolée est la partie de la courbe rouge située à gauche de la séparation verticale. Nous pouvons constater que les résultats d'extrapolation sont excellents sur la gamme de fréquences pour laquelle la référence est connue. Le reste de la courbe est cohérent cependant un calcul plus long permettrait d'obtenir la référence complète. Les temps de calculs ont freiné l'obtention de cette référence complète. Cependant pour d'autres câbles, un petit écart au niveau des basses fréquences peut être constaté. Il faut donc considérer l'impact réel de ces écarts sur nos observables (amplitude et temps à mi-hauteur des transitoires), pour cela nous devons repasser dans le domaine temporel.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

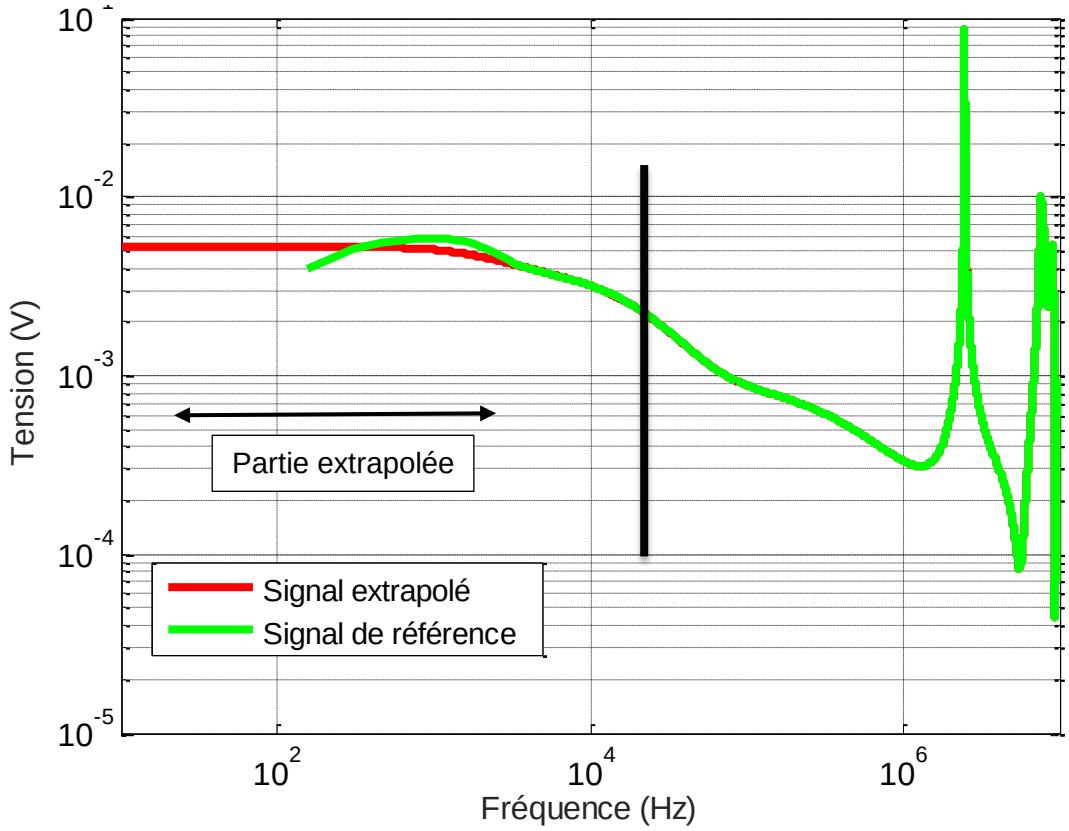


Figure 146 : Extrapolation sur un câble du H160 avec une erreur

Cependant, avant de repasser dans le domaine temporel, une étude peut être réalisée pour quantifier cette erreur. Pour cela, un critère en niveau d'énergie est établi selon la formule de Parseval-Plancherel (38).

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t)dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \quad (38)$$

En appliquant ce calcul aux deux courbes de la Figure 146, l'erreur calculée entre les deux séries de valeurs est inférieur à 0.005%. Cet écart est donc négligeable en vue d'une étude foudre.

Les résultats sur le H160 ne sont pas tous illustrés ici. Cependant, l'étude de 8 câbles disséminés à différents endroits de la machine montre que le *M* est aux alentours de 70 pour tous les câbles et que prendre une valeur entre 65 et 75 ne modifie pas les très bons résultats de l'extrapolation. Par conséquent, tracer le rapport des valeurs propres semble suffisant pour estimer la valeur de *M* nécessaire pour l'extrapolation.

IV.12. Discussion sur la stabilité des résultats

Il a été dit précédent que la reconstruction du signal après l'extrapolation se faisait dans le domaine fréquentiel (39) et non pas dans le domaine temporel (40) afin d'éviter des problèmes de stabilité.

$$F(f) = \sum_{i=1}^{M} \frac{R_i}{-s_i + j*2*\pi*f} \quad (39)$$

$$f(t) = \sum_{i=1}^{M} R_i e^{s_i t} \quad (40)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En effet, nous montrons dans un premier temps les résultats dans le domaine fréquentiel issus d'une part de la reconstruction directe dans le domaine fréquentiel et d'autre part de la reconstruction dans le domaine temporel après transformée de Fourier inverse.

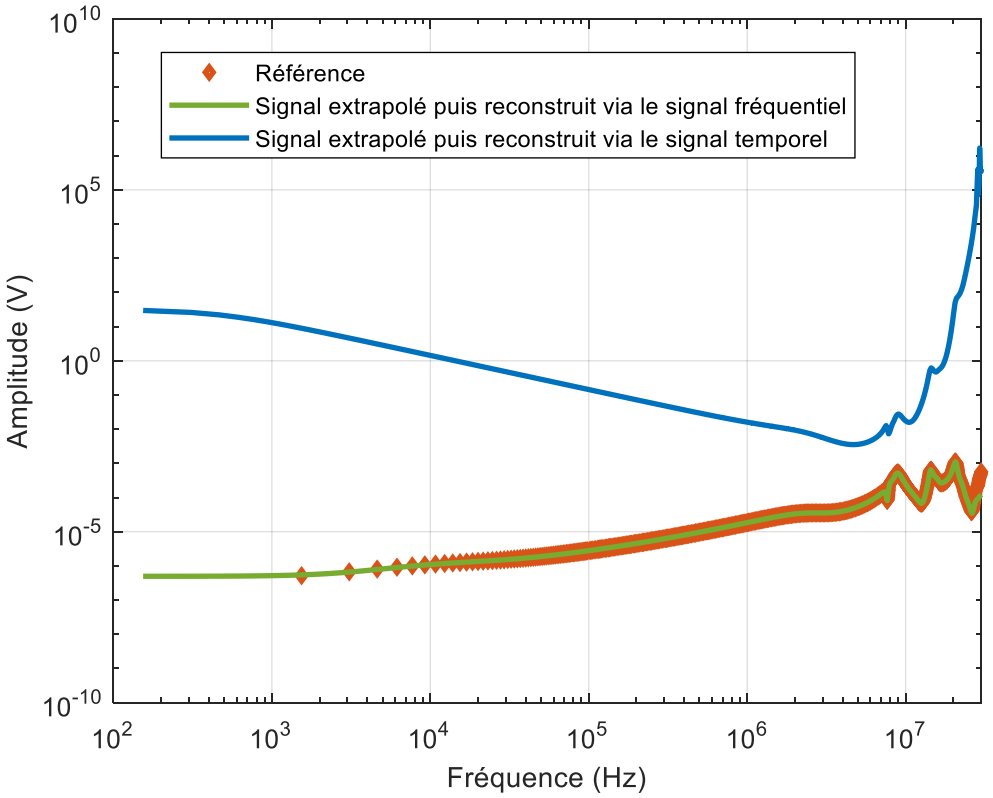


Figure 147 : Signal issu de deux méthodes de reconstruction différentes (cas erroné)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

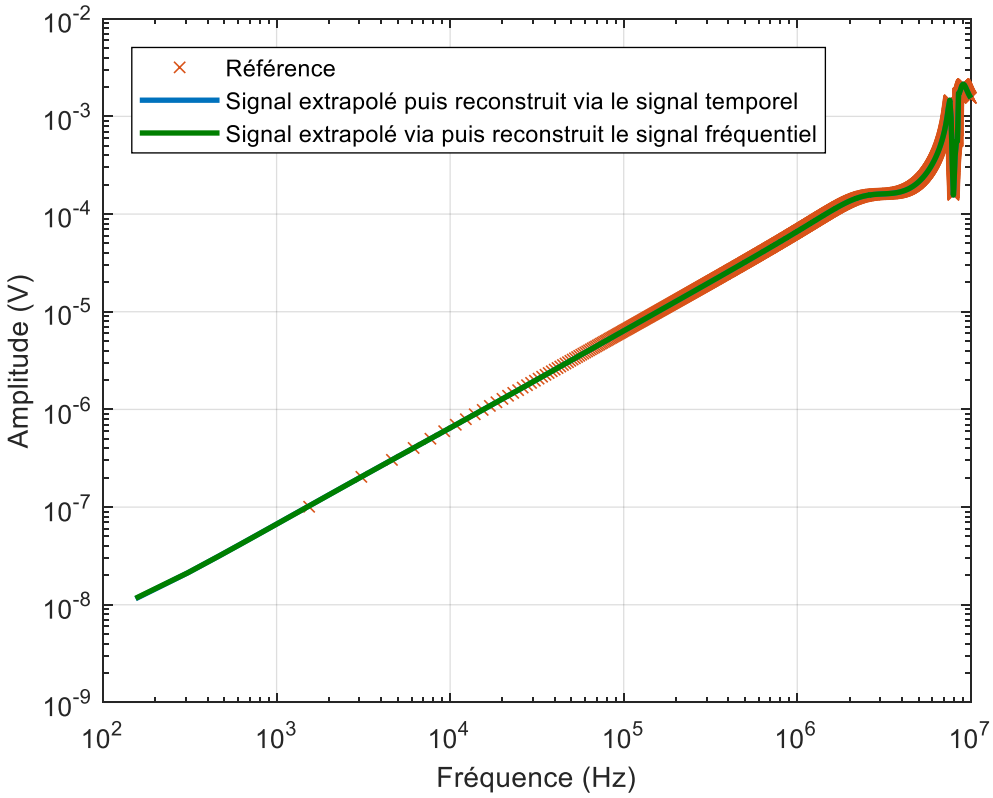


Figure 148 : Signal issu de deux méthodes de reconstruction différentes (cas cohérent)

Nous remarquons alors que pour le même *M* les résultats issus de la reconstruction temporelle peuvent être faux alors que les résultats issus de la reconstruction fréquentielle sont justes (Figure 147). Cependant, nous pouvons aussi avoir des résultats justes après une reconstruction dans le domaine temporel (Figure 148). Ces erreurs s'expliquent par une divergence des signaux temporels sur les temps longs dans le cas de résultats erronés (Figure 149). En effet, une reconstruction erronée traduit une extrapolation ratée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

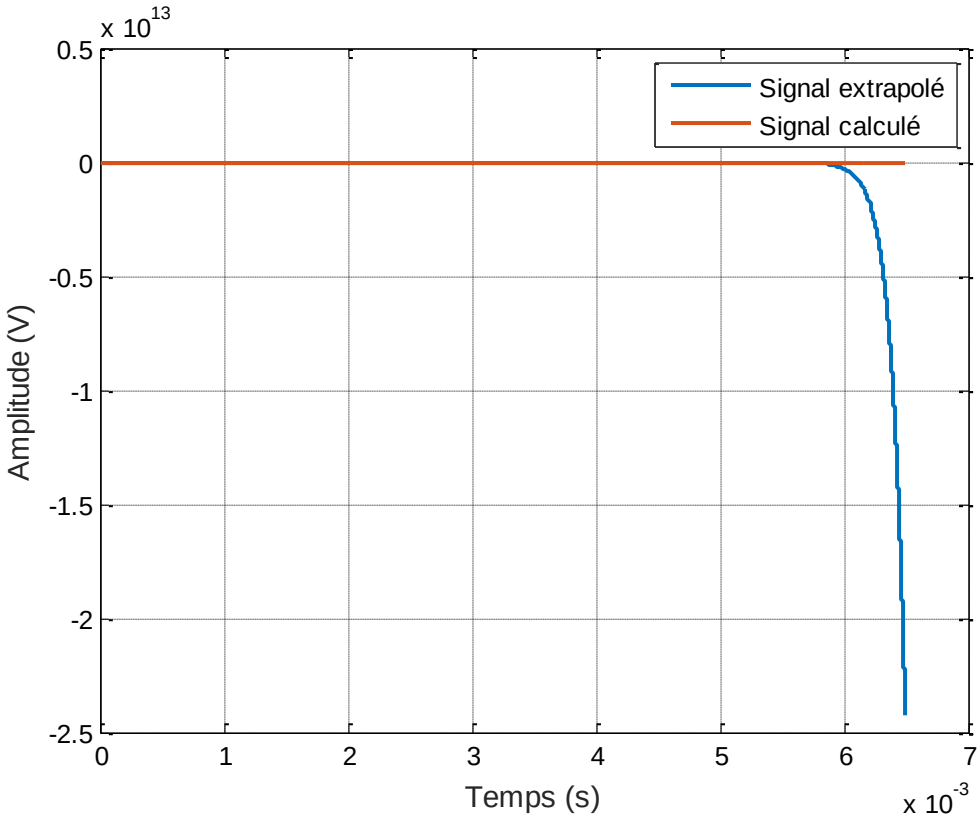


Figure 149 : Réponse temporelle après extrapolation

Il s'avère après une étude plus approfondie de ces résultats que l'extrapolation dans le domaine fréquentiel admet une plus large fourchette de valeurs de *M* alors que pour l'extrapolation dans le domaine temporel, une seule valeur de *M* est envisageable. Cela est dû à la forme sous laquelle s'écrit la réponse. En effet, les s_i compensent l'erreur un peu à chaque rang et comme ils sont contenus dans l'exponentielle pour la réponse dans le domaine temporel, les écarts seront plus importants que dans la réponse dans le domaine fréquentiel où ils sont compris dans la forme polynomiale. Ainsi, sur les temps longs, même la double précision n'est plus suffisante pour réaliser les compensations avec une série exponentielle.

Par conséquent, nous pouvons donc conclure que la reconstruction dans le domaine fréquentiel est plus robuste que la reconstruction dans le domaine temporel.

IV.13. Premier bilan sur l'étude de l'extrapolation Matrix Pencil

L'objectif de l'utilisation de cette méthode d'extrapolation est la réduction des temps de calcul. Afin de comparer ces différents temps, les données ont été regroupées dans le Tableau 8.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau 8 : Temps de calcul avec et sans extrapolation

Cas	Temps de calcul sans extrapolation	Temps de calcul avec extrapolation
Cas canonique	~ 2h30	~ 20min
Cas de l'hélicoptère H160	~ 72 h	~ 7h

Cette table nous permet de constater que nous avons presque un facteur 10 entre les calculs effectués sans extrapolation et les calculs utilisant l'extrapolation. Ce résultat est cohérent avec le fait que nous gagnons presque une décade. L'usage de cette méthode est donc bénéfique pour le gain de temps en phase de design.

