



**HAL**  
open science

# Modélisation électromagnétique d'un choc de foudre en aéronautique

Ali Jazzar

► **To cite this version:**

Ali Jazzar. Modélisation électromagnétique d'un choc de foudre en aéronautique. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT : 2012GRENT077 . tel-00789991v2

**HAL Id: tel-00789991**

**<https://theses.hal.science/tel-00789991v2>**

Submitted on 15 May 2013

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

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

**THÈSE**

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE**

Spécialité : Génie Electrique

Présentée par

JAZZAR ALI

Thèse dirigée par **Gérard MEUNIER** et **Edith Clavel**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble**  
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,**  
**Automatique & Traitement du signal**

***Modélisation Electromagnétique d'un  
Choc de Foudre en Aéronautique***

Thèse soutenue publiquement le « **26/11/2012** »,  
devant le jury d'examen :

**M. Christophe Espanet**

Professeur à l'université de Franche Comté, Examineur et Président

**M<sup>me</sup> Sylvie Baranowski**

Maître de conférences HDR à l'université de Lille 1, Rapporteur

**M. Petru Notingher**

Professeur à l'université de Montpellier 2, Rapporteur

**M. Houmam Moussa**

Docteur ingénieur chez Hispano Suiza groupe SAFRAN, Examineur

**M. Gérard MEUNIER**

Directeur de recherche au CNRS, Co-directeur de thèse

**M<sup>me</sup> Edith Clavel**

Maître de conférences HDR à l'université Joseph Fourier Grenoble,

Directeur de thèse

**M. Mounir Abdi**

Ingénieur Hispano Suiza groupe SAFRAN, invité



## **Remerciements**

A l'issue de ces trois années de thèse intenses, riches et joviales, je tiens par le biais de ces premières pages à exprimer ma profonde gratitude à l'égard des nombreuses personnes que j'ai eues à côtoyer, échanger et converser. Ainsi, mes remerciements s'adressent à :

Ma directrice de thèse Edith Clavel, Maître de conférences HDR à l'université Joseph Fourier, pour tout son accompagnement depuis le stage de Master Recherche précurseur des travaux présentés jusqu'à la rédaction de ce manuscrit. Malgré son agenda chargé, elle a toujours trouvé des disponibilités pour discuter ensemble et m'orienter afin de bien atteindre les objectifs et de débloquer les situations critiques. Sa sympathie, son enthousiasme et ses conseils précieux m'ont beaucoup encouragé à aller de l'avant.

Mon co-directeur de thèse Gérard Meunier, Directeur de recherche au CNRS, pour sa grande gentillesse, sa largesse d'esprit d'une part et aussi d'autre part sa connaissance profonde du sujet qui m'ont grandement aidé à prendre en main ce rude travail. Ses critiques et ses conseils ont toujours été source de motivation pour travailler davantage.

Monsieur Christophe Espanet, Professeur à l'université de Franche Comté pour avoir accepté de présider le jury de ma thèse.

Tous les membres du jury et en particulier Madame Sylvie Baranowski, Maître de conférence HDR à l'université de Lille 1, et Monsieur Petru Notingher, Professeur à l'université de Montpellier 2, en qualité de rapporteurs de thèse.

Le personnel de CEDRAT pour leur accompagnement scientifique au niveau des logiciels (Enrico Vialardi).

Monsieur François Issac, Ingénieur chercheur au laboratoire ONERA dont j'ai appris beaucoup de choses de lui pendant les campagnes de mesures, et Daniel Prost, Ingénieur de Recherche au laboratoire ONERA, pour ses aides et son accompagnement.

Le personnel d'EADS et plus particulièrement Jesus Aspas Puertolas et Richard Perraud pour m'avoir épaulé et permis de réaliser dans les meilleures conditions les mesures nécessaires au sein de leur établissement.

Messieurs Houmam Moussa et Mounir Abdi, Docteur Ingénieur et Ingénieur chez Hispano-Suiza du groupe SAFRAN, leader du projet PREFACE.

Bien évidemment, ma future et tendre fiancée Oumayma qui m'a cassé la tête... tout au long de ma thèse.

Mes chers compagnons Lakhdar Belhadji et Hussein Dogan, Doctorants au G2ELab, pour leur amitié, leur soutien moral et leurs encouragements. Ces trois années m'auraient semblé bien plus longues sans leurs présences, leurs sympathies et surtout leurs embêtements transitoires en pauses-café...

Mansour Tawk, Post-doc au G2ELab, et enfin d'une manière générale tout l'ensemble du personnel du G2ELab et en particulier le chef du laboratoire Monsieur James Roudet, qui ont eu un impact scientifique, moral ou autres dans le bon déroulement des travaux de cette thèse.

Enfin, tout l'honneur des derniers mots est à l'adresse de mes chers parents pour tout leur soutien moral et leur présence malgré la séparation géographique entre la France et le Liban. Au final, je dis tout simplement « Je t'aime Mamam... ».



## Résumé

Dans une vision de transports plus économiques, l'apport des matériaux composites est une solution technologique importante pour l'industrie aéronautique, même si cela ouvre de nouvelles questions de compatibilité électromagnétique sur l'ensemble du système et nécessite l'utilisation d'outils de simulation adaptés. Cette thèse présente l'évaluation de cette mutation technologique vis-à-vis de la problématique foudre. Les méthodes conventionnellement utilisées dans le cadre de la modélisation électromagnétique en 3D des effets indirects de foudre sur les aéronefs s'avèrent limitées car la prise en compte de toutes les particularités géométriques ou physiques des dispositifs étudiés est difficile. Dans le cadre du Projet PREFACE (PROjet d'Étude Foudre sur Avion Composite plus Électrique), ces travaux de thèse proposent d'évaluer des méthodes de modélisation non conventionnelles dans le domaine de l'aéronautique et en particulier la méthode intégrale de recherche de schémas électriques équivalents localisés (PEEC). Une maquette composite de type caisson a été conçue et réalisée afin de représenter la structure minimale d'une section de fuselage, incluant du câblage intérieur. Des mesures ont été effectuées pour étudier et évaluer les mécanismes de couplages électromagnétiques entre les structures composites et les dispositifs internes après injection d'un courant, en particulier dans le cadre de la problématique de l'agression foudre. Une comparaison avec des modélisations PEEC (code InCa3D) dans différentes configurations a permis avec succès de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu. Les avantages de cette approche apparaissent très nettement quand il s'agit de prendre en compte les différents paramètres dimensionnant pour déterminer la répartition des courants sur la structure et sur les câbles connectés à l'intérieur. Ceci permet de formuler des règles générales de conception des protections des équipements internes qui peuvent être appliquées sur les avions à moindre coût.

## Abstract

For economic reasons, the use of composite materials seems to be a valuable solution for aeronautic industries, even if their efficiency concerning the electromagnetic compatibility of on-board systems requires some studies. For that, the use of adapted simulations tools is unavoidable. This thesis presents the evaluation of this technological mutation towards lightning issue. The methods conventionally used in the context of 3D electromagnetic modeling of lightning's indirect effects on aircrafts prove to be restricted because it is difficult to take into account all geometric or physical particularities of devices. In the framework of the PREFACE project (a national project devoted to the study of Lightning Indirect Effects (LIE) on more electric and composite aircrafts), this thesis proposes to evaluate unconventional modelling methods in aeronautics, in particular, the integral method PEEC (Partial Element Equivalent Circuit). A composite model like caisson has been designed and constructed to represent the minimal structure of fuselage section, including inside wiring. Measurements were performed in order to study and evaluate the electromagnetic coupling mechanisms between composite structures and internal devices after a current injection, particularly, in the context of lightning aggression problem. A comparison with PEEC modelling (code InCa3D) in different configurations has enabled successfully to understand the physical phenomena involved. The advantages of this approach appear very clearly when it comes to taking into account the different sizing parameters in order to determine the current distribution on the structure and the cables connected to the interior. This will allow formulating general rules to concept the protections of the internal equipments, which can be applied on aircrafts at a lower cost.

## Table des matières

Remerciements .....	i
Résumé .....	iv
Table des matières .....	v
INTRODUCTION GENERALE .....	1

### **I. CHAPITRE I. EVOLUTIONS FUTURES : VERS LE TOUT ELECTRIQUE ET LE PLUS COMPOSITE ..... 7**

I.1.	Introduction .....	11
I.2.	Evolutions de l'avion .....	12
I.2.1.	Les besoins énergétiques : vers l'avion plus électrique .....	12
I.2.2.	Les matériaux : vers l'avion plus composite .....	14
	I.2.2.1. L'aluminium et ses atouts .....	15
	I.2.2.2. Le composite et ses atouts .....	16
	I.2.2.3. Le composite et ses points faibles .....	18
I.3.	Perturbation électromagnétique .....	21
I.4.	La foudre.....	22
I.4.1.	Origine de la foudre.....	22
I.4.2.	Les différents types de foudre ou les décharges électriques .....	23
	I.4.2.1. Le processus de la décharge négative nuage sol .....	23
	I.4.2.2. Coup de foudre en retour en présence d'un avion.....	24
	I.4.2.3. Zoning .....	25
I.4.3.	Forme d'onde de la foudre et représentation usuelle.....	25
	I.4.3.1. L'onde A.....	27
	I.4.3.2. L'onde D .....	28
I.5.	Les effets de la foudre sur un aéronef .....	28
I.5.1.	Les effets directs de la foudre.....	29
I.5.2.	Les effets indirects de la foudre .....	29
	I.5.2.1. Tensions structurales .....	30
	I.5.2.2. Couplage par le champ magnétique et par la diffusion .....	30
	I.5.2.3. Couplage par le champ électrique.....	31
I.5.3.	Influence de la structure composite sur les fonctionnements électriques .....	32
I.6.	Comportement électromagnétique des matériaux composites .....	35

## *Table des matières*

---

I.6.1.	Impédance de surface et impédance de transfert .....	36
I.6.2.	Effet de la redistribution des courants en fréquentiel .....	38
I.6.3.	Effet de la redistribution des courant en temporel .....	39
I.7.	La sécurité aéronautique et le projet PREFACE .....	42
I.8.	Les besoins en terme de Modélisation .....	45
I.9.	Conclusion.....	47

## **CHAPITRE II. VERS UNE MODELISATION « Foudre » POUR L'AERONAUTIQUE..... 50**

II.1.	Les enjeux de la modélisation .....	52
II.1.1.	Introduction .....	52
II.1.2.	Spécificités du câblage électrique d'un avion .....	53
II.1.3.	Le domaine d'étude.....	54
II.2.	Les méthodes de modélisation en électromagnétisme .....	54
II.2.1.	Introduction .....	54
II.2.2.	La méthode des différences finies .....	56
II.2.3.	La méthode des éléments finis .....	57
II.2.4.	La méthode PEEC.....	60
	II.2.4.1. Rappel des principes méthode .....	60
	II.2.4.2. Vers une simulation temporelle du système.....	62
II.2.5.	Sélection de la stratégie de modélisation.....	63
II.2.6.	Développements nécessaires .....	66
II.2.7.	Quelques exemples illustrant le choix .....	68
	II.2.7.1. Impédances d'un caisson .....	68
	II.2.7.2. Modélisation du câble triphasé d'alimentation des tapis de dégivrage..	71
	II.2.7.3. Performances des résolutions .....	76
II.3.	Conclusions .....	78

## **CHAPITRE III. ANALYSE D'UN CAISSON COMPOSITE .....81**

II.1.	Introduction .....	84
II.2.	Processus de modélisation .....	85
II.3.	Dispositif expérimental.....	86
II.3.1.	Le caisson .....	87
II.3.2.	Campagne de mesures en fréquentiel.....	88



## *Table des matières*

---

II.4.	Mesures préliminaires et hypothèses de modélisation .....	92
II.4.1.	Le composite.....	92
	II.4.1.1. La mesure .....	92
	II.4.1.2. Homogénéité du matériau .....	94
	II.4.1.3. La conductivité.....	97
II.4.2.	Les jonctions composite/aluminium .....	98
II.4.3.	Les impédances terminales .....	99
II.4.4.	Conclusion .....	101
II.5.	Modélisation.....	101
II.5.1.	Mise en œuvre de la modélisation électromagnétique .....	102
	II.5.1.1. L’outil de modélisation.....	102
	II.5.1.2. La description et les simplifications effectuées.....	102
	II.5.1.3. Le maillage .....	103
II.6.	Résultats en fréquentiel.....	108
II.6.1.	Configuration 1 : Caisson + 1 câble droit au dessus et au milieu de la plaque du bas.....	108
II.6.2.	Configuration 2: Caisson + 1 câble 3D .....	109
II.6.3.	Configuration 3 : ajout d’un plancher .....	110
	II.6.3.1. Plancher connecté au caisson en 4 points .....	111
	II.6.3.2. Plaque en aluminium + câble 2D au dessus de la plaque ajoutée.....	112
	II.6.3.3. Plancher en aluminium flottant à l’intérieur.....	113
II.6.4.	Analyse paramétrique .....	115
	II.6.4.1. Les liaisons entre les éléments.....	116
	II.6.4.2. La nature des éléments .....	118
	II.6.4.3. Les données géométriques.....	120
II.6.5.	Conclusion .....	122
II.7.	Résultats en temporel.....	123
II.7.1.	Mise en œuvre de la modélisation temporelle.....	123
II.7.2.	Etude des courants induits par une excitation.....	123
II.7.3.	Confrontation avec les résultats des essais .....	125
	II.7.3.1. Configuration 1 : Caisson + 1 câble droit au dessus et en milieu de la plaque 4 .....	125
	II.7.3.2. Configuration 2 : Caisson + 1 Câble 3D .....	129
	II.7.3.3. Configuration 3: Caisson + 1 câble 2D .....	130
	II.7.3.4. Configuration 4 : Plancher métallique au milieu du caisson.....	131
	III.7.3.4.1 Plancher flottant : Perturbation via le couplage magnétique.....	131
	III.7.3.4.2 Plancher connecté au milieu du caisson .....	135
II.7.4.	Conclusion .....	138

## *Table des matières*

---

Conclusions générales et Perspectives .....	140
BIBLIOGRAPHIE.....	144
ANNEXE 1 .....	151
ANNEXE 2 .....	153



## **INTRODUCTION GENERALE**

La foudre est un phénomène naturel dangereux, imprévisible et inévitable pouvant avoir un impact important sur les systèmes électriques : destruction ou dysfonctionnement des équipements. La foudre constitue le principal phénomène naturel générateur de perturbations électromagnétiques.

La foudre, ce n'est pas seulement des éclairs entre le sol et un nuage, mais aussi des éclairs entre deux nuages ou encore à l'intérieur même d'un nuage et ainsi la foudre peut être établie entre les nuages et l'avion. Ces derniers se produisent à plusieurs kilomètres d'altitude et rendent vulnérable tout avion naviguant dans une telle zone. Cet événement est loin d'être exceptionnel car, en moyenne, un avion civil est foudroyé toutes les 1000 heures de vol selon l'Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales (ONERA).

Lorsqu'un avion est foudroyé, son fuselage est ainsi parcouru par de forts courants de quelques centaines de kA. La foudre peut avoir une conséquence mécanique sur la structure de l'avion, elle peut perforer l'appareil et elle peut aussi endommager les systèmes électriques. Le courant foudre peut se propager jusqu'aux systèmes internes et perturber leur fonctionnement.

Donc, la foudre représente un grand danger pour la sécurité aérienne, dont les conséquences peuvent s'étendre à la perte de l'aéronef et la vie des personnes.

Parallèlement, à notre époque, le marché aéronautique est demandeur d'aéronefs performants et peu coûteux (consommation faible, avion toujours disponible, peu de pannes, réparations simples à effectuer). Donc, le défi majeur de l'industrie aéronautique consiste à imaginer des produits plus légers qui donnent de meilleures performances que la technologie existante réduisant ainsi l'impact environnemental. La réduction de la masse des avions apporte des avantages essentiels pour améliorer leurs performances, en matière de consommation d'énergie, mais également pour augmenter leur capacité de transport afin de prendre un avantage concurrentiel sur le marché des nouvelles générations d'aéronefs.

De ce fait, pour la légèreté de l'aéronef, l'industrie aéronautique conçoit les avions de demain en suivant deux tendances : plus électrique et plus composite. Plusieurs autres exemples illustrent de cette migration peuvent être cités. Ils possèdent tous les caractéristiques suivantes :

1. confort (c'est-à-dire un moteur électrique plus discret et ainsi une cabine plus confortable : des loisirs démultipliés),
2. coût (consommation moindre de carburant et augmentation du nombre de passagers à bord de l'avion, maintenance facilitée),
3. environnement (des avions moins lourds, donc moins gourmands en kérosène)

Mais, de nombreuses craintes ont été soulevées à propos de l'utilisation massive des matériaux composites dans la structure d'un avion surtout face à la foudre. Le rôle de cage de Faraday assuré par l'aluminium étant de ce fait diminué il s'avère nécessaire d'avoir une meilleure connaissance de cette technologie appliquée à l'aviation commerciale face au manque de retour d'expérience.

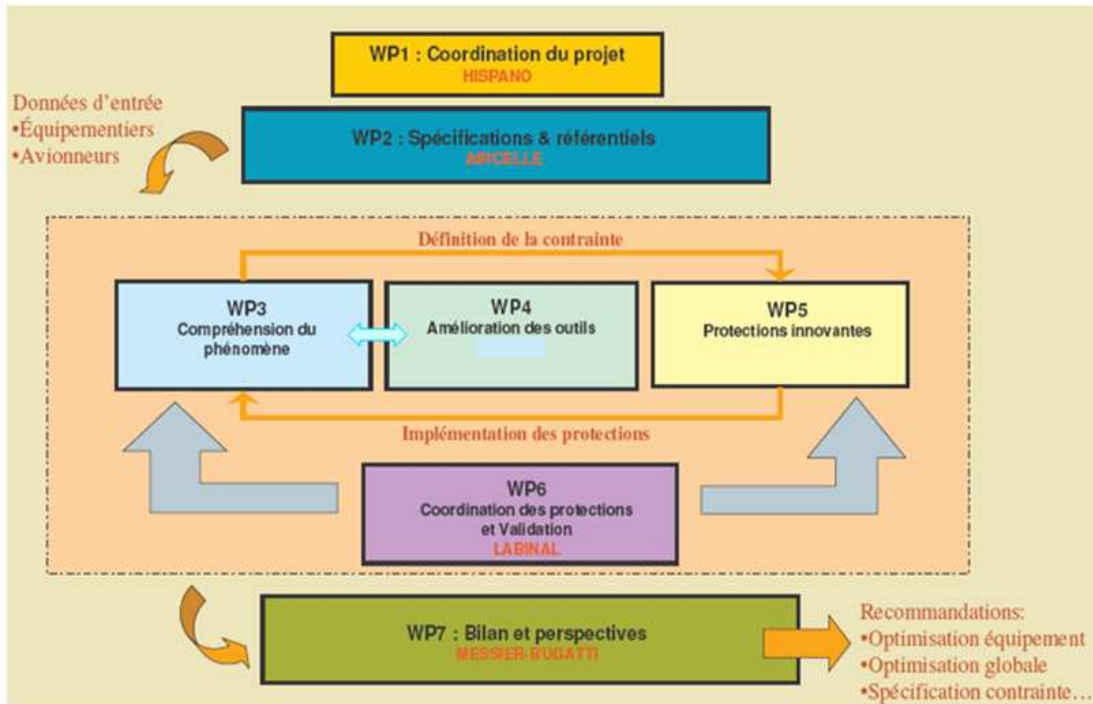
Par ailleurs l'intégration de plus en plus d'équipements électriques et systèmes électroniques (en remplacement de systèmes mécaniques) entraîne une augmentation du nombre de câbles et un redimensionnement des réseaux d'énergie. La proximité des matériaux composites de ces structures électriques internes pourrait souffrir de ces agressions foudre et notamment le réseau de câblage potentiellement soumis à des champs électromagnétiques intenses.

Le monde de l'industrie aéronautique s'inquiète de l'état des connaissances de cette technologie appliquée à l'aviation commerciale, et du niveau de préparation des Autorités de l'Aviation Civile à cette transition technologique. Les Autorités de l'aviation sont en train de prendre des mesures de manière à répondre à tous les défis de sécurité liés à l'utilisation du composite pour la structure d'un avion.

Ainsi, le savoir-faire en terme de protections, de normes de spécification et de qualification des équipements avioniques usuels n'est plus adapté à ces systèmes étendus. Le projet PREFACE (Projet d'Etude Foudre sur Avion Composite plus Electrique) a pour ambition de répondre à ces nouveaux défis.

PREFACE présente aussi l'immense avantage de regrouper les acteurs systémiers SAFRAN, les avionneurs (Dassault, Eurocopter et Airbus), un réseau d'experts scientifiques foudre et électrique important (ONERA, CEAT, G2eLab, EADS\_IW, Laplace, Supélec, LCC). A ce titre, ils développent ensemble une façon de travailler plus intégrée sur une problématique nécessairement partagée, dans le but d'identifier, de spécifier et de valider les contraintes aux interfaces systèmes/avion et de proposer les meilleures solutions de protections en terme d'efficacité, masse, volume et coût.

Le projet est composé de 6 work packages (Figure 1. 1).



**Figure 1. 1 : Les différents work packages du projet PREFACE**

L'une des thématiques du projet PREFACE propose de favoriser une approche numérique pour la modélisation des effets indirects de la foudre sur la structure composite. Cette approche s'inscrit dans la démarche de compréhension des phénomènes via le développement de modèles 3D ou de circuits électriques équivalents des avions avant la fabrication du premier avion. Ceci intervient au niveau des WP3 et WP4 (Figure 1. 1) dans lesquels s'inscrivent les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit.

Etant donné que l'avionneur doit prouver le bon comportement de l'appareil face à différents types d'agressions extérieures, dont la foudre, la phase de conception doit inclure des critères permettant de réduire au maximum les problèmes d'interférences, pour être autorisé à le commercialiser.

Cette recherche représente une étude importante pour le domaine de l'aéronautique, elle a pour objectif de supporter les travaux liés à la certification des nouveaux avions utilisant cette technologie et d'obtenir une certaine expertise sur ses propriétés électriques.

Le premier chapitre présente tout d'abord, les avantages et inconvénients de cette transformation de l'avion vers l'avion plus électrique et plus composite. Ainsi, il développe le contexte dans lequel s'inscrit cette étude et est tout d'abord consacré à la synthèse théorique du phénomène de foudroiement et aux effets électromagnétiques associés.

Le deuxième chapitre de ce manuscrit rappelle l'essentiel des méthodes possibles pour la simulation indirecte de la foudre. La prédominance de la méthode FDTD (différences finies dans

le domaine temporel) apparaît surtout comme historique, mais elle semble mal adaptée au traitement d'un phénomène aussi basse fréquence que la foudre. Par ailleurs, il est important d'envisager une modélisation avec un temps de calcul acceptable. A partir du moment où la propagation peut être négligée (approche quasi-statique), d'autres méthodes apparaissent, et en particulier les méthodes intégrales de type PEEC (éléments partiels de circuit électrique). Dans ce chapitre, deux méthodes de modélisation sont comparées : une méthode d'interaction proche (méthode éléments finis), et une méthode d'interaction à distance (méthode intégrale). Des investigations sur un même cas test permettront de calculer l'évolution de la circulation des courants dans la structure étudiée et de conclure sur les points forts de chaque méthode.

Enfin, le troisième chapitre se consacre à l'application de la méthodologie de modélisation proposée, basée sur l'utilisation de méthodes intégrales, sur des démonstrateurs du projet PREFACE. Les grands axes de cette partie concernent la modélisation des matériaux composites et des câbles électriques qui existent à l'intérieur des structures étudiées afin d'évaluer et comprendre l'impact de l'introduction du composite sur les répartitions des courants au niveau des équipements qui se trouvent à l'intérieur. Elle y est abordée à la fois de manière numérique et expérimentale avec la volonté de comprendre les effets de la foudre sur ces matériaux composites et ainsi d'avoir une meilleure connaissance sur les phénomènes de couplage induits par la foudre sur les équipements électriques de l'aéronef. Les mesures ont permis de consolider les calculs et ont fourni une importante base de données de résultats de couplage.

Pour finir, une conclusion générale permet de statuer sur les performances et l'intérêt de l'utilisation des méthodes intégrales dans l'étude du choc foudre sur l'aéronef pour aider l'avionneur à certifier les nouveaux avions. Les suites à donner à ces travaux sont multiples et seront alors abordées en perspectives.







**Chapitre I.  
Evolutions futures : vers le  
tout électrique et le plus  
composite**



<b>I.</b>	<b>CHAPITRE I. EVOLUTIONS FUTURES : VERS LE TOUT ELECTRIQUE ET LE PLUS COMPOSITE .....</b>	<b>7</b>
I.1.	Introduction .....	11
I.2.	Evolutions de l'avion .....	12
I.2.1.	Les besoins énergétiques : vers l'avion plus électrique .....	12
I.2.2.	Les matériaux : vers l'avion plus composite.....	14
	I.2.2.1. L'aluminium et ses atouts .....	15
	I.2.2.2. Le composite et ses atouts .....	16
	I.2.2.3. Le composite et ses points faibles .....	18
I.3.	Perturbation électromagnétique .....	21
I.4.	La foudre.....	22
I.4.1.	Origine de la foudre.....	22
I.4.2.	Les différents types de foudre ou les décharges électriques .....	23
	I.4.2.1. Le processus de la décharge négative nuage sol .....	23
	I.4.2.2. Coup de foudre en retour en présence d'un avion.....	24
	I.4.2.3. Zoning .....	25
I.4.3.	Forme d'onde de la foudre et représentation usuelle.....	25
	I.4.3.1. L'onde A.....	27
	I.4.3.2. L'onde D .....	28
I.5.	Les effets de la foudre sur un aéronef.....	28
I.5.1.	Les effets directs de la foudre.....	29
I.5.2.	Les effets indirects de la foudre .....	29
	I.5.2.1. Tensions structurales .....	30
	I.5.2.2. Couplage par le champ magnétique et par la diffusion .....	30
	I.5.2.3. Couplage par le champ électrique.....	31
I.5.3.	Influence de la structure composite sur les fonctionnements électriques .....	32
I.6.	Comportement électromagnétique des matériaux composites .....	35
I.6.1.	Impédance de surface et impédance de transfert .....	36
I.6.2.	Effet de la redistribution des courants en fréquentiel .....	38
I.6.3.	Effet de la redistribution des courant en temporel .....	39
I.7.	La sécurité aéronautique et le projet PREFACE.....	42
I.8.	Les besoins en terme de Modélisation .....	45
I.9.	Conclusion.....	47



## **I.1. Introduction**

L'augmentation de la taille des avions n'a cessé d'évoluer depuis les débuts de l'aviation civile. Les deux principaux constructeurs aéronautiques civils, AIRBUS et BOEING, orientent leurs activités de recherche et de développement vers l'avion le plus léger et le plus sécurisé possible. Afin, de réduire la masse et les coûts de maintenance de ce nouvel avion, l'industrie aéronautique se dirige progressivement vers le remplacement des systèmes hydrauliques et pneumatiques par des systèmes électriques et l'utilisation de matériaux plus légers.

Le but est de créer une nouvelle approche de la chaîne énergétique, en donnant de plus en plus d'importance à l'énergie électrique à la place des autres sources d'énergies classiquement utilisées à bord d'un avion mécanique, hydraulique et pneumatique. Les objectifs sont ainsi d'améliorer les performances et la fiabilité de l'avion, de réduire sa masse, donc sa consommation de kérosène, et son impact environnemental, tout en réduisant significativement les coûts de production et de maintenance. Ainsi, un des principaux avantages de l'électricité est une maintenance simplifiée qui permet des interventions plus rapides contrairement à la plupart des systèmes hydrauliques ou pneumatiques qui entraînent une immobilisation au sol.

Les structures principales constituent un élément majeur du dimensionnement économique d'un avion. Depuis le début de l'aéronautique, les matériaux utilisés ont largement évolué. On est ainsi passé des premiers aéronefs avec une structure primaire en bois, aux derniers appareils utilisant différents alliages d'aluminium, du titane et des matériaux composites. Récemment, l'emploi de nouveaux matériaux composite se généralise massivement dans l'industrie aéronautique pour réduire le poids des appareils et leur consommation de carburant. Et ces matériaux présentent une rigidité et une résistance spécifique plus élevée que les métaux, ainsi qu'une tenue à la corrosion.

Par contre, le composite est un matériau beaucoup moins conducteur électrique que les métaux et l'augmentation de l'intégration des systèmes et des câbles électriques dans l'avion pourrait le rendre plus vulnérable aux agressions électromagnétiques et notamment à la foudre.

L'objectif de ce premier chapitre est de décrire plus précisément le contexte dans lequel s'inscrit notre travail et de présenter la démarche de notre étude. Ainsi le thème de ce travail est centré autour de l'évaluation de la circulation du courant foudre sur la structure composite externe, de sa pénétration dans la structure interne que ce soit sur les câbles de puissance et/ou les équipements électriques et électroniques.

## I.2. Evolutions de l'avion

### I.2.1. Les besoins énergétiques : vers l'avion plus électrique

Au début de l'aviation, l'homme constituait l'unique source d'énergie embarquée dans l'avion. Il transmettait le mouvement vers les commandes par l'intermédiaire de câbles métalliques et de poulies [1]. Il effectuait manuellement toutes les commandes nécessaires au pilotage. Avec l'augmentation de la taille et de la vitesse de l'avion, il a été nécessaire de réduire les efforts fournis par le pilote étant donné que la seule force de l'homme ne suffit pas à réaliser ces actions. Par conséquent, l'avionneur a commencé à chercher des solutions comme l'utilisation des énergies complémentaires (hydraulique, pneumatique et électrique) à celle de l'homme pour actionner les commandes nécessaires au pilotage. L'énergie que peut fournir le liquide hydraulique est très supérieure à celle que peuvent fournir les muscles d'un homme.

Rapidement, des sources d'énergies ont été introduites afin d'alimenter l'instrumentation de vol facilitant la navigation. S'ensuivit l'alimentation de tous les équipements électroniques nécessaires à la navigation ainsi que les instruments de contrôle. Enfin, le transport massif de passagers a encouragé le confort et le développement d'appareils de divertissements tels que l'éclairage, la vidéo et les appareils de cuisson faisant croître les besoins énergétiques.

Trois sources d'énergie existent actuellement dans les aéronefs (Figure 1. 2). L'énergie utilisée se représente sous forme hydraulique, pneumatique et électrique. Les moteurs de l'avion alimentent divers équipements permettant de générer ces différentes sources d'énergie, comme indiqué Figure 1. 2

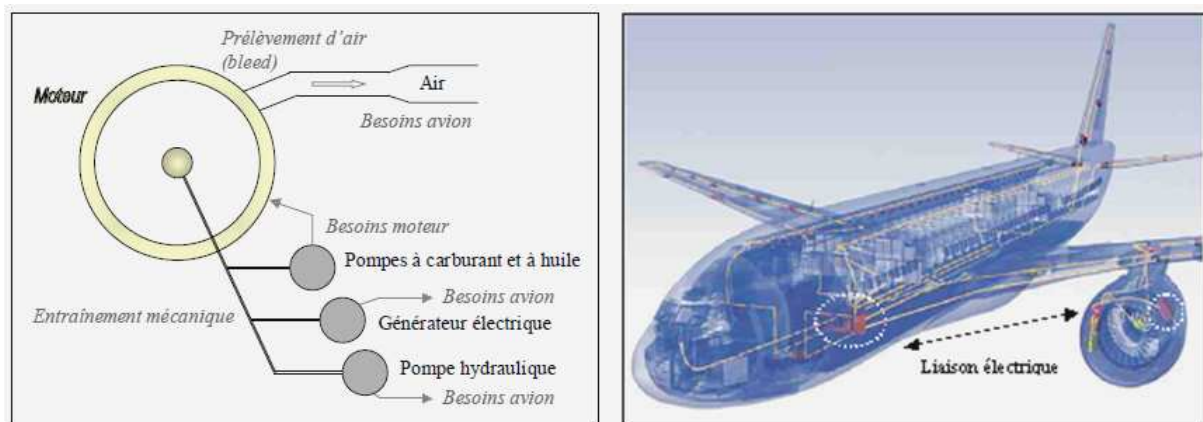


Figure 1. 2: Différentes sources d'énergie mises en œuvre dans un avion

Energie hydraulique : Le circuit hydraulique doit être maintenu sous une forte pression. Cette fonction est assurée par une pompe qui est alimentée par le moteur de l'avion. Elle est majoritairement utilisée pour actionner les commandes de vols, par exemple le train d'atterrissage, et le freinage de l'avion. Un réservoir hydraulique est placé sur chacun des circuits afin d'alimenter tous les systèmes de freinage et les trains. La solution la plus moderne consiste à transmettre les ordres aux servocommandes par des câbles électriques

Energie pneumatique : Dans le cas des moteurs à réaction, l'énergie pneumatique est fournie par un prélèvement d'air sur les étages compresseurs basse et haute pression des réacteurs. Les fonctions réalisées par les systèmes pneumatiques sont surtout la climatisation de l'avion.