IV.14. Choix de la forme d'onde en entrée

Pour avoir un panorama complet du domaine d'application de cette méthode et plus particulièrement de ce protocole mis en place ici, d'autres formes d'onde en entrée ont été testées. Le cas présenté ici est avec en entrée une onde A représentée par une bi-exponentielle (41) puis par une quad-exponentielle (42) (Figure 150). La définition de ces formes d'onde est présente dans l'ARP5412B [21].

$$I(t) = I_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (41)$$

Avec I_0 = 218810, α = 11354 et β = 647265

$$I(t) = I_0\left(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}\right) * (1 - e^{-\gamma t})^2 \quad (42)$$

Avec I_0 = 218810, α = 11354, β = 647265 et γ = 5423540

La représentation de l'onde A via la quad-exponentielle permet d'avoir une dérivée nulle au niveau du pied (Figure 151).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

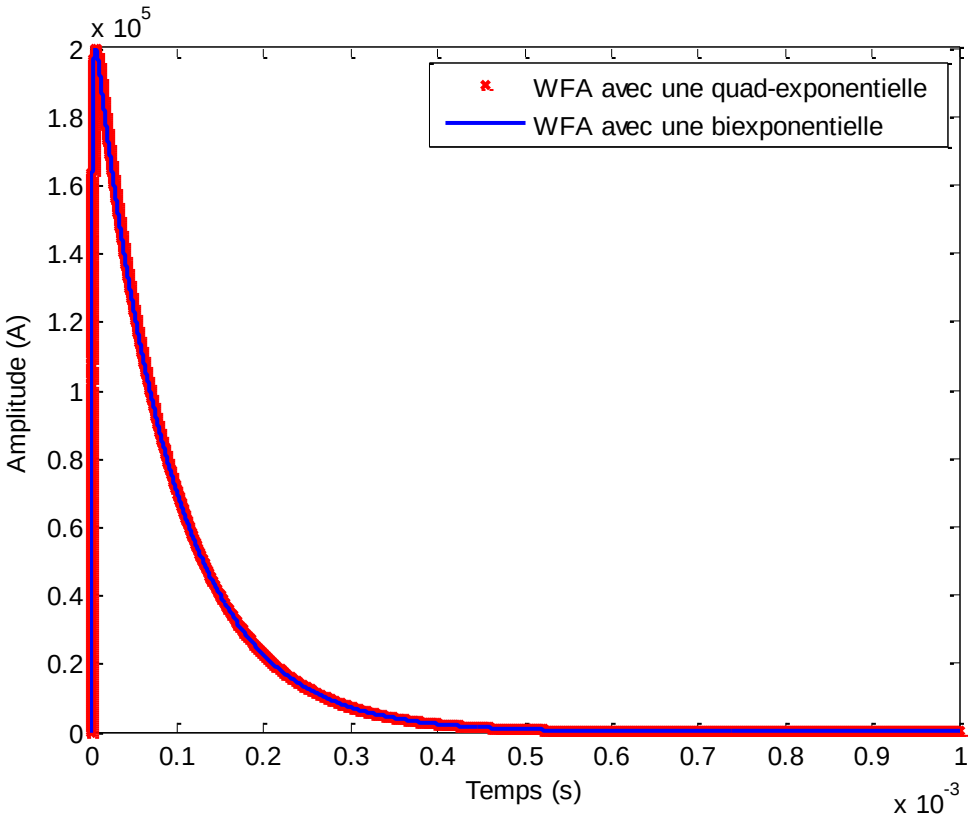


Figure 150 : Allure de la WFA avec une quad-exponentielle ou une bi exponentielle

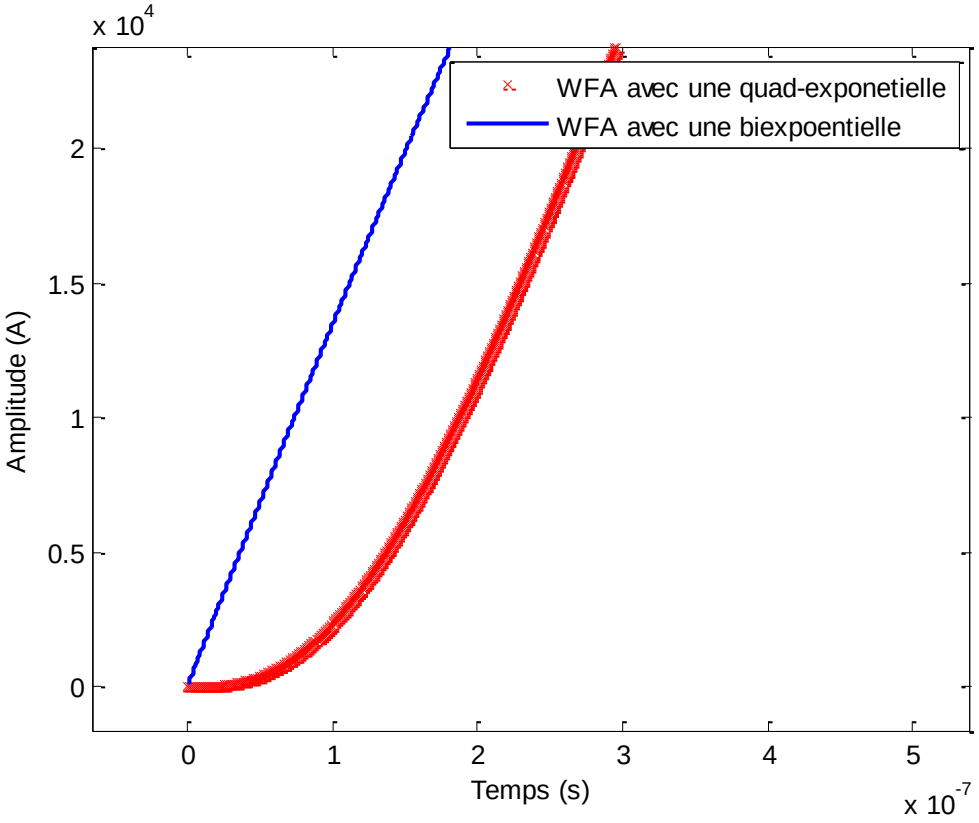


Figure 151 : Pied de la WFA avec une quad-exponentielle ou une bi exponentielle

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Afin d'avoir une étude comparative complète, les résultats issus des calculs avec ces deux formes d'onde en entrée ont été comparés avec le calcul utilisant une fonction gaussienne normalisée, soit pour un ampère injecté puis reconstruit pour une onde de type A injectée.

Dans tous les cas la gaussienne semble être la plus adaptée car à hautes fréquences, il n'y a pas assez d'énergie avec la quad-exponentielle de type WF-A pour être représentatif des phénomènes mis en jeu. Pour utiliser une quad-exponentielle, il faudrait en définir une plus haute fréquence en prenant garde d'avoir suffisamment de contenu basse fréquence.

Suivant la disposition du câble et la présence ou non d'une charge à son extrémité, nous pouvons obtenir des résultats identiques pour une gaussienne normalisée ou pour une quad-exponentielle normalisée (Figure 152) ou des résultats erronés pour les hautes fréquences (Figure 153).

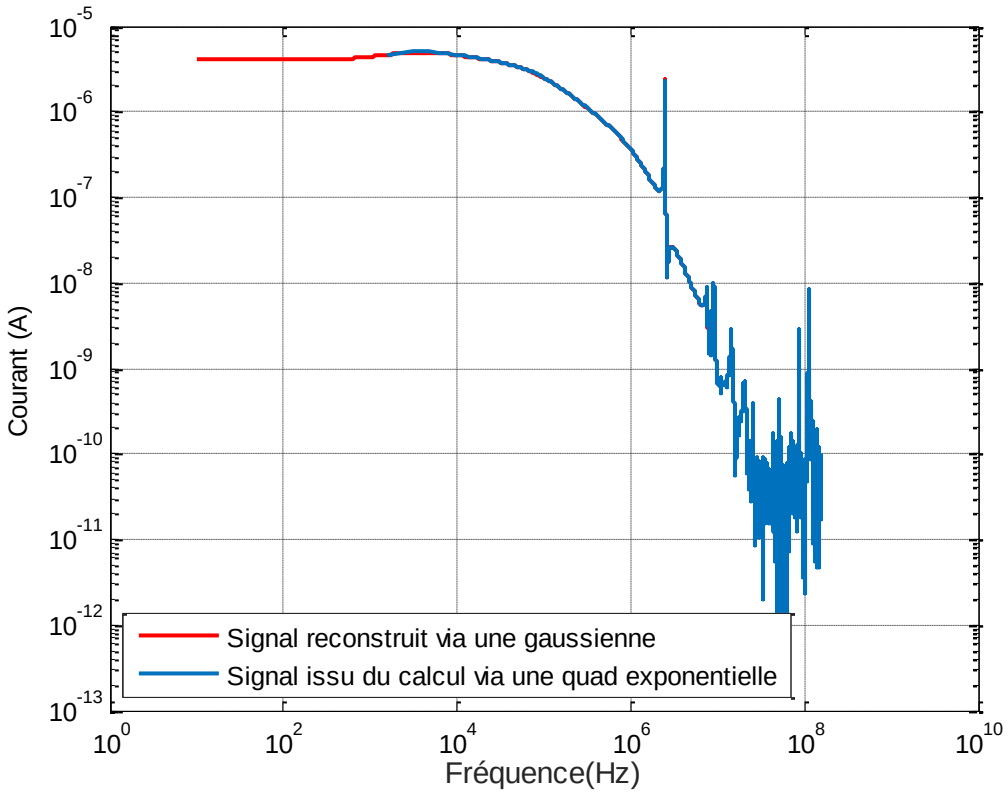


Figure 152 : Signaux obtenus pour une fonction quad-exponentielle, cas avec une bonne corrélation HF

Licence CC BY-NC-ND 3.0

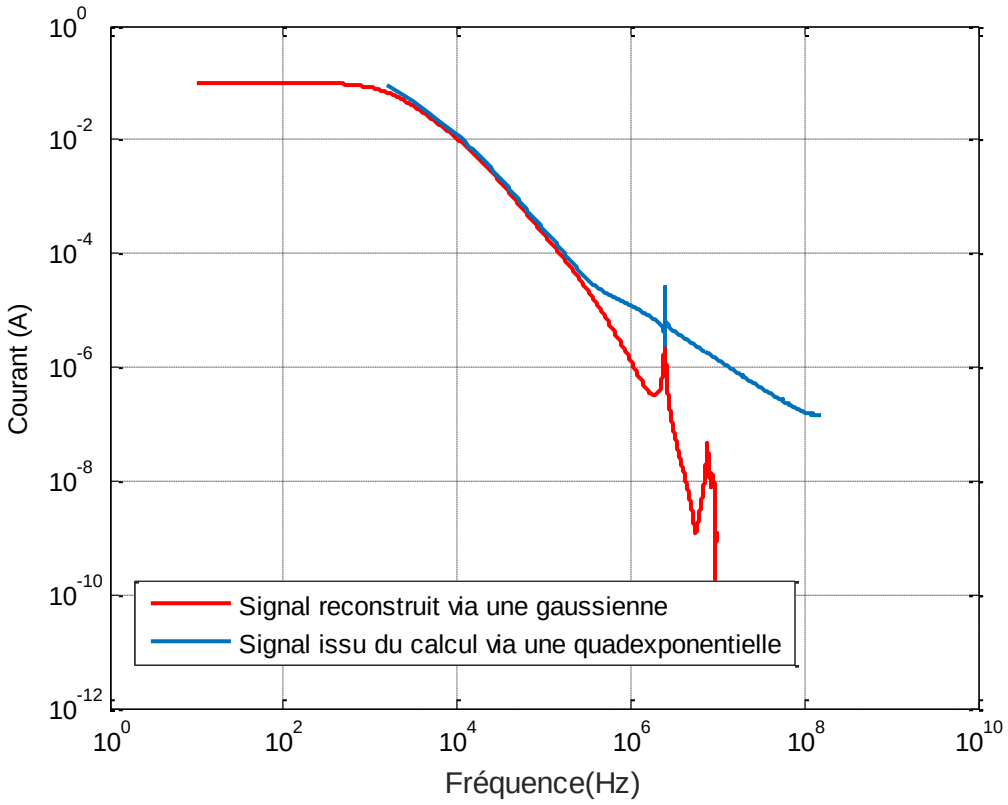


Figure 153 : Signaux obtenus pour une fonction quad exponentielle, cas avec un manque de contenu HF

Par conséquent, extrapoler sur la base directe d'une quad-exponentielle ou d'une bi-exponentielle peut se révéler moins fiable car les points pour les temps très courts ne vont pas être suffisamment explicites pour avoir une extrapolation juste. Cette limitation peut être identifiée grâce à une comparaison sur les hautes fréquences, c'est-à-dire pour la partie obtenue à partir des temps courts.

Pour la suite de l'étude, l'extrapolation est basée sur les résultats de calcul réalisé avec une gaussienne en signal d'entrée.

IV.15. Application à d'autres structures

Afin d'éprouver la robustesse de cette méthode, elle a été testée sur d'autres structures aéronautiques ayant une géométrie et des caractéristiques différentes.

IV.15.1. Modifications des matériaux

Dans un premier temps, et afin de répondre à un besoin, nous avons appliqué l'extrapolation aux résultats de simulation obtenus pour la même structure du H160 que précédemment mais en ayant inversé deux matériaux importants de la peau. L'objectif de cette étude est d'avoir une idée de l'impact de la modification des matériaux sur la valeur du paramètre *M*. L'observation des résultats nous montre que, dans le cas d'une modification de matériaux le paramètre *M* reste valable. Cette conclusion peut nous permettre d'adapter la méthodologie et de placer une phase de calibrage de la valeur de *M* seulement en début d'analyse pour une structure identique mais dont les matériaux conducteurs pourront être modifiés. Si les proportions sont conservées, l'extrapolation permettra également de tester différentes configurations et d'en sélectionner la plus avantageuse dans des temps raisonnables. En effet, il est envisageable de réaliser les premiers calculs sur les temps longs afin

Licence CC BY-NC-ND 3.0

d'avoir une référence et ensuite pouvoir extrapoler les différentes configurations afin d'en étudier les impacts. Ce premier calcul long sert de référence pour vérifier le paramètre M et le comportement complet de la structure. Cette référence permettra de définir clairement les impacts des différentes modifications. Les calculs ont été réalisés avec une gaussienne en entrée (Figure 154).

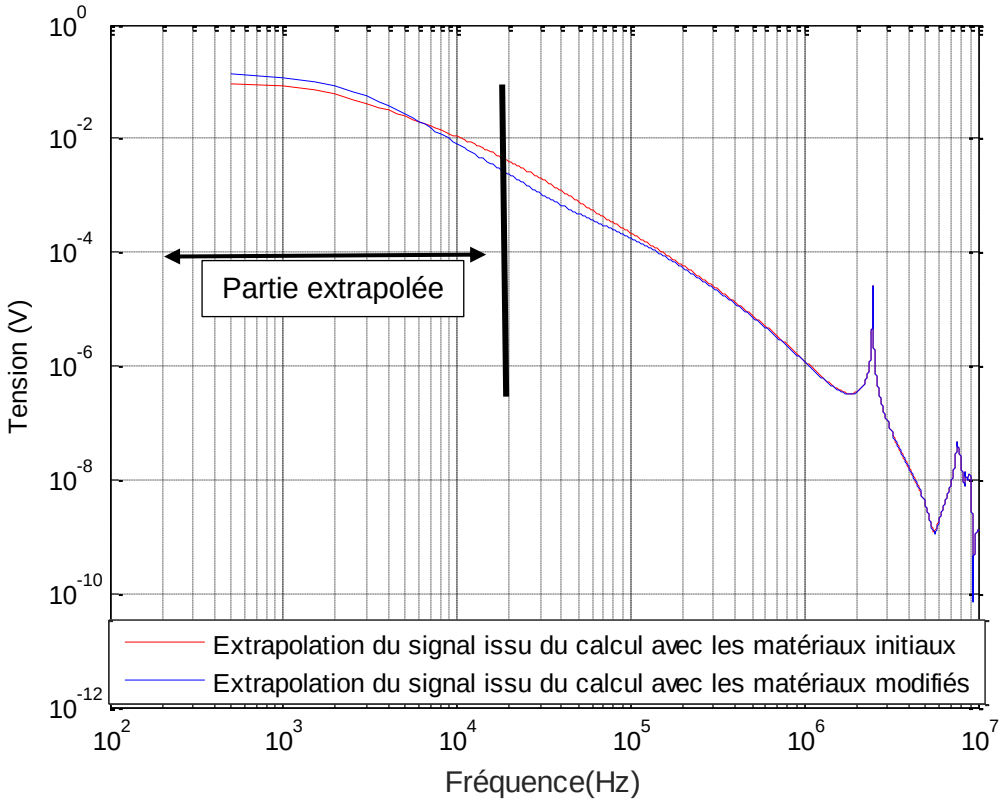


Figure 154 : Extrapolation sur la base de deux configurations de matériaux différentes

Sur cette courbe, on remarque que la modification des matériaux n'impacte pas particulièrement le comportement de la réponse de l'hélicoptère dans le domaine fréquentiel. Les écarts seront plus marqués lorsque les résultats seront transposés dans le domaine temporel. C'est pourquoi cette étude sera poursuivie lors du passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel.