Energie électrique : L'énergie électrique alimente de nombreux équipements tels que les calculateurs, les instruments de navigation, l'éclairage, les commandes d'actionneurs. En effet, depuis les années 80, les actionneurs des commandes de vol deviennent commandés électriquement, donc il n'existe plus de liaison mécanique entre les leviers de commande du pilote et les servocommandes qui pilotent les actionneurs hydrauliques. Ce concept offre la possibilité d'une reconfiguration complète d'un avion. Les études ont montré que ce concept à terme peut conduire à une réduction de la masse, à une augmentation de la fiabilité, à la simplification de la maintenance, à la réduction des coûts [2].

Ainsi à notre époque, le terme d'avion « plus électrique » est couramment employé. Outre la simplification de mise en œuvre obtenue par des systèmes électriques, l'objectif principal reste la réduction de la masse globale de l'avion. La masse est un critère déterminant dans le choix des technologies avionables.

En effet, l'électricité offre des avantages certains par rapport à l'hydraulique. La génération, la distribution et l'utilisation de l'énergie électrique sont plus aisées, car elles sont plus facilement maîtrisables que l'énergie hydraulique ou pneumatique. L'électricité simplifie la distribution, en limitant le risque de fuites et en facilitant l'isolation d'un secteur défectueux. Le but principal de ce concept est à terme d'éliminer toute l'infrastructure hydraulique et mécanique pour la distribution de l'énergie dans un aéronef afin d'alléger le poids de l'avion et assurer la sécurité des passagers.

De plus, les progrès en électronique de puissance permettent des conversions d'énergie électrique très fiables et très performantes [3]. Les actionneurs électriques actuels associés à leur électronique de puissance offrent une grande souplesse de contrôle. Cette avancée du tout électrique s'explique par l'augmentation de la densité de puissance des systèmes de conversion d'énergie entre le moteur de l'avion et les équipements électriques de bord.



En effet, qui dit plus d'électricité embarquée, dit aussi davantage de câbles pour conduire le courant. On estime ainsi à plus de 500 kilomètres la longueur des câbles dans l'A380 [4]. Un des principaux avantages de l'électricité est la simplicité de la maintenance possible directement sur avion : un dispositif défectueux peut être débranché, changé par un autre et réparé plus tard au sol sans immobiliser l'avion alors qu'avec l'hydraulique il fallait prévoir un circuit de secours ou le réparer au sol.

Nous pouvons résumer dans le Tableau 1. 1, les avantages et inconvénients de chaque énergie utilisée dans l'avion.

	Avantage	Inconvénient
Energie hydraulique	Fort couple	Fuite kilomètres de tuyauterie
Energie Pneumatique	Démarrage des réacteurs	Prélèvement sur les réacteurs
Energie électrique	Gain de poids Coût de maintenance	Compatibilité Electromagnétique (par exemple A380 a plus de 500 km de câbles, plus de 3500 connecteurs et 40000 segments des câbles)

**Tableau 1. 1:** Principaux avantages et inconvénients des différentes sources d'énergie

Dans cette optique, l'industrie aéronautique utilise de plus en plus l'énergie électrique, afin d'alléger le poids et assurer la sécurité de l'aéronef via un cœur électrique. Néanmoins, il faut prendre en compte le nouvel environnement électromagnétique car le composite est beaucoup moins conducteur du courant que l'aluminium Ce point sera évoqué dans le paragraphe suivant.

### **I.2.2. Les matériaux : vers l'avion plus composite**

Depuis la première guerre mondiale, l'avion commence à prendre une importance de plus en plus grande dans le domaine militaire [6]. Au début de l'aviation, il était un moyen pour visualiser les endroits des ennemis, mais des avions bombardiers ont été également conçus. Depuis la deuxième guerre mondiale jusqu'à aujourd'hui, les évolutions ont aussi touché le domaine du transport civil pour s'adapter aux besoins toujours croissants de déplacements des populations, c'est la période de l'aviation moderne. On a commencé à voir des avions qui font de plus en plus de longs trajets et ceci plus rapidement.

Des progrès techniques entraînent des innovations intéressantes sur tous les systèmes de l'avion commençant par le moteur à réaction, le train d'atterrissage, l'importance des formes, la

capacité jusqu'à la conception de nouveaux matériaux afin d'avoir un avion plus puissant, plus rapide, plus confortable, plus grand, moins polluant.

Pendant la première guerre mondiale, la construction de l'avion était en armature de bois, recouverte de toile. Ensuite, des avions à base d'acier ont été construits mais cela a peu duré à cause de leurs poids et de leur faible résistance structurelle qui ne supporte pas les forces présentes en vol. Une aile d'acier pèse 30% à 40% plus qu'une aile en bois. Donc, l'utilisation du bois a persisté jusqu'en 1930. Durant cette année, les constructeurs ont fabriqué le squelette de l'avion en acier pour maintenir sa forme. Ensuite au milieu de l'année, les compagnies arrivaient à construire des avions en métaux aussi légers que leurs équivalents en bois, mais leurs prix étaient nettement plus élevés. Depuis, tous les avions commerciaux sont construits principalement à partir d'alliages variés d'aluminium. Les prix de construction, le poids, et les coûts de support technique ont régulièrement décliné pour les compagnies aériennes. Nous voyons dans cette évolution le rôle important que jouent les matériaux dans l'aviation

Ainsi les matériaux en aéronautique ont été et restent un élément important et fondamental dans l'évolution et la viabilité économique de l'aviation. L'objectif principal est d'inventer des matériaux plus légers mais aussi plus résistants, permettant de construire des avions plus grands et donc capables de transporter de plus en plus de gens, mais aussi plus légers et plus confortables en essayant d'être les moins coûteux en carburant que possible.

En aéronautique, comme évoqué dans l'introduction générale, l'utilisation des matériaux est multiple afin de répondre à des questions de marché et aussi à une liste d'objectifs opérationnels et économiques de plus en plus exigeants. Le développement aéronautique dans ce domaine, s'oriente ensuite vers des nouvelles conceptions et la découverte de nouveaux matériaux qui apporteraient au cours des années de meilleures résistances pour améliorer les performances et la fiabilité de l'avion en permettant une importante perte de poids.

Ces nouveaux matériaux plus légers qui apparaissent sont le composite, le plastique, la fibre de verre ou le carbone. Dans l'aviation d'aujourd'hui, il y a deux catégories importantes de matériaux utilisés : les alliages métalliques et les matériaux composites, chacun ayant ses propres avantages. Actuellement, les fuselages en aluminium tendent à être progressivement élaborés avec des matériaux tel que les composites de carbone [7].

### **I.2.2.1. L'aluminium et ses atouts**

L'aluminium est un métal très répandu sur la terre. Le troisième élément après l'oxygène et le silicium. Les bauxites qui sont des roches riches en aluminium (45 à 60%) constituent actuellement la source quasi exclusive de ce métal [9] [10] [11]. L'emploi de l'aluminium est

surtout motivé par l'industrie aéronautique et automobile, pour sa faible masse volumique (le tiers de celle de l'acier et du cuivre). Par contre, l'aluminium seul n'offre pas une résistance mécanique élevée. D'autres métaux sont ajoutés à l'aluminium pour le rendre plus fort en tension. Ainsi, l'alliage d'aluminium répond efficacement à ce problème. Par ailleurs, les refroidissements rapides, ou successifs refroidissements et réchauffements du métal, peuvent renforcer l'aluminium.

Dans un avion, lorsque l'essentiel de la structure est constitué de matériaux conducteurs (cas de l'aluminium), certaines fonctions électriques sont implicitement réalisées en faisant l'hypothèse que le potentiel électrique est le même dans toute la structure. Ainsi, un fuselage métallique joue un rôle très important pour le fonctionnement du réseau électrique embarqué. Ce dernier sert ainsi au retour du courant et les courants de défaut peuvent être évacués de la même façon que les courants fonctionnels si l'équipement est relié à des pièces métalliques de l'avion. De cette façon, nul besoin de rajouter des câbles électriques pour assurer le retour de courant. Ceci va dans le sens de la réduction du poids de l'avion. De plus, le fuselage métallique de l'avion est une cage de Faraday, donc il protège les réseaux électriques internes lorsqu'il est touché par la foudre, ce qui permet à l'avionneur d'installer les câblages électriques à proximité de la structure.

Ainsi, la forte conductivité du matériau est un avantage majeur en cas d'agressions électromagnétiques, notamment la foudre, car le fuselage joue alors le rôle de cage de Faraday ce qui permet de limiter les champs électromagnétique qui pénètrent à l'intérieur de l'avion. Les réseaux électriques internes sont ainsi protégés en cas de foudroiement.

Mais, le besoin croissant de transport aérien mène au développement d'avions civils et de gros porteurs, dont les tailles ne cessent d'augmenter. Par ailleurs, en 1973, le premier choc pétrolier fait prendre conscience d'une nécessaire maîtrise de la consommation de carburant passant par un contrôle du poids de l'avion. C'est ainsi que les constructeurs d'avions commerciaux commencent à utiliser les matériaux composites dans les avions de transport depuis plusieurs décennies.

### **I.2.2.2. Le composite et ses atouts**

Depuis plusieurs décennies, l'emploi de nouveaux matériaux composite commence à prendre une place dans l'industrie aéronautique afin d'alléger le poids de l'avion. D'après l'administration fédérale de l'aviation FAA (Figure 1. 3), en 1965 l'industrie aéronautique a commencé à utiliser des matériaux composites mais dans la partie secondaire de l'avion comme le tableau de bord et l'aile de l'avion. Par exemple, en 1994, le Boeing 777 est un avion qui présente une structure détenant un grand nombre de pièces en matériaux composites. Il en présente plus

que le Boeing 767 durant l'année 80. Ainsi depuis 2008, des avions commerciaux de grande capacité construits majoritairement en composite rentrent en opération : le Boeing 787 annonce maintenant 50 % de matériau de l'avion sont en composite. De même, depuis 30 ans, les structures composites sont de plus en plus présentes chez Airbus. La part des pièces composites sur Airbus est ainsi passée de 6% sur l'A300 à près de 25% sur l'A380 en 2007 et un peu plus tard en 2010, 52% sur l'A350.

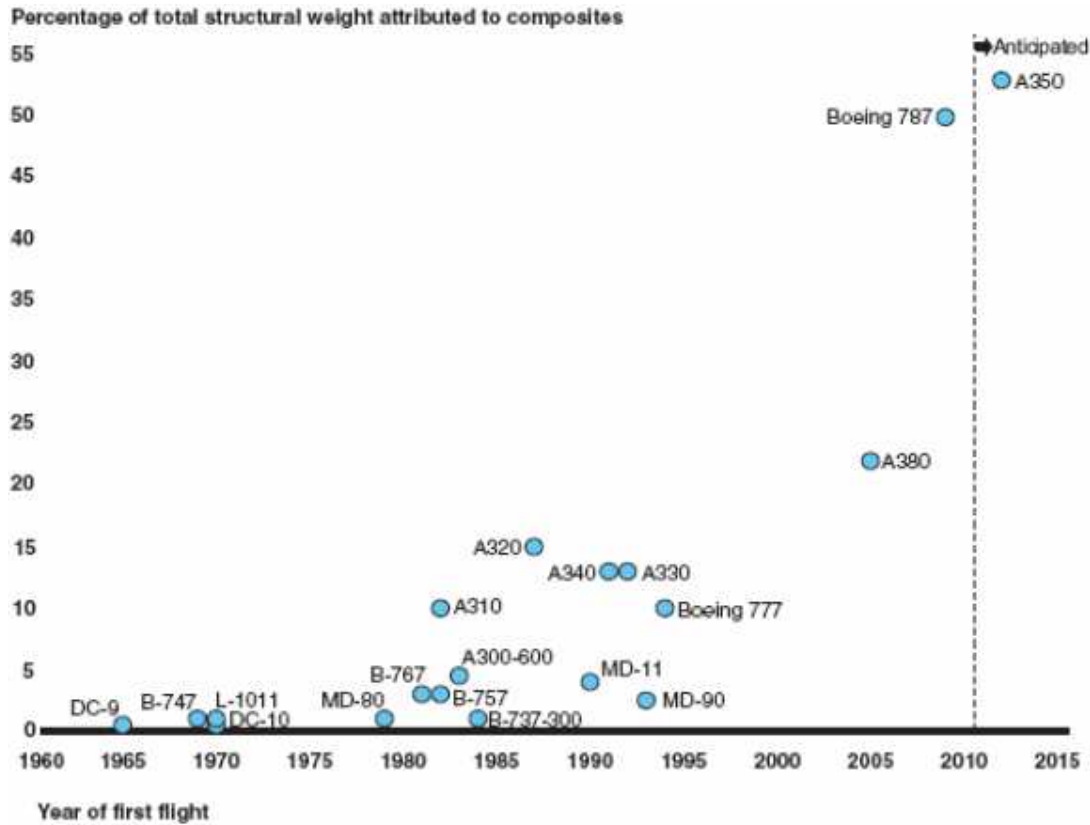


Figure 1. 3: Evolution du pourcentage en masse des structures composites dans les avions [12].

Les matériaux composites se présentent donc comme l'avenir d'une structure idéale pour un avion de transport civil ou de transport de marchandises [10]. Comme on peut le voir d'après la figure précédente, les matériaux composites ont été introduits petit à petit dans la structure des avions tant au niveau des parties secondaires que des équipements majeurs.

Un matériau composite est constitué de l'assemblage d'au moins deux matériaux non miscibles et de nature différente, se complétant et permettant d'aboutir à un matériau dont l'ensemble des performances est supérieur à celui des deux composants pris séparément [13]. Les deux constituants de base d'un matériau composite sont la matrice et le renfort. Le renfort assure la tenue mécanique tandis que la matrice assure la cohésion de la structure et le transfert de charges entre les renforts.

Ainsi, les matériaux composites peuvent prendre n'importe quelle forme. Ils présentent une rigidité plus élevée, d'excellentes caractéristiques mécaniques, et d'excellentes résistances à la fatigue et à la corrosion. De plus, ce type de matériaux apporte aussi une grande souplesse au niveau de la conception.

### **I.2.2.3. Le composite et ses points faibles**

Malgré leurs nombreux avantages, les composites restent des matériaux extrêmement sensibles aux échauffements et aux circulations des courants pouvant générer ces échauffements [27], donc les avionneurs ne peuvent pas utiliser les composites pour le retour de courant. En plus, dans la direction la moins résistive, la conductivité du composite est beaucoup plus faible que celle de l'aluminium. Par conséquent, de par leurs mauvaises propriétés électriques en terme de conductivité, il n'est plus possible de relier les retours des réseaux électriques à la structure afin d'assurer la continuité électrique.

Ainsi, leur faible conductivité est un inconvénient majeur en cas d'agressions électromagnétiques, notamment la foudre, car ils ne jouent plus le rôle de cage de Faraday qu'assurait l'aluminium et n'offrent pas les mêmes garanties de blindage que les matériaux métalliques. Les structures internes pourraient donc souffrir de ces agressions et notamment le réseau de câblage.

Les propriétés et les caractéristiques électriques du composite contribuent en particulier à modifier l'environnement électromagnétique à bord des avions par rapport à une structure métallique. Pour ces raisons, l'utilisation des matériaux composites dans le fuselage d'un avion pose évidemment des gros problèmes quant à la conception des réseaux électriques embarqués.

Ceci conduit les avionneurs à prendre en compte la CEM (Compatibilité Electro Magnétique) dès la phase de conception et formaliser les exigences fonctionnelles relatives à chacune des fonctions afin de pouvoir concevoir les dispositifs qui assureront un juste niveau de performances et les protections associées. Les recherches des avionneurs s'orientent dans différentes directions pour répondre à cette problématique.

Ainsi ils ont rajouté un réseau conducteur (ESN : Electrical Structural Network utilisé par AIRBUS et CRN : Current Return Network utilisé par BOEING) en vue de maintenir toutes les fonctions assurées par la structure conductrice naturelle qu'était l'aluminium, notamment vis-à-vis du foudroiement de la structure. Donc, les caractéristiques du composite contribuent en particulier à modifier l'environnement électromagnétique à bord des avions par rapport à une structure métallique

ESN : Il s'agit de la solution développée par Airbus qui consiste à employer les structures métalliques déjà existants dans l'avion (tels que les rails des sièges, quelques cadres de la structure, etc.) afin de permettre le retour de courant. Le même rôle est également assuré par des bandes en aluminium attachées au fuselage composite [28].

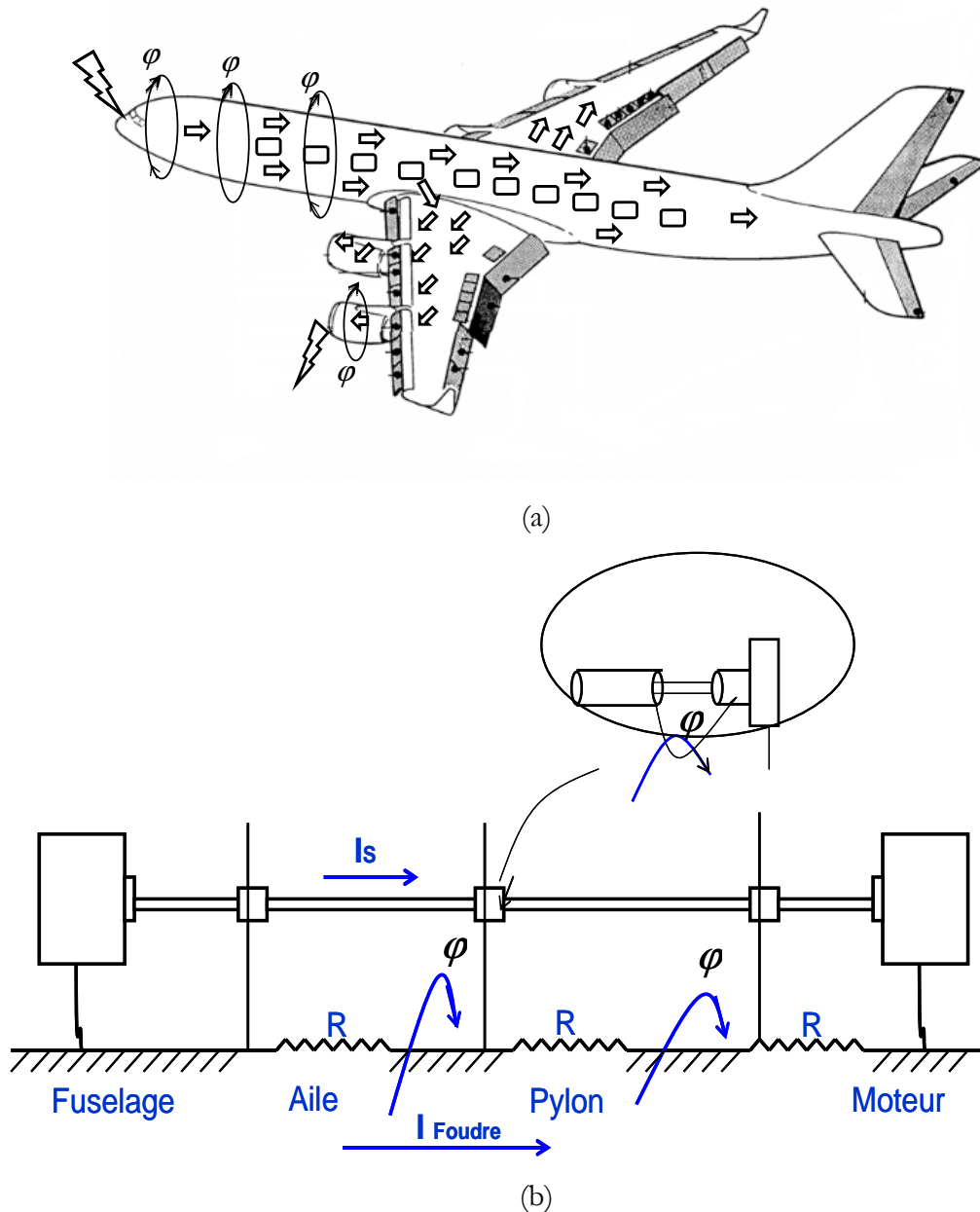
CRN : Il s'agit de la solution Boeing qui prédispose d'un ensemble de câbles situés au niveau de la longueur de l'avion. Ces derniers sont également accompagnés d'autres parties métalliques opérant la connexion entre les câbles longitudinaux à certains endroits pour garantir l'équipotentialité du système [29].

Malgré ces dispositifs, il reste d'énormes problèmes pour les avionneurs car le fuselage en matériau composite fournit une protection réduite face aux agressions.

Parallèlement, ils conduisent des travaux cherchant à étudier les causes et effets de tous les phénomènes électromagnétiques indésirables ainsi que les moyens à mettre en œuvre pour les supprimer. On étudie donc la protection des câbles, des circuits ou des systèmes, vis-à-vis des perturbations électromagnétiques de toute nature, que ce soit d'origine naturelle ou humaine. Il y a aussi en compatibilité électromagnétique, des perturbations qui viennent du système lui-même : couplages entre éléments d'un même circuit, ou interférences entre antennes trop proches les unes des autres.

Les systèmes d'énergie hydraulique et mécanique ne produisent pas de perturbations électromagnétiques et ne subissent pas leur influence. Mais cette apparition conjointe du développement du réseau électrique embarqué et de ce nouvel environnement électromagnétique ne va pas sans poser des questions fondamentales quant à la mise en œuvre de ces réseaux de bord : comportement face à la foudre (effets directs et indirects), équipotentialité, sont autant de problèmes ouverts vis-à-vis des fonctionnalités des réseaux électriques

Le foudroiement d'un avion est en soit un phénomène courant, la décharge électrique qui peut atteindre des millions de volts en valeur instantanée ne fait que transiter par la structure primaire du l'avion (Figure 1. 4) le plus souvent en principe des perturbations électromagnétiques. Dans le cas particulier de la foudre, les mécanismes de couplages et le rayonnement électromagnétique générés par la décharge subie sur le nouveau matériau composite vont perturber les systèmes électriques utilisés à la place des systèmes hydrauliques et pneumatiques, en utilisant les nombreux câbles ajoutés comme moyen de propagation.



**Figure 1. 4 : La pénétration du flux magnétique et la tension induite sur le câblage électrique**  
**(a) Installation (b) Mécanisme**

D'après la Figure 1. 4 (b), lorsque la foudre touche la structure externe composite (fuselage, aile, pylône et moteur) de l'avion, les courants de foudre vont chercher les chemins les moins résistifs et vont générer des champs magnétiques qui peuvent pénétrer et se coupler avec le réseau de câblage interne. Il est alors essentiel de pouvoir comprendre les divers phénomènes d'écoulement sur une structure composite et leurs comportements sur l'ensemble des câbles de puissance, incluant les éventuelles armatures. Ainsi, il est nécessaire de pouvoir caractériser les courants circulant dans la peau et les équipements internes de l'avion.

C'est l'objectif essentiel de cette thèse que de mettre en place des outils numériques dimensionnés pour la modélisation sur un objet de grandes dimensions permettant de mieux formuler les règles générales de protection sur un gros aéronef et ce à moindre coût.

Afin d'évaluer avec précision l'interaction de la foudre avec un avion, il faut avoir une certaine connaissance de la physique de la foudre.

### **I.3. Perturbation électromagnétique**

De nos jours, les perturbations électromagnétiques deviennent de plus en plus gênantes pour un grand nombre d'activités industrielles ainsi que pour de nombreuses occupations de la vie quotidienne.

Les perturbations électromagnétiques se classent en deux familles suivant leur origine :

- les perturbations d'origine artificielle telles que celles dues aux radiocommunications, aux radars, aux équipements électriques,
- les perturbations d'origine naturelle telles que la foudre, les rayonnements cosmiques, les décharges électrostatiques.

En ce qui concerne la première famille, il est possible de réduire la gêne occasionnée en agissant à deux niveaux :

- au niveau de la source de la perturbation en limitant les émissions électromagnétiques indésirables dès la conception même du système coupable,
- au niveau du système victime en le rendant moins vulnérable aux perturbations extérieures.

Malheureusement, pour ce qui est des perturbations d'origine naturelle, il est en général impossible d'avoir une quelconque influence sur la source. Le seul recours est donc la protection des systèmes menacés. C'est la raison pour laquelle il est nécessaire de connaître précisément les caractéristiques de la perturbation pour pouvoir protéger efficacement les systèmes victimes.



## I.4. La foudre

La foudre est un phénomène perturbateur naturel important et dangereux dû aux mouvements et aux déséquilibres des charges dans le nuage ou entre le nuage et le sol. Par conséquent, se créent des décharges électriques qui sont à l'origine des diverses sources de perturbations électromagnétiques. La foudre demeure, par son caractère imprévisible et ses effets directs ou indirects, l'une des premières causes qui peuvent mener à des dysfonctionnements et des destructions d'équipements électriques et électroniques qui se trouvent à l'intérieur de l'avion et voire à la perte de l'avion et de son équipage.

### I.4.1. Origine de la foudre

Il existe des turbulences atmosphériques et de fortes différences de température (jusqu'à -60 C à 10 km d'altitude) entre le haut et le bas d'un nuage : sa partie supérieure est constituée de cristaux de glace chargés positivement et sa base de gouttelettes d'eau chargées négativement. Cette différence induit de violents déplacements d'air. La présence de particules diverses comme de la glace et des poussières vont faciliter l'arrachement ou l'ajout d'électrons, selon le signe (Figure 1. 5). Il s'ensuit un champ électrique. Lorsqu'il est trop chargé, le nuage cherche à évacuer cette charge : il se décharge par échange de charges soit avec le sol, soit avec d'autres nuages. Des milliards de charges électriques sont ainsi dissipées donnant lieu à des courants pouvant atteindre 200 kA et des tensions de plusieurs millions de volts.

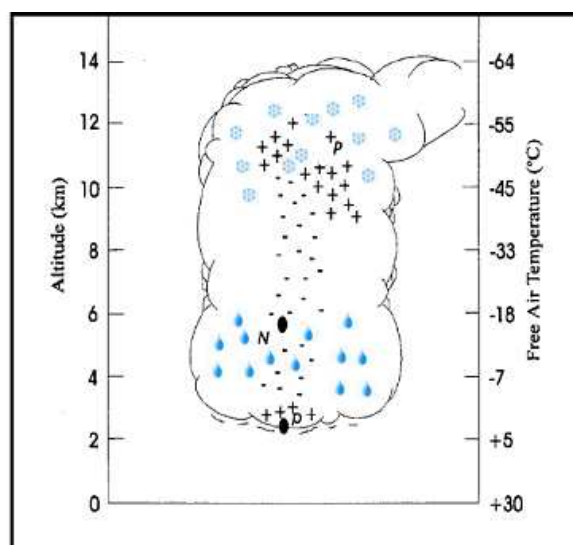


Figure 1. 5: Aspect de l'origine de la foudre [15] [16] [17].

## I.4.2. Les différents types de foudre ou les décharges électriques

Les décharges de la foudre se distinguent par deux catégories suivant la direction ascendante ou descendante du traceur qui déclenche la décharge, et d'autre part le signe de la charge portée à l'extrémité du traceur, positive ou négative, et ainsi le canal ionisé dans l'air constitue la première phase de développement de la décharge. Selon l'origine du traceur, le coup de foudre sera descendant ou ascendant. Un coup de foudre est dit descendant, lorsque le traceur se développe à partir du nuage, il est ascendant lorsque le traceur se propage à partir du sol. Cependant, 90% des coups de foudre sont de types négatifs descendants et ascendants. Les décharges électriques déclenchées par traceurs positifs ascendants ou descendants représentent 10%.

### I.4.2.1. Le processus de la décharge négative nuage sol

Un coup de foudre débute à l'intérieur du nuage orageux. L'hypothèse la plus probable est la formation d'une décharge bidirectionnelle constituée d'un canal positif et d'un canal négatif à l'intérieur du nuage, très probablement entre les régions N et P. Le processus de la décharge négative nuage-sol représenté Figure 1. 6 peut être décomposé en 3 étapes :

1. le traceur par bond,
2. le point de rencontre,
3. l'arc en retour

La décharge positive progresse horizontalement en se ramifiant dans le nuage, tandis que la négative sort du nuage et se dirige vers le sol (Figure 1. 6(a)). Un traceur se développe à partir du nuage. Ce traceur progresse par bonds vers le sol. Il est constitué de particules électriques arrachées au nuage par le champ électrique nuage-sol (Figure 1. 6(b) et (c)). A l'approche du sol, du fait de son potentiel élevé, le traceur provoque une intensification du champ électrique et initie une ou plusieurs décharges ascendantes, cette phase est appelée le processus d'attachement (Figure 1. 6 (d) et (e)). La jonction entre une des décharges ascendantes et le traceur s'effectue à quelques dizaines de mètres au-dessus du sol. Lorsque la jonction entre le précurseur ascendant et le traceur est établie, une onde de potentiel se propage du sol vers le nuage et neutralise le canal chargé par le traceur (Figure 1. 6(f)). Le premier arc de retour produit alors un courant au niveau du sol de valeur crête typique 15 kA et d'une durée de quelques dizaines de microsecondes.

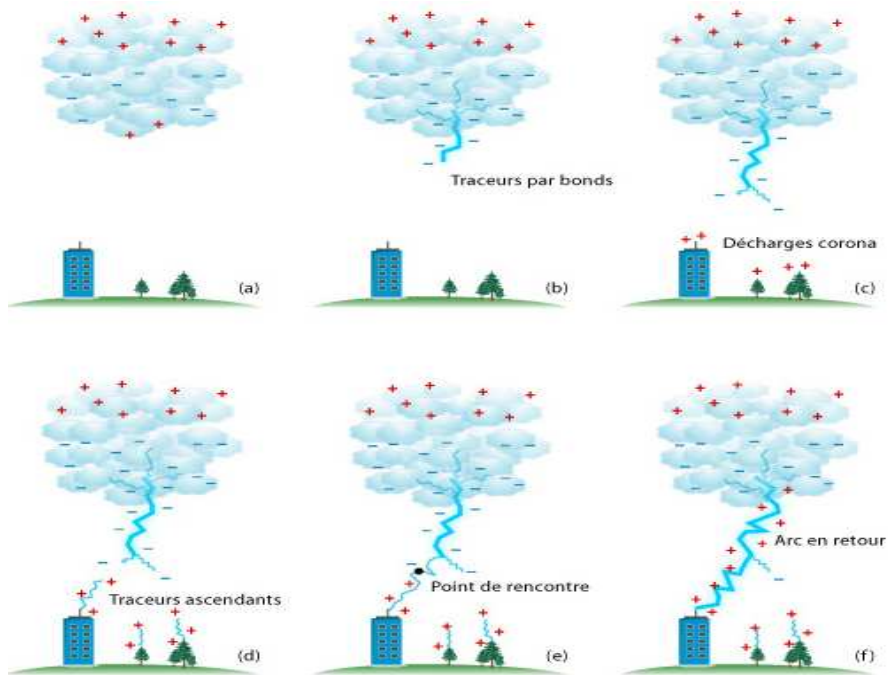


Figure 1. 6 : principe d'une décharge [18]

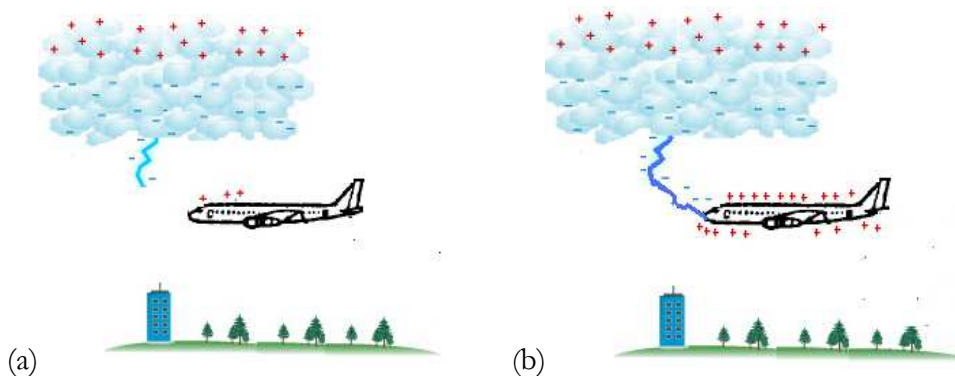
#### I.4.2.2. Coup de foudre en retour en présence d'un avion

Deux genres de couplage de la foudre avec un aéronef se distinguent :

- l'avion reçoit un éclair existant dont la naissance est totalement indépendante de la présence de l'avion ce qui représente 10% des cas,

- l'avion joue un rôle dans la création du traceur et initie les arcs électriques.