IV.15.2. Le VSR700

Dans un second temps, cette méthode est testée pour le VSR700 (Figure 155). Cette machine a une structure beaucoup plus petite que le H160 tout en gardant une même complexité (contrairement au cas canonique utilisé lors de la phase préliminaire).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure 155 : VSR 700 ©Airbus Helicopters

Lors de l'application du protocole défini précédemment sur les signaux de sortie du VSR700, nous avons pu constater que la valeur du plateau du rapport des valeurs propres reste la même. Toutefois, la valeur optimale du paramètre M est modifiée (Figure 156). L'extrapolation fonctionne de la même manière que pour le H160 (Figure 157). Cependant, il faut préciser que le pas de maillage du VSR700 est de 2 cm afin de décrire au mieux la géométrie du drone qui est plus petite que celle du H160. Ce pas de maillage engendre donc des temps de calcul très longs, ce qui est bloquant dans une recherche de référence pour les basses fréquences.

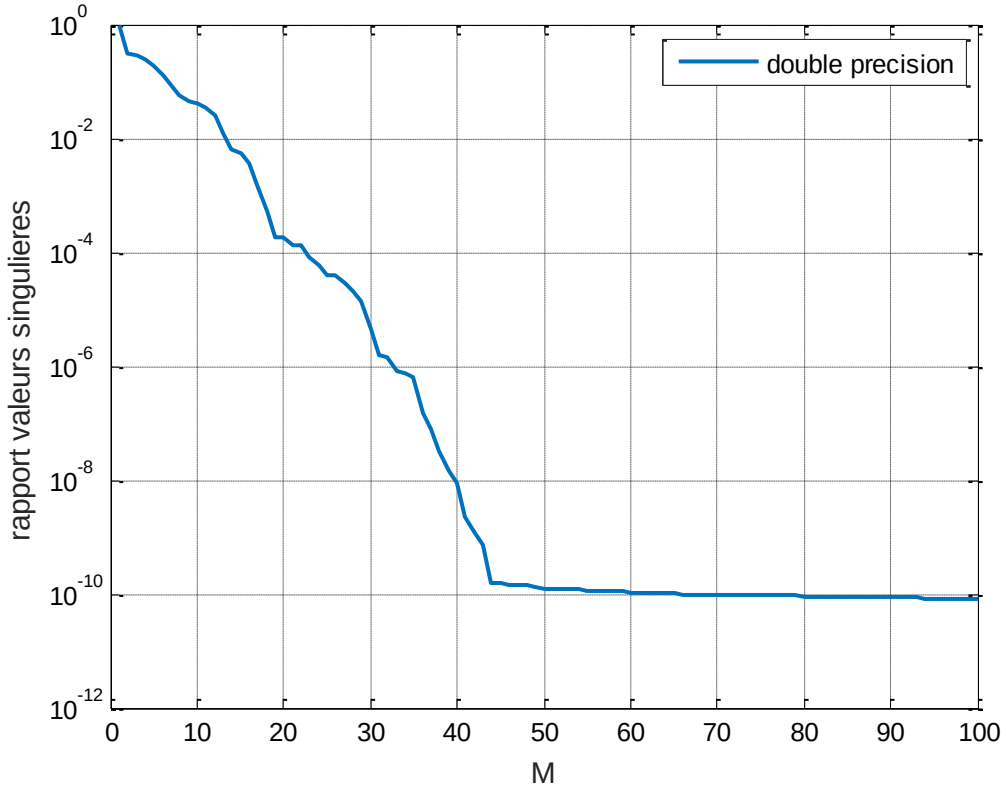


Figure 156 : Étude du paramètre M pour le VSR700

Licence CC BY-NC-ND 3.0

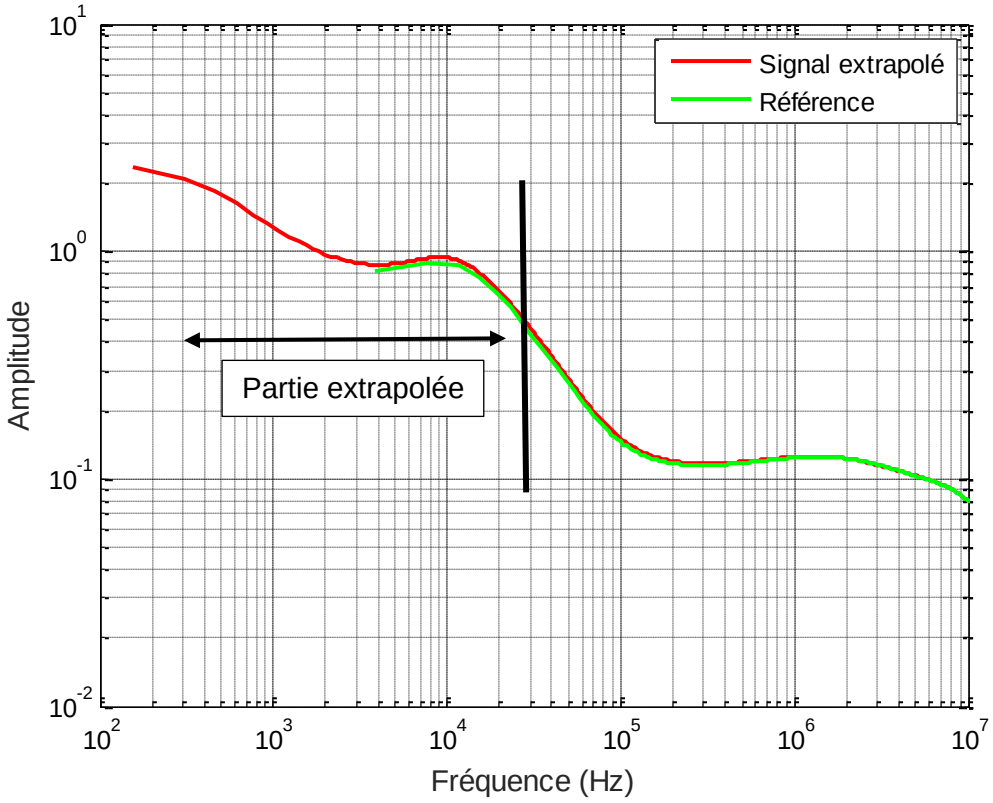


Figure 157 : Extrapolation pour le VSR700

Cette étude permet d'élargir le domaine de validité de la méthode sur des structures de dimensions plus modestes.

IV.15.3. L'avion A350

Après avoir éprouvé la méthode sur deux hélicoptères de dimensions différentes, nous avons décidé de l'appliquer à une structure beaucoup plus grande avec une géométrie différente. Pour ce faire, nous avons choisi d'utiliser le modèle de l'avion A350. La géométrie avion est différente de celle d'un hélicoptère et les dimensions entrant en jeu sont différentes : une quinzaine de mètres pour le H160 contre une cinquantaine de mètres pour l'avion étudié.

Figure 158 : Airbus A350 ©Airbus

Licence CC BY-NC-ND 3.0

À partir du modèle avion, plusieurs calculs ont été menés, le premier avec une gaussienne en entrée et le second avec une quad-exponentielle représentant une onde A. Le protocole d'extrapolation a été appliqué sur les différents résultats obtenus avec pour le cas du signal gaussien, une normalisation suivie d'une mise à l'échelle pour avoir un équivalent onde A.

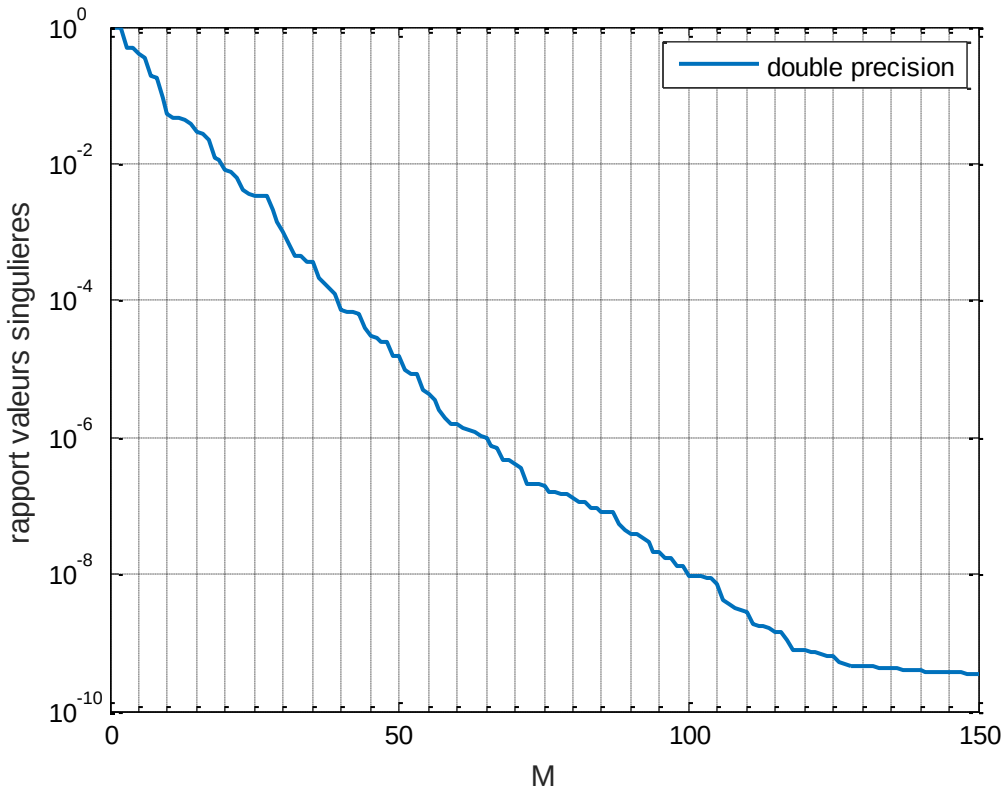


Figure 159 : Étude du paramètre M pour un A350

La valeur de M croit avec l'allongement de la taille de la structure (Figure 159). Cette observation est en accord avec l'étude réalisée sur le cylindre. À partir de la valeur de M définie ici, l'extrapolation peut être réalisée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

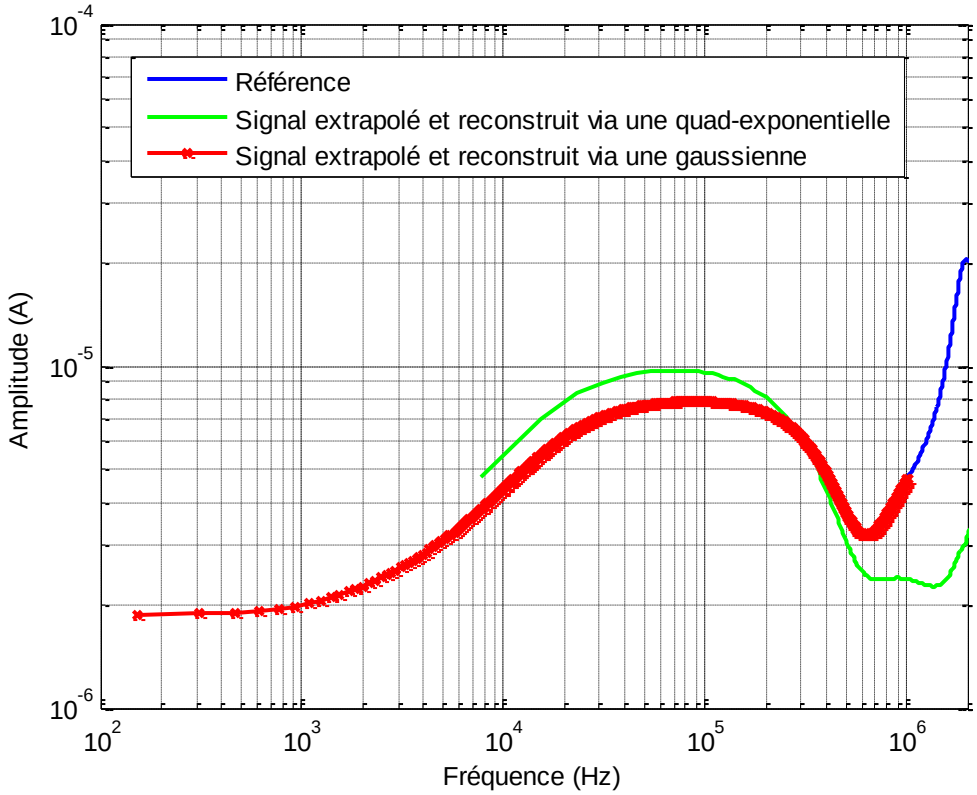


Figure 160 : Signal issus des calculs sur A350 extrapolé

Là encore, l'extrapolation est conforme aux attentes définies via l'étude sur le H160, c'est-à-dire qu'elle est conforme avec les résultats obtenus en calcul direct pour une onde A si le signal extrapolé est une gaussienne (Figure 160). En extrapolant directement sur la base de l'onde A, les résultats obtenus sont beaucoup moins précis, et cela au point de présenter des écarts importants avec la référence.

IV.16. Passage dans le domaine temporel

IV.16.1. Étude des écarts en absolu

Afin de répondre au besoin de l'étude des signaux pour la protection foudre, nous sommes amenés à repasser dans le domaine temporel.

Les signaux étudiés pour les analyses foudre sont multiples, cependant, la WFA sera la forme d'onde la plus problématique pour les analyses basse fréquence. En effet, cette forme d'onde est celle qui possède le contenu basse fréquence le plus important et par conséquent qui a besoin de plus de temps pour converger. C'est pourquoi, dans notre cas d'étude sur l'extrapolation, l'étude des signaux temporels pour les analyses foudre se fait majoritairement à partir d'une agression foudre représentée par une onde A. Compte tenu des résultats d'extrapolation à partir de ce type d'onde, nous sommes contraints d'utiliser l'extrapolation des signaux gaussiens. C'est pourquoi lors de cette analyse, les résultats sont normalisés par le courant injecté au niveau du générateur. Comme décrit dans la partie IV.7, les résultats ainsi exprimés pour 1A injecté sont alors multipliés par les transformées de Laplace de l'onde A (43) afin d'avoir les résultats pour une injection d'onde A (Figure 161).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$Quad(f) = I_0 * (\frac{1}{\alpha+2\gamma+j2\pi f} - \frac{1}{\beta+2\gamma+j2\pi f} + \frac{1}{\alpha+j2\pi f} - \frac{1}{\beta+j2\pi f} - \frac{2}{\alpha+\gamma+j2\pi f} + \frac{1}{\beta+\gamma+j2\pi f} \quad (43)$$

Avec I_0 = 218810, α = 11354, β = 647265, γ = 5423540 et f la fréquence.

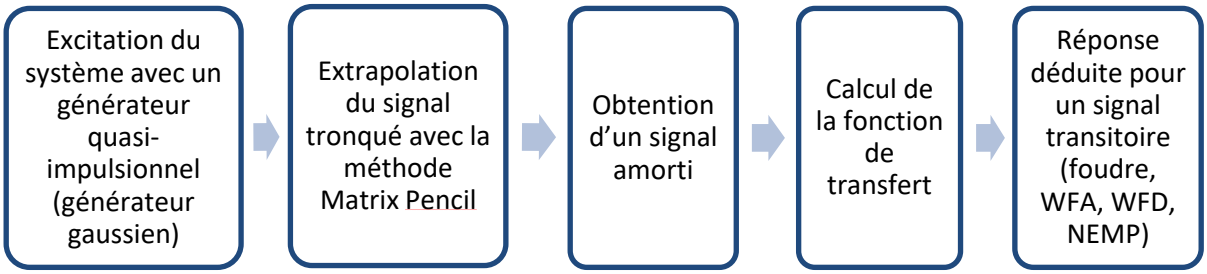


Figure 161 : Processus de passage dans le domaine temporel

Les signaux temporels observés peuvent avoir des allures différentes selon si les observables sont des courants, câbles à basse impédance, ou des tensions, câbles à haute impédance due à la présence d'une charge de 100 Ω. Dans le cadre de cette étude, quatre tensions de circuit ouvert et quatre courants de court-circuit ont été étudiés. D'une manière générale, les courants de sur-blindage ont des réponses temporelles plus lentes (Figure 162) que les réponses temporelles liées aux tensions en raison des effets inductifs dominants du câble (Figure 163).

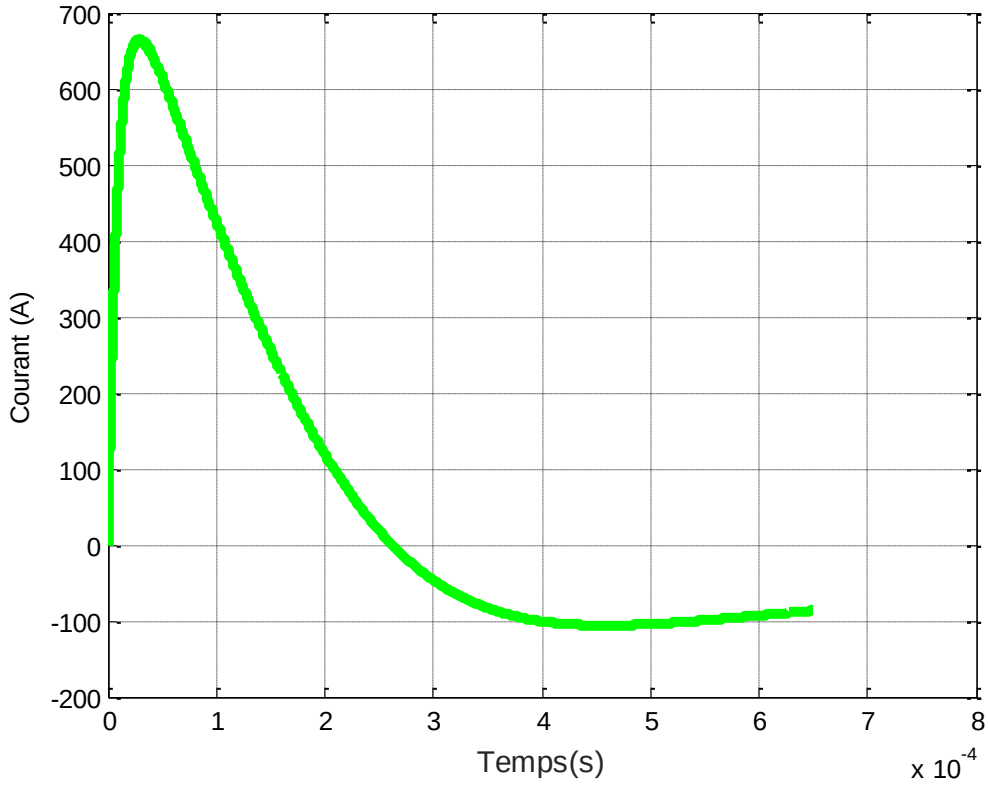


Figure 162 : Réponse temporelle liée à un câble basse impédance

Licence CC BY-NC-ND 3.0

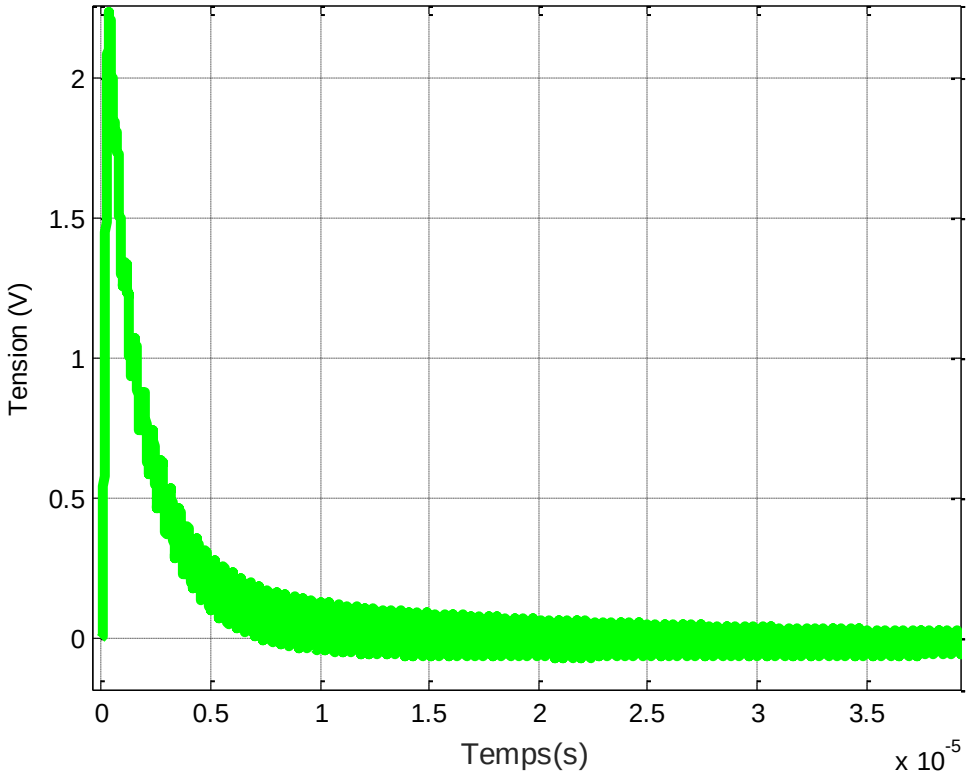


Figure 163 : Réponse temporelle liée à un câble haute impédance

En appliquant le protocole d'extrapolation complet, pour la grande majorité des cas, la transposition dans le domaine temporel se passe bien (Figure 164 et Figure 165). Cependant, il faut souligner le fait que pour certains courants, lorsqu'il y a successivement une onde positive et négative, une erreur peut apparaitre du fait de la complexité de ce type de signal (Figure 166). Ces écarts ne sont pas rédhibitoires pour l'usage des résultats issus de la méthode d'extrapolation. En effet, les temps à mi-hauteur ainsi que les maximums sont bien identifiables. Dans les cas où la seconde onde présente une amplitude supérieure à la première, l'extrapolation permet de reconstruire les deux ondes fidèlement. Cette difficulté de reconstruction n'apparait que lorsque la seconde onde est faible devant la première mais de ce fait n'est pas la plus dimensionnante vis-à-vis de l'énergie du transitoire couplé. Sur les quatre câbles étudiés pour les signaux lents, un seul s'est montré réellement problématique alors que pour les tensions, signaux plutôt rapides, l'ensemble des résultats d'extrapolation sur les quatre câbles étudiés est satisfaisante.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

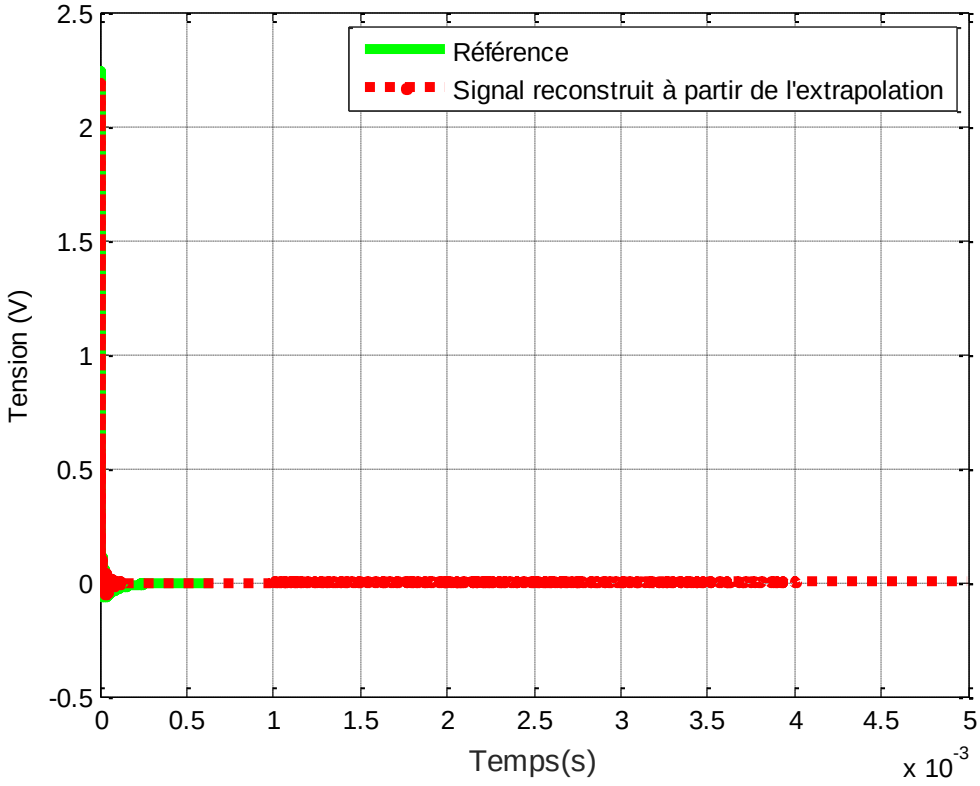


Figure 164 : Résultats de l'extrapolation dans le domaine temporel (câble haute impédance)

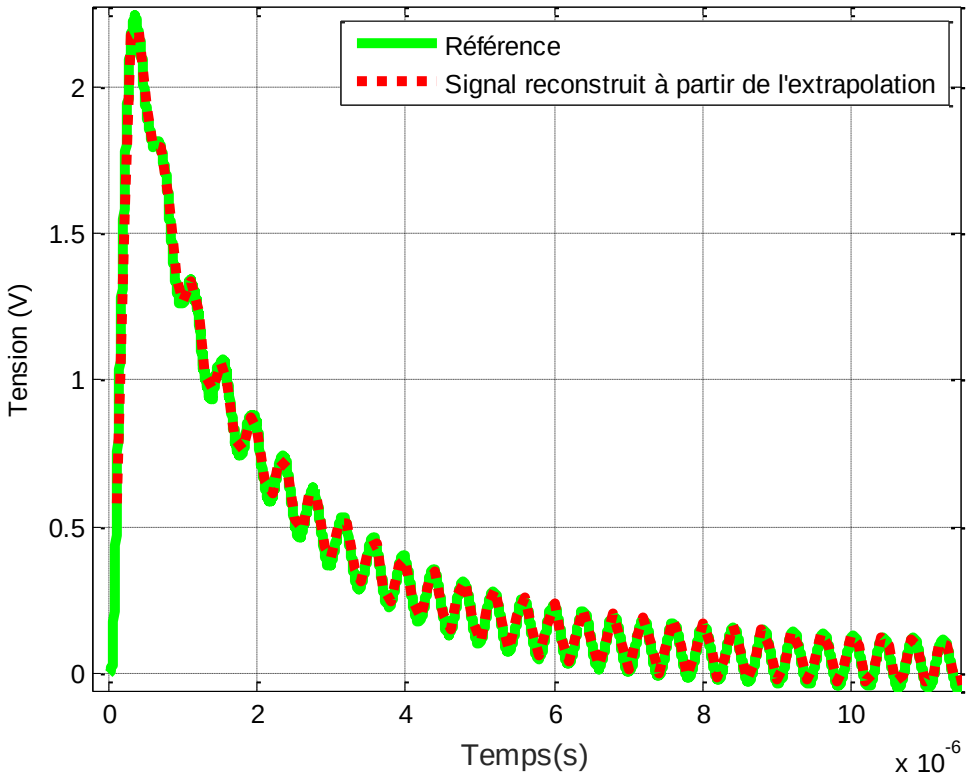


Figure 165: Zoom sur les résultats de l'extrapolation dans le domaine temporel (câble haute impédance)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

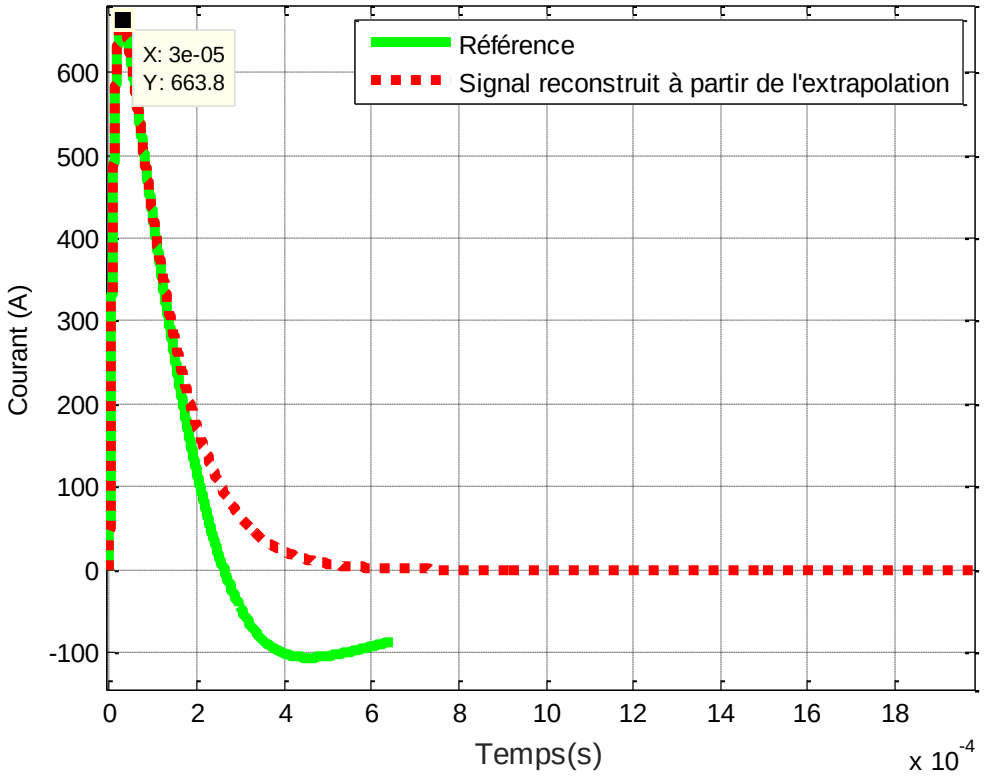


Figure 166 : Résultats de l'extrapolation dans le domaine temporel (câble basse impédance)

Afin d'exploiter les résultats obtenus pour les câbles haute impédance, il est nécessaire d'effectuer un post-traitement pour obtenir le courant circulant dans un conducteur présent dans un toron. Pour ce faire, à partir du logiciel ASERIS-NET, un schéma standard de toron est réalisé avec cinq blindages et la tension obtenue avec le modèle 3D est utilisée comme une source de tension qui agresse le toron (Figure 167).

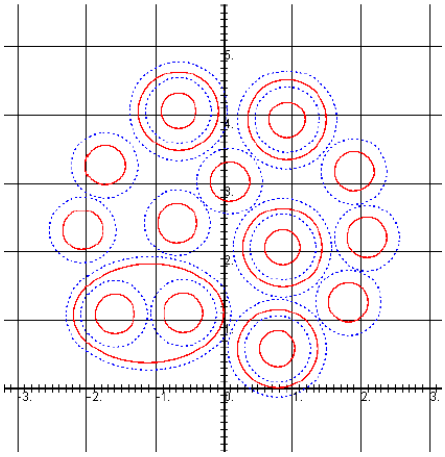


Figure 167 : Cross section avec 5 blindages réalisée avec ASERIS NET

Le courant est alors estimé puis tracé, ce qui conduit à des résultats cohérents dans l'ensemble (Figure 168). Cependant, ici encore, une difficulté est relevée lorsque le signal présente des ondes positive et négative successives (Figure 169) mais l'erreur est beaucoup moins importante que lorsqu'on réalise

Licence CC BY-NC-ND 3.0

l'extrapolation directement sur les courants. En effet la Figure 169 est le résultat le moins bon par rapport aux résultats obtenus sur les quatre câbles en tension considérés.