La Figure 1. 7 représente, le mécanisme d'un coup de foudre négatif descendant intercepté par un avion. L'avion n'étant pas rattaché au sol, il déclenche une décharge positive dans un sens et provoque une autre décharge négative qui part dans le sens opposé (Figure 1. 7 (a)). Ensuite, sur le schéma (b), le traceur s'accroche à l'avion, puis poursuit sa progression vers le sol. Enfin, lorsque l'arc en retour se forme, il traverse l'avion qui fait partie du canal ionisé. La création d'une décharge électrique provoque le passage d'un fort courant dans l'avion (c).



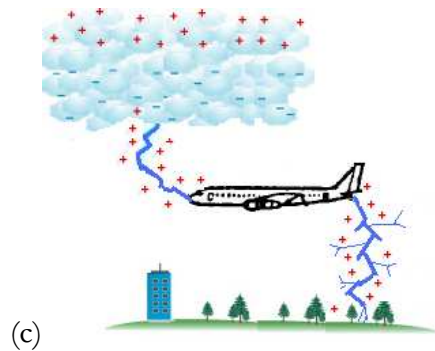


Figure 1. 7: Mécanisme d'interception de la foudre par un avion.

### I.4.2.3. Zoning

Certaines parties de l'avion sont plus susceptibles d'être directement impactées par la foudre que d'autres. Lorsque l'avion passe à une distance proche de nuages orageux, ce dernier développe une électricité intense et il se crée un champ électrostatique qui dépasse le nuage. Les parties pointues de l'avion (les extrémités de l'avion qui sont le nez, les ailes, la queue ainsi que le moteur) amplifient le champ électrique et déclenchent une décharge [19]. Sur la Figure 1. 8 un avion est foudroyé par le nez et le point de sortie est la queue de l'avion

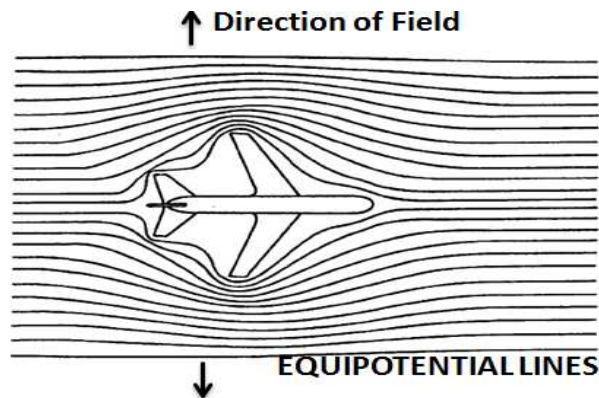


Figure 1. 8: intensification du champ électrique autour de l'avion.

### I.4.3. Forme d'onde de la foudre et représentation usuelle

Comme évoqué dans le paragraphe I.4.2, lorsque la jonction entre le précurseur ascendant et le traceur est établie, une onde de potentiel se propage du sol vers le nuage passant par l'avion et neutralise le canal chargé par le traceur. Cette décharge électrique est associée à une circulation de forts courants successifs. Afin de prendre en compte le phénomène de foudroiement des aéronefs lors de leur conception, les chercheurs et les industriels concernés se sont dotés d'une

réglementation définissant l'onde de courant de foudre pour l'aéronautique. Cette réglementation définit donc que l'onde de courant de foudre sera assimilée à une onde de courant d'arc électrique dont les caractéristiques (intensité, temps, et la variation de courant en fonction de temps) sont précisées dans [26].

A partir de résultats statistiques de nombreuses campagnes de mesures, une réglementation internationale définit une onde de courant telle qu'elle majore l'intensité crête du courant de 99% [26] des cas de foudroiements enregistrés au sol.

Les principaux paramètres permettant de définir cette onde sont :

- l'intensité crête du courant,
- les temps de montée et de descente du front d'onde,
- la charge transférée (égale à  $\int idt$ ).

La foudre est associée à plusieurs formes d'onde en fonction du type de phénomène que l'on souhaite caractériser. Sur la Figure 1. 9, nous avons présenté schématiquement la forme de l'onde de courant intervenant pour les tests de qualification de tous les matériels susceptibles de l'avion dans le processus de certification [22][23]. Le processus complet est composé de deux phases : la première correspondant à la formation du canal ionisé onde H et la deuxième caractérisant les décharges électriques successives. Ainsi, la deuxième phase est composée de 4 ondes, 2 ondes A et D dites impulsionnelles et 2 ondes B et C dites continues [21].

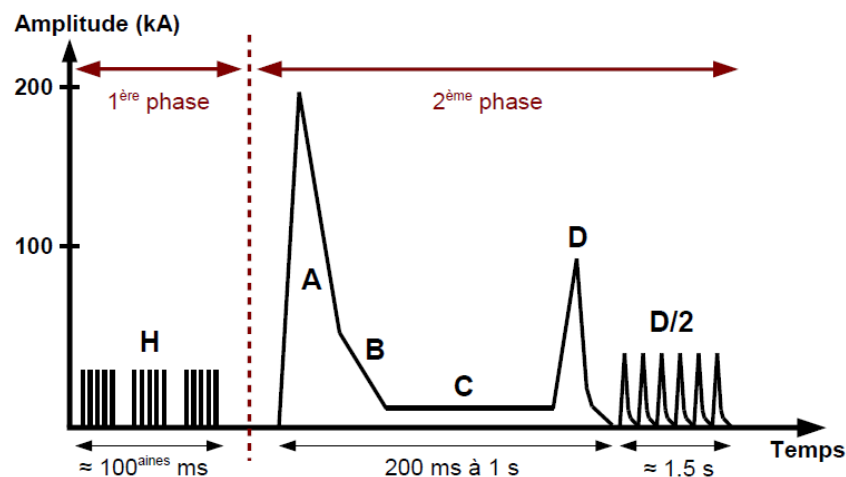


Figure 1. 9: Onde de courant type appliquée lors d'un foudroiement d'un avion

Il est important de noter que les principales préoccupations sont les parties A et D qui contiennent la grande majorité de l'énergie de la foudre. Ainsi, elles engendrent la force magnétique la plus intense. La présente étude se focalisera donc sur cette partie.

### I.4.3.1. L'onde A

La forme d'onde A normalisée de foudre est présentée sur la Figure 1. 10 à gauche, elle correspond au premier coup de foudre en retour. Il s'agit d'une bi exponentielle en temps (Equation 1. 1), elle contient la partie la plus énergétique avec une valeur crête 200 kA et la plus lente, avec une durée de 500  $\mu$ s et avec un temps de montée de 6,4  $\mu$ s. Si on fait la transformée de Fourier de ce signal, on se rend compte que l'essentiel du contenu spectral est inférieur à quelques centaines de kHz (entre 0 et 100 kHz) (Figure 1. 10 à droite). Le caractère basse fréquence de cette perturbation va nous aider à conditionner le choix de la méthode de modélisation, thème abordé dans le chapitre 2. Ainsi, ceci justifie la gamme de fréquences sur laquelle tous les résultats de l'étude présentée dans le chapitre 3 seront observés.

De façon beaucoup plus mathématique, ces composantes peuvent se mettre sous la forme d'une différence d'exponentielles (équation 1. 1):

$$I(t) = I_0 (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad \text{Equation 1. 1}$$

$$\text{Avec } I_0 = 218810 \text{ A} \quad \alpha = 11354 \text{ s}^{-1} \quad \beta = 647265 \text{ s}^{-1}$$

Les paramètres  $I_0$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  sont liés respectivement à la valeur crête du courant, sa durée d'impulsion et son temps de montée.

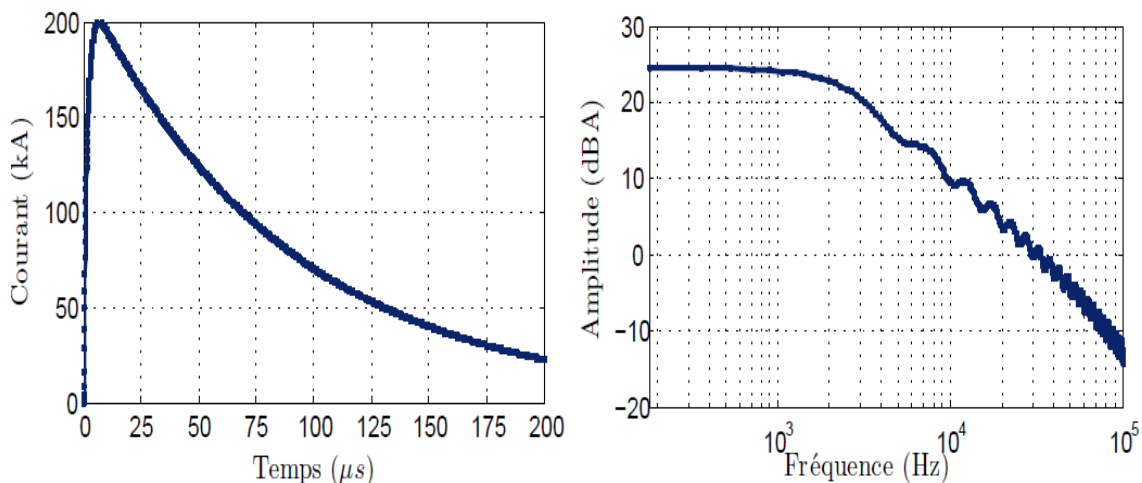


Figure 1. 10: Représentation temporelle et fréquentielle de l'onde A du modèle de la foudre [25]

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

Vient ensuite, la forme d'onde B. Cette onde a une amplitude moyenne 2kA avec une durée de 5 ms. Elle correspond à une phase de transition de la décharge et n'est applicable que pour l'analyse des effets directs. De même, la forme d'onde C a une durée comprise entre 0,25 et 1 seconde et d'une amplitude 200A, les dégâts qu'elle peut provoquer sont très limités et sont surtout des dégâts thermiques [24].

### I.4.3.2. L'onde D

La forme d'onde D correspond à un important coup de foudre secondaire (Figure 1. 11). Elle contient moins d'énergie que la forme d'onde A avec une valeur crête de 100 kA. Ainsi, cette onde est plus rapide que l'onde A avec une durée plus courte, moins de 500  $\mu$ s et avec un temps de montée de 3,18  $\mu$ s. En revanche, d'après la transformée de Fourier, nous constatons que la gamme de fréquences est plus grande que le contenu spectral de la forme d'onde A. La forme d'onde est de nouveau définie mathématiquement comme la forme d'onde A, mais avec :

$$I_0 = 109405 \text{ A} \quad \alpha = 22708 \text{ s}^{-1} \quad \beta = 1294530 \text{ s}^{-1}$$

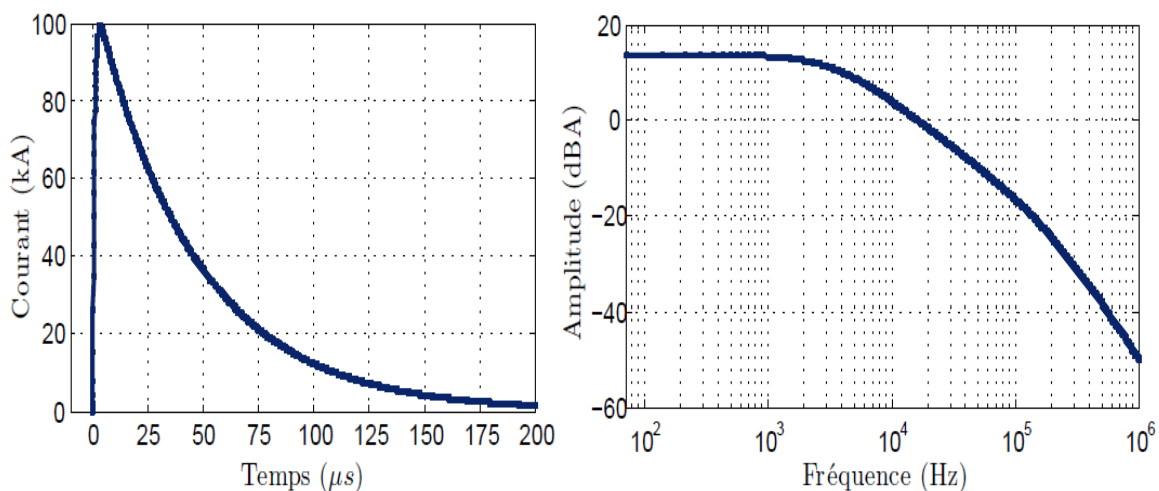


Figure 1. 11: Représentation temporelle et fréquentielle de l'onde D du modèle de la foudre.

## I.5. Les effets de la foudre sur un aéronef

Lorsque le courant de foudre est établi entre les nuages et l'avion, l'intensité de ce courant ainsi que l'énergie transmise sont telles que des dégâts très importants peuvent apparaître sur l'avion. La foudre peut donc soit être à l'origine de perturbations électromagnétiques au niveau de l'électronique embarquée (effet indirects) soit causer des dégâts thermomécaniques au niveau du

fuselage de l'aéronef (effet directs). On distingue généralement deux types d'effets lors du foudroiement d'un aéronef.

### **I.5.1. Les effets directs de la foudre**

Ils correspondent aux effets thermomécaniques de la foudre provoqués par l'arc au niveau du point d'attachement, avec pour conséquence éventuelle des dégâts physiques [25]. Il s'agit de la dégradation mécanique de la peau de l'avion aux points d'entrée et de sortie de la foudre, due aux forts courants avec une forte intensité qui peut atteindre 200kA (effet thermique) sur la peau de l'avion (séparation de la structure, fissures) et provoquer des brûlures importantes au niveau de la zone impactée. Cela représente l'échauffement par effet Joule à la suite d'un passage de courant qui dépasse la température de fusion du matériau. Elle est égale à  $RI^2$  [26]. Ainsi, la forte force magnétique due à la décharge électrique de la foudre peut déformer la partie mécanique de l'avion. La réserve de kérosène est le point le plus sensible de l'avion. Il peut y avoir de grandes possibilités d'explosion si une étincelle ou un arc créé par la foudre rencontre les vapeurs qui se dégagent au fil de vol ; le réservoir peut exploser. Dans ce domaine, les normes aéronautiques sont bien strictes.

### **I.5.2. Les effets indirects de la foudre**

Ils concernent les contraintes électromagnétiques qui apparaissent sur les câbles et équipements électroniques embarqués dues à la circulation du courant foudre sur l'aéronef. Donc, la structure peut être victime de couplage par conduction par le biais des câbles de connexion qui relient l'équipement au milieu extérieur. Le couplage par diffusion est possible si les matériaux sont vulnérables aux ondes électromagnétiques en terme de conductivité électrique et d'épaisseur (cette partie sera évoquée dans le paragraphe VI.1.2). Également, les ouvertures situées sur les différentes faces de l'équipement et étant destinées à l'aération ou au passage des câbles peuvent entraîner un couplage par rayonnement.

Nous nous intéressons dans ce travail à tous les phénomènes électromagnétiques liés aux effets indirects de la foudre.

Ces effets restent relativement importants avec l'apparition des nouveaux matériaux peu conducteurs électriquement.



On distingue trois mécanismes de couplages différents entre un conducteur et le champ électromagnétique associé à la foudre. Tous ces phénomènes évoluent suivant le zoning foudre, les caractéristiques géométriques, physiques et électriques des structures et systèmes.

### I.5.2.1. Tensions structurales

Quand la foudre frappe, un courant important va être induit à la surface de l'avion et nous rappelons que l'avionneur utilise la structure extérieure de l'avion pour le retour de courant et connecte tous les équipements électriques avec la structure extérieure. Donc, si la structure est parfaitement conductrice électriquement, on n'aura pas de différence de potentiels entre les différents points de la structure. Mais, si on considère que le nouveau matériau composite a une grande résistance, équivalente à  $2.5 \text{ m}\Omega$  entre le nez et la queue, et si celui-ci est traversé par un courant de  $100 \text{ kA}$ , une différence de potentiels de  $250\text{V}$  apparaît entre ces deux points. Tous les équipements et les câbles électriques placés au milieu de l'appareil et avec deux points de masse éloignés seront donc soumis à cette différence de potentiels (Figure 1. 12).

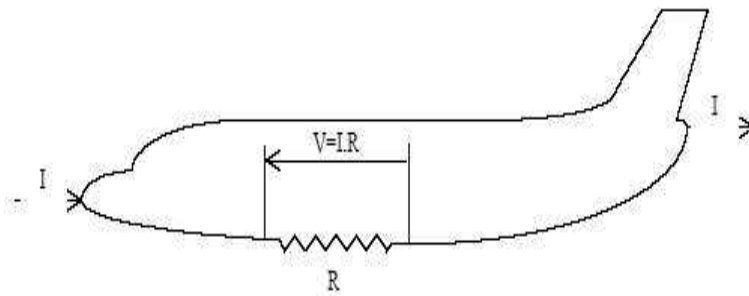


Figure 1. 12: Surtension lors d'un foudroiement d'un avion

### I.5.2.2. Couplage par le champ magnétique et par la diffusion

Les couplages par le champ magnétique et par la diffusion restent relativement importants avec l'apparition des matériaux composites. L'avion dans ce cas ne constitue plus une cage de Faraday comme avec un avion entièrement métallique. Le couplage par diffusion, c'est le processus par lequel le champ pénètre au travers de l'épaisseur d'un matériau. Dans le domaine de la foudre, les matériaux composites sont bien plus vulnérables à ce phénomène que les structures plus conductrices en aluminium, nous allons l'expliquer dans le paragraphe I.6.1 avec l'impédance de transfert.

Le couplage par champ magnétique vient de la variation importante du courant de la forme d'onde A de la foudre. Un champ magnétique extérieur variable est généré à la surface de l'avion.

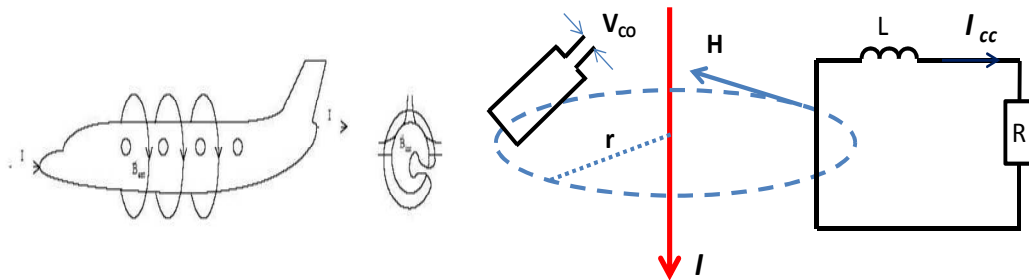
Une partie de ce champ magnétique entre à l'intérieur de l'avion à travers les différentes ouvertures, les hublots (Figure 1. 13) par exemple et provoque des surtensions et des courants aux extrémités des câbles électriques existant à proximité de la structure composite. Pour cela, l'avionneur doit prendre en compte les effets de la circulation du courant sur le matériau composite dès la phase de conception et faire appliquer des nouvelles règles pour protéger l'avion de ces agressions électromagnétiques graves.

Les champs magnétiques vont se coupler avec toutes les boucles électriques qui existent à l'intérieur de l'avion. S'il y a une boucle ouverte, une tension va apparaître à ses bornes définies par Equation 1. 2 :

$$V_{CO} = \mu_0 S \frac{dH}{dt} \quad \text{Avec } B = \mu_0 H \quad \text{Equation 1. 2}$$

Une boucle en court-circuit, quant à elle, sera parcourue par un courant I défini par l'Equation 1. 3 :

$$I_{CC} = \frac{1}{L} \int V_{CO} dt = -\frac{N\mu HS}{L} \quad \text{Equation 1. 3}$$



**Figure 1. 13: Mécanisme de couplage du courant avec l'avion par pénétration du champ magnétique.**

Les paramètres  $\mu_0$ , S, H, B et L sont liés respectivement à la perméabilité du vide, la surface de la boucle, l'excitation magnétique, champs magnétique et l'inductance de la boucle et N le nombre de tours. Plus de détails sur le couplage inductif peuvent être trouvés dans l'Annexe 1.

### I.5.2.3. Couplage par le champ électrique

Le troisième type de couplage, représenté en Figure 1. 14, concerne le champ électrique qui va pénétrer à l'intérieur de l'avion par les ouvertures telles que les fenêtres. Un courant va être induit défini par l'Equation 1. 4. Il est proportionnel à la variation du champ électrique E.

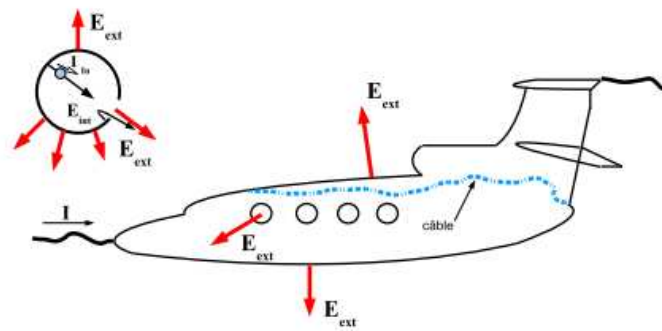


Figure 1. 14: Mécanisme de couplage du courant avec l'avion par pénétration du champ magnétique

$$I_{cc} = \varepsilon_0 S \frac{dE}{dt} \quad \text{Equation 1. 4}$$

Avec  $\varepsilon_0$  la permittivité du vide.

### I.5.3. Influence de la structure composite sur les fonctionnements électriques

Le zonage d'un aéronef est une étape importante dans la démonstration de la tenue aux effets indirects de la foudre [33]. Le but est en effet d'identifier les surfaces de l'aéronef qui sont susceptibles de subir l'attachement de courant de la foudre, et les structures amenées à éprouver la conduction du courant de foudre entre les paires des points d'entrée et de sortie. Ainsi, l'utilisation d'un fuselage en composite entraîne de profondes modifications du câblage et une vigilance accrue en matière d'interférences électromagnétiques, car il n'y a plus l'effet « cage de Faraday » d'une structure métallique classique. En plus, certains câblages, compte tenu de leur position dans l'avion, peuvent être particulièrement exposés aux agressions foudre, pouvant conduire l'avionneur à faire blinder les câblages. Mais cette solution est inacceptable pour l'avionneur, car elle augmente par exemple la masse de câblages. Aussi est-il nécessaire de pouvoir connaître l'impact du courant foudre sur le câblage interne.

Prenons l'exemple qui nous concerne : la foudre. Un coup de foudre direct sur le nez de l'avion équivaut à l'injection sur le fuselage d'un courant fort. Tout conducteur interne relié à la structure constitue un chemin direct de pénétration par conduction du courant de foudre à l'intérieur de l'aéronef. Le courant se propage à l'intérieur de l'avion via les liaisons entre les éléments conducteurs de l'avion qui sont généralement en contact, fuselage, châssis et le câblage. Le courant va ainsi essayer de trouver des chemins de plus faibles impédances pour s'écouler et risque de rentrer dans la structure interne. Ainsi, le courant mis en jeu dans le premier arc en retour qui passe par la structure de l'avion se comporte comme un monopôle électrique géant et

génère un champ électromagnétique transitoire. Ces champs électromagnétiques se propagent dans l'air et peuvent engendrer des perturbations par induction par exemple sur les lignes électriques.

On distingue deux mécanismes de couplage par conduction, en fonction du lien existant entre le perturbateur et l'élément perturbé : le couplage par mode différentiel et le couplage par mode commun. Afin de détailler ces deux modes, considérons deux équipements reliés entre eux par deux conducteurs aller et retour et une agression de type foudre. Dans le mode commun la totalité du courant parasite se divise en deux sur les 2 conducteurs entre les deux appareils (Figure 1. 15 à gauche). Dans le mode différentiel, tout courant parasite, va s'ajouter au courant utile sur le conducteur aller et revient en opposition de phase sur le conducteur retour (Figure 1. 15 à droite).

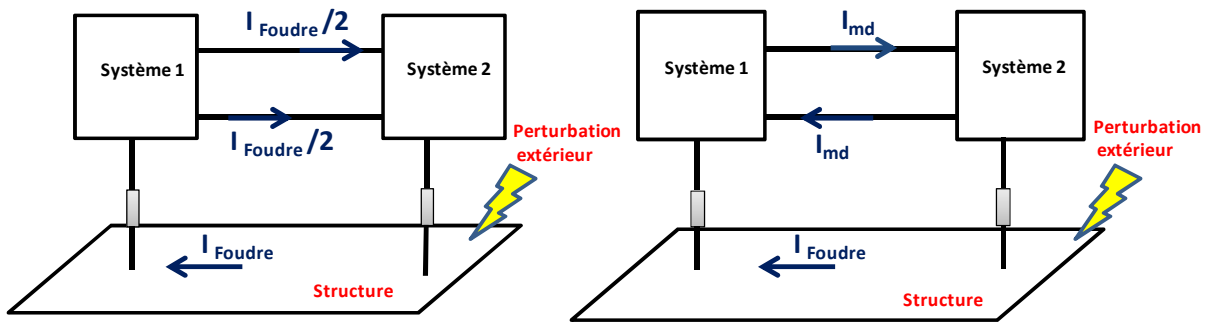


Figure 1. 15: représentation schématique du courant de conduction en mode différentiel (à droite) et en mode commun (à gauche)

Ainsi, sur la Figure 1. 16, nous présentons une boucle électrique qui relie deux systèmes, le retour de courant se faisant par la structure. Le champ magnétique variable ainsi généré par la foudre va traverser cette boucle électrique et un courant de mode commun peut être induit dans la boucle.

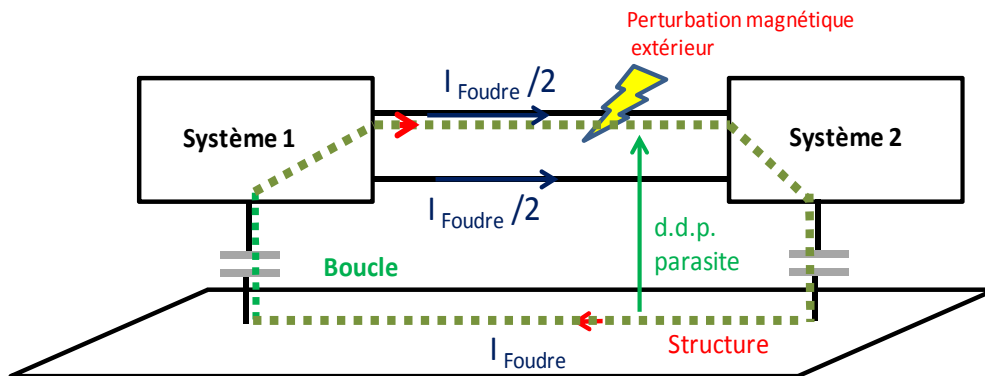


Figure 1. 16: couplage d'un champ magnétique avec la boucle formée par un conducteur et la structure

Tous ces phénomènes coexisteront au niveau de l'équipement et leur importance relative dépendra principalement des facteurs suivants :

- Géométrie du fuselage
- Taille et positionnement des ouvertures
- Résistance des matériaux structuraux, des joints
- Présence de conducteur traversant
- Cheminement des câbles
- Impédance des câbles

La compréhension de la perturbation de la foudre passe évidemment par l'étude des mécanismes de couplage, nous allons voir l'effet de ces couplages sur un cas test réaliste présenté dans le chapitre 3.

Par ailleurs, les systèmes électriques de l'avion sont souvent reliés par des conducteurs très proches les uns des autres, reliés ou non à la structure. Ce rapprochement des conducteurs augmente les interactions électromagnétiques entre eux. Ainsi, plus les conducteurs sont proches les uns des autres plus l'effet de proximité s'ajoutant à l'effet de peau devient important. Les performances varient fortement avec la fréquence et l'espacement entre conducteurs. Pour certaines configurations, l'augmentation de la résistance due à l'effet de proximité peut être de l'ordre de 100% supérieur à celle due à l'effet de peau seul.

L'effet de peau est un phénomène associé à la résistance, qui augmente en fonction de la racine carrée de la fréquence. Le courant qui parcourt la surface de l'aéronef crée un champ magnétique à l'intérieur de lui-même. A partir d'une certaine fréquence, le courant résultant de ce champ n'est plus négligeable et il se superpose au courant initial. Ainsi le courant a tendance à se concentrer sur la périphérie ce qui augmente la résistance de ce conducteur, donc ce phénomène a pour conséquence directe l'augmentation des courants circulant dans les câbles internes s'ils sont connectés à la surface de l'avion.

Du côté purement théorique, la profondeur de peau dépend de la fréquence et de la conductivité du matériau, l'équation suivante nous dresse les expressions analytiques pour calculer l'épaisseur de peau (Equation 1.5)

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{f\pi\sigma\mu}}$$

Equation 1. 5

Ou  $\delta$  : l'épaisseur de peau, [m]

$\omega$ : La pulsation de l'onde ( $\omega = 2\pi f$ )	[rad/s]
$\mu$ : La perméabilité magnétique	[H/m]
$\sigma$ : La conductivité électrique ( $\sigma = \frac{1}{\rho}$ )	[S/m]

L'étude de cet effet entre dans la caractérisation de l'efficacité de blindage des matériaux composite et est importante pour pouvoir analyser la compatibilité électromagnétique de système.

L'effet de proximité, quant à lui est un phénomène totalement dépendant de la géométrie de l'ensemble : section des conducteurs (circulaire, carré, plate..), distance entre conducteurs, asymétrie des conducteurs. Il apparaît entre deux conducteurs une modification de la densité de courant dans la section des conducteurs les plus proches en fonction de la fréquence.

Nous pouvons conclure que l'effet de peau ainsi que l'effet de proximité pourront être mis en évidence à la fois sur la répartition du courant mais aussi sur l'impédance équivalente des différents constituants du cas d'étude, chose délicate à faire en expérimentation.

## I.6. Comportement électromagnétique des matériaux composites

Dans le cadre de cette thèse, on vise une caractérisation électrique du matériau utilisé. Une bonne caractérisation permettrait d'acquérir les propriétés électriques et ensuite de les utiliser dans les outils de simulation électromagnétique utilisés lors de la conception de la structure de l'avion.

Cette caractérisation est importante pour pouvoir prédire les performances en immunité électromagnétique, autant à basse fréquence qu'à haute fréquence. Nous faisons référence à la foudre pour les basses fréquences. Ainsi, nous verrons dans le chapitre 3 les investigations réalisées sur la structure de test afin d'identifier les caractéristiques du matériau du dispositif étudié.

Théoriquement un blindage parfait est possible en choisissant un matériau de conductivité infinie et ne présentant aucun moyen d'échange avec le milieu extérieur. Pour un système réalisé en métal, la pénétration des champs électromagnétiques à travers les parois peut être considérée comme négligeable, le matériau supposé parfaitement conducteur impose la condition surfacique (Equation 1. 6) :

$$E_{tg} = 0 \qquad \text{Equation 1. 6}$$

Le problème est radicalement différent dès lors que la peau extérieure d'un système est réalisée en matériau composite [34] [35] [36] [37]. Dans ce cas, il est nécessaire de prendre en compte les caractéristiques des matériaux pour déterminer l'efficacité de blindage. Dans le cas général, le calcul de cette efficacité de blindage est lié à deux types de paramètres :

- la géométrie du système
- les paramètres intrinsèques  $\epsilon$ ,  $\mu$  et  $\sigma$  et l'épaisseur du matériau.

L'efficacité de blindage électromagnétique est définie [39] comme le rapport de la puissance incidente sur la puissance transmise par l'Equation 1. 7 exprimée en dB

$$SE = 10 \log\left(\frac{P_i}{P_0}\right) = 20 \log\left(\frac{E_i}{E_0}\right) \quad \text{Equation 1. 7}$$

Où  $P_i$ ,  $P_0$  sont respectivement les puissances électromagnétiques incidente et transmise, de même pour les champs électriques  $E_i$ ,  $E_0$ .