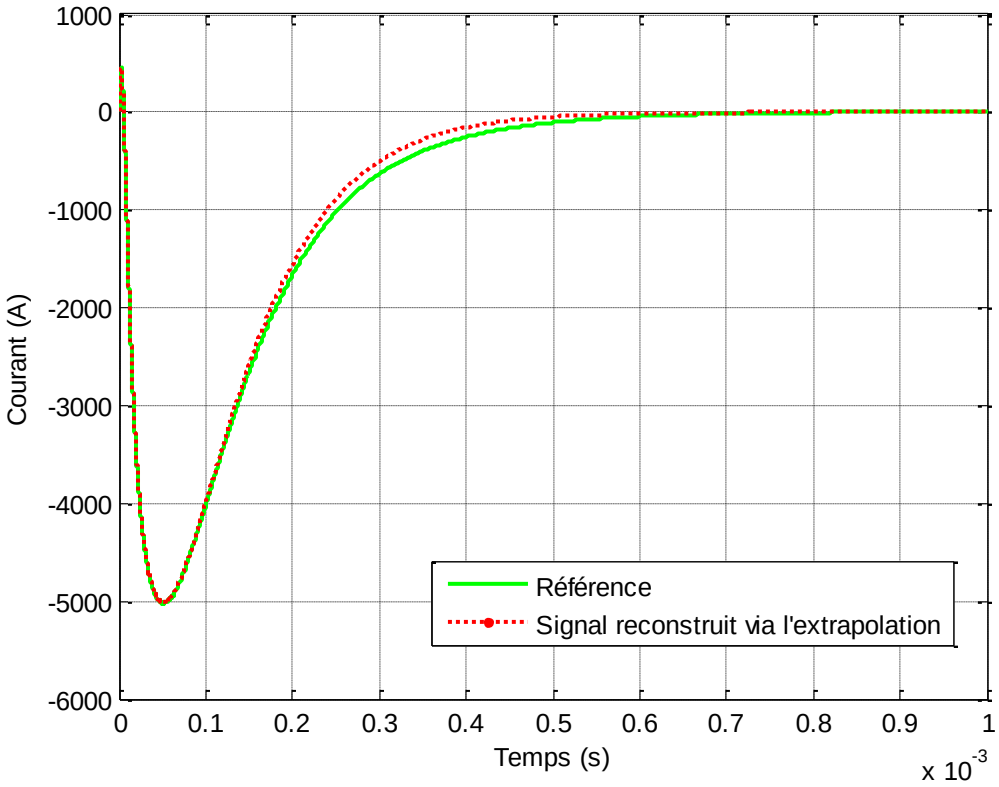


Figure 168 : Signaux après la mise en place du protocole ASERIS NET

Licence CC BY-NC-ND 3.0

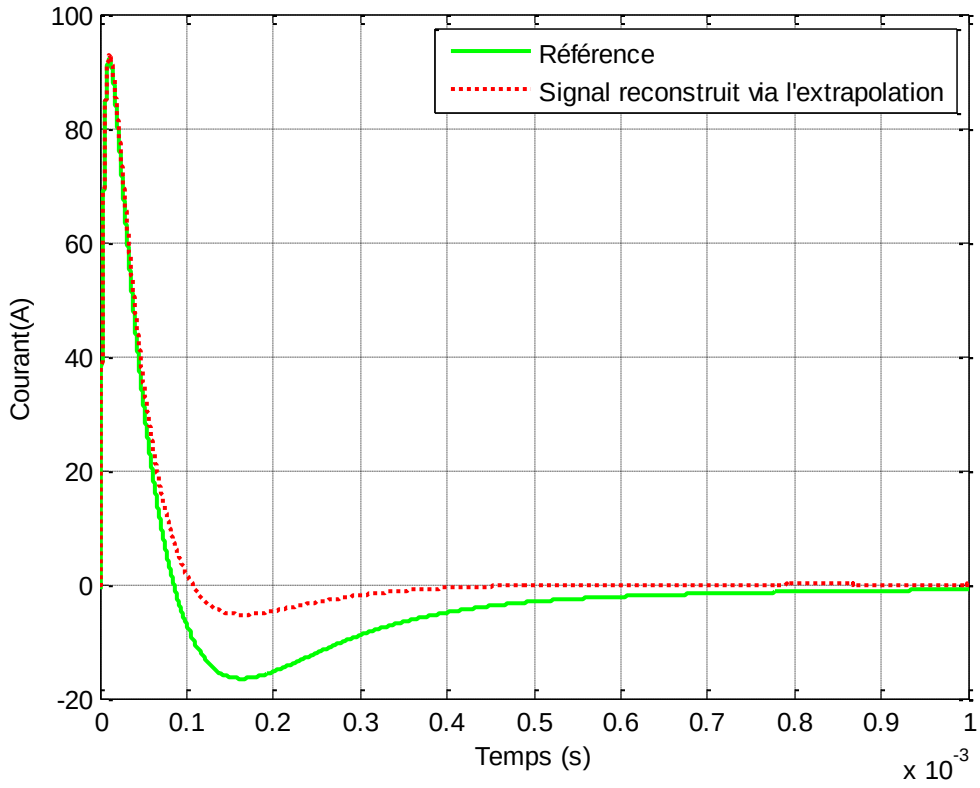


Figure 169 : Signaux après la mise en place du protocole ASERIS NET

L'extrapolation est plus précise lorsque les signaux extrapolés proviennent de câbles à haute impédance car le phénomène apparait plus tôt dans le calcul. En effet, pour les formes complexes présentées précédemment, les écarts sont plus faibles et les courbes repassent sous zéro, de manière certes moins franche que le calcul de référence mais l'allure est bien présente.

IV.16.2. Étude des écarts en relatif

Si la première application de cette méthode d'extrapolation est l'étude des résultats bruts, et donc une analyse des résultats dans l'absolu, par exemple pour déterminer la conformité d'une protection foudre d'un équipement en comparaison des niveaux induits sur ses câblages lors d'un impact foudre, elle peut également être utilisée pour déterminer l'apport lié à certaines modifications de la structure, c'est-à-dire en relatif. Cette dernière approche est particulièrement utile pour évaluer la sensibilité de certains éléments de la protection foudre implémentés sur hélicoptère.

Afin d'étudier la plus-value de cette méthode sur les analyses de sensibilité, le cas avec une inversion de deux matériaux est repris et analysé dans le domaine temporel (Figure 170).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

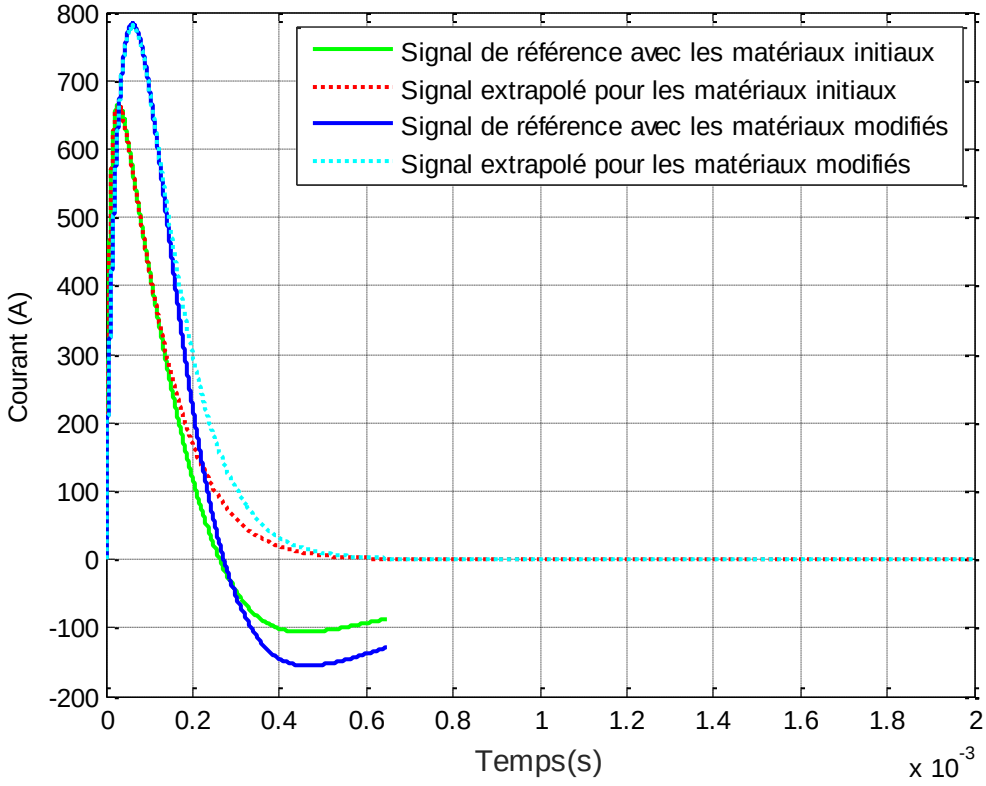


Figure 170 : Résultats temporels extrapolés selon les matériaux

La difficulté d'établir les niveaux pour la partie repassant sous zéro est à nouveau évidente, cependant, l'objectif est d'étudier si l'écart de performance identifiable avec la méthode d'extrapolation en changeant de matériau est acceptable. Pour cela, il est possible de relever les maximums et les temps à mi-hauteur. Cependant, pour évaluer l'erreur induite, il est possible de plutôt regarder l'énergie qui circulerait dans une protection de type TVS (Transient Voltage Suppressor). Cette énergie est directement liée à l'intégrale du courant (44).

$$\acute{E}nergie = V_c \int_0^{t_{max}} |I(t)| dt \quad (44)$$

De plus, afin d'avoir une estimation des niveaux d'énergie qui se dissiperaient, assimilable aux effets thermiques, il est possible de calculer l'écart en intégrale d'action entre ces deux configurations différentes (45). Ce calcul permet d'avoir une idée des dommages observables sur les équipements et les câbles.

$$Intégrale\ d'action = \int_0^{t_{max}} I^2(t) dt \quad (45)$$

Ces deux intégrales sont donc calculées à partir des courbes de la Figure 170 afin de déterminer si l'écart entre la partie extrapolée et la partie calculée est significatif (Tableau 9 et Tableau 10) dans une perspective d'usage dans le cadre d'une analyse de sensibilité.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau 9 : Erreur relative de l'intégrale selon la méthode de calcul

	Matériaux initiaux	Matériaux modifiés	Écart relatif
Référence	0.1166	0.1644	-41%
Signal extrapolé	0.0981	0.1403	-43%
Erreur relative	16 %	15 %	-5 %

Tableau 10 : Erreur relative de l'intégrale d'action selon la méthode de calcul

	Matériaux initiaux	Matériaux modifiés	Écart relatif
Référence	41.6819	75.1962	-80.4%
Signal extrapolé	40.4376	73.8818	-82.71%
Erreur relative	-2.985%	-1.75%	-2.87%

Ce calcul d'intégrale montre un écart important entre la référence et le signal extrapolé. Cependant, l'écart engendré par la modification des matériaux est sensiblement identique que l'on se place dans le cas extrapolé ou dans le cas de référence. Par conséquent, il est donc possible d'évaluer l'influence des propriétés de matériaux d'éléments associés à la protection foudre grâce à cette technique d'extrapolation. Le calcul de l'intégrale d'action, quant à lui, met en lumière le caractère non dimensionnant de l'erreur produite par l'extrapolation au niveau énergétique. En effet, l'écart entre la référence et l'extrapolation est de moins de 3%. Les niveaux maximums sont similaires et l'écart entre les matériaux initiaux et les matériaux modifiés conserve le même ordre de grandeur que l'on travaille avec des données de référence ou des données extrapolées. Par conséquent, l'erreur occasionnée par l'extrapolation n'est pas un élément limitant pour l'analyse des courants et le choix des éléments composant la structure lors d'analyse paramétrique.

IV.17. Application à des formules littérales

Compte tenu des écarts observés dans le domaine temporel, une étude simplifiée a été réalisée afin de déterminer d'une part les écarts liés au protocole en lui-même et donc à la qualité des signaux issus de la FDTD et d'autre part les écarts intrinsèques à la méthode Matrix Pencil, c'est-à-dire liés aux hypothèses formulées (signaux considérés comme une somme d'exponentielles) qui ne sont pas forcément vérifiables. Au cours de cette étude complémentaire l'extrapolation a été appliquée sur des signaux issus de formules littérales composées de sommes d'exponentielles. Cette étude permet de créer des formes d'onde sur-mesure et d'observer le comportement de la méthode sur des formes d'ondes répondant parfaitement aux hypothèses de base. Ainsi, il est donc possible de cerner les limitations propres à la méthode.

Afin d'effectuer cette étude, un signal composé d'une partie lente (WF5A) et d'une partie rapide (WF4A) de signes opposés a été créé à partir d'une somme de deux quad-exponentielles (46).

$$signal(t) = -Quad5A(t) + Quad4(t) \quad (46)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\text{Où } Quad5A(t) = I_{0_5A} * \left(e^{-\alpha_{5A}t} - e^{-\beta_{5A}t}\right) * (1 - e^{-\gamma_{5A}t})^2$$

$$\text{Et } Quad4(t) = I_{0_4} * \left(e^{-\alpha_4 t} - e^{-\beta_4 t}\right) * (1 - e^{-\gamma_4 t})^2$$

Avec I_{0_5A}=2.334*750; I_{0_4}=1.094*125; α_{5a}=12632; α_4=11354; β_{5a}=43605; β_4=647265; γ_{5a}=454813; γ_4=5423540;

Ce signal est ensuite tronqué à 20µs puis extrapolé selon le processus énoncé dans les parties précédentes. Le résultat de cette extrapolation est présenté Figure 171 et Figure 172 pour le domaine fréquentiel et pour le domaine temporel. La même opération est ensuite réalisée avec une troncature à 50 µs afin d'étudier l'influence du signal initial (Figure 172).

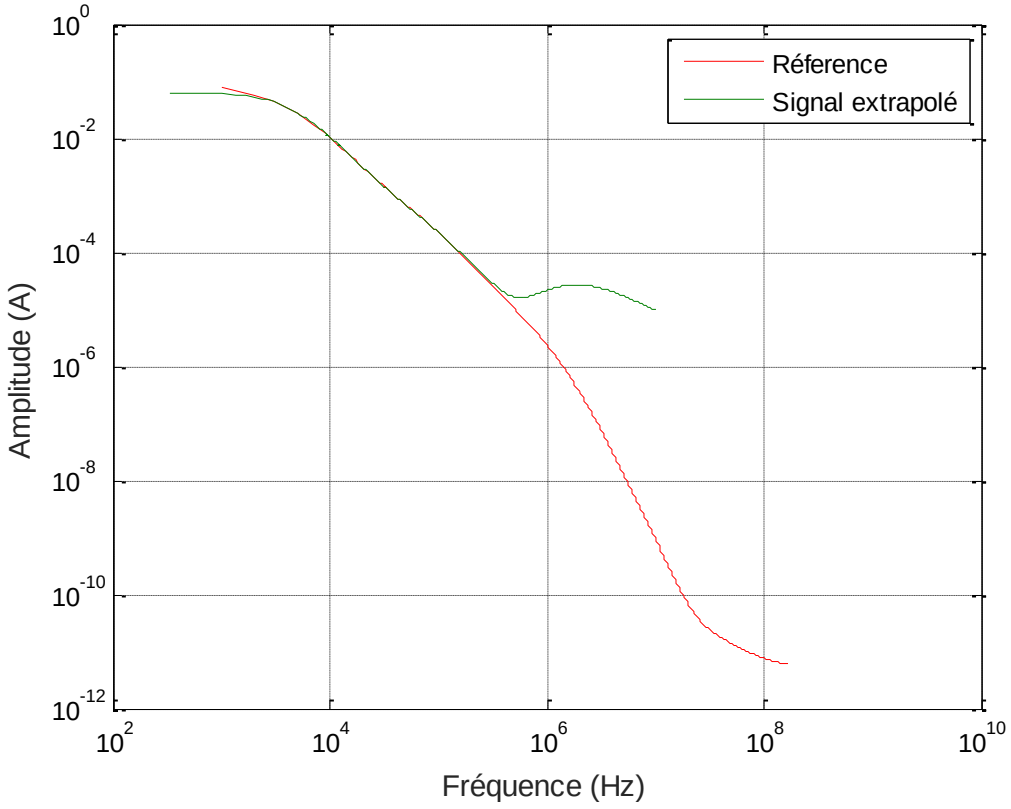


Figure 171 : Signaux extrapolés dans le domaine fréquentiel

Licence CC BY-NC-ND 3.0

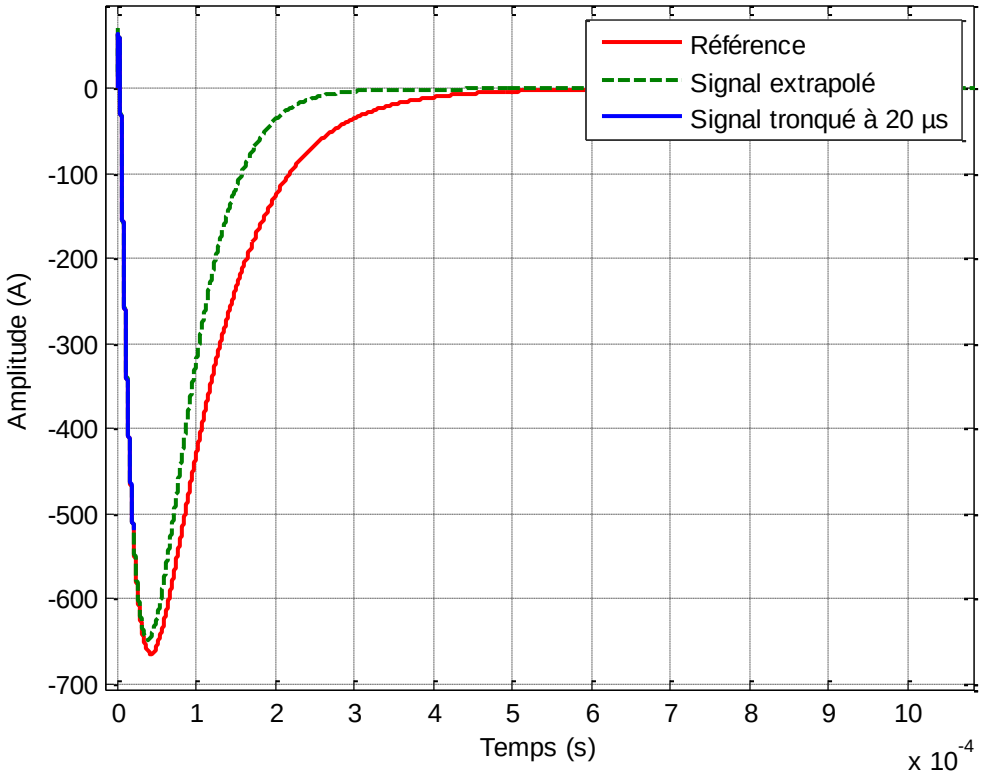


Figure 172 : Signal extrapolé et transposé dans le domaine temporel à partir de 20 µs