### **I.6.1. Impédance de surface et impédance de transfert**

L'impédance de transfert  $Z_T$  est une grandeur liée à la qualité d'isolation d'un blindage, le rapport entre le champ électrique sur la surface intérieure et la densité de courant sur la surface extérieure d'une interface. Elle a un caractère fondamental en compatibilité électromagnétique. Les blindages sont essentiels pour la protection des systèmes. La grandeur qui caractérise un blindage est son impédance de transfert. Sa définition passe par l'étude d'une plaque d'épaisseur finie. On examine ensuite ses propriétés et ses ordres de grandeur.

$$Z_s = \frac{\vec{E}}{J_s} \quad \text{Equation 1. 8}$$

En basse fréquence il n'y a pas d'effet de peau, donc le courant se distribue uniformément dans l'épaisseur du matériau. La densité de courant surfacique  $J_s$  est régie par l'Equation 1. 9. Dans le cas d'une plaque carrée (Longueur=largeur), alors  $R=Z_s=Z_T$  (Equation 1. 10) et il est possible de calculer l'efficacité de blindage en ne tenant compte que de la géométrie et de l'impédance unitaire  $Z_s$ . La définition de l'impédance de surface  $Z_s$  est le rapport entre le champ électrique et la densité de courant sur la surface extérieure d'une interface (Equation 1. 8).

$$\vec{J}_s = \sigma \vec{E}d \quad \text{Equation 1. 9}$$

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{ld} = \frac{1}{\sigma d} = Z_s = Z_T \quad \text{Equation 1. 10}$$

Avec :  $\mu$  : perméabilité magnétique,  
 $\sigma$  : conductivité électrique,  
 $d$  : épaisseur du matériau

Leurs expressions de  $Z_s$  (Equation 1. 11) et  $Z_T$  (Equation 1. 12) en fonction de la fréquence sont les suivantes [38] :

$$Z_s(w) = \frac{1}{\sigma d} + jw \left( \frac{2}{\sigma d} \right) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{w_n + jw} \quad \text{Equation 1. 11}$$

$$Z_t(w) = \frac{2}{\sigma d} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{1 + \frac{jw}{w_n}} \quad \text{Equation 1. 12}$$

Avec :  $w_n = \left( \frac{n\pi}{d} \right)^2 \frac{1}{\mu\sigma}$

La Figure 1. 17 montre [42] les efficacités de blindage pour deux plaques l'une en matériau aluminium avec une conductivité égale à  $3,72 \text{ E}7 \text{ S/m}$  et une épaisseur égale à  $1,27 \text{ mm}$  et l'autre plaque en matériau composite avec une conductivité égale à  $20000 \text{ S/m}$  et une épaisseur égale à  $6,35 \text{ mm}$ .

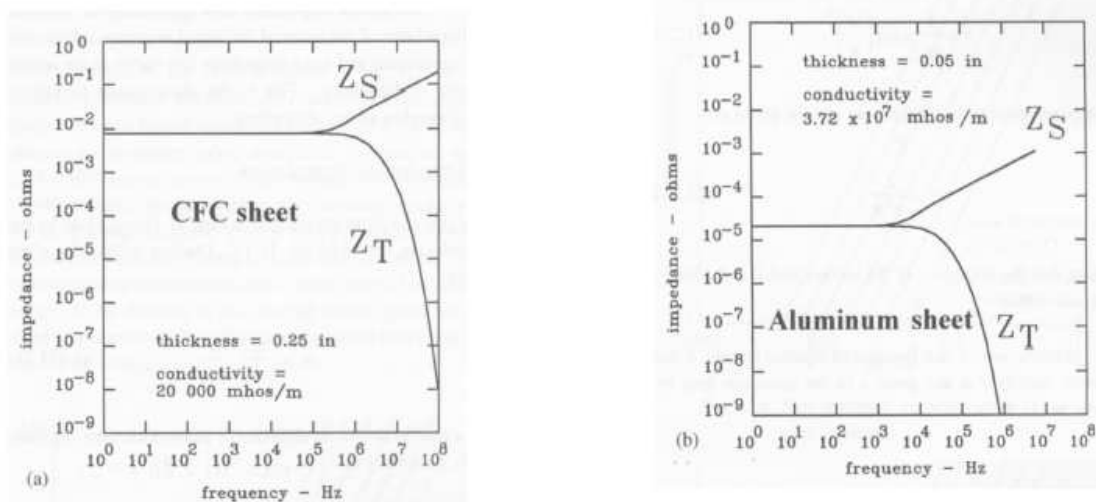


Figure 1. 17: impédance de transfert en fonction de la fréquence pour deux plaques en aluminium et en composite.



D'après la Figure 1. 17 nous constatons qu'en basse fréquence l'impédance de transfert de la plaque aluminium est de l'ordre  $10^5 \Omega$ , donc une très faible quantité de champ électrique pénètre dans la plaque en aluminium. En revanche, pour la plaque composite elle est de l'ordre  $10^{-2}\Omega$ , ainsi 1000 fois plus grande que l'aluminium. Donc, 1000 fois plus de champ électrique pénètre la plaque composite.

Mais en haute fréquence, on voit que l'impédance de transfert pour les deux plaques atteint des valeurs extrêmement faibles de l'ordre  $10^{-8} \Omega$ . De ce fait, le matériau composite comme l'aluminium possède une propriété électrique remarquable permettant d'offrir une efficacité de blindage croissante en fonction de la fréquence. Le problème du matériau composite demeure donc en basse fréquence. Et, en haute fréquence les courants de la foudre circuleront totalement sur la structure extérieure de l'aéronef. Ceci sera abordé dans le paragraphe prochain « effet de redistribution ».

Afin de bien caractériser le matériau composite, nous verrons dans le chapitre 3, des mesures de l'impédance de transfert de la plaque du matériau composite à l'aide d'une sonde de Gobin va nous permettre d'accéder à la conductivité du matériau.

## **I.6.2. Effet de la redistribution des courants en fréquentiel**

Une des conséquences les plus importantes de l'utilisation des matériaux composites est le phénomène de redistribution : la circulation du courant foudre sur un avion composite est très différente de celle obtenue sur un avion métallique.

Généralement, la répartition des courants dépend des paramètres résistifs et inductifs des éléments et de leurs liaisons (Equation 1. 13). Or, les paramètres inductifs varient généralement en logarithme des distances, auquel cas ces paramètres varient peu d'une structure à l'autre. La variation de l'inductance des câbles est principalement donnée par la variation de leurs sections et des distances entre eux. Par contre, les paramètres résistifs des liaisons sont très variables d'un système physique à l'autre. Ils dépendent notamment de l'état des surfaces, des moyens de jonctions, des couples de serrage.

$$Z = R + j\omega L \qquad \text{Equation 1. 13}$$

De manière générale, le courant foudre circule sur les parties les moins impédantes de l'aéronef, ainsi :

➤ Les hautes fréquences de la foudre circulent donc sur les structures les moins inductives, c'est-à-dire principalement le fuselage, qu'il soit métallique ou composite.

➤ Les basses fréquences de la foudre circulent sur les parties les moins résistives et se répartissent sur le fuselage, les câbles, les rails dans le rapport de leur résistance

La Figure 1. 18, montre la répartition de courant de foudre entre les différentes parties de l'avion (fuselage, rails, barres, et câbles) lors d'un foudroiement [40].

Dans le cas d'un avion entièrement métallique, la résistance du fuselage étant la plus faible dans l'aéronef, la très grande majorité des basses fréquences de la foudre circule également sur la surface métallique de l'avion. Une très faible quantité de courant circule dans les éléments internes (câblages, rail, bars).

Dans le cas d'un avion composite, la résistance électrique plus élevée du fuselage (de l'ordre de 10 à 100 fois plus importante que celle d'un fuselage métallique) entraîne qu'une plus grande partie du courant foudre basse fréquence circule dans les éléments internes métalliques, meilleurs conducteurs, ensuite il diminue jusqu'à s'annuler avec la fréquence qui augmente. En basse fréquence le courant circule dans les éléments moins résistifs comme les barres, mais en haute fréquence le courant circule dans les moins inductifs, c'est le cas de la structure en composite. Donc, en HF tout le courant passe dans la structure de l'avion. C'est le phénomène de redistribution des courants.

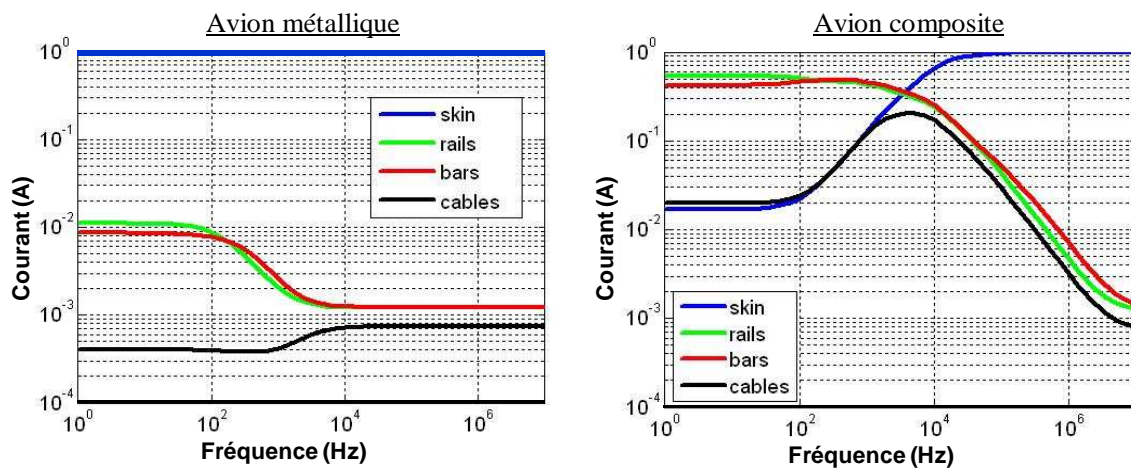


Figure 1. 18: Redistribuition fréquentielle du courant foudre

### I.6.3. Effet de la redistribution des courant en temporel

Nous avons montré que la répartition des courants dans la structure va dépendre des paramètres résistifs et inductifs des éléments de l'avion ainsi que de leur liaison. L'enjeu de cette thèse est d'être capable de reproduire la réponse à la foudre d'un objet 3D grâce à une représentation par un circuit électrique équivalent global de l'objet et de son environnement. Ainsi, les différentes parties conductrices de la structure et les câbles seront modélisées par les

résistances  $R$  et les inductances  $L$  propres à chaque conducteur ainsi que les mutuelles inductances  $M$  entre conducteurs. Il sera nécessaire d'effectuer cette modélisation d'une manière assez précise pour proposer de véritables outils d'aide à la conception des futurs réseaux de bord dans un environnement électromagnétique aussi complexe.

La foudre est un phénomène temporel considéré comme transitoire par les équipements électriques. L'objectif d'une modélisation temporelle est de prédire la répartition du courant dans les différentes parties du dispositif et sa forme temporelle (Figure 1. 19). A partir de la forme temporelle on pourra ensuite calculer le contenu spectral (FFT) pour identifier les fréquences critiques pour lesquelles il sera nécessaire par exemple de dimensionner des filtres.

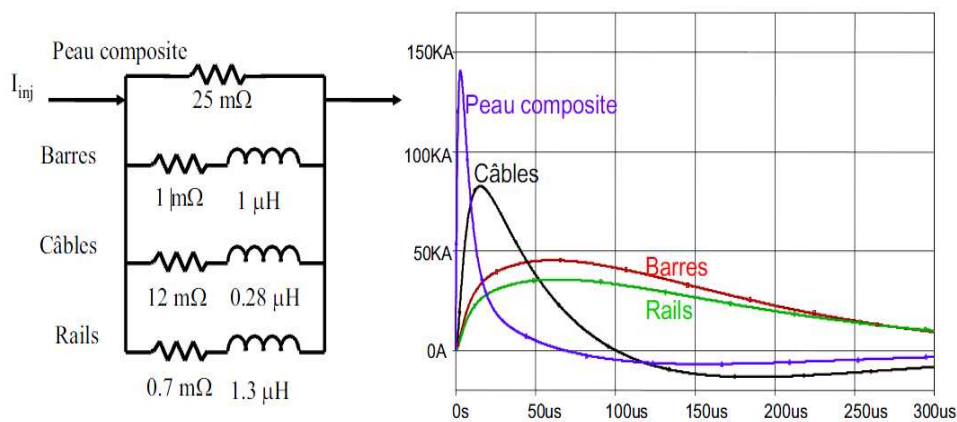


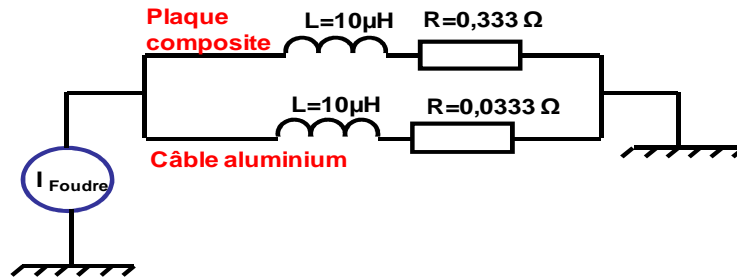
Figure 1. 19 : Redistribuition temporelle du courant foudre

Tout le challenge est donc de trouver un circuit électrique équivalent qui soit indépendant de la source et des points d'injection de la foudre sur le modèle [41] [42] [43] [44] [45].

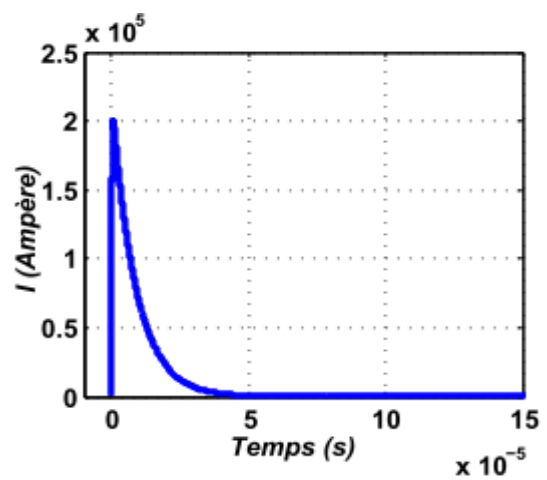
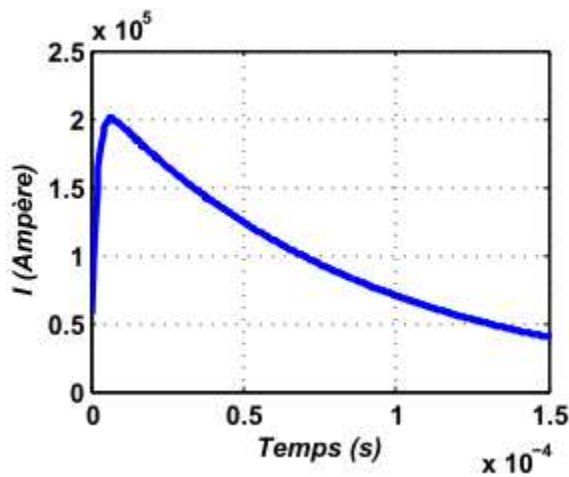
Pour bien comprendre l'effet de redistribution dans les matériaux et les câbles dans le domaine temporel, nous avons repris un cas d'école présenté dans [46]. Il s'agit d'un simple exemple de redistribution représenté Figure 1. 20. Il est constitué d'une plaque en matériau composite et d'un câble en aluminium relié entre eux. La plaque de composite a une résistance  $0,333 \Omega$ , 10 fois plus grande que la résistance du câble en aluminium, ainsi nous avons mis les mêmes inductances pour les deux. Comme précisé précédemment, nous nous intéressons dans cette thèse aux deux formes d'onde A et D de la foudre. L'influence de l'amplitude, de la variation de courant en fonction des temps de montée et descente de la forme d'onde A et D pourra être évaluée sur l'effet indirect.

Deux injections de courant différentes ont été réalisées sur le même circuit : la première représente une onde lente avec une durée supérieure à  $0.15 \text{ ms}$  et la deuxième représente une onde rapide avec une durée inférieure à  $0.05 \text{ ms}$ . La valeur maximale du courant injecté est identique et égale à  $200 \text{ kA}$ . Le courant qui passe dans la structure composite et le câble

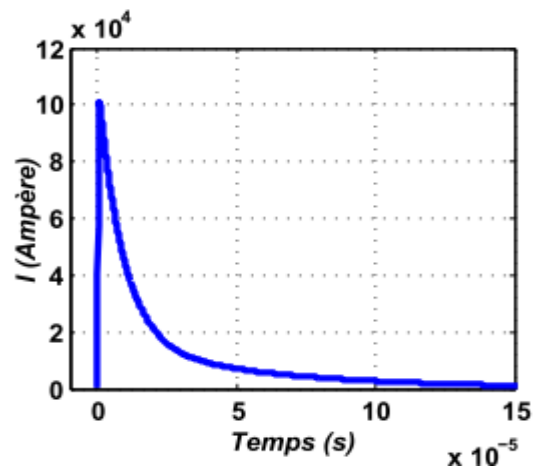
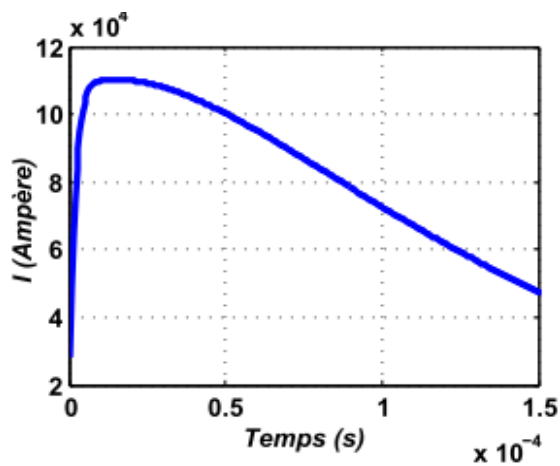
aluminium a été évalué dans les deux cas afin de comprendre leurs influences sur la circulation des courants dans le circuit électrique et sur leurs formes d'ondes.



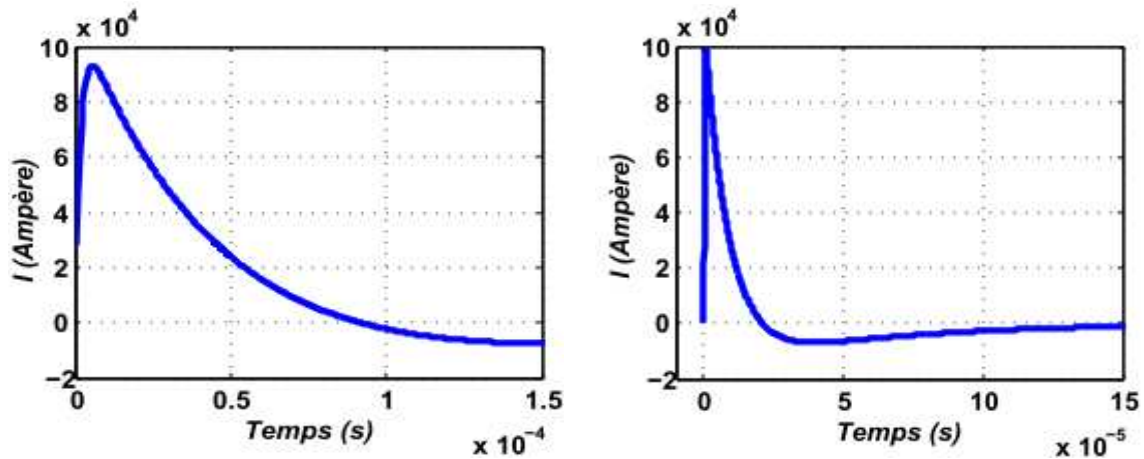
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure 1. 20: circuit à constantes localisées présentant des effets de redistribution**

(a) Circuit, (b) I injecté, (c) I câble aluminium, (d) I Structure composite

Dans le cas de l'onde lente, nous pouvons constater que la forme d'onde de courant qui passe dans le câble aluminium a une tendance beaucoup plus lente que la forme d'onde qui passe dans la structure composite. Ainsi, il y a plus de 115 kA dans le câble aluminium qui a une résistance plus petite et le reste de l'onde de courant injecté passe dans la structure composite.

Dans le cas de l'onde rapide, nous pouvons voir que la forme d'onde de courant qui passe dans le câble aluminium a une aptitude lente que la forme d'onde qui passe dans la structure composite. Cependant, il y a à peine 100 kA qui passe dans le câble aluminium et 100 kA de courant passe dans la structure composite.

Nous pouvons conclure que, lorsque la résistance augmente, la forme d'onde de courant devient plus rapide. En revanche, l'amplitude de cette forme d'onde de courant devient plus grande.

## I.7. La sécurité aéronautique et le projet PREFACE

L'environnement électromagnétique de l'avion peut constituer un obstacle redoutable à l'obtention de la fiabilité demandée. En effet, les systèmes électriques et électroniques peuvent être endommagés par la présence des champs électromagnétiques perturbateurs de niveau suffisamment élevé. Ce danger est encore augmenté par l'évolution de l'architecture de l'avion moderne qui comporte de plus en plus de composite diélectrique en lieu et place du métal, ce qui laisse de plus en plus d'ouvertures perméables aux ondes électromagnétiques dans la cage de

Faraday que constituait la structure métallique des avions de la précédente génération comme nous avons pu l'illustrer avec les paragraphes précédents.

Les règles usuelles de protection, spécification et qualification appliquées à l'avion métallique s'avèrent mal adaptées avec l'évolution structurale vers le composite.

Le fuselage composite ne peut pas se conformer aux exigences imposées par les normes. Le champ EM lié à la décharge de foudre pénètre à l'intérieur de l'avion, et induit des courants et des tensions dans les faisceaux de câbles de puissance et de signaux qui relient les équipements électriques et électroniques. Ces courants induits et tensions peuvent dépasser les limites en immunité des équipements, générant ainsi des dysfonctionnements et des dommages qui peuvent compromettre la sécurité des aéronefs. Par conséquent, les avions modernes sont très vulnérables à la foudre, dont les conséquences peuvent s'étendre à la perte de l'aéronef et la vie des personnes.

Il est clair qu'on ne saurait mettre en service un moyen de transport susceptible aux réactions imprévisibles, par exemple sous l'effet d'un foudroiement. Par ailleurs, il ne faut pas non plus que le bénéfice acquis en matière d'allègement par l'emploi des nouvelles technologies soit perdu par suite de l'utilisation d'une masse importante de blindages destinés à protéger les circuits contre les parasites extérieurs : c'est pourquoi cette protection doit être optimisée en poids à partir de la connaissance précise des phénomènes naturels et artificiels qui constituent la menace à combattre.

D'où, la nécessité de reprendre le processus d'analyse des contraintes foudre, en tenant compte des interfaces physiques de l'avion. Ceci conduit les avionneurs à adapter leur méthode de dimensionnement des protections des équipements face aux agressions de type foudre dès la phase de conception. De plus les travaux associés à la certification et à la qualification des aéronefs sont de plus en plus précis et exigeants. Ceci afin de toujours garantir la sécurité et le bon fonctionnement des systèmes de l'avion dans toute la durée d'exploitation des aéronefs.

Le but de projet PREFACE dans lequel s'inscrivent ces travaux est d'illustrer tous les changements et de guider pas à pas à travers trois étapes :

- la compréhension du phénomène foudre, des couplages et des effets indirects,
- la mise en œuvre d'essais,
- le dimensionnement des protections et les règles de conceptions.

Chaque étape comporte une partie expérimentale avec mise en situation permettant une confrontation directe avec la problématique pour une meilleure compréhension.

Lorsqu'un avion est frappé par la foudre, les tensions et courants induits sur le câblage peuvent perturber le fonctionnement des équipements électroniques et ce d'autant plus si la

structure est en partie composite. L'objectif de cette thèse est d'effectuer des tests sur un modèle numérique plus réaliste face à une agression de type foudre qui permettent à l'avionneur d'analyser leurs comportements électromagnétiques de façon plus rapide, moins coûteuse et afin de connaître les contraintes en courant sur les câblages électrique internes. Par ailleurs, des essais vont être effectués sur le même prototype afin de valider les résultats et démontrer l'utilité de ce modèle numérique durant le processus de certification de ces nouvelles technologies adaptées à l'avion. Pour cela, nous allons chercher un logiciel numérique fiable qui permette à l'avionneur de valider les options et identifier les zones composites les plus contraintes face à l'agression d'une onde de foudre. L'intérêt des méthodes numériques est de pouvoir intervenir dès la phase de conception, en prenant en compte la CEM, afin de réduire le nombre de prototype à produire et de valider rapidement les modifications pour aboutir à la solution finale. De plus, il est facile de modifier sur la maquette numérique tous les paramètres géométriques et les propriétés électriques des matériaux ou la situation d'un équipement sans le démonter ni même l'immobiliser. Ceci permet ainsi d'accélérer le temps de développement et minimiser son coût par des prestations :

1. d'expertise en amont pour choisir au plus tôt la meilleure solution
2. de développement de modèles spécifiques, pour réduire le nombre d'essais

Plus le dimensionnement des contraintes est correctement défini, plus la conception de l'avion est facilitée. Ensuite, les constructeurs doivent se plier aux exigences CEM détectées par l'avionneur, pour pouvoir s'affranchir de ces nouvelles contraintes. Cependant, la modélisation numérique en 3D semble être le moyen le plus adapté, et elle permettra aussi, aux systémiers, de mieux comprendre les niveaux d'exigences spécifiés par l'avionneur aux interfaces. De même, cet outil peut intervenir à chaque étape du processus de certification, pour des raisons différentes. Donc, les concepteurs n'ont d'autre recours que la modélisation pour prédire les comportements électromagnétiques des parties en composite sur son environnement.

L'objet des travaux de cette thèse consiste à modéliser en 3D un prototype réaliste afin de simuler les effets indirects de la foudre sur ces équipements, nous allons l'exposer cette grande partie dans le chapitre 3. Ces travaux représentent une étude importante pour le domaine de l'aéronautique, elle permettrait de supporter les travaux liés à la certification de nouveaux avions utilisant des matériaux composite et d'obtenir certaines expertises sur ces propriétés électriques.

Dans le chapitre suivant, une discussion concernant la méthode de modélisation la mieux adaptée ainsi que le processus de modélisation complet sera détaillée.

## **I.8. Les besoins en terme de Modélisation**

Dans ce contexte, l'une des thématiques du projet est d'utiliser une approche numérique dans la démarche de compréhension via le développement de modèle 3D des aéronefs. L'objectif des travaux est de modéliser un prototype réaliste couplé à une campagne de mesures pour valider les modèles. L'approche numérique permet de prévoir les contraintes indirectes de la foudre sur le câblage avant l'existence physique du premier avion.

Dans ce contexte, il apparaît que certaines méthodes sont préférables pour la modélisation des effets indirects de la foudre. La nature de cette source d'excitation guide le choix de la méthode. En effet, la forme d'onde du courant foudre appliquée est normalisée, de type bi-exponentiel (basses fréquences de l'énergie jusqu'à 1 MHz environ). A l'intérieur, les lignes de courant se répartissent entre les différentes parties qui le composent au prorata de leurs résistances (composantes basses fréquences) et inductances (composantes moyennes fréquences). La méthode de modélisation devra donc partir d'une géométrie 3D et en faire une projection en un modèle de type circuit équivalent (éléments R, L, M). En accord avec la nature de l'excitation, ce résultat peut alors être utilisé dans une simulation temporelle. En outre, il est important de pouvoir disposer de paramètres sur le modèle à des fins d'optimisation de la structure (position des faisceaux de câbles, nombre et position des rivets par exemple).

Pour valider la méthode retenue, des mesures aussi bien dans le domaine fréquentiel que temporel ont été réalisées chez EADS et ONERA respectivement. Les formes de courant correspondant à une injection de type foudre ont été mesurées sur plusieurs configurations. L'objectif est d'identifier tous les trajets permettant au courant foudre de se propager en fonction :

- des éléments géométriques,
- des liaisons entre ces éléments,
- de la nature de ces éléments (matériau, conductivité, résistivité).

Dans cette thèse, on montrera qu'il est possible de proposer de véritables outils d'aide à la conception des futurs réseaux de bord dans un environnement électromagnétique aussi complexe. L'utilisation de ces outils de simulation doit permettre d'évaluer en avance de phase (avant fabrication) les contraintes CEM subies par les équipements de l'avion pendant un coup de foudre sur les matériaux composites, ce qui permettra ainsi le dimensionnement des organes de protection.

A plus long terme, les possibilités offertes par les prototypages numériques sont nombreuses :



- Prévoir dès la phase de design de l'avion les effets de la foudre sur les équipements, et ainsi pouvoir identifier et corriger avant la phase de fabrication les éventuels problèmes.
- Simuler aisément différents points d'entrée et de sortie de la foudre et observer les pires cas
- Augmenter l'efficacité des essais réels de certification par une meilleure connaissance en amont des phénomènes électromagnétiques
- Diminuer la durée d'essais sur l'avion en complétant la mesure par la modélisation

## **I.9. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons vu que les industries aéronautiques conçoivent les avions de demain en suivant deux tendances : plus électrique et plus composite. Cependant, ceci ne doit pas modifier la sécurité et la qualification des appareils ainsi conçus. La préoccupation de cette étude concerne le comportement des nouveaux aéronefs vis-à-vis d'une agression foudre.

Nous avons montré que lorsqu'un avion est foudroyé le courant se propage dans la «peau» (carlingue) en matériau très conducteur ce qui l'empêche de rentrer dans la structure pour aller agresser des équipements internes. Ainsi dans la grande majorité des cas, tout se passe bien (le fuselage métallique se comporte comme une cage de Faraday). En plus, le fuselage métallique actuel joue un rôle très important pour assurer le retour de courant. En revanche, avec l'arrivée du matériau composite, moins conducteur, le courant foudre va ainsi essayer de trouver des chemins de plus faibles impédances pour s'écouler et risque de rentrer dans la structure interne de l'avion et provoquer des dégâts sur les équipements électriques embarqués. Ainsi, dans ce chapitre nous avons détaillé les nombreux mécanismes permettant à l'énergie électrique de se coupler avec les objets internes et ainsi nous avons décrit les caractéristiques électromagnétiques des matériaux et leurs influences sur les effets indirects de la foudre sur les structures composites.

L'objectif de cette étude était d'en faire ressortir les propriétés électriques et déterminer les ordres de grandeur de la conductivité dans le but éventuel de les intégrer dans des logiciels de simulation. Avec un modèle de simulation réaliste, l'industrie aéronautique peut procéder à des analyses des tests électromagnétiques plus rapides et moins coûteux. Cela suppose une meilleure évaluation des courants induits dans la structure devenue complexe de par les différentes échelles qui la caractérisent, mais également de par l'introduction de matériaux de conductivités très différentes (rapport de l'ordre de 8000 entre l'aluminium et le composite). En outre, la nécessaire prise en compte de ces contraintes en phase amont d'un projet ainsi que l'exigence de diminution de coût fait que l'utilisation de moyens numériques de simulation est privilégiée.





**Chapitre II.**  
**Vers une modélisation**  
**« foudre » pour**  
**l'aéronautique**

**CHAPITRE II. VERS UNE MODELISATION « Foudre » POUR L'AERONAUTIQUE..... 50**

II.1.	Les enjeux de la modélisation.....	52
II.1.1.	Introduction.....	52
II.1.2.	Spécificités du câblage électrique d'un avion.....	53
II.1.3.	Le domaine d'étude.....	54
II.2.	Les méthodes de modélisation en électromagnétisme.....	54
II.2.1.	Introduction.....	54
II.2.2.	La méthode des différences finies.....	56
II.2.3.	La méthode des éléments finis.....	57
II.2.4.	La méthode PEEC.....	60
	II.2.4.1. Rappel des principes méthode.....	60
	II.2.4.2. Vers une simulation temporelle du système.....	62
II.2.5.	Sélection de la stratégie de modélisation.....	63
II.2.6.	Développements nécessaires.....	66
II.2.7.	Quelques exemples illustrant le choix.....	68
	II.2.7.1. Impédances d'un caisson.....	68
	II.2.7.2. Modélisation du câble triphasé d'alimentation des tapis de dégivrage..	71
	II.2.7.3. Performances des résolutions.....	76
II.3.	Conclusions.....	78

## **I.1. Les enjeux de la modélisation**

### **I.1.1. Introduction**

L'utilisation massive de matériel en fibre de carbone composite dans l'industrie aéronautique a conduit inévitablement au développement de méthodes et de technologies pour la protection contre les risques électromagnétiques notamment ceux liés à la foudre, car le rôle de cage de Faraday assuré par l'aluminium n'est plus aussi efficace en présence de matériau composite. Comme mentionné dans le chapitre précédent, et notamment pour les basses fréquences, il n'offre pas les mêmes garanties de blindage que les matériaux métalliques [1]. Afin de prédire l'impact de ces nouveaux matériaux, tout en limitant les coûts de développement, l'analyse par simulation 3D est utilisée. De nombreuses méthodes numériques ont été développées pour résoudre les équations de Maxwell et ainsi différents types de problèmes du domaine de l'électromagnétisme [47].

A l'échelle de l'avion, il paraît délicat de discrétiser le volume de façon à prendre en compte les quelques millimètres d'épaisseur d'une plaque du fuselage. De même, le nombre de conducteurs constituant tout le réseau de bord et d'alimentation des équipements est très élevé. Tous les décrire dans le cadre d'une modélisation conduirait à un problème trop complexe à résoudre vu les incertitudes liées entre autre au trajet suivi par le cheminement de tous ces câbles.

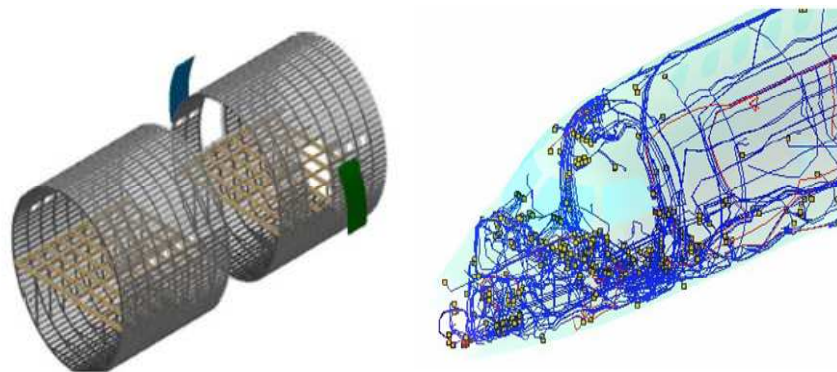
Néanmoins, il est clair que les phénomènes complexes de redistribution des courants dans l'ensemble de la structure sont liés aux effets de peau et de proximité, du fait de la géométrie complexe et du contenu harmonique des signaux impliqués. Aussi il est nécessaire de disposer d'outils permettant d'être précis et fiable grâce au maillage des régions minces, la description des conducteurs et la prise en compte des effets de peau et proximité tout en ayant des temps de simulation raisonnables. N'oublions pas que quel que soit le schéma numérique retenu, il faut s'assurer que la physique des phénomènes spécifiques de la CEM soit prise en compte.

Le chapitre présent dresse tout d'abord un état de l'art des méthodes de modélisation en électromagnétisme afin de sélectionner celle qui sera capable de satisfaire nos besoins de modélisation présentés dans les paragraphes ci-dessus. Par la suite, la deuxième partie a été dédiée à l'évaluation de deux outils conventionnellement utilisés dans le cadre de modélisation électromagnétique en 3D des effets indirects de la foudre sur les avions qui sont de plus en plus constitués en matériaux composites et équipés par des systèmes électriques. Il s'agit de la méthode des éléments finis et de la méthode intégrale PEEC, en régime harmonique, avec critère d'applicabilité à la simulation de la foudre au niveau des structures (circulation des courants,

matériaux composites et couplage champs câble). Chaque méthode présente des limitations qui peuvent rendre difficile la prise en compte de toutes les particularités géométriques ou physiques des dispositifs étudiés. Les deux méthodes ont été évaluées afin de souligner leurs points forts et leurs complémentarités. Des comparaisons sur un dispositif test ont été effectuées et discutées. De plus, le développement de la méthode PEEC conçu pendant cette thèse dans le but d'améliorer les performances des calculs est présenté. Finalement quelques exemples illustrant ce choix sont présentés.

### I.1.2. Spécificités du câblage électrique d'un avion

La diversité des câblages liée à leur nature (câbles de puissance ou de données), à leur technologie (câbles seuls, paire torsadées, blindés ou nus, câbles coaxiaux ou en faisceaux) et à leur géométrie (câbles plus ou moins souples) conduit à une complexité du routage dans l'avion rendant leur modélisation très délicate. Il s'avère crucial de bien prendre en compte, les impédances caractéristiques de ces différents câbles (résistances linéique), ainsi que leurs liaisons avec les équipements (impédances terminales) et la complexité du routage des faisceaux dans l'avion qui regroupent ces câbles les uns collés aux autres et qui sont parcourus par des courant de différentes intensités.



**Figure 2. 1: Illustration de la géométrie et la complexité du câblage dans l'aéronef**

Il existe de nombreuses manières de modéliser un câblage dans un système en fonction des outils et des modèles utilisés. L'effort généralement est de prendre en compte tous les paramètres fondamentaux qui participent à la description réaliste du câblage dans l'avion. L'objectif est de pouvoir simuler et analyser les phénomènes de couplage entre les câbles et leurs environnements afin d'aider les avionneurs dans la phase de modification de schéma de câblage dans l'optique de respecter les considérations CEM [48].



### **I.1.3. Le domaine d'étude**

Dans le domaine de la modélisation électromagnétique, la dualité temps-fréquence est régulièrement présente.

En effet, lorsqu'on traite des structures électriques, on raisonne volontiers en terme de schémas électriques équivalents ou d'impédances caractéristiques. Ces derniers ont forcément un comportement en fréquence dont il faut tenir compte. On se ramène souvent à une impédance équivalente de la forme  $Z = R + jL\omega$  avec  $\omega = 2\pi f$  donc  $Z$  évolue avec la fréquence. Néanmoins, les signaux qui transitent ont une représentation temporelle (au contenu harmonique parfois complexe) et on souhaitera donc disposer de l'évaluation des formes d'onde en courants (et tensions) pour analyser le fonctionnement du dispositif modélisé.

Aussi les méthodes de modélisation et outils de simulations harmoniques et temporels devront cohabiter afin de pouvoir répondre au cahier des charges des avionneurs.

## **I.2. Les méthodes de modélisation en électromagnétisme**

### **I.2.1. Introduction**

Cette partie est consacrée à un état de l'art des méthodes de modélisation permettant de répondre au cahier des charges de ce projet qui guidera alors vers le choix de la méthode la mieux adaptée. Nous présentons donc différentes méthodes numériques ayant été développées pour résoudre les équations de Maxwell et ainsi différents types de problèmes du domaine de l'électromagnétisme. Celles-ci peuvent en particulier être utilisées pour la simulation des effets indirects de la foudre, c'est-à-dire les effets liés aux phénomènes de couplage électromagnétique. Ces méthodes ont donné lieu à des codes numériques dont certains sont commercialisés et utilisés massivement par les industriels. Nous allons en détailler un certain nombre, et se concentrer assez rapidement sur celles qui sont plus particulièrement adaptées à la foudre, et donc plus pertinentes dans le cadre du projet PREFACE.

Il existe deux principales approches sur lesquelles sont basées les simulations numériques, les méthodes basées sur la discrétisation d'équations aux dérivées partielles obtenues assez directement à partir des quatre équations de Maxwell (méthode des volumes finis, des éléments finis, des différences finies...) et les méthodes basées sur des calculs d'intégrales (méthode des

Moments, méthode Transmission Line Matrix, méthode Partial Element Electric Circuit) faisant intervenir le formalisme de Green et une représentation utilisant le principe d'équivalence (sources volumiques/sources surfaciques). Nous avons également établi que nous traitons un problème basse fréquence, dans lequel les effets capacitifs restent négligeables. En conséquent, la méthode de ligne de transmission sera éliminée directement de notre étude.

Rappelons que le WP4 du projet traite plus généralement de l'amélioration des outils pour la simulation des effets indirects de la foudre sachant que les avantages d'une méthode par rapport à une autre dépendent surtout du problème à résoudre et du domaine d'application. Le choix de la méthode à utiliser dépendra donc beaucoup de ce critère.

Un des objectifs dans le projet PREFACE est de disposer d'une méthode de modélisation permettant la conception. Une des caractéristiques de cette stratégie sera donc de pouvoir, grâce à la simulation, explorer différentes solutions. La simulation est alors vue comme une aide au pré design et plus comme une vérification a posteriori du bon fonctionnement global.

Dans cet optique les critères taille des problèmes (nombre d'inconnues), place mémoire et temps de calcul sont des paramètres déterminants.

Classiquement, les avionneurs utilisent la méthode FDTD. Néanmoins, les difficultés de modélisation liées à la taille du problème (nombre d'inconnues très élevé), à la durée de simulation (pas de temps très petit) ont orienté le WP4 du projet PREFACE vers l'évaluation et le choix de méthodes de modélisation et d'outils non habituels pour les avionneurs.

Dans le cadre de ce WP, un état de l'art très complet a été effectué donnant lieu à un rapport et un livrable intermédiaire du projet [49]. Dans les paragraphes suivants, les principaux avantages et conclusions y sont détaillés.

Notre choix sera porté essentiellement sur une stratégie de modélisation qui :

- Garantira une résolution aussi bien dans le domaine fréquentiel que temporel,
- Garantira une résolution et une analyse de type circuit,
- Ne nécessitera pas d'énormes capacités mémoire du calculateur utilisé,
- Utilisera une méthode numérique peu coûteuse en temps de calcul et la plus fiable

en matière de résultats.

Nous allons présenter ci-après, les principales méthodes numériques employées en électromagnétisme et en CEM. La démarche est telle que nous présentons les méthodes et nous les évaluons par rapport à notre critère de choix, puis nous justifierons notre choix final.

## I.2.2. La méthode des différences finies

Traditionnellement, les techniques de simulation dans le domaine temporel reposent sur la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) [50][51][52][53] pour calculer à la fois les courants de foudre et les tensions de circuit ouvert sur les systèmes électriques grâce à la robustesse de la méthode et aux avantages bien connus pour les problèmes de simulation numérique du couplage EM. Elle est basée sur la résolution directe des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Les équations sont résolues en utilisant une approximation en différences finies pour les champs électromagnétiques [54] [55]. Les avantages sont bien connus et sont principalement :

- formalisme simple,
- facilité d'obtention des représentations géométriques simples par maillage cartésien;
- coût informatique (temps de calcul et mémoire) raisonnable en général (la FDTD étant bien adaptée à une résolution multiprocesseurs en parallèle).

L'inconvénient principal des outils de simulation basés sur la FDTD reste la non conformité des maillages. Il est difficile de décrire finement la géométrie de l'aéronef ou du système (de l'avion entier aux parasites des câbles) ce qui accroît très rapidement les temps de calcul et nécessite rapidement de supers calculateurs. Ainsi, le fait que les maillages ne suivent pas conformément les surfaces courbes (maillage en marche d'escalier) peut créer des problèmes de précision en particulier lorsque les câbles passent près des parois des structures.

Toutefois, les résultats montrent toujours d'une façon claire la prédominance des formes d'ondes quasi statiques (bi exponentielle, signaux lentement amortis, etc.) notamment lorsque les ondes de type « A » sont concernées. Elle impose un pas temporel fin pour simuler des phénomènes de plusieurs centaines de microsecondes. La raison principale est que les études sur les calculs de foudre des grandes structures, comme les avions, doivent combiner deux conditions strictes, lorsque les techniques FDTD basées sur les équations de Maxwell sont utilisées.

D'un part, il faut d'abord une maille élémentaire relativement petite (la dimension d'une cellule élémentaire  $\Delta x$  doit s'approprier quelques détails géométriques tels que, les chemins de câble, les jonctions, etc.) conduisant à un nombre considérable de cellules (en général de l'ordre de  $10^7$  pour un avion).

D'autre part, la deuxième condition concerne le nombre de pas de temps  $\Delta t$ . En effet, la méthode FDTD implique, avec la célérité de la lumière de l'ordre de  $3 \cdot 10^8$  m/s, un très grand nombre de pas de temps puisque la foudre est un phénomène lent par rapport à d'autres menaces

CEM. Par exemple, typiquement, la forme d'onde « A » de la foudre conduit à plusieurs dizaines de millions de pas de temps.

Même si le calcul avec la FDTD est faisable et couramment utilisé d'un point de vue pratique pour les simulations de foudre, son utilisation devient prohibitive dans le cas d'une étude paramétrique, dans la mesure où la conception implique la comparaison des différentes options géométriques. Ces caractéristiques représentent ses inconvénients majeurs par rapport aux critères exposés ci-dessus.

### **I.2.3. La méthode des éléments finis**

La méthode des éléments finis (EF) est une technique puissante pour le traitement des problèmes numériques impliquant des géométries complexes. Elle est largement employée dans l'industrie et devenue une méthode très utilisée dans de nombreux domaines de la physique notamment en électromagnétisme, en thermique ou en mécanique. Elle est basée sur la formulation différentielle des équations de Maxwell dans tout l'espace [56] [57] [58]. C'est une méthode bien conditionnée pour la problématique foudre, en basses fréquences et qui a la capacité de pouvoir s'appliquer à des structures très complexes en trois dimensions. De ce fait, la méthode éléments finis est de loin la plus employée et la plus développée. Cependant, l'utilisation de cette méthode n'est pas adaptée avec nos critères de choix parce qu'elle peut conduire à des difficultés pour la prise en compte des conducteurs en grand nombre, et plus particulièrement en présence de conducteurs plats ou filaires.

En effet, le principe de la méthode des éléments finis réside dans la mise en place d'un algorithme discret permettant de trouver une solution approchée des équations aux dérivées partielles (équations de Maxwell) [59] [60] [61] sur un domaine compact (le volume de l'avion), en discrétisant le volume total en éléments volumiques de taille suffisamment petite pour avoir une bonne approximation des grandeurs physiques par des fonctions d'approximation. Par conséquent, la modélisation des conducteurs plans, de faible épaisseur, à l'aide de la méthode EF en 3D, est difficile compte tenu qu'un maillage volumique dans l'épaisseur, conduisant à un nombre très important d'inconnues, nécessite une mémoire numérique importante et des temps de résolution très longs.

Par ailleurs, cette méthode n'est pas très bien adaptée à la résolution de notre problème car elle nécessite le maillage volumique de l'air, région de taille très importante comparativement aux régions conductrices. Le calcul des flux et des inductances s'effectue à partir d'intégrales volumiques du champ magnétique dans la région air. Ainsi, la méthode nécessite un maillage fin

autour des câbles conducteurs car les inductances mutuelles intervenant dans les équations de circuit associées aux équations de champ sont basées sur des intégrales volumiques faisant intervenir le champ source de ces conducteurs (Equation 2. 1) (Figure 2. 2) [55]. Compte tenu des variations rapides de ce dernier autour des conducteurs, il est nécessaire de mailler l'air finement au voisinage des régions conductrices afin d'obtenir des résultats précis (Figure 2. 3), ce qui peut rapidement conduire à des tailles de maillage très importantes et rend la méthode des éléments finis parmi les méthodes les plus coûteuses en temps de calcul et nécessitant de grandes capacités de mémoire.

$$M_{ij} = \mu \int_{\Omega_a} h_{0i} h_{0j} d\Omega_a \quad \text{Equation 2. 1}$$

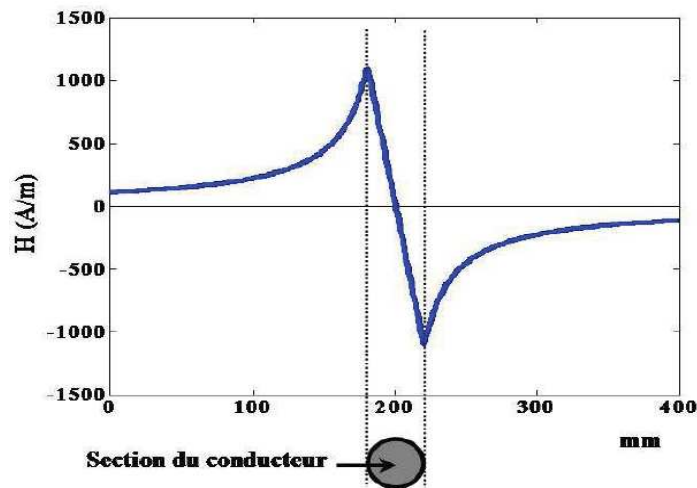


Figure 2. 2 : Variation du champ magnétique autour d'un conducteur filaire.

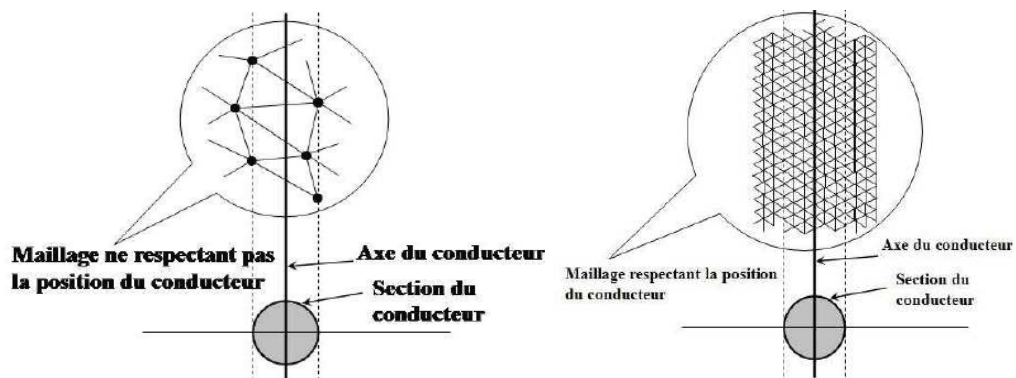


Figure 2. 3 : Exemple d'un maillage par rapport à la position du conducteur.

Une solution peut être apportée à ce problème par l'utilisation d'éléments surfaciques

spéciaux (dits « éléments coques ») qui permettent de modéliser les régions minces conductrices EF à faible coût. En particulier, une formulation économique, basée sur l'utilisation du potentiel scalaire magnétique, permet de prendre en compte les effets dynamiques présents dans les éléments coques avec précision par une solution analytique approchée suivant l'épaisseur de la coque [61]. Les temps de résolution sont alors largement réduits par rapport à l'utilisation d'éléments finis volumiques ces derniers nécessitant des inconnues vectorielles dans les régions conductrices. Avec les éléments "coques", il n'est plus nécessaire de mailler suivant l'épaisseur et les formulations ne nécessitent que des inconnues scalaires (dans l'air et de chaque coté des régions minces). Les problèmes peuvent être résolus à moindre coût, depuis la fréquence nulle (magnétostatique), jusqu'aux fréquences élevées, où l'épaisseur de peau est très faible par rapport à l'épaisseur des régions minces. En outre ces formulations sont compatibles avec une approche circuit et un développement récent [58] permet un couplage avec des câbles et/ou différents circuits électriques. Elles pourraient ainsi être utilisées pour modéliser la répartition du courant dans une coque d'avion reliée à des câbles par exemple

Les méthodes éléments finis possèdent en outre les caractéristiques intéressantes suivantes:

- elles permettent naturellement la prise en compte des matériaux magnétiques.
- elles permettent une représentation précise des pertes à haute fréquence.

Toutefois ces deux aspects ne sont pas fondamentaux pour notre problème. D'une part il n'y a pas de région magnétique dans les dispositifs à modéliser et d'autre part les problèmes étant essentiellement inductifs à haute fréquence (c'est notre cas), une détermination précise des pertes n'est pas nécessaire pour déterminer les trajets de courant.

Par ailleurs, le cahier des charges de notre étude impose de pouvoir disposer d'un modèle permettant la simulation temporelle d'un choc de foudre sur le dispositif modélisé. Il est possible de résoudre les problèmes en pas à pas dans le temps avec la MEF, mais cela conduit à des temps de résolutions très importants. En cela, disposer d'un schéma électrique équivalent est une aide précieuse. La méthode des éléments finis, dont le résultat principal est le champ électromagnétique en tout point de l'espace étudié ne peut donner cette information qu'après un post traitement assez lourd.

La MEF demeure néanmoins la référence dans la communauté de la modélisation en électromagnétisme. Et quand il s'agit de choisir une méthode de modélisation pour une application particulière, on l'utilise toujours à titre de comparaison afin de justifier le choix final.

Aussi dans le projet, elle sera employée sur un cas test et l'outil éléments finis qui sera utilisé dans cette étude est l'outil co-développé par Cedrat et le G2Elab : Flux®. Sa maîtrise complète est un réel atout permettant ainsi d'expérimenter rapidement des essais numériques.

## I.2.4. La méthode PEEC

### I.2.4.1. Rappel des principes méthode

La méthode PEEC est une méthode intégrale qui résout les équations de Maxwell et qui fournit un circuit électrique équivalent RLM [62] [63] [64] (résistances, inductances et mutuelles inductances) à constantes localisées. Elle se base sur la traduction du problème décrit par les équations de Maxwell à travers l'équation intégrale du champ électrique. Nous voyons apparaître la notion d'éléments partiels par l'intermédiaire des lois de Kirchhoff où le comportement de chaque cellule a une influence sur l'impédance totale du dispositif simulé.

L'avantage de cette méthode est qu'elle ne nécessite pas de mailler l'air (méthode intégrale permettant une approche finie des phénomènes) [65] [66] [67] et permet de définir des éléments de maillage de taille adaptée à la configuration étudiée. Par conséquent le nombre d'inconnues est réduit ce qui permet d'espérer des temps de résolution réduits. Cette méthode est très efficace puisque pour chaque élément du maillage des conducteurs seuls elle permet de calculer précisément son inductance partielle, sa résistance et des mutuelles inductances partielles (Equation 2. 2) avec le reste du circuit dans lequel toutes les interactions entre les conducteurs et l'environnement sont prises en compte de façon précise puisqu'elles sont déterminées directement. Ce calcul est robuste même si les éléments ont des caractéristiques géométriques disparates (petite section et grande longueur).

$$M_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{\Omega_i \Omega_j} \frac{J_{0i} J_{0j}}{r} d\Omega_i d\Omega_j \quad \text{Equation 2. 2}$$

Par ailleurs la foudre étant un phénomène basse fréquence, la propagation n'est pas un phénomène modélisé, et les conducteurs n'ont pas besoin d'être maillés suivant leur longueur. Néanmoins cette étape du maillage devra permettre de rendre compte à la fois des effets de peau et de proximité sur les conducteurs qui conduisent à des densités de courant non uniformes dans la section des conducteurs. Ceci sera effectué grâce à un maillage judicieux (dépendant de la fréquence) de la section des conducteurs.

De plus amples détails peuvent être obtenus dans [77] [78] [79], en commençant par les travaux de Albert Ruehli, celui qui a établi les bases de cette méthode.

Si l'on s'intéresse plus précisément au cahier des charges du projet PREFACE, le maillage du dispositif modélisé autorise une circulation quelconque du courant dans la peau carbone, et impose une direction longitudinale pour les câbles. Nous appelons donc conducteur unidirectionnel un conducteur dans lequel la direction du courant est connue et conducteur bidirectionnel un conducteur dans lequel le courant se développe dans un plan comme représenté sur les Figure 2. 4 et Figure 2. 5. Par conséquent, si on connaît la direction du courant (dans l'axe par exemple), on peut localement imposer cette hypothèse plutôt que de laisser toutes les directions possibles, ce qui réduit le coût du calcul. Les modèles des circuits équivalents pour ces types de conducteurs sont présentés dans les Figure 2. 4 et Figure 2. 5, respectivement.

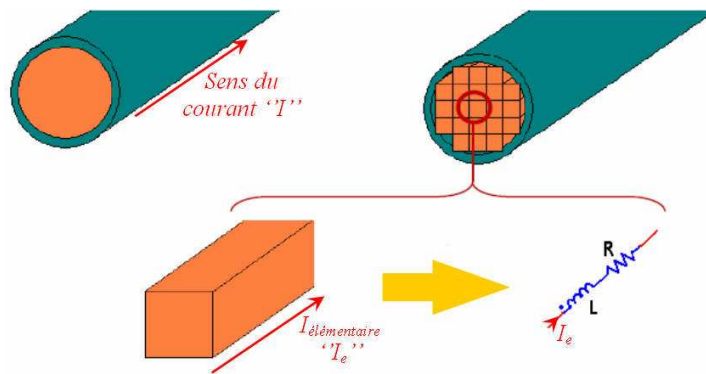


Figure 2. 4 : Modèle de conducteur unidirectionnel (1D) pour les câbles.

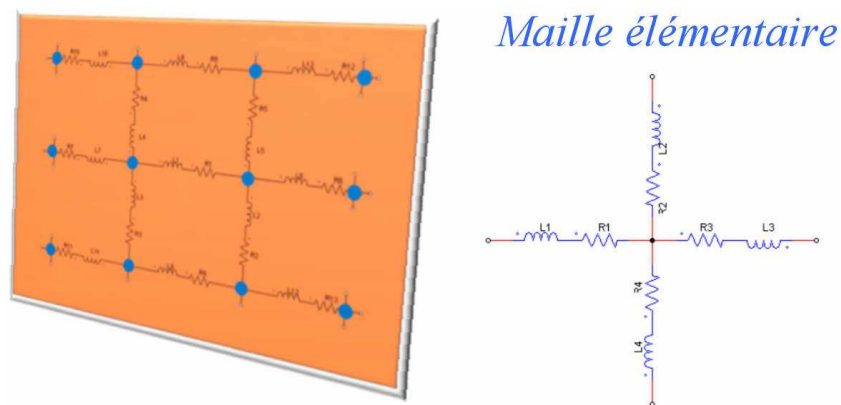


Figure 2. 5 : Modèle de conducteur bidirectionnel (2D) pour la plaque

Ainsi, la méthode PEEC est bien adaptée à la modélisation des conducteurs.

Les avantages de la méthode PEEC sont multiples, car elle permet :

- Un maillage particulier pour chaque géométrie



➤ Un calcul et une exécution rapides : cette méthode, n'étant pas une méthode volumique, s'exécute par conséquent plus rapidement et requiert moins de capacité mémoire.

Mais l'inconvénient majeur est qu'elle ne permet pas de prendre en compte naturellement les matériaux magnétiques. Pour les applications visées dans le projet PREFACE, ceci n'est pas préjudiciable mais dans d'autres domaines, cela a nécessité d'effectuer des développements particuliers.

#### **I.2.4.2. Vers une simulation temporelle du système**

La méthode PEEC est une méthode fréquentielle puisque le schéma équivalent obtenu n'est valable théoriquement que pour une fréquence. Dans la majorité des études effectuées, on peut largement se satisfaire d'un modèle unique sur une gamme de fréquences à condition de vérifier au préalable la variation de l'impédance équivalente ou la distribution du courant et de générer un maillage pour la valeur maximale de la gamme de fréquence étudiée. Néanmoins quand il s'agit d'établir des formes d'onde temporelles ou d'inclure des non linéarités dans la description du dispositif des manipulations mathématiques sont indispensables. Afin de passer en temporel, on a très souvent recours alors à la transformée de Fourier, soit dans sa formulation classique, soit à travers des algorithmes plus avancés qui sont implantés dans les techniques de réduction d'ordre des modèles (MOR). A ce propos, différents travaux ont été mis œuvre :

➤ CEDRAT a commencé des études pour établir un schéma électrique équivalent indépendant de la fréquence à partir d'une réponse harmonique [68].

➤ Dans le cadre de sa thèse, NGUYEN Trung Son a développé des techniques de réduction de modèle afin de calculer rapidement les impédances équivalentes entre différents ports d'entrées-sorties du système modélisé par PEEC.

Ces techniques seront expérimentées dans la partie temporelle du chapitre 3 pour simuler la foudre sur les dispositifs modélisés.

Néanmoins, la méthode PEEC répond particulièrement à nos attentes car elle fournit un circuit électrique équivalent permettant :

➤ Une résolution dans le domaine temporel et fréquentiel : La méthode PEEC permet de modéliser à l'aide d'un schéma électrique équivalent des structures conductrices tridimensionnelles. Elle permet de ce fait, de passer d'une représentation 3D du problème à un modèle circuit. On obtient alors un macro bloc contenant les impédances entre ces différents points. Inséré dans un simulateur électrique temporel de type Portunus, Spice ou Saber, il peut être résolu pour obtenir les formes d'onde des tensions et courants du dispositif étudié.

➤ Une évaluation de chaque portion du circuit : on peut connaître la valeur de l'impédance de chaque portion du circuit ainsi que sa contribution réelle à l'échelle de la structure.

### I.2.5. Sélection de la stratégie de modélisation

Dans les paragraphes précédents, nous avons pu montrer que les deux méthodes (PEEC et EF) présentent des avantages comparées aux méthodes classiquement utilisées dans l'aéronautique (FDTD) pour la modélisation des effets indirects de la foudre. Aussi dans cette partie, leurs performances vont être comparées afin de pouvoir proposer une stratégie de modélisation adaptée à la problématique soulevée par PREFACE.

Ces deux méthodes sont implantées respectivement dans les logiciels InCa3D [69] et Flux [70] co-développés par Cedrat et G2Elab.

Un cas test simple mais représentatif de l'impact foudre a été décrit dans les deux logiciels (Figure 2. 6) [81]. Il est composé d'une plaque en composite et d'un câble lié électriquement à cette plaque dans lequel on cherche à évaluer le courant.

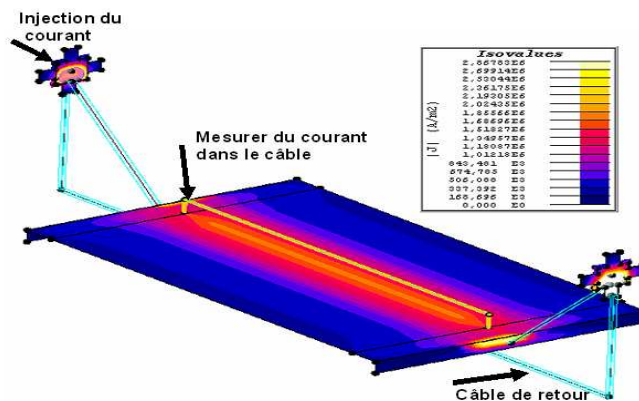


Figure 2. 6 : Vue générale du modèle 3D

Les résultats présentés (Figure 2. 7 et Figure 2. 8) montrent une bonne adéquation entre les deux méthodes de modélisation sur le calcul du courant dans le câble.

Notons que dans le cas de l'utilisation de la MEF, deux maillages ont été testés, plus ou moins denses autour des conducteurs. Ceci permet d'illustrer nos propos présentés (Figure 2.7 et Figure 2. 8).

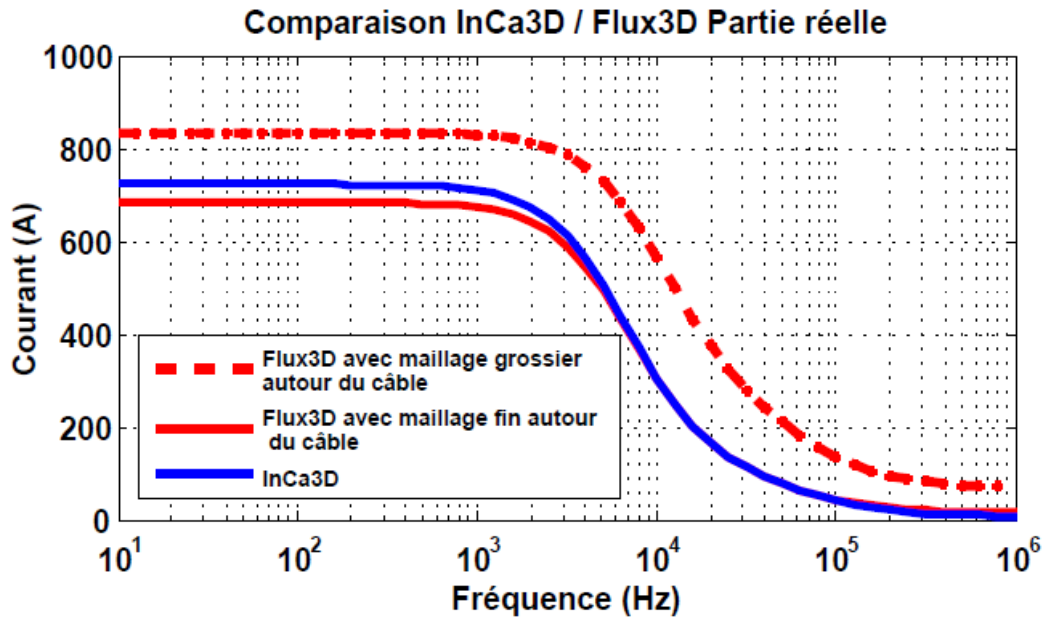


Figure 2. 7 : Partie réelle du courant évalué avec InCa3D et Flux3D.