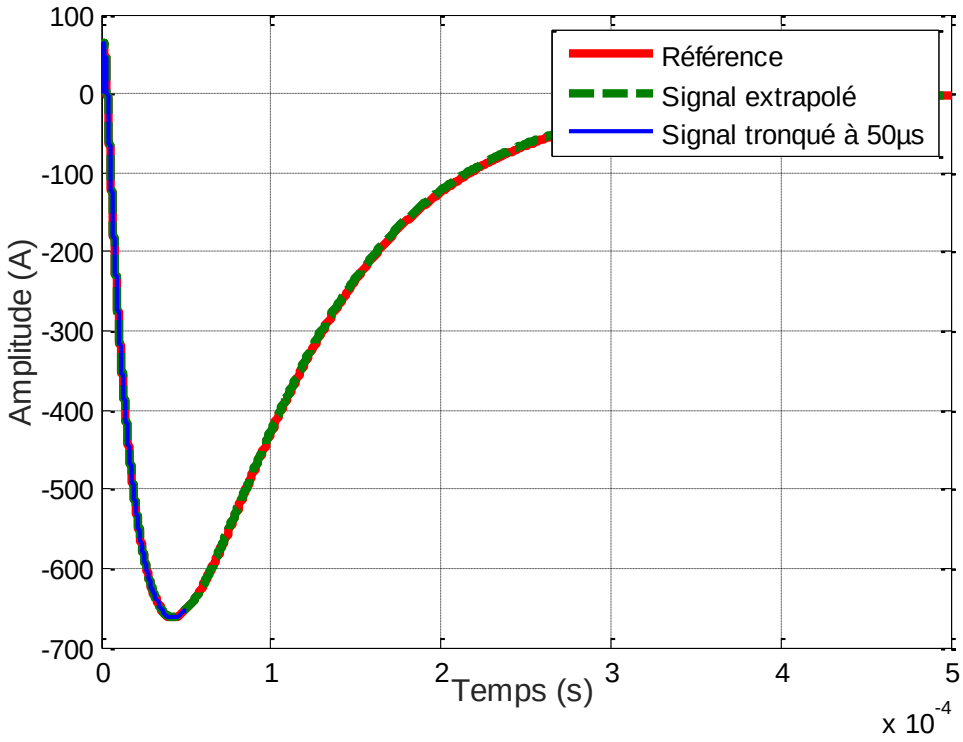


Figure 173 : Signal extrapolé et transposé dans le domaine temporel à partir de 50 µs

L'analyse de ces figures permet de constater que même avec un signal initial répondant parfaitement aux hypothèses de base de la méthode, il existe potentiellement une erreur liée à l'extrapolation si

Licence CC BY-NC-ND 3.0

certaines conditions ne sont pas respectées. Cette erreur est présente au niveau du signal fréquentiel et au niveau du signal temporel lorsque le signal est tronqué avant d'avoir atteint l'amplitude la plus importante. Par conséquent, afin d'avoir une extrapolation réalisée de la manière la plus précise possible, une des contraintes est d'avoir atteint le maximum avant d'effectuer une troncature. Si le maximum en amplitude apparaît tard, il est alors possible d'utiliser une autre forme d'onde pour l'excitation comme une gaussienne ou une quad-exponentielle plus rapide. Cependant, même si les contraintes liées à la forme d'onde ne sont alors plus déterminantes, il reste les contraintes liées aux temps de réponse du système et notamment pour les câbles à basse impédance.

C'est pourquoi, suite à cette étude, il est possible d'affirmer que certains écarts observés sont directement liés aux limitations de la méthode Matrix Pencil appliquée sur un signal initial trop court. Par conséquent, même en affinant la valeur du paramètre M, si le signal initial n'est pas suffisamment long, la reconstruction du signal dans le domaine temporel pourra être lacunaire. Le protocole complet permettant d'extrapoler les signaux sur des temps longs doit donc permettre d'allonger la durée du signal tronqué si les résultats obtenus lors de la phase de calibrage ne sont pas conformes à la référence.

IV.18. Protocole d'application de cette méthode

Après l'étude de cette méthodologie, un protocole complet peut alors être défini avec le choix de la forme d'onde en entrée, une phase de calibrage, la phase d'extrapolation et une phase de vérification. Ce protocole prend en compte le besoin ainsi que les nuances qui peuvent exister entre différents modèles. En effet, le premier protocole mis en place était basé sur le caisson et quelques raffinements, notamment une étape de calibrage, sont à apporter pour assurer le succès de la méthode sur un cas quelconque, telle qu'un hélicoptère. Par conséquent, suite à cette étude complète un protocole applicable à tous les cas peut être défini.

IV.18.1. Choix de la forme d'onde

Les études précédentes ont démontré le besoin de travailler avec un signal gaussien en injection. Il faut travailler avec des signaux issus de calculs avec une gaussienne en injection et réalisés en double précision. Cette gaussienne, définie selon (47), couvre une large gamme de fréquences allant de 0 à F_{max}.

$$e(t) = A_0 e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}} \tag{47}$$

Avec A_0 l'amplitude de la gaussienne, T, sa largeur à mi-hauteur et t_0 le retard par rapport à l'origine des temps.

En fixant F_{max}, la fréquence maximale, Att_{Fmax} l'atténuation à F_{max} et en déterminant Att_0 l'atténuation du signal à t=0 s par rapport à l'amplitude maximale A_0, le temps à mi-hauteur et le retard peuvent être calculés en (48) et (49).

$$T = \frac{\sqrt{\ln(Att_{Fmax})}}{\pi F_{max}} \tag{48}$$

$$t_0 = T\sqrt{\ln(Att_0)} \tag{49}$$

À partir de l'ensemble de ces paramètres, la gaussienne est définie comme sur la Figure 174.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

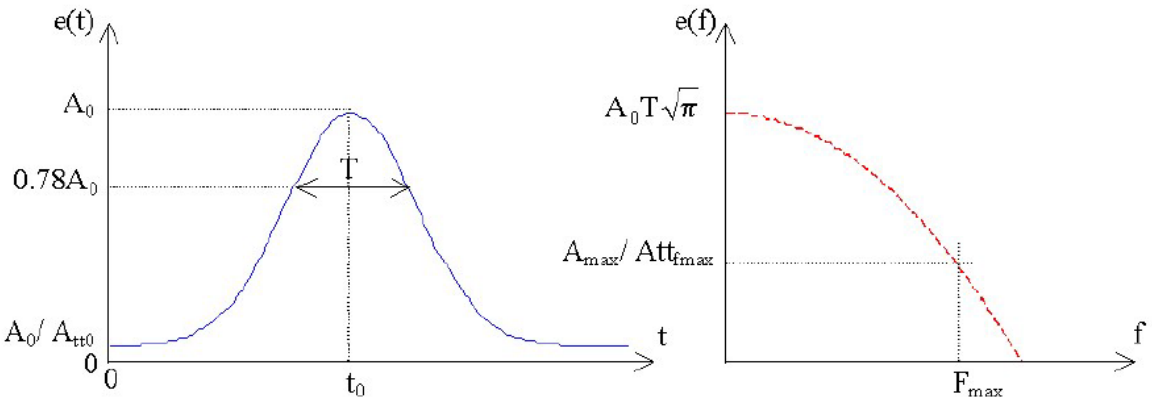


Figure 174 : Paramètres de la gaussienne [58]

La définition de la gaussienne délimite la bande de fréquence de cette dernière à partir de son F_{max}. Afin de simplifier les calculs, il a été choisi de faire coïncider la fréquence maximum de la gaussienne avec la fréquence maximale du spectre, $f_{max,}$ fréquence au-delà de laquelle on considère l'énergie comme négligeable. En effet, il est nécessaire de définir cette fréquence la période d'échantillonnage et donc le nombre d'échantillons en dépendent. En effet, afin de respecter le théorème de Shannon, il est nécessaire de fixer la fréquence d'échantillonnage f_e telle que $f_e>2f_{max}$.

En attribuant à $F_{max,}$ la fréquence de la gaussienne la fréquence maximale du spectre $f_{max,}$, la fréquence d'échantillonnage des signaux temporels sera pilotée directement par la fréquence maximale de la gaussienne et non par le pas temporel de la méthode FDTD. Pour ce faire, le critère α d'atténuation de la gaussienne à la fréquence maximale du spectre (Figure 175) est défini à 0.0001, soit 80 dB d'atténuation à f_{max}.

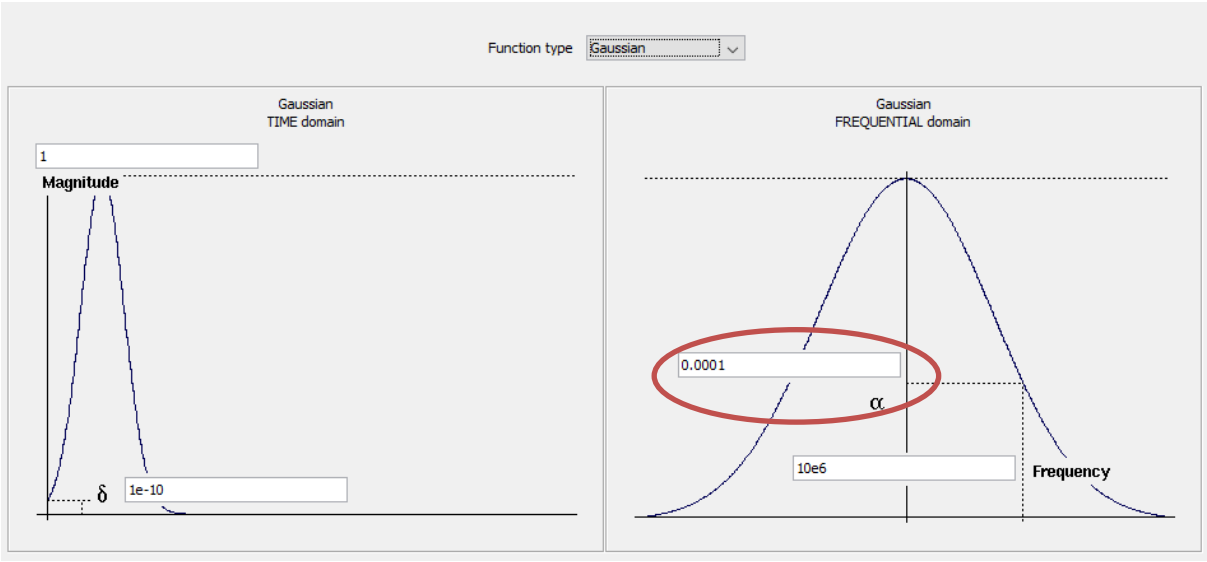


Figure 175 : Définition de la gaussienne

IV.18.2. Étape de calibrage

La première étape nécessaire à l'extrapolation des signaux est une phase de calibrage. Lors de cette phase de calibrage, sont déterminés la durée du signal à extrapoler et le paramètre M. Afin de réaliser cette phase de calibrage, un calcul complet est réalisé sur 300 µs dans le but d'avoir une référence fiable.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La première étape est **la troncature**, c'est-à-dire que ce signal complet est tronqué à 30 µs, durée définie dans un premier temps pour obtenir un signal sur 300 µs en extrapolant un facteur 10.

La seconde étape est **la définition du paramètre M**, c'est-à-dire attribuer un M pour l'ensemble des câbles de la structure et vérifier la validité de ce paramètre. Dans un premier temps, le ratio entre les valeurs singulières et le rang M va être tracé, c'est ce qui est appelé le profil de M (IV.9.2). Ce graphe permet de déterminer un M adapté.

À partir de ce M, la troisième étape, **l'extrapolation** est appliquée au signal tronqué, puis **la reconstruction du signal dans le domaine fréquentiel** est effectuée.

À partir des résultats obtenus, deux solutions sont envisageables :

- Si le signal reconstruit est en accord avec la référence, la quatrième étape, **une FFT** est effectuée pour reconstruire le signal dans le domaine temporel.
- Si le signal reconstruit n'est pas en accord avec la référence, on étudie **le profil des basses fréquences en fonction de M** en traçant la valeur en un point basse fréquence, 10 kHz par exemple, en fonction de M comme présenté en partie IV.9.1. Ce tracé permet de vérifier que le M choisi n'est pas un élément perturbateur. Si c'est le cas, on recommence l'étape 3 avec un nouveau M proche. Sinon, on recommence à partir de l'étape 1 en conservant une partie plus longue du signal, c'est-à-dire 40 µs.

Par la suite, le signal temporel est étudié. S'il est en accord avec la référence, le paramètre M et la durée d'extrapolation sont définis, sinon le protocole appliqué à nouveau en ajoutant 10 µs à la durée du signal tronqué. Lors de ce protocole de calibrage, une **validation** du paramètre M et de la durée du signal nécessaire est établie. Selon la précision requise et le domaine étudié (temporel ou fréquentiel), un temps plus ou moins important sera nécessaire. L'ensemble de ces étapes définit le protocole de calibrage (Figure 176).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

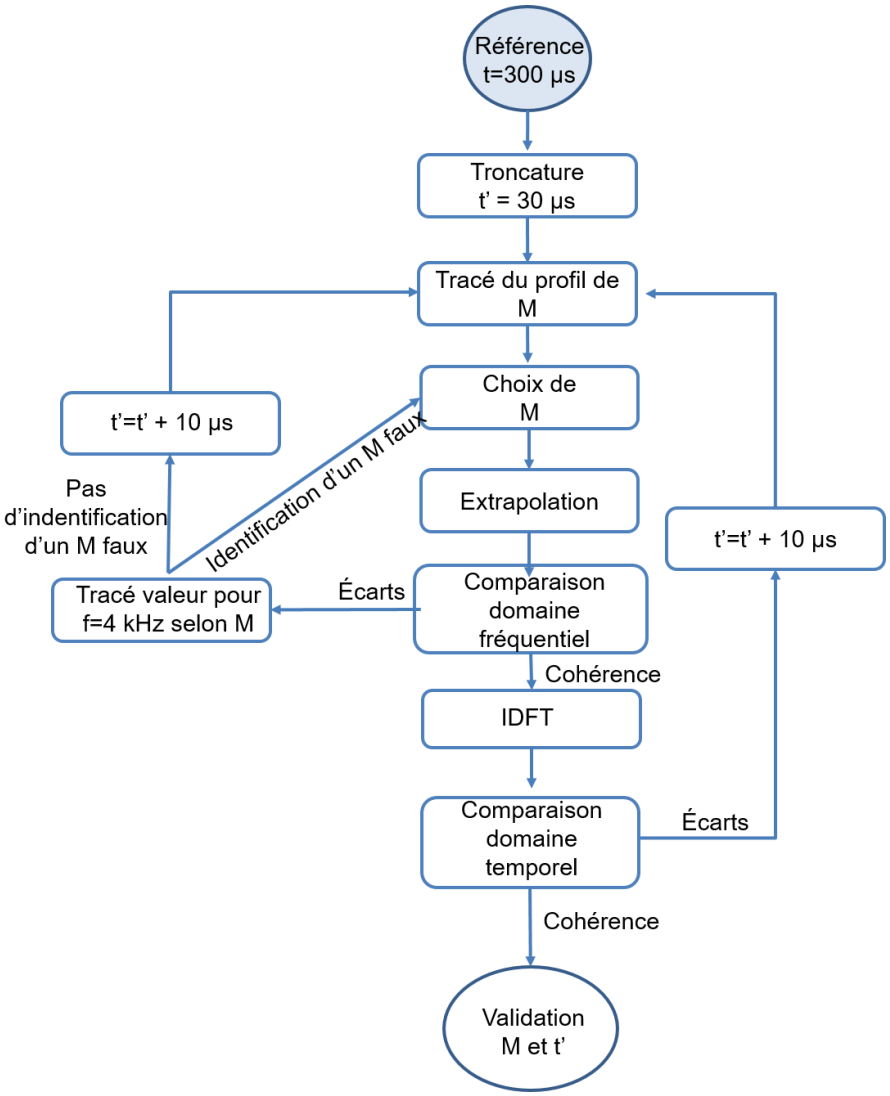


Figure 176 : Protocole de calibrage

Sur la base de ce protocole de calibrage, les paramètres de l'extrapolation sont donc définis. Par la suite lorsque certains éléments du système à l'étude seront modifiés (matériaux, disposition du câblage,…), l'extrapolation pourra être réalisée directement avec les mêmes paramètres.