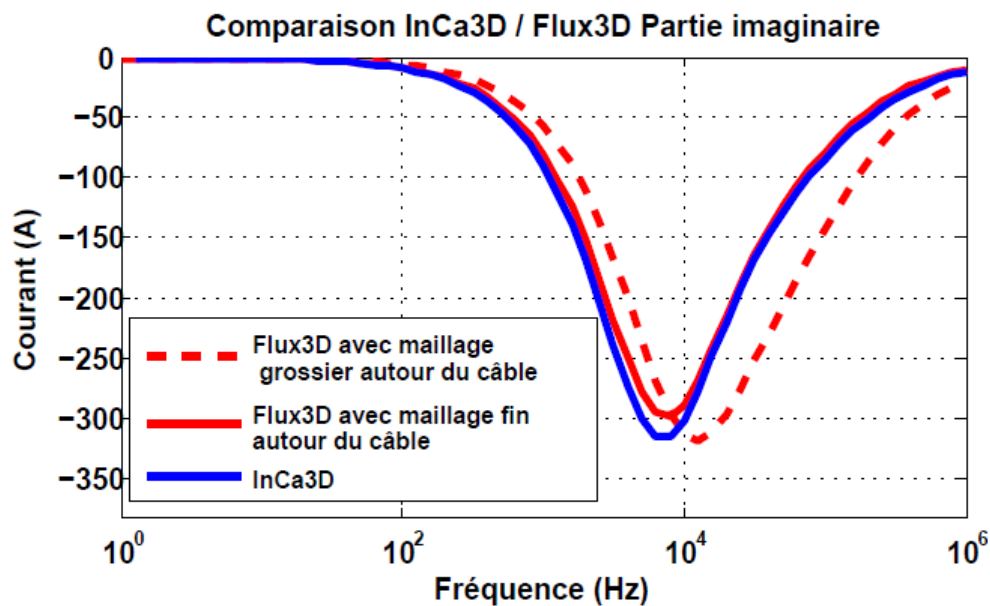


Figure 2. 8 : Partie imaginaire du courant évalué avec InCa3D et Flux3D.

Nous comparons la méthode PEEC avec celle des éléments finis sur trois aspects :

- Au niveau du maillage (Le problème contient 4520 éléments maillages en InCa3D), nous trouvons que le maillage PEEC est plus facile et rapide que la méthode des éléments finis,
- Au niveau de la précision, comme la méthode PEEC utilise des intégrations semi analytiques, elle donne un résultat plus précis que la méthode des éléments finis à maillage équivalent,

➤ Concernant les temps de calcul liés à ces deux méthodes, le tableau 2. 1 résume les données essentielles.

	InCa3D	Flux
Performance de la machine	PC : 32bits, 3Go de <a href="#">RAM@3.19GHz</a>	PC : 64bits, 24Go de RAM@2,93GHz
Temps de résolution (s)	848	3822

Tableau 2. 1 : Comparaison des performances des résultats

Les résultats de simulations obtenus avec les deux méthodes sur le cas test sont très proches. La méthode PEEC fournit toutefois des résultats avec un temps de résolution très rapide comparativement à la méthode EF. Cette dernière est notamment pénalisée par la nécessité de raffiner le maillage au voisinage des câbles conducteurs, qui nécessite en outre un savoir faire de la part de l'utilisateur.

C'est donc la méthode PEEC qui a été sélectionnée et le logiciel InCa3D dans lequel elle est implantée.

Néanmoins, à elle seule, comme mentionné précédemment, elle ne répond pas au cahier des charges. Etant donné que l'on souhaite « attaquer » le modèle avec un choc de foudre et déterminer les formes d'onde, il faut lui associer un simulateur électrique.

C'est Portunus ® qui a été choisi.

Un macrobloc contenant le schéma électrique équivalent issu de la résolution sur InCa3D est automatiquement généré et transféré à Portunus dans lequel l'utilisateur n'a plus qu'à définir l'alimentation et les éléments extérieurs au dispositif modélisé par InCa3D (Figure 2. 9).

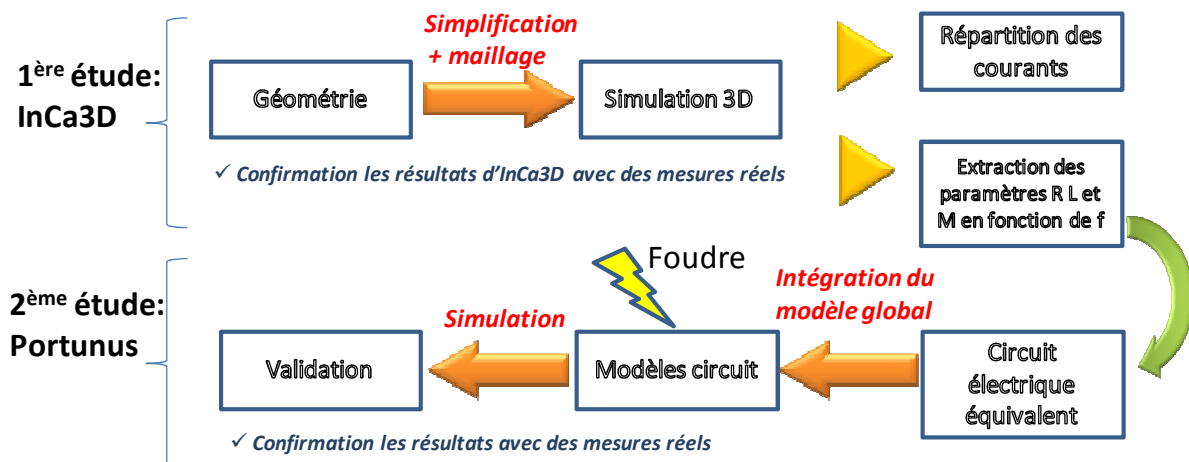


Figure 2. 9 : Stratégie de modélisation adoptée pour le projet PREFACE

## **I.2.6. Développements nécessaires**

Cependant, les codes PEEC basses fréquences actuellement disponibles montrent des limites dans le traitement de la taille des objets qui sont à étudier pour la problématique foudre sur l'avion. En effet, la méthode PEEC (et d'une façon générale toutes les méthodes intégrales) conduit à la résolution de systèmes linéaires pleins. Par conséquent si  $N$  est le nombre d'inconnues d'un problème, la place mémoire nécessaire au calcul évolue en  $N^2$  et la durée de résolution en  $N^3$  si des algorithmes directs classiques de type décomposition LU sont utilisés. Cela va conduire inévitablement à des matrices pleines dont la taille est égale au nombre de mailles, à cause de la prise en compte des différents couplages (limitation en taille mémoire et limitation en temps de résolution) surtout en interaction proche.

InCa3D étant un logiciel co-développé par G2Elab et CEDRAT, il est de ce fait en constante évolution et à l'occasion du projet PREFACE, certaines limitations mentionnées précédemment ont fait l'objet de développements spécifiques grâce aux travaux de thèse de NGUYEN Trung Son au G2elab [71].

Afin de rendre le logiciel InCa3D plus adapté à la simulation de systèmes de tailles importantes (comme les réseaux de bord d'avions à l'étude), un des principaux objectifs a consisté à coupler la méthode PEEC avec une méthode de compression matricielle dans notre cas une méthode de type AMLFMM (Adaptive Multi-Level Fast Multipole Method) dû à Roklin [72]. Les algorithmes du type FMM [73] sont des algorithmes numériques visant d'abord l'accélération des produits de type matrice - vecteur pour accélérer la résolution des équations intégrales [74] [75]. Du point de vue quantitatif, le principal objectif visé par ces développements est de gagner un ordre de grandeur dans la taille du système à résoudre et de permettre une résolution sur un « ordinateur banal ».

Les bases de cette méthode sont présentées dans les articles de J.Carrier et autres [73] et de K. Nabors et J.White [76], respectivement. Le principe de cette approche consiste à effectuer le produit en 2 étapes :

- produit prenant en considération les interactions proches, pour cela on utilise une méthode classique ;
- produit prenant en considération les termes éloignés, cette opération est effectuée par les FMM et ne nécessite pas l'écriture explicite des termes constituant la matrice. C'est cette caractéristique qui permet de rendre intéressante cette approche.

Nous ne présenterons pas plus d'information concernant ce couplage particulier dans cette thèse. Plus de détails peuvent être trouvés dans les publications de Vincent Ardon [80].

La méthode PEEC couplée avec AMLFMM semble être la meilleure solution de modélisation car elle offre la possibilité de prendre en compte tous les couplages qui nous intéressent, tant de manière locale (champ proche) que de manière globale (en prenant en compte les interactions lointaines). Nous la retenons donc pour la suite de l'étude. Vu l'intérêt de cette avancée, elle a été implantée dans la version du logiciel InCa3D [69] utilisée pour la suite des études présentées dans mémoire. Ce logiciel permet à la fois la description CAO du dispositif d'étude, la discrétisation des conducteurs et la résolution avec la méthode PEEC-AMLFMM.

Nous avons déjà mentionné que la réduction 3D vers 0D inhérente à la méthode PEEC permet d'exporter et de simuler temporellement les structures soumises aux sources d'excitation de la foudre, même si elle n'est valable qu'aux alentours d'une seule fréquence. Afin de générer un schéma électrique équivalent indépendant de la fréquence plus aisé à être utilisé en simulation temporelle, les développements doivent encore être complétés. De nombreuses recherches visent à l'amélioration de ces méthodes [84] [72] et plusieurs algorithmes sont disponibles dans la littérature. La solution envisagée pour notre étude se décompose en deux étapes. La première consiste, en partant de la représentation d'état, à ne garder que les états significatifs du système. Cela revient à calculer, autour de la fréquence retenue, un développement limité de l'impédance et à n'en garder que les moments d'ordres les plus faibles. En outre, la méthode utilisée permet de garantir la stabilité du système réduit [84]. Dans un second temps, à partir de cette fonction de transfert réduite, une synthèse de circuit permet de reconstruire un schéma à constantes localisées, de taille compatible avec les capacités des simulateurs temporels.

Au cours de sa thèse, NGUYEN Trung Son a notamment développé une technique de réduction de modèle adaptée à l'utilisation de la méthode PEEC [84]. Cela a nécessité une écriture des équations du système décrit par PEEC sous forme de système d'état et l'utilisation de méthodes de réduction d'ordre à base de sous espace de Krylov, afin de construire un développement limité des jeux d'impédance recherché (entre différents points d'entrée-sortie du système), tout en tenant compte des aspects liés à la compression matricielle. Suite à cette réduction, une technique de synthèse de circuit a été mise en place afin d'obtenir un circuit électrique simple (sans éléments couplés), pour permettre une utilisation dans tous les simulateurs temporels.

## I.2.7. Quelques exemples illustrant le choix

### I.2.7.1. Impédances d'un caisson

L'utilisation d'un caisson composite est envisagée pour tester et comparer les différents outils de simulation numérique utilisés par les partenaires ainsi que les codes développés par G2ELAB. Dans cette partie, on se propose de quantifier les comportements des courants de court-circuit sur des conducteurs à l'intérieur de la cavité et les impédances vues de la source la boîte étant sur court circuit (CC), circuit ouvert (CO) ou sur 50 ohms à l'aide de la méthode PEEC (Partial Elément Equivalent Circuit). Nous confrontons ensuite nos résultats avec les mesures effectuées lors d'essais réels sur le caisson composite et des simulations effectuées par EADS (méthode InCa3d).

L'objet d'étude est un échantillon représentatif du caisson qui est construit en matériau composite ayant les caractéristiques suivantes :

- La partie du caisson regroupant toutes les 6 faces sont en composite (Figure 2. 10) le FC (carbone fibre Composite) homogène d'épaisseur 2mm, avec une ouverture sur une face. Les dimensions de ce caisson sont : 120 cm x 70 cm x 70 cm.
- Une plaque en aluminium joue le rôle de plan de masse pour le retour de courant
- Un conducteur en aluminium qui relie les extrémités de la boîte. Ce fil possède trois formes différentes : 1D, 2D et 3D (Figure 2. 11).



Figure 2. 10 : vue de la maquette lors de la préparation du test d'injection

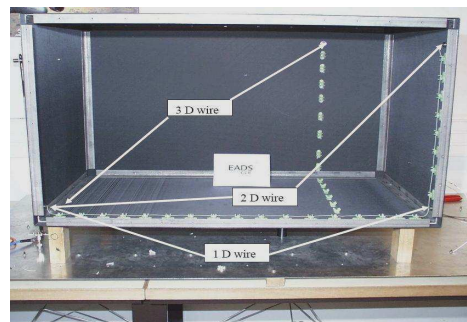


Figure 2. 11 : Vue de la maquette avec les fils électrique à l'intérieur

La conductivité du CFC est de 500 S/m, comparée à la forte conductivité de l'aluminium qui est  $4 \times 10^7$  S/m. En utilisant la méthode PEEC, nous avons intégré la géométrie de la maquette (Figure 2. 12). Nous avons utilisé une sonde d'impédance entre un point du caisson et un point

de la masse afin de mesurer l'impédance vue de la surface avec la boîte sur court-circuit, circuit ouvert ou 50 ohms.

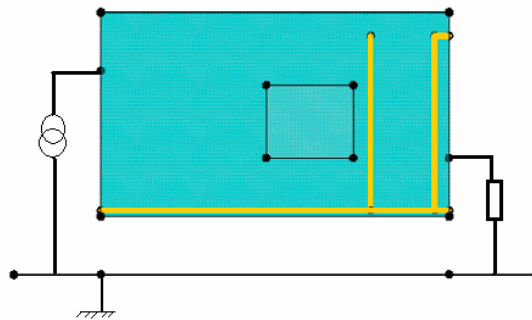


Figure 2. 12 : Configuration 1D du caisson

Après une résolution sur une gamme de fréquence de 100 Hz jusqu'à 1 E8 Hz le logiciel InCa3D fournit une matrice d'impédances complexes.

- Caisson sur 50 ohms

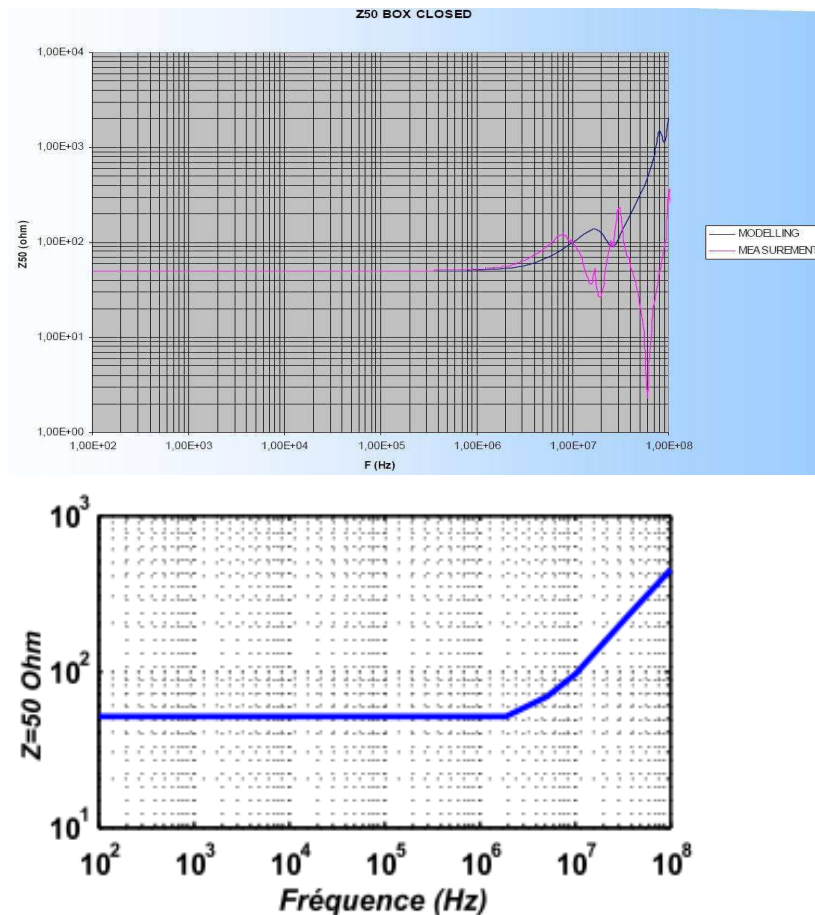


Figure 2. 13 : Comparaison des résultats de l'impédance obtenue avec l'équipement réel en mesure chez EADS (en haut) et le logiciel InCa3D (en bas)



D'après, la Figure 2. 13, on peut encore apprécier la cohérence des résultats obtenus sous Inca3D et ceux d'EADS. Ainsi, jusqu'à une certaine fréquence (environ  $10^7$  Hz), on retrouve des valeurs proches. Les différences que nous avons après  $10^7$  Hz sont dues aux effets capacitifs qui ne sont pas pris en compte sous le logiciel Inca3D.

- Caisson sur court circuit

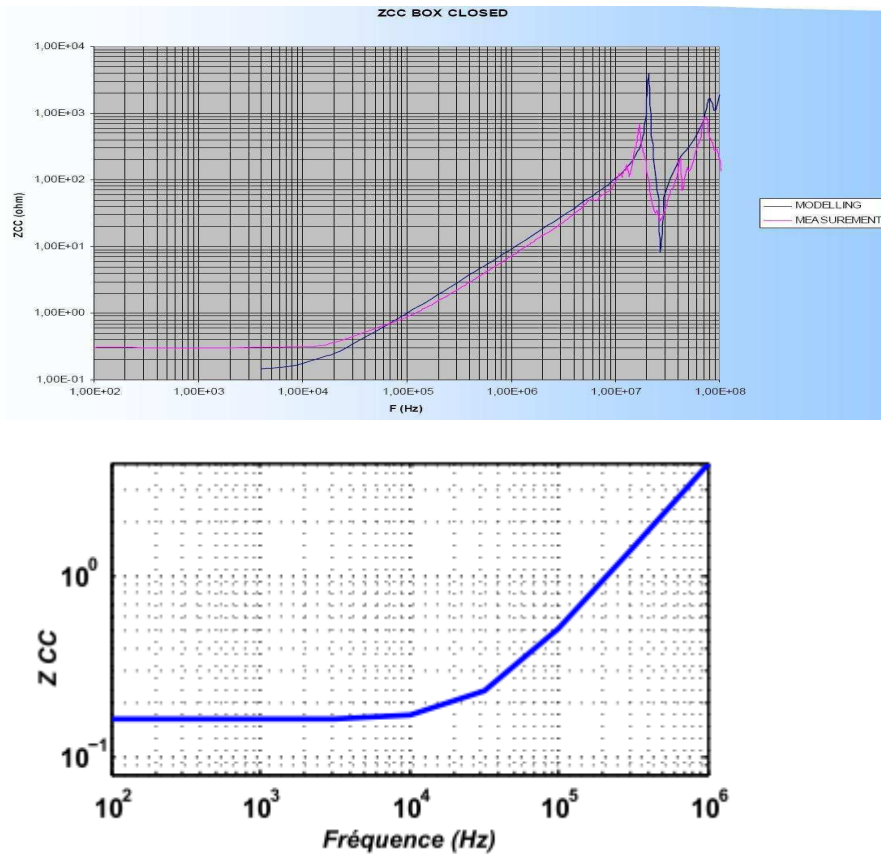


Figure 2. 14 : Comparaison des résultats de l'impédance obtenue avec l'équipement réel en mesure chez EADS (en haut) et le logiciel InCa3D (en bas)

D'après la Figure 2. 14, on constate qu'en basses fréquences, les résultats obtenus avec le logiciel InCa3D sont presque identiques aux mesures (Effet résistif constant). Par contre, en haute fréquence, on remarque une prépondérance de l'effet inductif. Les résultats des 2 méthodes sont identiques jusqu'à 10MHz. Au delà de cette fréquence, il y a apparition de l'effet capacitif, que nous avons décidé de ne pas prendre en compte dans la modélisation compte tenu du contenu spectral de la foudre.

### I.2.7.2. Modélisation du câble triphasé d'alimentation des tapis de dégivrage

Un des démonstrateurs dans le projet PREFACE est un câble triphasé d'alimentation des tapis chauffants des bords d'aile. Il se situe à un endroit critique et sa conception fait l'objet de questionnements importants (blindage ou non, ...) vu le contexte composite envisagé (Figure 2.15).

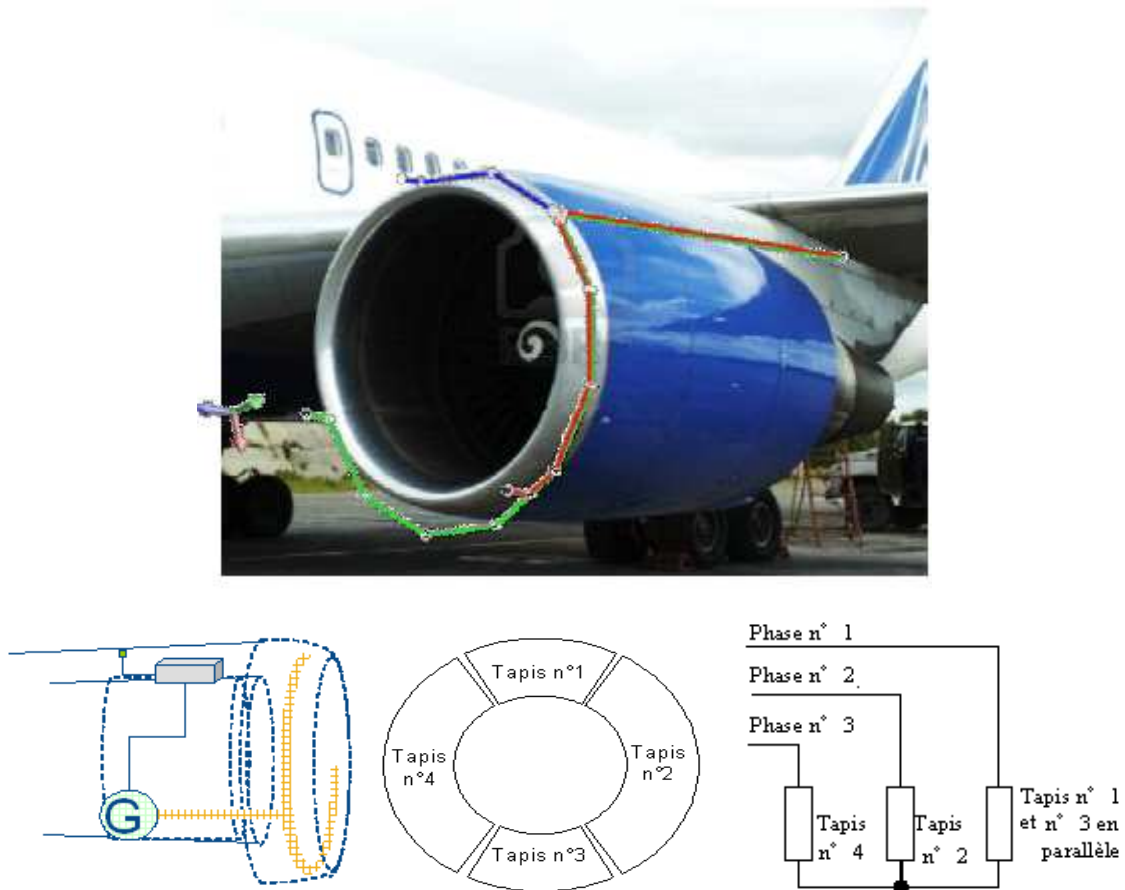


Figure 2.15 : Présentation des tapis chauffants intégrés dans l'entrée d'air

L'étude de ce câble a fait l'objet d'un stage Master 1 [82] dont les principaux résultats sont rappelés dans ce qui suit.

Le phénomène de la foudre étant suffisamment basses fréquences et la section du câble petite vis-à-vis de longueur, sa description dans InCa3D a été simplifiée et ramenée à celle d'un câble de même section carrée [83]. Les écarts sur l'impédance équivalente d'un mètre de câble entre une description fine et celle proposée sont inférieurs à 2% pour des temps de résolution incomparables Figure 2.16.

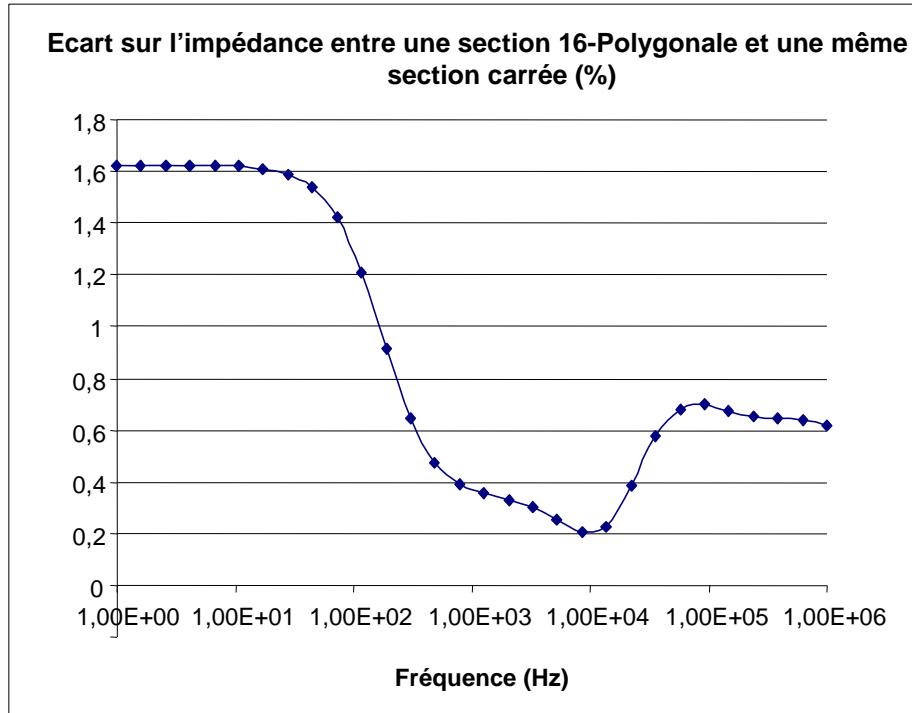


Figure 2. 16 : Ecart (%) sur l'impédance entre une section 16-polygonale et une même section carrée

Une fois la description de la section définie, la géométrie 3D du câble avec son blindage a été réalisée et permet d'identifier trois zones bien distinctes pour lesquelles l'impédance équivalente a été évaluée (Figure 2. 17).

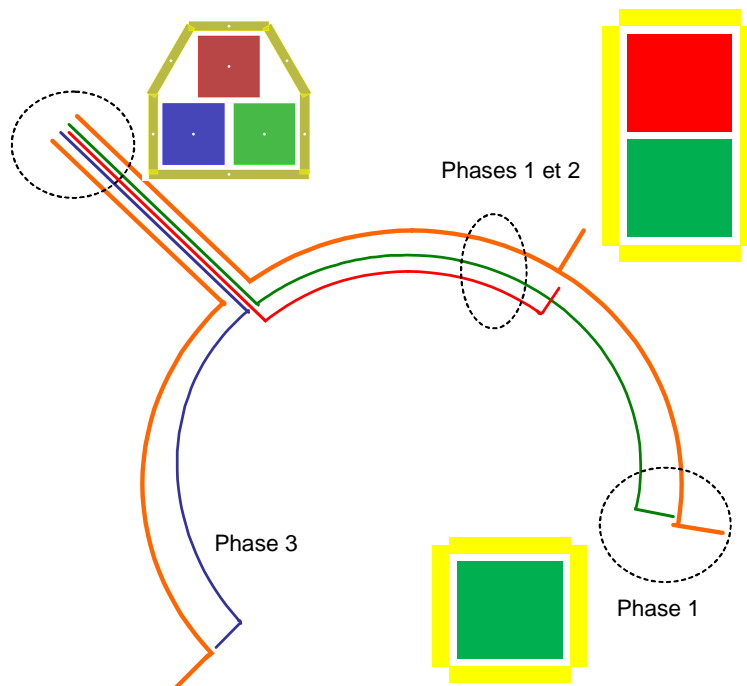


Figure 2. 17 : La géométrie du câble pour alimenter les trois phases des tapis chauffants.

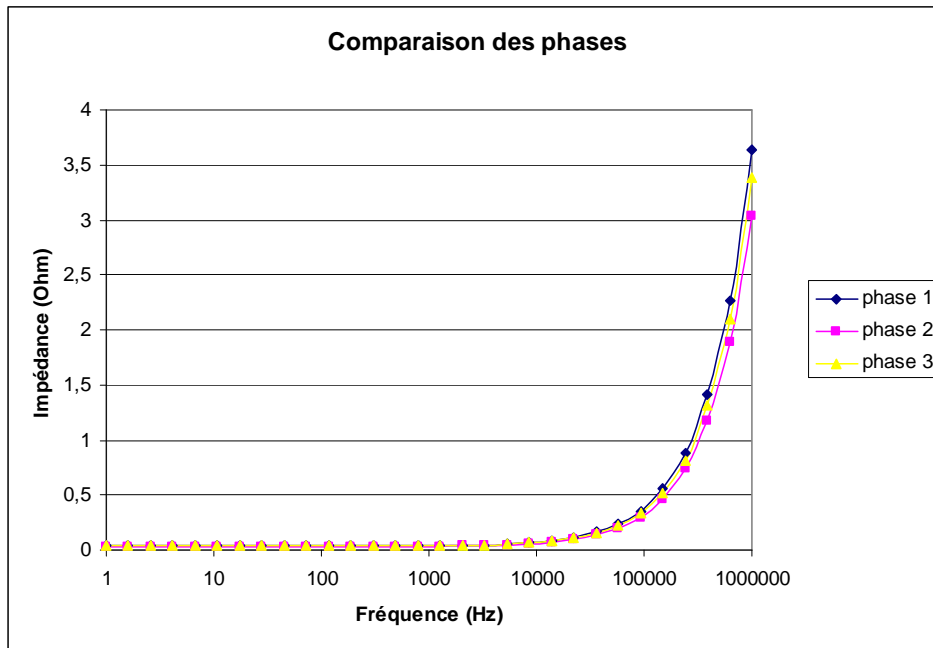


Figure 2. 18 : Comparaison des résultats des impédances des trois phases

Sur la Figure 2. 18 sont présentées les impédances équivalentes des trois phases.

Comme attendu, la phase 1 étant la plus longue, son impédance est la plus élevée. En revanche, la phase 3, la plus courte devrait présenter l'impédance la plus faible. Ceci n'est pas observé et montre bien l'effet des couplages mutuels entre les phases (1 et 2).

Une fois le modèle établi, un macrobloc est créé afin de pouvoir entreprendre des simulations temporelles à l'aide de Portunus (Figure 2. 20 et Figure 2. 19).

C'est dans Portunus que les différentes connexions entre les portions seront définies et que les charges et l'alimentation seront rajoutées.