IV.18.3. Protocole complet

Une fois cette étape de calibrage effectuée, un protocole complet peut être mis en place pour l'appliquer aux résultats issus de calculs avec une gaussienne de 10 MHz en entrée pour les applications ici visées.

La première étape de ce protocole est donc le **calibrage**, suivant le protocole présenté dans la partie précédente. La seconde étape est la **réalisation des calculs** sur le temps *t'* défini durant le calibrage. La troisième étape est l'étape d'**extrapolation** proprement dite qui permet d'avoir une **reconstruction** des résultats dans le domaine fréquentiel, et cela avec le M choisi lors du calibrage. Ces différentes étapes permettent d'obtenir le résultat d'un calcul complet. Cependant, les résultats pertinents sont ceux qui seraient obtenus avec une forme d'onde de type WFA en entrée. C'est pourquoi la quatrième étape de ce protocole est la normalisation de ce résultat pour 1 A injecté puis la multiplication du

Licence CC BY-NC-ND 3.0

résultat par la transformée de Laplace de la WFA (43). Enfin, la **reconstruction** du signal dans le domaine temporel est réalisée via une FFT. À l'issu de ce protocole (Figure 177), les résultats des courants et tensions obtenus pour l'injection d'une WFA sont obtenus.

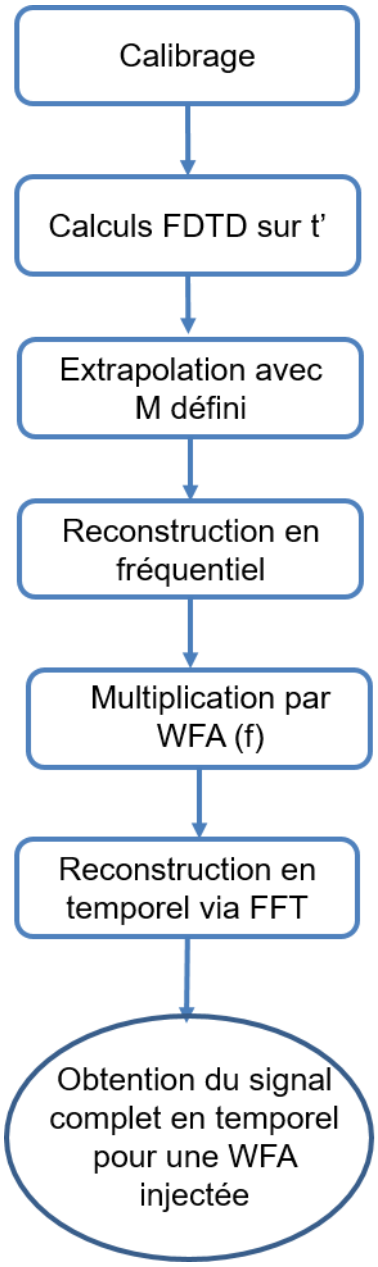


Figure 177 : Protocole complet pour l'extrapolation

Afin de s'assurer du bon fonctionnement de l'extrapolation et d'avoir un bon degré de confiance pour les résultats, différents points de vérification sont définis. Ces derniers sont présentés dans la partie suivante et servent donc à gérer les limitations de la méthode.

IV.18.4. Gestion des limitations

Au cours de l'étude sur l'application de la méthode d'extrapolation, différentes limitations ont été identifiées. En effet, il est important d'avoir une série de critères permettant d'assurer la validité de la méthodologie lors d'une utilisation dans le cadre industriel. Des avertissements permettant de signaler

Licence CC BY-NC-ND 3.0

à l'utilisateur les cas où les écarts observés dans le domaine temporel ne sont pas cohérents avec ceux observés en phase de calibrage sont donc définis afin d'éviter des analyses erronées.

La première vérification qui peut être effectuée est une FFT sur un signal de 30 µs puis sur le même signal tronqué à 20 µs. Cette vérification peut être effectuée soit sur le signal avant la phase de calibrage soit pendant les phases d'extrapolation pure. En effet, même si M est défini, en cas de changements importants, cela peut être nécessaire pour vérifier qu'il n'est pas nécessaire de refaire le calibrage. Si les résultats sont cohérents jusqu'à $1/(\Delta t_max)$, l'extrapolation s'appliquera sans difficulté. Si les résultats sont différents, cela signifie qu'il reste du contenu hautes fréquences sur des temps longs et par conséquent que le signal tronqué n'est pas suffisant pour aller chercher le contenu basse fréquence via l'extrapolation. Dans ce cas, deux solutions sont envisageables. La première consiste à effectuer à nouveau la phase de calibrage. La seconde solution consiste à réaliser l'extrapolation pour une utilisation des résultats en relatif en sachant qu'une erreur peut avoir été incorporée au résultat.

Ensuite, il est important de vérifier la concordance des signaux après extrapolation. D'une part, au niveau des hautes fréquences, en effet, si les résultats ne sont pas égaux à la référence pour les hautes fréquences, cela sous-entend que les basses fréquences ne seront pas cohérentes non plus et par conséquent les signaux temporels seront faux. D'autre part certaines vérifications peuvent être effectuées directement au niveau temporel en reconstruisant le signal temporel sur les temps très courts directement à l'aide des coefficients issus de l'extrapolation Matrix Pencil. C'est pourquoi il est possible d'identifier des résultats d'extrapolation incohérents grâce à certaines vérifications simples.

L'ensemble de ces vérifications permet d'alerter en cas d'extrapolation problématique et ainsi protéger l'utilisateur vis-à-vis des limitations de la méthode d'extrapolation.

IV.19. Bilan et perspectives

La méthode d'extrapolation Matrix Pencil a été mise en œuvre et étudiée sur des signaux basse fréquence et pour la mise en place d'un protocole adapté aux signaux à convergence lente visant spécifiquement les basses fréquence. En effet, pour les signaux résonnants ou hautes fréquences, la méthode s'avère fiable dans son application. Divers conclusions ont été mises en avant. Tout d'abord, et avant même de parler d'extrapolation, il est important de souligner que les calculs doivent être réalisés en double précision afin de minimiser l'erreur numérique machine. Puis une fois l'extrapolation réalisée, il est indispensable de reconstruire le signal directement dans le domaine fréquentiel avant de repasser dans le domaine temporel si besoin. Cette étape permet d'éviter une divergence dans la reconstruction temporelle sur les temps longs. Une fois ces bases fixées, le protocole pour extrapoler les basses fréquences est appliqué pour répondre à des exigences de robustesse liées à l'usage industriel des résultats. Cette méthode d'extrapolation utilisée en suivant le protocole mis en place à travers cette étude permet d'obtenir un gain temporel d'un facteur 10 conformément à l'objectif présenté en introduction.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ce gain d'un facteur 10 peut être exploité de plusieurs manières différentes. En effet, lors de la conception des hélicoptères les calculs numériques peuvent principalement être utilisés dans deux objectifs différents.

- Un besoin d'**effectuer des calculs rapidement** peut apparaitre pour statuer rapidement sur des solutions de design en phase de développement de l'hélicoptère pour des applications foudre et champ fort. Lorsque le délai de restitution du calcul numérique est prioritaire, ces derniers peuvent être réalisés **10 fois plus rapidement** grâce au protocole d'extrapolation défini dans ce chapitre. Il est donc envisageable de répondre à des problématiques en environ **6 h de calcul au lieu des 72 h** habituelles. Ces calculs sont alors réalisés en utilisant les 240 processeurs utilisés traditionnellement pour ce type de calcul.
- Des **études paramétriques** ou de sensibilité sont réalisées afin d'optimiser l'allocation de la protection électromagnétique et converger vers le meilleur compromis industriel. Ce protocole d'extrapolation permet de **réduire le nombre de processeurs** attribués à chaque calcul. En effet, si le besoin réside en une étude paramétrique, l'objectif est de faire de nombreux calculs en faisant varier un ou plusieurs paramètres. Il est donc raisonnable de réaliser les calculs en parallèle en utilisant **10 fois moins de processeurs**. Par exemple, **en restant sur une base de 240 processeurs pour 72 h,** 10 fois plus de calculs peuvent être réalisés en utilisant le protocole d'extrapolation. Ce gain de temps offre la possibilité de réaliser une analyse paramétrique en phase amont en un temps raisonnable et donc d'affiner les choix de design dès les phases de conception. Ce gain est également quantifiable pour les coûts de calcul. En effet, chaque calcul a un coût d'infrastructure de calcul (serveur, cluster,…) et réduire le nombre de processeurs nécessaires pour avoir les calculs en des temps raisonnables est bénéfique.

Le protocole d'extrapolation permettant soit de gagner un facteur 10 au niveau des temps de calcul soit de réduire les ressources nécessaires d'un même facteur permet d'envisager un usage plus intensif des calculs numériques.

Cette étude a permis de définir un protocole robuste mais perfectible principalement au niveau de l'automatisation et de la réduction des erreurs. En effet, le protocole défini permet de détecter ces écarts mais des pistes d'amélioration sont identifiées pour les réduire. Premièrement, au niveau de la définition du paramètre M, une définition automatique peut être envisagée en prenant en compte le profil de la rupture de la pente. En effet, si dans le cas général, avoir un M commun à tous les câbles est suffisant, avoir plus de précision sur le M peut être nécessaire pour extrapoler des signaux obtenus dans des cavités particulièrement fermées. Deuxièmement, au niveau de l'étude des courants, une généralisation du calcul des niveaux couplés sur des câbles haute impédance est envisagée afin de limiter l'erreur engendrée par les réponses significativement plus lentes des câbles basse impédance. Ces résultats seront ensuite réaffectés à une ligne sur-blindée avec le logiciel ASERIS-NET afin d'obtenir le courant de sur-blindage et les contraintes sur les entrées de l'équipement électronique. Enfin, pour compléter cette méthodologie et assurer systématiquement une convergence précise très bas en fréquence (10 Hz), les derniers points basse fréquence pourraient être obtenus sur la base d'un calcul FDTD avec une accélération BF basée sur la modification de la permittivité. Ceci permettrait alors d'avoir les niveaux très basse fréquence avant d'effectuer la transformée de Fourier inverse. Cette méthode permettrait d'avoir de meilleurs résultats sur les temps longs dans le domaine temporel mais

Licence CC BY-NC-ND 3.0

cela impliquerait l'utilisation de calculs utilisant une modification de la permittivité et ainsi la définition de nouveaux paramètres.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Conclusion générale

Les études menées au cours de cette thèse ont d'une part permis une amélioration du protocole de transposition des fonctions de transfert obtenus au sol en conditions d'essai aux fonctions de transfert en conditions de vol et d'autre part d'établir un protocole d'extrapolation basse fréquence utilisant la méthode Matrix Pencil. Ce dernier peut être utilisé pour des études en absolu pour l'évaluation d'une solution de protection foudre ou en relatif pour effectuer des analyses de sensibilité (apport de certains matériaux par rapport à une configuration initiale).

L'ensemble des études présentées ici ont été réalisées principalement sur l'hélicoptère H160 avec la méthode FDTD. La modification des modèles numériques dans le but d'être plus représentatif dans le calcul du facteur de transposition permet d'étendre le domaine de validité des essais en retour coaxial de 30MHz à 80 MHz. Cette extension est possible par la modélisation d'un plan de masse infini, des matériaux définis avec leurs pertes et un soin particulier dans l'adaptation de la cellule coaxiale.

De plus un protocole d'extrapolation aux basses fréquences d'une réponse impulsionnelle a été défini dans l'objectif d'utiliser les mêmes modèles pour les études foudre et champ fort en réduisant les temps de calcul d'un facteur 10. En effet, l'utilisation de cette méthode permet de réduire les temps de calcul typiquement de plusieurs jours à quelques heures. Cette évolution permet de généraliser l'usage d'études paramétriques pour optimiser l'allocation de la protection électromagnétique sur hélicoptère en parallélisant plusieurs calculs à iso coût CPU ou encore d'évaluer une solution de protection dans des délais réduits.

Ces études ont contribué à développer des modèles plus précis pour supporter les phases de développement et de certification et à établir un protocole d'extrapolation pour les basses fréquences conduisant à réduire les temps de calculs de manière significative. Cela conduit à des pistes d'améliorations et à une ouverture vers diverses opportunités pour supporter le développement et la certification des programmes hélicoptère et avion à venir.

Perspectives

Dans l'optique de réduire les écarts entre les résultats d'essais et de modélisation pour la transposition des conditions d'essais aux conditions de vol, des améliorations sont envisageables d'une part au niveau des modèles et d'autre part au niveau des essais. En effet, il est tout d'abord envisageable de travailler avec certains courants relevés sur des câbles témoins pour corréler plus précisément les points de champ aux câbles en étudiant l'impact des différentes illuminations sur les câbles en fonction de zones. D'autre part, la représentativité du modèle du sol utilisé dans les calculs est aujourd'hui limitée par la capacité du logiciel à intégrer des pertes dans les plans de masse. En faisant évoluer ce logiciel, les pertes liées à la composition du sol pourraient être prises en compte, ce qui rendrait les résultats de calcul plus proches de ceux issus des essais. Enfin, plus de précisions au niveau de la modélisation du retour coaxial, et plus globalement de l'hélicoptère complet, peuvent être apportées par exemple en intégrant un modèle conforme s'affranchissant des marches d'escalier de la méthode FDTD, en développement pour le logiciel TEMSI-FD. Cela permettrait de pouvoir modéliser plus finement la remontée du retour coaxial et l'ensemble des éléments de la structure avec potentiellement un gain de précision sur les résultats de modélisation. Au niveau des modifications à apporter aux essais. La charge finale devrait être positionnée dans la continuité du retour coaxial afin

Licence CC BY-NC-ND 3.0

d'éviter les ruptures d'impédance. Cette contrainte est également valide lors de la construction du modèle afin d'éviter les écarts modèle/essais.

Au niveau du protocole d'extrapolation mis en place au cours de cette thèse, les perspectives sont d'une part au niveau logiciel et procédé et d'autre part au niveau méthodologique. Au niveau logiciel et procédés, il serait possible d'établir un protocole automatique pour estimer le paramètre M et de compiler le fichier Matlab en un exécutable afin de réduire les temps d'extrapolation. Au niveau méthodologie, une extrapolation uniquement sur la base de tension peut être envisagée afin d'éviter les écarts liés aux courants de sur-blindage car la présence d'une basse impédance ne favorise pas une convergence rapide. Les basses impédances seraient donc traitées comme les hautes impédances puis la différenciation serait établie avec le logiciel ASERIS NET. Enfin, dans le but de limiter les écarts lors de la reconstruction dans le domaine temporel, les échantillons très basse fréquence des réponses peuvent être calculés via l'accélération basse fréquence, c'est-à-dire la méthode modifiant la permittivité de l'air. Les derniers échantillons extrapolés pourraient ainsi être remplacés par ces points calculés avant de réaliser les transformées de Fourier inverses. Dans les cas d'étude où la méthode Matrix Pencil s'avère insuffisamment précise cette manipulation permettrait d'avoir le bon niveau basse fréquence et une meilleure reconstruction temporelle mais nécessiterait la réalisation de plusieurs calculs.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques

[1] M. Meyer et P. Lechner, «Optimization of lightning indirect effect protections for composite helicopter design,» chez *International Conference on Lightning and Static Electricity*, France, 2015.

[2] Airbus, «H160,» [En ligne]. Available: https://www.airbus.com/helicopters/civil-helicopters/medium/h160.html#tech. [Accès le 2019].

[3] A. Mastalerz. [En ligne]. Available: http://idboard.net:10000/iot/2018/05/03/gestion-des-frequences-radio-en-france. [Accès le 04 07 2019].

[4] R. TUMAYAN, «CEM des batteries haute tension allégées pour véhicule électrique: Caractérisation de matériaux et étude du rayonnement électromagnétique,» XLIM, Université de Limoges, 2016.

[5] P. A. Tirkas, C. A. Balanis, W. V. Andrew et G. C. Barber, «Hight Intensity Radiated Field (HIRF) Penetration in Helicopters,» Arizona State University, 1995.

[6] «DEI1604 SURGE BlOCKING MODULE (SBM) DS-MW-01604-01 Rev. A,» 09/05/2017.

[7] ARP5583A, «Guide to Certification of Aircraft in a High-Intensity Radiated Field (HIRF) Environment (R),» 13 03 2010.

[8] «Environmental requirements for equipment installed on Airbus helicopters».

[9] F. Tristant, J. Rotteleur et J. Moreau, «Conformity with the HIRF regulation applied to avionic system,» 2012 ESA Workshop on Aerospace EMC, Venise, 2012.

[10] DO160/ED-14G, «Environmental conditions and test procedures for airborne equipment,» 2011.

[11] ED105, «Aircraft Lightning test methods,» 2005.

[12] N. Industries, «Qualification Test Report for indirect effects of lightning Transfert function measuements on PT3,» 1999.

[13] C. DORGAN, «Results of HIRF transfer function measurement and functional tests on EC175 PT3 helicopter,» DGA, 2011.

[14] «TR n°18-DGATA-EMOC-P1600130001007-F-A: “Test Report - Results of HIRF Transfer function measurements on H160 PT3 helicopter».

[15] D. Lacour et V. Gobin, «Application du principe de réciprocité au calcul du couplage par une ouverture,» ONERA, 8 rue des Vertugadins, 92190 MEUDON.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[16] F. A. Fisher, J. A. Plumer et R. A. Perala, Lightning protection of aircraft, 1977 -- version 2004.

[17] E. Perrin, «Modélisation des effets indirects de la foudre sur un avion composite,» 2010.

[18] A.Jazzar, «Modélisation électromagnétique d'un choc foudre en aéronautique,» 2012.

[19] L. Huang, C. Gao, F. Guo et C. Sun, «Lightning Indirect Effects on helicopters : numerical simulation and experiment validation,» *IEEE transactions on electromagnetic compatibility,* 2017.

[20] ARP5414, «Aircraft lightning zoning,» 2018.

[21] ARP5412B, «(R) Aircraft Lightning Environment and related test waveform,» 2009.

[22] ARP5413, «Certification of aircraft electrical/electronic systems for the indirect effects of lightning,» 2006.

[23] ARP5415, «User's manual for certification of aircraft electrical/electronic systems for the indirect effects of lightning,» 2002.

[24] AC20-158A, «The certification of aircraft electrical and electronic systems for operation in the High-Intensity Radiated Fields (HIRF) environment,» 2014.

[25] G. A. Rasek, E. Pascual-Gil, A. Schröder, I. Junqua, R. Guidi, C. A. Kreller, H.-D. Brüns et S. E. Loos, «HIRF transfer functions of a fuselage model: measurements and simulations,» *IEEE transactions on electromagnetic compatibility,* vol. 56, n°12, 2014.

[26] M. Meyer, B. Chatain, N. Pellicci et M. Ponçon, «Optimization of HIRF protection for rotorcraft,» *18th International Symposium on ElectroMagnetic Compatibility,* 2016.

[27] «MADERE report project : Définition de méthodes d'essais avion applicables aux menaces HIRF et Foudre,» 2002.

[28] D. Lemaire, F. Garrido, G. Peres et F. Flourens, «A unified approach for lightning and low frequencies HIRF transfer functions measurements on A380,» *IEEE,* 2009.

[29] E. Masson, «Etude de la propagation des ondes électromagnétiques dans les tunnels courbes de section non droite pour des applications métro et ferroviaire,» Université de Poitiers, 2010.

[30] R. F. Harringthon, «Matrix method for field problem,» *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* vol. 55, n° 12, pp. 136-149, Février 1967.

[31] R. Laroussi et G. I. Costache, «Finite-Element Method applied to EMC problems,» *IEEE Trans. in EMC,* vol. 35, pp. 178-184, May 1993.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[32] A. Taflove, Advances in computational electrodynamics, the finite difference time domain method, Artech House Publisher, 1998.

[33] P. Johns, «A symetrical condensed node for the TLM method,» *IEEE Transmission MTT,* vol. 35, pp. 370-377, 1987.

[34] P. Johns et R. Beurle, «Numerical solution of two dimentional scattering problem using TLM,» *Proc. IEEE,* vol. 118, pp. 1203-1208, 1971.

[35] J. S. Hesthaven et T. Warburton, Nodal Discontinuous Galerkin Methods, Springer-Verlag New York, 2008.

[36] A. E. Ruelhi, «Circuit model for three-dimentional geometrics including dielectrics,» *IEEE Trans. MTT,* vol. 22, pp. 1507-1516, Juillet 1992.

[37] K. S. YEE, «Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media,» *IEEE Transactions on antennas and propagation,* vol. 14, May 1966.

[38] R. Holland, «Finite-Difference Time-Domain (FDTD),» *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY,* vol. 36, n° 11, Février 1994.

[39] E. Perrin, C. Guiffaut, F. Tristant et A. Reineix, «A method to decrease computation time of FDTD calculations for low frequency excitations,» *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility,* pp. 244-248, 2009.

[40] IMACS, «ASERIS-FD Solver Reference Manual version 8.6.0,» 14 Mars 2017.

[41] L. Xlim, «Xlim, département OSA Compatibilité électromagnétique,» [En ligne]. Available: https://www.xlim.fr/osa/compatibilite-electromagnetique. [Accès le 09 2019].

[42] T. Weiland, «Advances in FIT / FDTD Modeling».

[43] A. E. Ruelhi, «Equivalent circuit model for three-dimentional multiconductor system,» *IEEE Trans. MTT,* vol. 22, pp. 216-221, March 1974.

[44] I. Altair Engineering, «InCa3D Datasheet,» [En ligne]. Available: https://www.altair.com/resource/detail/7359. [Accès le 2019].

[45] A. Hyperworks, InCa3D user's guide : Part 1. The PEEC method: theoretical aspects.

[46] R. F. Harrington, «Time-Harmonic Electromagnetic Fields,» IEEE Press, 2001.

[47] T. F. Eibert, «Iterative Solver Cenvergence for Loop-star and Loop-tree Decompositions in Method of Moments,» *IEEE Antennas Propagation Magazine,* vol. 46, n°13, pp. 80-85, 2004.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[48] M. Burton et S. Kashyap, «A Study of Recent Moment Method Algorithm that is Accurate to Very Low Frequencies,» *Applied Computational Electromagnetics Society Journal,* vol. 10, n° 13, pp. 58-68, Janvier 19995.

[49] J. MAURIN, «Résolution des équations intégrales de surface par une méthode de décomposition de domaine et compressions hiérarchiques ACA : application à la simulation électromagnétique des larges plateformes,» Université de Toulouse, 25 novembre 2015.

[50] W. Chai et D. Jiao, «An H-matrix-based method for reducing the complexity of integral-equation-based solutions of electromagnetic problems,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium,* pp. 1-4, 2008.

[51] «Altair Feko™ Overview,» Altair Engineering, 2019. [En ligne]. Available: https://altairhyperworks.com/product/FEKO.

[52] «Computer Simulation Software,» EMCoS LLC, 2019. [En ligne]. Available: https://www.emcos.com/?products=emcos-studio.

[53] F. Hecht, «Outils et algorithmes pour la méthode des éléments finis,» Université Pierre et Marie Curie, 22 juin 1992 (recompilé en 2007).

[54] I. 2019 ANSYS, « ANSYS HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design,» [En ligne]. Available: https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-hfss. [Accès le 2019].

[55] B. Cockburn, «Discontinious Galerkin Methods,» *Journal of Applied Mathematics and Mechanics,* pp. 731-754, 2003.

[56] T. Strub, N. Muot et P. Helluy, «Méthode Galerkin discontinue appliquée à l'électromagnétisme en domaine temporel,» *17eme Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique ,* 2014.

[57] M. Patrizio, B. Fornet, V. Mouysset et X. Ferrieres, «Optimisation des performances de la méthode Galerkin Discontinue pour la résolution des équations de Maxwell 3D instationnaires,» chez *19ème Colloque International et Expositionsur la Compatibilité ElectroMagnetique (CEM2018)*, Paris.

[58] C. Guiffaut, «Guide de l'utilisateur Temsi version 7.1,» 2016.

[59] C. Guiffaut, A. Reineix et B. Pecqueux, «New oblique thin wire formalism in the FDTD method,» IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2010.

[60] J.-P. Bérenger, «Plaques minces aux différences finies,» chez *6ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM).*, 1992.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[61] C. Guiffaut, «Guide de l'utilisateur de Temsi-FD,» 2016.

[62] IMACS, «ASERIS-FD Solver reference manual version8.6.0,» 2017.

[63] *ZEBRA-FD Reference manual version 15.1.* [Art]. 2017.

[64] A. HyperWorks, «FEKO User Manual,» 2017.

[65] C. Bastard, «Étude de différents logiciels de simulation,» Juin 2017.

[66] AxesSim, «CuToo-FD Electromagnetic simulation software,» 2019. [En ligne]. Available: https://www.axessim.fr/cutoo-fd-electromagnetic-simulation-software.

[67] «CALI,» [En ligne]. Available: http://cali-doc.unilim.fr/. [Accès le 2019].

[68] E. A. S. Agency, *Certification Specifications for Small Rotorcraft CS27,* 2008.

[69] E. A. S. Agency, *Certification Specifications and Acceptable Means of Compliance for Large Rotorcraft CS29,* vol. amendment 4, 2016.

[70] D. M. Pozar, Microwave Engineering, JOHN WaEY & SONS, INC.

[71] A. Laisné et P. Desseix, «Numerical simulation of the EC 175 coaxial return line for HIRF tests,» 2011.

[72] D. Systèmes, «Catia Façonner le monde dans lequel nous vivons,» 2019. [En ligne]. Available: https://www.3ds.com/fr/produits-et-services/catia/.

[73] U. p. d. Catalunya, «GCEM Validation Tool (GVT),» 10 2019. [En ligne]. Available: https://www.upc.edu/web/gcem/?p=392&lang=ca.

[74] A. Taflove et M. Brodwin, «Numerical Solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* Septembre 1975.

[75] R.Prony, «Essai expérimental et analytique sur les lois de la dilatabilité des fluides élastiques et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'eau et de la vapeur de l'alkool à différentes températures,» *Journal de l'École Polytechnique Floréal et Plairial,* vol. 1, n° 122, pp. 24-76, 1795.

[76] 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,* vol. 37, n° 11, pp. 48-55, February 1995.

[77] R. Perraud, *Document de Définition - Logiciel Mefisto,* 2006.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[78] H. Najmeddine, «Méthode d'identification et de classification de la consommation d'énergie par usage en vue de l'intégration dans un compteur d'énergie électrique,» Université Blaise Pascal, Clermont-Ferrand II, 2009.

[79] R. Mohammadi-Ghazia et . O. Buyukozturkb, «Sparse generalized pencil of function and its application to system identification and structural health monitoring,» MIT Open access articles, 2016.

[80] F. Sarrazin, «Caractérisation d'antennes par la méthode du développement en singularités appliquée au coefficient de retrodiffusion,» Université Rennes 1, 2013.

[81] 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, n°11, pp. 173-178, feb.2010.

[82] A. F. Yildirim, «Extrapolation with the matrix pencil method to combine low-frequency and high-frequency electromagnetic scattering results,» 2005.

[83] Z. Bi, Y. Shen, K. 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,* 1992.

[84] F. Sarrazin, A. Sharaiha, P. Pouliguen, J. Chauveau, S. Collardey et P. Potier, «Comparison between Matrix Pencil and Prony. Methods applied on Noisy Antenna Responses,» Loughborough Antennas and propagation conference, 2011.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Liste des publications

Ces travaux de thèse ont données lieu des participations orales à des conférences nationales et internationales. Les différents papiers présentés sont listés ci-dessous.

[1] Low Frequency Extrapolation with Matrix Pencil Method for HIRF and LIE Applications, C. BASTARD, C. GUIFFAUT, M. MEYER, A. REINEIX, 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2018), Paris, juillet 2018

[2] Ways of Improvement for HIRF Transfer Function Assessment on Rotorcraft, C. BASTARD, C. GUIFFAUT, M. MEYER, A. REINEIX, 2019 ESA Workshop on Aerospace EMC, Budapest, 20-22 mai 2019

[3] Low Frequency Extrapolation for the FDTD method, C. BASTARD, C. GUIFFAUT, M. MEYER, A. REINEIX, EMC Europe 2019, Barcelone, 2-6 septembre 2019

[4] Amélioration des modèles pour le calcul des fonctions de transfert HIRF, C. BASTARD, M. MEYER, C. GUIFFAUT, A. REINEIX, 20ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2020), Lyon, avril 2020

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Modélisation électromagnétique unifiée pour les contraintes foudre et champ fort sur aéronefs

Au cours de leurs missions, les hélicoptères sont susceptibles de voler à proximité d'émetteurs radio et radars de forte puissance. Ces émissions peuvent perturber des systèmes électroniques nécessaires pour voler et atterrir en sécurité. Des contraintes réglementaires sont donc à considérer lors du développement de nouveaux appareils afin d'être capable de les certifier. Des études passent d'une part par une phase de design réalisée en partie via des simulations numériques 2D et 3D pour définir le niveau de protection électromagnétique requis et d'autre part par des essais afin de confirmer les calculs et répondre aux exigences de certification de l'hélicoptère. Les objectifs de cette thèse sont d'une part d'améliorer les modèles pour les agressions champ fort afin d'être plus prédictif et d'autre part d'établir un processus d'extrapolation des résultats champ fort pour traiter les agressions foudre avec les mêmes calculs numériques. L'objectif de cette phase d'extrapolation est de passer de calculs de plusieurs jours à une nuit maximum. Pour répondre à cette double problématique, les différences finies dans le domaine temporel seront utilisées en s'appuyant majoritairement sur le logiciel ASERIS-FD. Le protocole d'extrapolation, quant à lui utilise la méthode Matrix Pencil.

Mots-clés : Champ fort, essai hélicoptère, extrapolation, FDTD, foudre, modèle électromagnétique unifié, modélisation électromagnétique, optimisation de la convergence, transposition vol.

Electromagnetic unified modelling for LIE and HIRF problematic on aircraft

During their missions, helicopters may fly near to high power radar and radio transmitters. These emissions can disturb electronic systems necessary to safety, especially during take-off and landing. Some regulatory requirements need to be considered during the development of new aircraft in order to be able to certify them. Part of the design studies are based on 2D and 3D numerical simulations to define the level of electromagnetic protection needed. Tests on real aircraft are also performed in order to validate these calculations and achieve the certification protocol. The objectives of this thesis are on the first hand to improve the numerical model used to be more predictive for HIRF problems and on the other hand to establish an extrapolation protocol in order to manage the LIE and HIRF problems with the same calculation. This extrapolation protocol reduces three-day calculation times to 7 hours. In the purpose of solving this double problematic, finite difference time domain methodology is used mainly with the ASERIS-FD software. For the extrapolation protocol, the Matrix Pencil method is applied.

Keywords: Extrapolation, FDTD, HIRF, LIE, unified electromagnetic modelling, optimization, test on helicopter, transposition to flight tests conditions