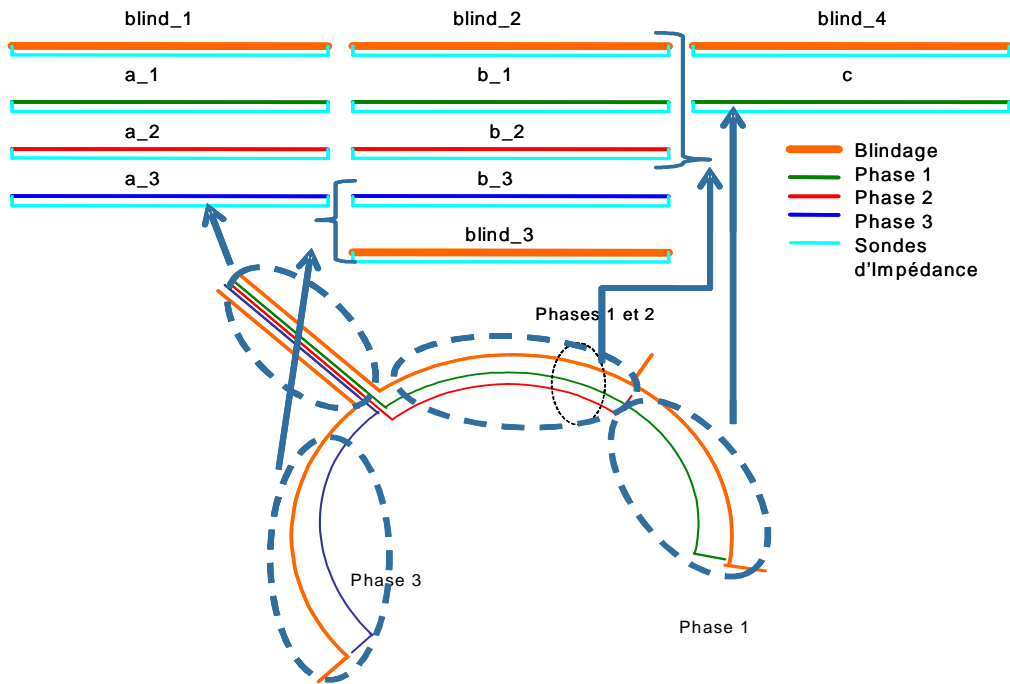


Figure 2.19 : La géométrie du câble pour alimenter les trois phases des tapis chauffants

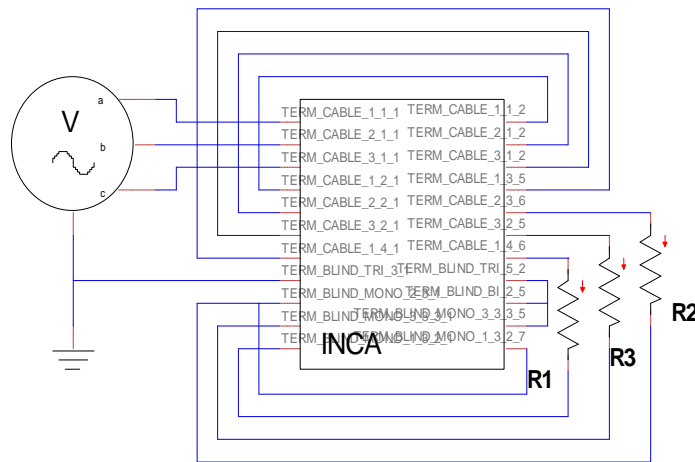


Figure 2.20 : Macrobloc issu d'InCa3D pour une simulation temporelle sous Portunus

Sur Portunus, ce circuit a donc été simulé.

Sans choc de foudre, les déséquilibres observés sur les impédances sont donc encore visibles sur les courants dans les phases (Figure 2.21). La phase la plus impédante devient la moins chargée.

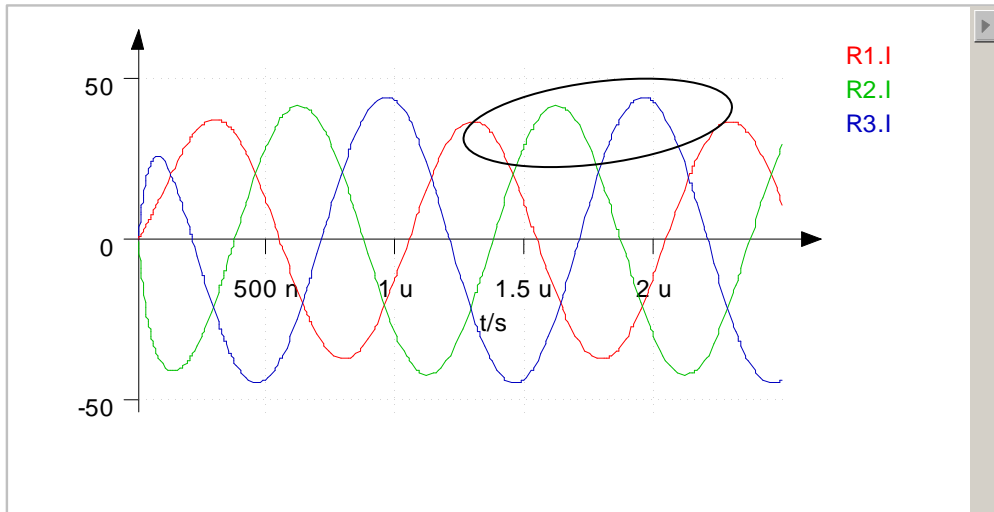


Figure 2. 21 : illustration de la forme du courant dans les trois phases du tapis chauffante

Un choc de foudre est alors injecté sur une des phases pour évaluer son impact sur les autres en temporel (Figure 2. 22).

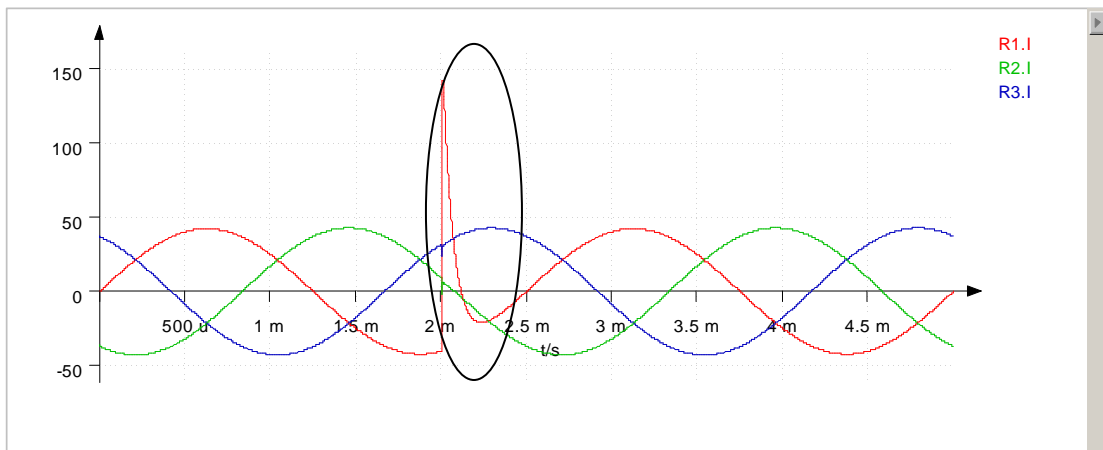


Figure 2. 22 : Superposition du choc de foudre (courant transitoire) sur la phase 1

Ce cas test est un bon démonstrateur permettant de mettre en avant la stratégie de modélisation choisie. La facilité de mise en œuvre de l'enchaînement des deux logiciels et la pertinence des résultats obtenus rapidement sont autant d'avantages pour la phase de pré dimensionnement et de conception des dispositifs.

Ainsi l'analyse du cas précédent pourrait être poursuivie suivant différentes directions :

- rajouter un modèle pour les tapis de dégivrage plus complexe qu'une simple résistance et donc permettant de prendre en compte l'effet 3D de ces dispositifs qui doivent surement apporter des couplages avec le câble,

- rajouter l'environnement du câble : le matériau composite pour comparer avec la solution actuelle en aluminium,
- enlever le blindage du câble triphasé, une des hypothèses du partenaire industriel,
- injecter le choc de foudre en différents endroits du câble ou de l'environnement ainsi décrit,
- ...

### **I.2.7.3. Performances des résolutions**

Tout au long de ce travail de thèse, l'outil InCa3D a évolué grâce aux résultats obtenus par Nguyen Trung Son dont le travail se déroulait en parallèle.

Les démonstrateurs du projet PREFACE ont été donc l'occasion de tester le nouveau solveur sur des problèmes réalistes tant en taille et nombre d'inconnues qu'en complexité de description (circuit électrique).

Le Tableau 2. 2 montre les temps de calcul nécessaires pour converger vers des résultats similaires avec des maillages identiques avec le solveur actuel d'InCa3D et celui amélioré à l'aide de l'utilisation de la FMM (Fast Multipole Method). Le gain est indéniable et laisse entrevoir la possibilité de traiter les grands systèmes.

Il est important de noter que la première simulation ne peut aboutir que sur un serveur de calcul disposant de 16 Go de RAM et 4 processeurs. Par contre la version FMM fonctionne sur un PC standard Core 2 Duo avec 3 Go de mémoire vive.

Par ailleurs étant donné que la foudre est un phénomène basses fréquences, la finesse du maillage n'est pas requise pour converger vers le bon ordre de grandeur (Tableau 2. 3).

	solveur actuel	solveur FMM	Résultats
Mémoire utilisée (Mo)	2000	150	Mêmes résultats
Temps de résolution (min)	15	5	

**Tableau 2. 2 : Comparaison des performances des résultats**

Le Tableau 2. 3 montre la comparaison avec deux maillages différents sur le même solveur ce qui montre qu'on a les mêmes résultats.

	solveur actuel	solveur actuel (avec un maillage fin)	Résultats

Mémoire utilisée (Mo)	2000	10000	Mêmes résultats
Temps de résolution (min)	15	180	

**Tableau 2. 3 : Comparaison des performances des résultats**

Ces résultats très encourageants montrent non seulement la pertinence de ces travaux de thèse mais aussi la nécessité pour Cedrat d'industrialiser rapidement les développements effectués afin de pouvoir répondre à la demande de modélisation des grands systèmes 3D complexes.



### **I.3. Conclusions**

En premier lieu, il fallait parcourir les différentes méthodes numériques de calculs utilisés en électromagnétisme pour dégager, selon nos critères, la méthode adéquate sur laquelle se baser notre outil simulation. Le choix s'est porté sur la méthode qui assurerait une résolution aussi bien dans le domaine fréquentiel que dans le domaine temporel, qui donnerait la possibilité d'extraire un circuit électrique équivalent, le tout par une simulation dont le coût en temps serait minimum. La méthode ainsi retenue est la méthode PEEC.

Grâce aux cas tests présentés, ce chapitre a démontré que la méthode intégrale PEEC peut répondre à des besoins de simulations numériques sur des dispositifs complexes, avec un nombre d'inconnues et un temps de résolution raisonnables. Son utilisation dans le domaine de l'aéronautique est donc maintenant tout à fait envisageable aux côtés des méthodes classiquement utilisées telles que les FDTD. Même si des limitations sont observées, elles sont à la fois connues et pour nombre d'entre elles des solutions sont connues. Reste à disposer du temps pour les mettre en œuvre. Des développements spécifiques présentés dans ce chapitre ont montré la possible évolution et les résultats encourageants obtenus grâce à ces améliorations qui visent à minimiser le temps de résolution et la taille du système.

La stratégie de modélisation mise en place avec les outils InCa3D et Portunus, va donc permettre d'effectuer des études paramétriques rapides ou de modéliser des grands dispositifs comme détaillés dans le chapitre suivant.

Les expérimentations étant très délicates (voire coûteuses) sur ce genre de dispositifs, la simulation sera donc d'un apport indéniable pour tester la pertinence des solutions envisagées. Ainsi ayant confiance dans le modèle généré, on peut donc s'autoriser à faire varier des paramètres afin non seulement de confirmer certaines tendances de comportement mais aussi les quantifier. C'est ce que nous présentons dans le chapitre suivant.





**Chapitre III.**  
**Analyse d'un caisson**  
**composite**

**CHAPITRE III. ANALYSE D'UN CAISSON COMPOSITE .....81**

II.1.	Introduction .....	84
II.2.	Processus de modélisation .....	85
II.3.	Dispositif expérimental.....	86
II.3.1.	Le caisson .....	87
II.3.2.	Campagne de mesures en fréquentiel.....	88
II.4.	Mesures préliminaires et hypothèses de modélisation .....	92
II.4.1.	Le composite.....	92
	II.4.1.1. La mesure .....	92
	II.4.1.2. Homogénéité du matériau .....	94
	II.4.1.3. La conductivité.....	97
II.4.2.	Les jonctions composite/aluminium .....	98
II.4.3.	Les impédances terminales .....	99
II.4.4.	Conclusion .....	101
II.5.	Modélisation.....	101
II.5.1.	Mise en œuvre de la modélisation électromagnétique .....	102
	II.5.1.1. L'outil de modélisation.....	102
	II.5.1.2. La description et les simplifications effectuées.....	102
	II.5.1.3. Le maillage .....	103
II.6.	Résultats en fréquentiel.....	108
II.6.1.	Configuration 1 : Caisson + 1 câble droit au dessus et au milieu de la plaque du bas.....	108
II.6.2.	Configuration 2: Caisson + 1 câble 3D .....	109
II.6.3.	Configuration 3 : ajout d'un plancher .....	110
	II.6.3.1. Plancher connecté au caisson en 4 points .....	111
	II.6.3.2. Plaque en aluminium + câble 2D au dessus de la plaque ajoutée.....	112
	II.6.3.3. Plancher en aluminium flottant à l'intérieur.....	113
II.6.4.	Analyse paramétrique .....	115
	II.6.4.1. Les liaisons entre les éléments.....	116
	II.6.4.2. La nature des éléments.....	118
	II.6.4.3. Les données géométriques.....	120
II.6.5.	Conclusion .....	122
II.7.	Résultats en temporel.....	123
II.7.1.	Mise en œuvre de la modélisation temporelle.....	123
II.7.2.	Etude des courants induits par une excitation.....	123

II.7.3.	Confrontation avec les résultats des essais .....	125
	II.7.3.1. Configuration 1 : Caisson + 1 câble droit au dessus et en milieu de la plaque 4 .....	125
	II.7.3.2. Configuration 2 : Caisson + 1 Câble 3D .....	129
	II.7.3.3. Configuration 3: Caisson + 1 câble 2D .....	130
	II.7.3.4. Configuration 4 : Plancher métallique au milieu du caisson.....	131
	III.7.3.4.1 Plancher flottant : Perturbation via le couplage magnétique.....	131
	III.7.3.4.2 Plancher connecté au milieu du caisson .....	135
II.7.4.	Conclusion .....	138

## **I.1. Introduction**

Dans le cadre du projet PREFACE, l'étude se concentre exclusivement sur l'utilisation du matériau composite, plus léger pour la conception de nouveaux avions. Mais, comme mentionné précédemment, la vulnérabilité des réseaux électriques exposés aux effets indirects de la foudre demande la conception de protections innovantes. Cela suppose une meilleure évaluation des courants induits dans la structure devenue complexe de part les différentes échelles qui la caractérisent, mais également de part l'introduction de matériaux de conductivités très différentes. En outre, la nécessaire prise en compte de ces contraintes en phase amont d'un projet ainsi que l'exigence de diminution de coût fait que l'utilisation de moyens numériques de simulation est privilégiée. Mais ceci n'a de sens que si les problèmes sont bien décrits et les simulations entreprises réalistes. Aussi, pour un projet d'une telle envergure, un dispositif expérimental a été mis en place, sur lequel les méthodes et modèles décrits dans le chapitre précédent seront testés.

Ainsi l'objet de ce chapitre est de dérouler tout le processus de caractérisation et de modélisation permettant de prédire et dimensionner les avions du futur.

Dans un premier temps, une phase de caractérisation est nécessaire afin d'accéder aux propriétés des différents matériaux qui permettront de renseigner les modèles. Cette caractérisation est importante pour pouvoir prédire les performances en immunité électromagnétique, autant à basse fréquence qu'à haute fréquence. Nous faisons référence à la foudre pour les basses fréquences. Ainsi un plan de test doit être conçu pour respecter et valider les caractéristiques du dispositif étudié.

En effet, les propriétés électriques des matériaux composites demeurent mal connues. L'objectif est de procéder à une caractérisation électrique du composite à base de fibres de carbone afin d'acquérir une meilleure compréhension de son comportement lorsque celui-ci se retrouve dans un environnement aéronautique. Les propriétés électriques sont généralement associées à la dissipation et au stockage d'énergie. La dissipation électrique est liée à la conductivité du matériau alors que le stockage d'énergie est lié à sa permittivité diélectrique. Comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédent, si nous voulons utiliser la méthode PEEC, la prise en compte de matériau magnétique est impossible. La perméabilité relative du composite ( $\mu/\mu_0$ ) est ainsi considérée égale à 1. Ceci peut être justifié par le fait que le matériau ne réagit pas en présence d'un matériau magnétique.

Ainsi, en premier lieu, la maquette, support d'expérimentation sera présentée. La phase de caractérisation sera détaillée, en précisant les données d'entrée nécessaires aux outils de simulation utilisés.

Deux campagnes de mesures (chez EADS et à l'ONERA), l'une dans le domaine fréquentiel, l'autre dans le domaine temporel seront l'occasion d'évaluer, dans de nombreuses configurations géométriques et électriques.

Enfin les résultats de modélisation seront confrontés aux mesures et permettront de discuter sur la modélisation électromagnétique à travers les répartitions de courant sur le caisson en fonction de la fréquence et des résultats de simulation temporelle à l'aide du logiciel Portunus.

## **I.2. Processus de modélisation**

La modélisation prend une part grandissante dans le processus de certification électromagnétique et présente un coût important pour l'avionneur parce qu'elle nécessite un investissement dans la durée. De nos jours, elle est essentiellement utilisée pour valider les moyens d'essais sur aéronef. Progressivement, la modélisation sert aussi à compléter les mesures faites en essais. À l'avenir, il sera sans doute possible de fortement limiter ces essais sur avion.

Dans le cadre de la préparation des campagnes de mesures de contraintes sur avion complet, les outils développés apportent une aide substantielle pour le choix des mesures à effectuer en permettant d'identifier :

- Les liaisons et les zones a priori fortement contraintes
- Les éventuelles similarités entre deux câblages
- Les configurations du montage d'essai à utiliser (en foudre notamment : points

d'entrée et de sortie du courant injecté) en fonction du routage de la liaison dans l'aéronef et ainsi simuler aisément différents points d'entrée et de sortie de la foudre et observer les pires cas.

Ainsi, dans le cadre de l'exploitation des résultats de mesures, et en vue des études à mener pour aboutir à la certification ou à la qualification d'un avion, ces outils permettent, via une maquette numérique, de :

- mener des études paramétriques,
- diminuer la durée des essais sur l'avion en complétant la mesure par la

modélisation.

En plus, l'analyse des phénomènes physiques en jeu et le dimensionnement des protections sont basés sur la réalisation de simulation, dont la validation est réalisée grâce à la comparaison



avec des expériences dédiées dans les domaines fréquentiel et temporel. Le domaine fréquentiel facilite beaucoup la compréhension des mécanismes physiques, par exemple le filtrage par les blindages, l'analyse des fréquences de résonance. Mais la foudre reste cependant, du point de vue physique, un phénomène transitoire et il sera toujours préférable d'utiliser une méthode temporelle. Elle y est abordée à la fois de manière numérique et expérimentale avec la volonté de comprendre les effets de la foudre sur ces matériaux composites. La mise en œuvre de cette démarche est détaillée dans ce chapitre.

Pour évaluer l'agression induite par un foudroiement au niveau des équipements, des calculs et des mesures ont été utilisés. Les calculs ont permis d'avoir une meilleure connaissance sur des phénomènes de couplage de la foudre sans les aspects effets indirects. Les mesures ont permis de consolider les calculs et ont fourni une importante base de données de résultats de couplage. Plusieurs comparaisons entre des essais et des calculs sont présentés et discutés.

L'avionneur mène donc des études et des essais permettant de démontrer point par point l'invulnérabilité de l'avion face à tous types d'agressions susceptibles de le frapper : c'est le processus de certification. L'expertise proposée permet donc de prédire et ainsi prévenir certains problèmes que peuvent induire l'utilisation d'un nouveau matériau. Ceci est un aspect très important à considérer lors de la conception de nouveaux avions, surtout pour les fabricants d'avions, afin de respecter les délais de livraison.

### **I.3. Dispositif expérimental**

Les mesures en situation réelle étant impossibles, et surtout non reproductibles, il est nécessaire de concevoir des dispositifs sur lesquels effectuer des mesures représentatives ou utiles pour la compréhension des comportements suite à une agression foudre. Celles-ci permettront aussi d'aider à l'élaboration d'un processus de certification des dispositifs développés. L'objet d'étude est un caisson de grande taille correspondant à un échantillon représentatif d'un avion composite homogène (Figure 3. 1) sur lequel deux campagnes de mesures seront réalisées, l'une en temporel, l'autre en fréquentiel.

Avant de passer aux méthodes utilisées pour la caractérisation électrique, une description du caisson en composite utilisé par l'entreprise EADS est nécessaire.

### I.3.1. Le caisson

Ce caisson composite, rectangulaire, représentant un morceau de carlingue a été spécialement imaginé (Figure 3. 1) pour les tâches 4.1.3 à 4.1.5 de PREFACE, par EADS IW. Ce caisson utilise des matériaux composites identiques à ceux de l'industrie aéronautique ; les résultats présentés n'en sont que plus représentatifs des modes de circulation des courants, des équilibres selfiques / résistifs que l'on peut rencontrer dans des structures de fuselage composite.

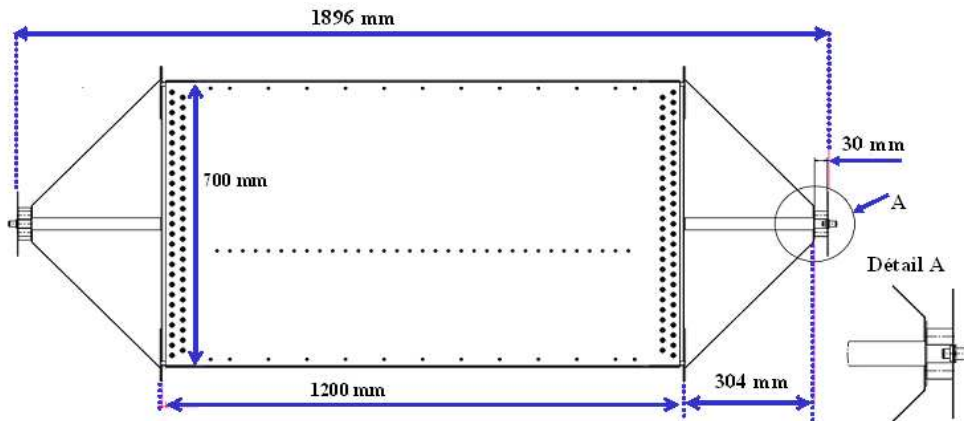


Figure 3. 1: Prototype du dispositif sous test.

Le caisson est composé de quatre panneaux de 1200x700 mm en composite à base de fibre de carbone/résine époxy (T800S/M21) à huit plis. L'épaisseur de chaque plaque est de 2mm. Sur les deux faces ouvertes du caisson les plaques sont reliées à un dispositif pour l'injection et la récupération du courant, qui est composé de quatre tiges de mêmes dimensions en cuivre. Chaque extrémité d'une tige est reliée à une plaque en composite par le biais d'une équerre en aluminium qui est rivetée à la plaque du caisson, et les autres extrémités sont reliées entre elles par des petites plaques en cuivre de part et d'autre du caisson. Six équerres en plastique (présentées en blanc), donc non conductrices permettent de bien assembler le dispositif ou servent de support à l'intérieur (Figure 3. 2).

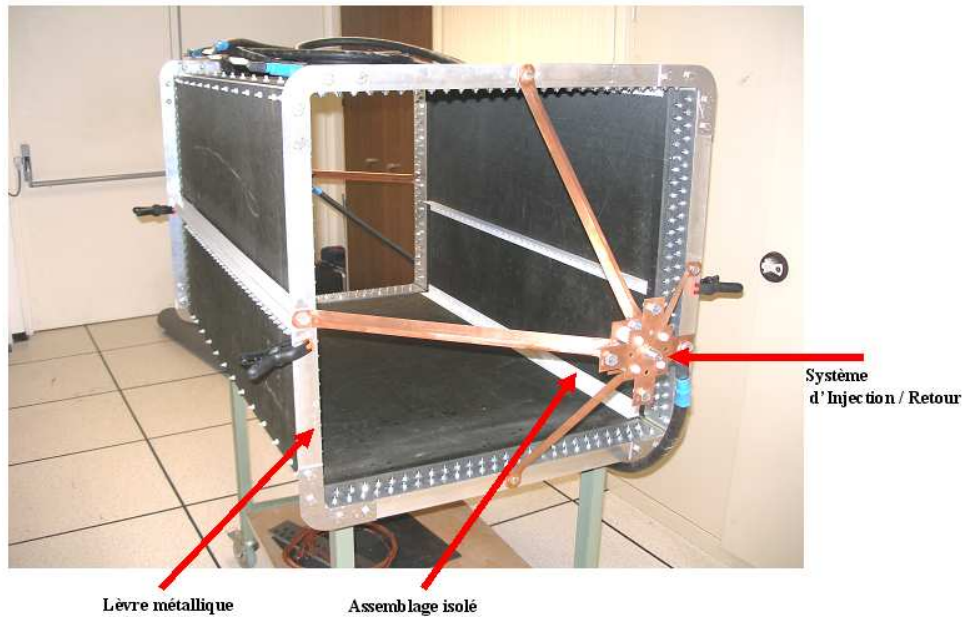


Figure 3. 2: Vue générale de l'ensemble caisson et système d'injection.

Différentes configurations de câblage intérieur ont été envisagées afin de disposer d'une structure modulaire, représentative de la réalité. Les trois principales, qui feront l'objet d'analyses complètes, sont :

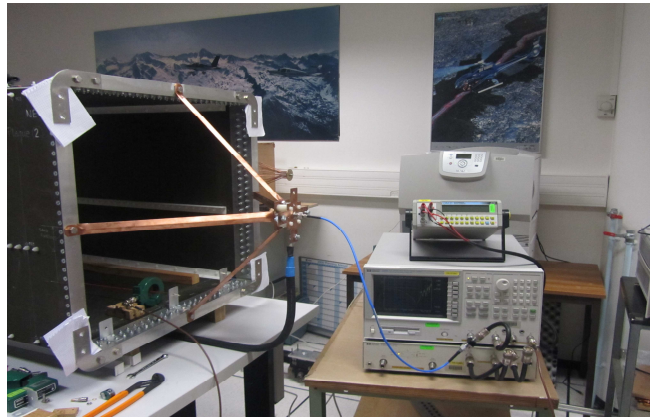
- Un câble droit au milieu de la plaque du bas, à 5cm,
- Un câble suivant les trois directions x, y et z dans le caisson proche des différentes plaques,
- Une plaque en aluminium trouée, schématisant un plancher, connectée au milieu du caisson avec différentes configurations de connexion de câble à l'intérieur (sur la plaque du bas, sur la plaque du milieu, ...).

Pour analyser la répartition du courant foudre entre les câbles métalliques et la peau carbone, un courant est injecté ponctuellement sur le caisson. Ainsi, l'étude des comportements des courants sur les surfaces composites de la boîte, et les comportements des courants de court-circuit dans les fils électriques placés à l'intérieur de la cavité peut s'effectuer. En effet, il apparaît des phénomènes complexes de redistribution des courants dans l'ensemble de la structure liés aux effets de peau et de proximité, du fait de la géométrie complexe et du contenu harmonique des signaux impliqués. L'étude de ces nombreux couplages est permise dès lors qu'est disponible un outil de simulation efficace.

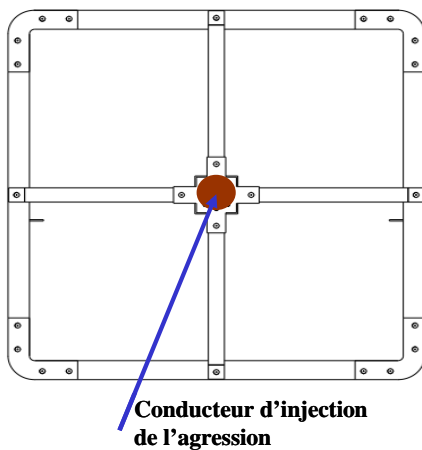
### I.3.2. Campagne de mesures en fréquentiel

La Figure 3. 3 représente le caisson avec le dispositif de tests. Dans le cadre de cette campagne de mesures, différents appareils ont été utilisés :

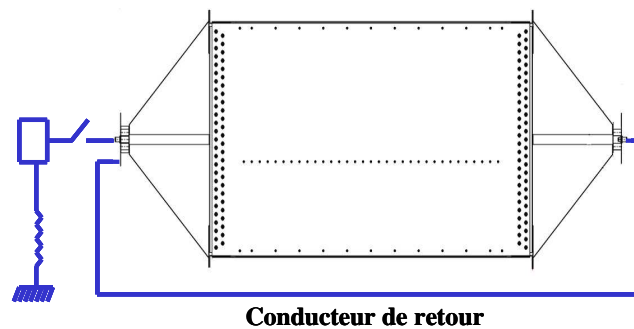
- un générateur de courant pour injecter un courant sur le caisson,
- différentes sondes de courant,
- un analyseur de spectre pour visualiser le courant mesuré.



(a)



(b)



(c)

Figure 3. 3: (a) Dispositif de test du caisson pour les mesures de certification, (b) schéma vue de face, (c) schéma électrique simplifié.

Le dispositif est schématisé en vue de face (b) et d'un point de vue électrique (c).

Nous avons utilisé un générateur de courant pour injecter un courant sur le caisson, et un analyseur de spectre pour détecter le courant souhaité dans les différents éléments du Caisson. Nous avons détecté le courant injecté d'après le courant qui passe dans le câble de retour (Figure 3.4). Etant donné cette mesure, nous allons alors travailler sur une gamme de fréquences de 1 Hz jusqu'à 1 MHz.

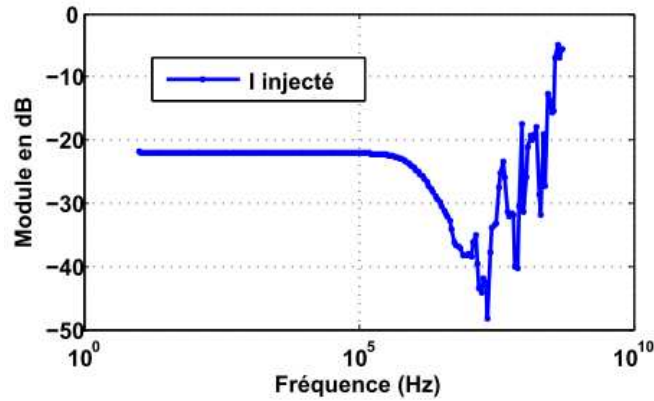


Figure 3. 4: Courant injecté sur le caisson.

Nous avons comparé les distributions du courant dans les différentes tiges du caisson. On constate que nous avons dans chaque tige un quart du courant sur toute la gamme de fréquences considérée. Ceci nous permet de conclure que nous avons 4 plaques identiques.

La mesure des différents courants va se faire par l'intermédiaire de sondes de courant qui fonctionnent comme un transformateur. Nous avons à disposition deux sondes différentes (110A et 2887) (Figure 3.5) que nous avons comparées afin d'identifier leur domaine de validité.



Figure 3. 5: sonde 110A (à gauche), Sonde 2887 (à droite).

Les équations mises en jeu sont les suivantes :

Le courant que l'on souhaite mesurer crée un champ magnétique  $B$  circulant dans le câble (Equation 3. 1) :

$$\frac{B}{\mu} \cdot L = N \cdot I \quad \text{Equation 3. 1}$$

Le flux de ce champ qui passe à travers la surface de la sonde est donné par (Equation 3. 2) :

$$\varphi = B \cdot S \cdot N \quad \text{Equation 3. 2}$$

La variation du courant crée un champ  $B$  variable et donc un flux variable. Cette variation de flux induit une fem donnée par (Equation 3. 3) :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad \text{Equation 3. 3}$$

De ces trois équations on peut calculer la tension induite dans le transformateur (Equation 3. 4) :

$$e = I_0 \frac{N^2 \cdot \mu \cdot S}{l} W \cos(\omega t + \pi) \quad \text{Equation 3. 4}$$

Donc, d'après ces équations pour pouvoir mesurer en basse fréquence, il faut qu'on utilise une sonde avec une section grande.

D'après la Figure 3. 6, la sonde 110A a une section grande, par contre la sonde 2887 a une section petite. Ainsi, la sonde 110A mesure aussi bien en basse fréquence et en haute fréquence. En revanche, la sonde 2887 mesure mal en basse fréquence. Pour confirmer ceci, nous avons mesuré le courant qui passe dans un câble en court circuit avec la plaque 1 après une injection dans le caisson avec les deux sondes utilisées. D'après la Figure 3. 6, qui montre la comparaison entre les deux sondes, on voit que la sonde 110A mesure bien autant en BF et HF, par contre la sonde 2887 a des valeurs cohérentes avec l'autre sonde à partir de 800 Hz. Au delà de quelques dizaines de MHz, l'effet de capacité, et le bruit de la sonde commence à apparaître.

Voilà pourquoi nous avons restreint le domaine de comparaison entre mesures et simulations à 1MHz. Par ailleurs pour effectivement être sûr que ces oscillations correspondent à du bruit, la mesure a été faite dans les deux sens et par comparaison, nous avons pu isoler la gamme de fréquence utile.

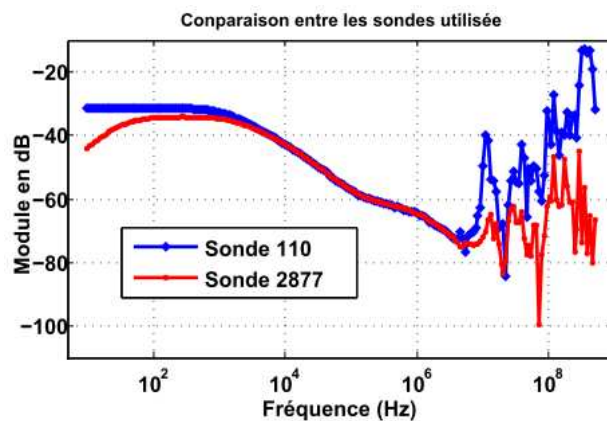


Figure 3. 6: les courants mesurés avec les deux sondes.

Nous avons laissé deux faces du caisson ouvertes pour plusieurs raisons.

D'une part, comme nous l'avons dit précédemment, les matériaux composites jouent le rôle de cage de faraday en haute fréquence. Donc ils ne laissent pas les champs électromagnétiques pénétrer à l'intérieur du caisson et se coupler avec les câbles installés.

D'autre part, dans nos études de simulation avec le logiciel InCa3D, nous nous intéressons aux couplages magnétiques sur les câbles existants à l'intérieur du caisson en fonction de la fréquence. Les aspects montage et démontage sont à prendre en compte si l'on veut entre chaque configurations être surs d'avoir les mêmes caractéristiques électriques de l'assemblage (résistance de contact et couple de serrage des vis).

#### **I.4. Mesures préliminaires et hypothèses de modélisation**

Les outils de modélisation électromagnétique nécessitent une description fine :

- des caractéristiques physiques des matériaux utilisés (homogénéité, matériau équivalent, ...),
- des spécificités géométriques du dispositif,
- de la finesse de la description (vis, écrou, ...).

Ainsi il est important de pouvoir renseigner au mieux ces données d'entrée. Cela peut se faire à partir de mesures sur des cas simplifiés suffisamment réalistes pour reproduire le phénomène physique étudié.

Par ailleurs, et afin de limiter les temps de développement ou d'obtention du modèle (temps de calcul, place mémoire, ...), certaines parties du dispositif devront être simplifiées. Ceci ne peut pas être effectué sans une certaine connaissance des conséquences que cela engendre.

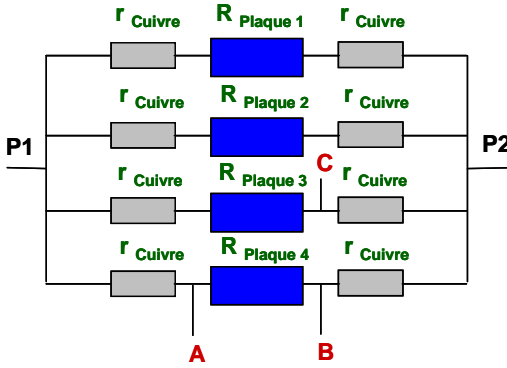
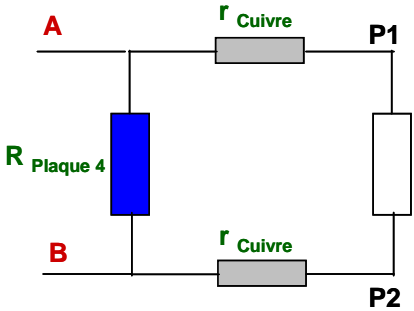
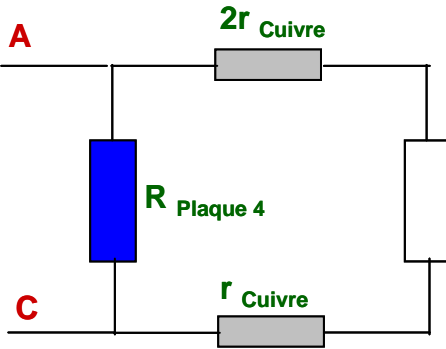
##### **I.4.1. Le composite**

Les caractéristiques électriques du matériau composite sont mal connues. Afin de pouvoir le décrire dans le processus de modélisation il est nécessaire de déterminer sa résistivité et de discuter sur son homogénéité, hypothèse très utile pour simplifier la modélisation, à condition qu'elle soit valide.

Ces différentes évaluations vont être faites à l'aide d'une mesure de différence de potentiels en continu entre deux points du dispositif à l'aide d'un multimètre ce qui permettra de déterminer la résistance équivalente.

##### **I.4.1.1. La mesure**

On peut se poser la question du choix des deux points pour la mesure de la résistance du caisson. Le calcul détaillé ci-après montre que cela n'a pas d'importance.

Schéma équivalent	Résistance équivalente
	<p>Entre P1 et P2 :</p> $R_{P1P2} = \frac{R_{Plaque} + 2r_{cuivre}}{4}$
	<p>Entre A et B :</p> $R_{AB} = \frac{R_{Plaque} (R_{Plaque} + 8r_{Cuivre})}{4(R_{Plaque} + 2r_{cuivre})}$
	<p>Entre A et C :</p> $R_{AC} = \frac{R_{Plaque} (R_{Plaque} + 4r_{Cuivre}) + r(4R_{Plaque} + 8r_{Cuivre})}{4R_{Plaque} + 8r}$
<p>R<sub>p</sub> : résistance de la plaque</p>	<p>r<sub>cu</sub> : résistance d'une tige en cuivre</p>

La résistance de la tige de cuivre utilisée vaut 0.01 mΩ, ce qui est négligeable devant la résistance de la plaque en composite. Donc :

Comme :  $r_{cuivre} \ll R_{plaque}$  alors  $R_{AC} = \frac{R_{plaque}}{4}$  et  $R_{AC} = R_{plaque} / 4$

Ainsi nous avons montré que si la résistance de la tige est plus petite que celle de la plaque, on peut mesurer la différence de potentiel de chaque plaque en plaçant les pinces du multimètre



sur n'importe quels points parallèles aux points A ou B. Aussi peu importe les deux points entre lesquels on fait la mesure, la résistance équivalente est la même.

De ces premières mesures, nous avons déduit que la résistance de chaque plaque est égale à  $40\text{ m}\Omega$  et la résistance totale du caisson est égale à  $10\text{ m}\Omega$ .

#### I.4.1.2. Homogénéité du matériau

Par ailleurs pour vérifier l'homogénéité du composite, la différence de potentiels entre 9 points pour chaque plaque du composite a été mesurée (Figure 3. 7). Les distances entre ces points dans toutes les plaques sont les mêmes et nous avons pris un point 10 sur la plaque en bas comme référence. L'objectif de ces mesures est de statuer sur l'homogénéité du composite utilisé et les contraintes qui s'imposent dans le cas où un ou plusieurs boulons qui font les contacts entre les plaques de composite et les équerres sont dévissés.

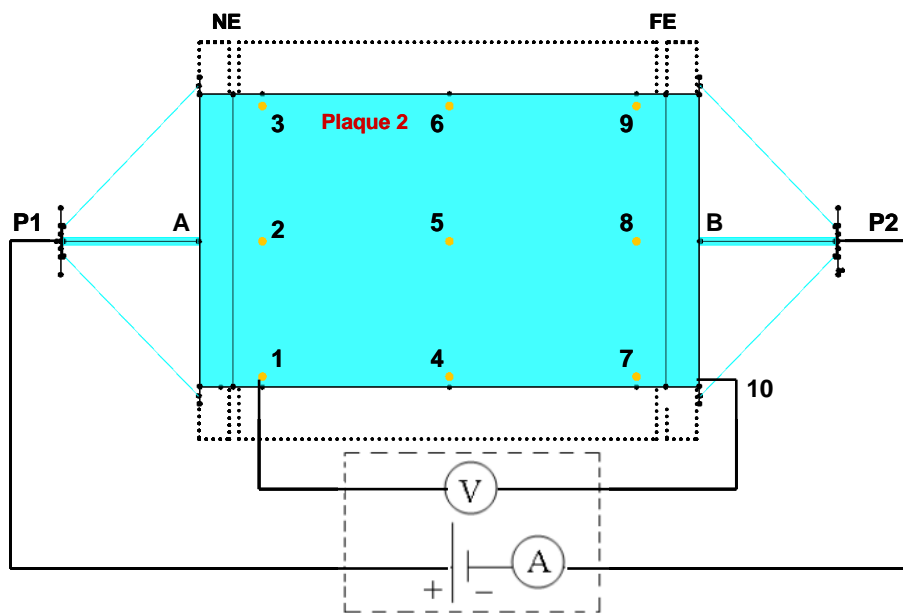


Figure 3. 7: Montage pour mesurer la résistivité avec un multimètre.

Dans les échantillons de matériau composite à notre disposition, les fibres de carbone baignent dans une matrice de résine, laquelle crée une mince couche isolante en surface. Cette couche peut affecter de façon importante et imprévisible la qualité des contacts entre les sondes de mesures et les échantillons. Premièrement, pour obtenir un contact électrique un ponçage de la mince couche de résine jusqu'à la fibre de carbone est nécessaire.

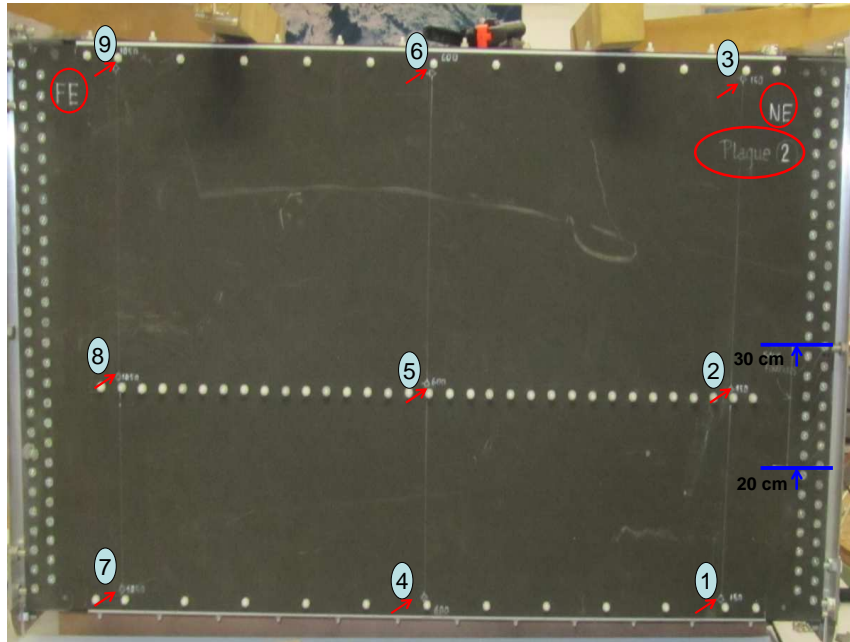


Figure 3. 8: Identification des 9 points existants sur chaque plaque.

Après une injection du courant sur le caisson, nous avons mesuré la différence de potentiels entre le point 10 (référence) et tous les points de 1 à 9 positionnés sur les 4 plaques (Figure 3. 8). Deux séries de mesures ont été effectuées, l'une avec injection du courant 1 A, et l'autre avec 10 A. Nous avons tracé et montré les valeurs des résistances des 9 points qui existent dans la plaque 2, dans trois cas différents.

Premier cas : tous les boulons sont bien rivetés. En supposant que les 4 plaques composites du caisson sont identiques, un quart du courant injecté va donc circuler dans chaque plaque. Après les mesures, on observe que la différence de potentiels des 3 points alignés sur la plaque est constante, Figure 3. 9 montre les résultats de la mesure pour les 9 points de la plaque 2.

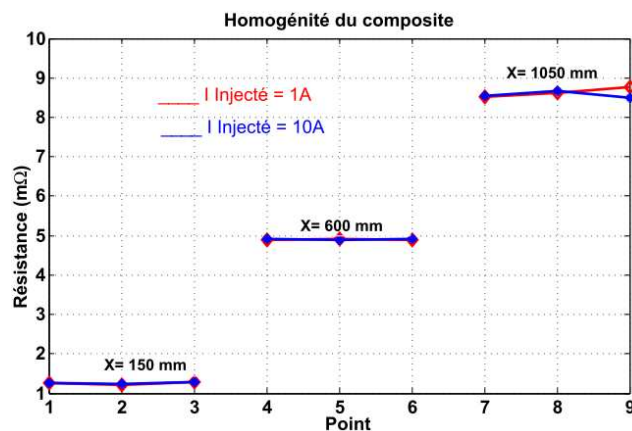


Figure 3. 9: résistances des points dans le cas où tous les boulons sont bien rivetés.

Dans le deuxième cas, nous avons démonté les boulons qui existent entre 20 et 35 cm de la plaque 2 (à coté du point 2), pour regarder leurs influences sur les résultats. On observe de la figure 3. 10 que, la différence de potentiels de 1 et 3 a augmenté par rapport au premier cas. C'est évident, parce qu'il y a plus de courant qui va se répartir vers les points 1 et 3 donc on trouve une élévation de la différence de potentiels mesurée. Par contre, la différence de potentiels au niveau du point 2 a eu une diminution car peu de courant circule dedans. Mais, lorsqu'on s'éloigne de la partie démontée les courants retournent pour circuler uniformément dans la plaque. Cela se voit dans les autres points de la Figure 3. 10.

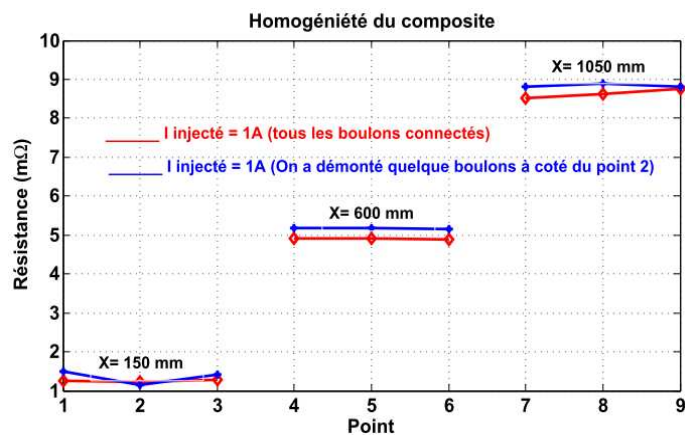


Figure 3. 10: résistances des points dans le cas les boulons qui existent entre 20 et 35 cm sont démontés.

Dans le dernier cas, nous avons démonté tous les boulons de la plaque 2 coté NE. Dans ce cas, la résistance du contact va augmenter ce qui augmente la différence de potentiels dans tous les points de la plaque 2. Nous retrouvons que la différence de potentiel pour tous les points de la plaque 2 a des valeurs très grandes (de l'ordre de 12.9 mV) (Figure 3. 11). Le courant injecté va dériver dans les trois autres plaques.

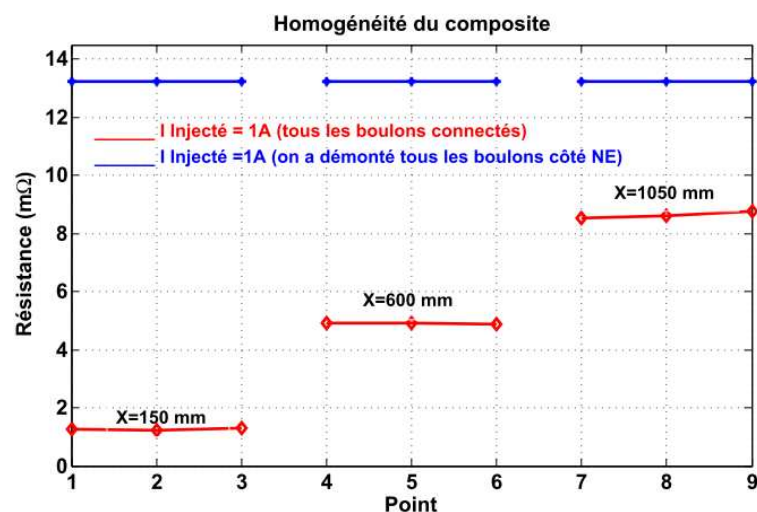


Figure 3. 11: résistances des points dans le cas où tous les boulons sont démontés.

### I.4.1.3. La conductivité

Pour compléter la valeur de la résistance équivalente mesurée précédemment, nous avons effectué une mesure de l'impédance de surface ( $Z_s$ ) de la plaque à l'aide d'une sonde de Gobin [34] ce qui va nous permettre d'accéder à la conductivité du matériau.

La mesure d'impédance de surface se fait par utilisation d'une sonde de champ magnétique dont les résultats sont présentés ci-dessous (Figure 3. 12). Le principe d'utilisation est basé sur l'émission d'un champ magnétique par une bobine émettrice et la réception de ce champ par une bobine réceptrice placée du même côté de la plaque à tester mais très proche d'elle. Deux mesures sont nécessaires : une mesure à vide sans présence du matériau, et une deuxième mesure en présence du matériau. La double pesée entre les deux mesures effectuées donne une courbe d'atténuation qui peut être assimilée à un filtre de premier ordre dans le cas de plaques minces, isotropes (brevet de l'Onéra BR 9002779 datant de 1989). A partir de la fréquence de coupure à -3dB de cette courbe, nous pouvons déduire l'impédance de surface du matériau. Cette mesure sert à alimenter le modèle de calcul.

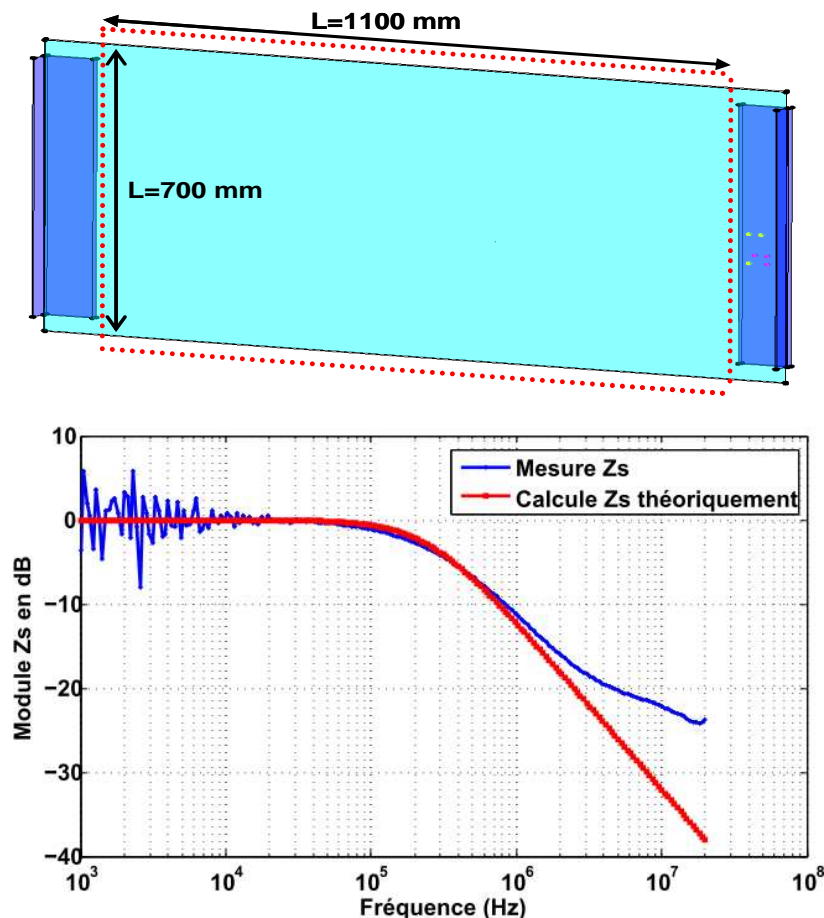


Figure 3. 12: Mesure d'impédance de surface (en bas), la partie composite de chaque plaque entourée par les points rouges (en haut).

Nous avons mesuré  $Z_s$  (impédance unitaire) d'une plaque composite :  $Z_s = 2.55 \cdot 10^{-2} \Omega$

Théoriquement : on peut calculer l'impédance de la partie composite représentée par la Figure 3. 12,

$$R = Z_s \frac{L}{l} = \frac{1}{\sigma} \frac{L}{e \cdot l} \quad \text{Equation 3. 5}$$

Si on a une plaque carrée (Longueur=largeur), alors  $R = Z_s$

Avec la conductivité du composite  $2 \cdot 10^4$  S/m (caractéristique fournie par le fabricant) et l'épaisseur de plaque utilisée qui vaut 2 mm, nous avons trouvé la même impédance unitaire que la mesure :

$$Z_s = \frac{1}{\sigma \cdot e} = 2.5 \cdot 10^{-2} \Omega \quad \text{Equation 3. 6}$$

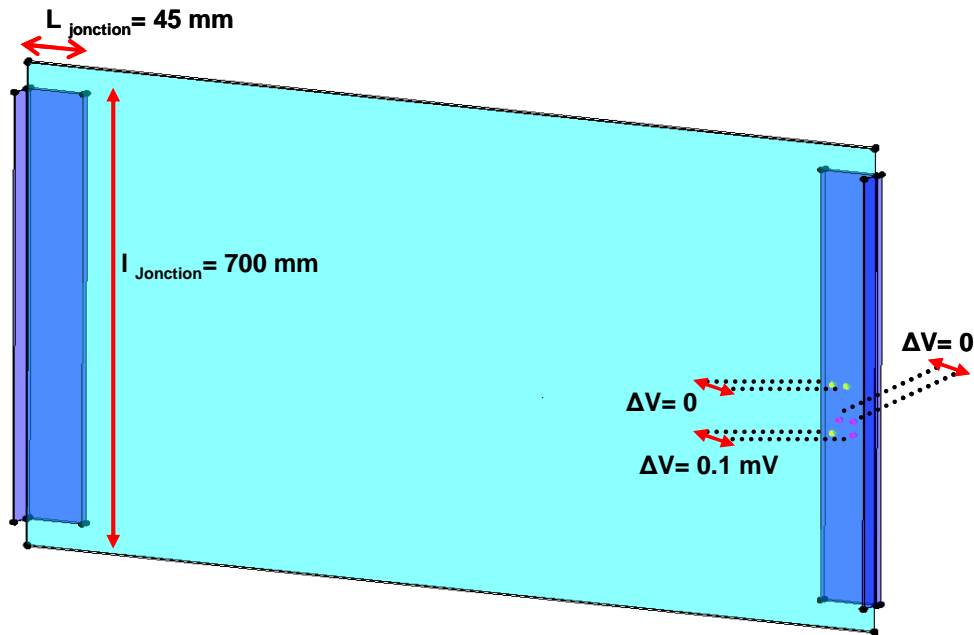
Grâce à la valeur de  $Z_s$ , nous pouvons calculer directement la résistance de chaque plaque qui vaut alors 40 m $\Omega$ . On a 4 plaques en parallèle, donc  $R_{\text{Caisson}} = 10 \text{ m}\Omega$ , ce qui valide la mesure précédemment présentée.

## **I.4.2. Les jonctions composite/aluminium**

Un avion, en général, est un assemblage de plusieurs panneaux. Les observations que nous avons faites quant à l'importance de la pression et de la nature des contacts mettent en relief un défi majeur concernant les points d'attache entre les panneaux pour assurer la continuité électrique tout au long de l'avion, laquelle est essentielle pour assurer une protection efficace contre la foudre et les interférences électromagnétiques quant on utilise la carlingue comme cage de Faraday.

Néanmoins, la description complète de l'assemblage, incluant les rivets serait trop lourde. Le premier problème avant de traiter la modélisation va donc consister à simplifier cette géométrie. Dans cette partie nous cherchons à identifier la valeur de la conductivité au niveau de la jonction entre les deux matériaux composite et aluminium. Ceci permettra de remplacer cet assemblage par une portion avec un matériau de conductivité équivalente à celle mesurée.

La procédure de mesure s'est déroulée comme suit: on a mesuré la différence de potentiels entre deux points proches du composite, ensuite entre deux boulons, ainsi que entre un point du boulon et un point du composite. Il s'est avéré que la différence de potentiels est nulle dans les deux premiers cas et égale à 0.1mV dans le troisième cas présenté par la Figure 3. 13.



**Figure 3. 13: Définition des différents points de mesures des différences de potentiel entre boulons et composite.**

A partir de la mesure de la tension entre un point de la plaque composite au niveau de la jonction et un point du rivet nous avons calculé la résistance de la jonction (Equation 3. 7) :

$$R = \frac{\Delta V}{\frac{I_{\text{injecté}}}{4}} = \frac{0.1 * 10^{-3}}{0.25} = 0.4 \text{ m}\Omega \quad \text{Equation 3. 7}$$

Par la suite on déduit la conductivité de la jonction. La valeur de la conductivité de la jonction est calculée avec la formule empirique (Equation 3. 8) :

$$\sigma = \frac{1}{R} \frac{L}{S} = 8 * 10^4 \text{ S / m} \quad \text{Equation 3. 8}$$

Les termes de l'équation sont définis comme suit :

L=Longueur de l'équerre= 45 mm

S= surface du contact entre l'aluminium et le composite

Largeur=0.7 m et épaisseur=2 mm

On constate que la conductivité de la jonction est 4 fois supérieure à celle du composite.

### I.4.3. Les impédances terminales

Définir des impédances linéiques représentatives de chaque câble ou faisceau est réalisable dans la mesure où la composition du faisceau est un facteur maîtrisé. En effet, les valeurs nominales d'impédances linéiques sont référencées dans une base de données disponible chez

l'avionneur. A l'inverse, les impédances terminales de connexion aux équipements sont très difficiles à définir. Que ce soit dans le cadre de calculs, de modèles analytiques ou d'études concernant les contraintes conduites sur le câblage d'un aéronef, la bonne maîtrise du câblage nécessite la connaissance :

- De la connectique et de la métallisation des connecteurs à la structure,
- Des liaisons câblées entre les connecteurs,
- De la technologie des câbles, notamment en ce qui concerne les blindages et sur blindages et leur reprise à la structure,
- De la composition des torons de câbles et leur routage 3D dans l'aéronef.

L'objectif de ce paragraphe est d'évaluer l'impact du connecteur reliant le câble au reste de la structure (équerre et plaques de composite) (Figure 3. 14) afin de le prendre en compte le cas échéant dans le modèle global à l'aide d'une résistance équivalente sans avoir à le décrire.

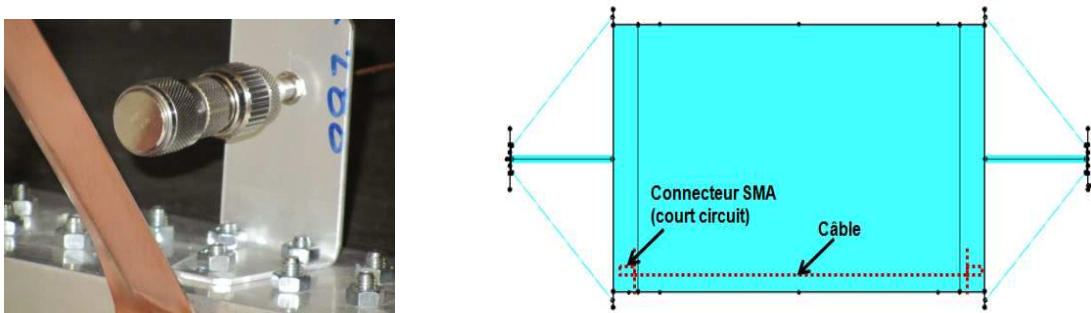


Figure 3. 14: Schéma du caisson avec des équerres et des connectiques.

Pour voir si les connecteurs qui assurent le court circuit du câble avec la plaque 1 du caisson composite ont des résistances significatives dans l'assemblage, et font varier la résistance du câble ajouté vu du caisson, nous allons faire différentes mesures.

Dans un premier temps, nous avons mis un simple fil dont la résistance mesurée à l'aide d'un multimètre est 7,85 mΩ, on rappelle que la résistance du caisson est égale à 10 mΩ. Normalement, si on veut calculer la résistance équivalente du caisson en parallèle avec le câble, nous avons les résultats suivants :

$$R(\text{caisson} // \text{cable}) = 4.5 \text{ m}\Omega$$

Or une mesure donne :

$$R(\text{caisson} // \text{cable}) = 6.3 \text{ m}\Omega$$

Nous avons déduit que les connecteurs SMA font augmenter la résistance du câble jusqu'à 15,75 mΩ.

$$\frac{1}{R_{\text{connecteur}} + R_{\text{cable}}} + \frac{1}{R_{\text{Caisson}}} = \frac{1}{6,3m\Omega} \Rightarrow R_{\text{Connecteur}} = 7,9m\Omega$$

Donc, l'utilisation des connecteurs a un impact sur les caractéristiques électriques de l'ensemble. Dans la modélisation d'InCa3D, on va prendre en compte les résistances des connecteurs, ou trouver une autre méthode pour faire la connexion du câble sur le caisson sans ajouter de résistances supplémentaires.

On conclut que, si on veut utiliser des connecteurs pour assurer les courts circuits, il faut mettre en place des mesures pour avoir les résistances de ces connecteurs pour aider à la validation de modèles de câbles simplifiés par la méthode PEEC. Ce phénomène est d'autant plus vrai si le nombre de câbles du faisceau est important.

#### **I.4.4. Conclusion**

Ce paragraphe a permis de montrer la nécessaire caractérisation préalable du dispositif étudié qui apporte ainsi les données indispensables à sa modélisation fiable. Ainsi le matériau composite utilisé a été caractérisé (conductivité et homogénéité), les assemblages identifiés comme un matériau équivalent dont la conductivité a été évaluée et l'impact des connecteurs déterminé sur la résistance du câble connecté.

Les différentes techniques de mesures ainsi que les appareils utilisés ont été présentés pour montrer la pertinence et la validité de l'approche.

#### **I.5. Modélisation**

Le banc expérimental présenté précédemment va donc faire l'objet d'une modélisation complète à l'aide de la méthode retenue dans le chapitre II, la méthode PEEC via le logiciel InCa3D. La confrontation des résultats permettra de caler le modèle et guidera ainsi le concepteur sur la pertinence des tests à faire, les paramètres géométriques ou physiques sensibles.

L'objectif de la modélisation est d'être capable d'évaluer le courant dans les différentes parties du caisson, en prenant en compte les caractéristiques des différents constituants de la structure.



## I.5.1. Mise en œuvre de la modélisation électromagnétique

### I.5.1.1. L'outil de modélisation

L'outil de modélisation dans lequel la méthode PEEC a été implantée est le logiciel InCa3D®.

Le processus de modélisation est décomposé en différentes étapes :

- La description :
  - de la géométrie,
  - de la physique (caractéristiques des matériaux et description du schéma électrique complet),
- Le maillage,
- La résolution,
- L'exploitation des résultats (grandeurs globales, schéma équivalent, grandeurs locales).

### I.5.1.2. La description et les simplifications effectuées

De façon classique, le modèle électrique vient s'appuyer sur le modèle géométrique. Il consiste dans notre cas à intégrer l'ensemble des informations ci-dessous.

Les conductivités électriques de tous les matériaux du caisson varient de celle de l'aluminium (36 E6 S/m) à celle des matériaux composites (500 S/m) et du cuivre (58 E6 S/m). Le caisson est composé de quatre panneaux de 1200x700 mm en composite à base de fibre de carbone/résine époxy (T800S/M21) à huit plis [12]. L'épaisseur de chaque plaque est de 2mm et leur résistance électrocinétique est de 40 mΩ. Sur les deux faces ouvertes du caisson, les plaques sont reliées à un dispositif pour l'injection et la récupération du courant (Figure 3. 15). Un courant est injecté afin d'obtenir une répartition homogène sur les 4 plaques composite du caisson.

Les résistances de contact entre pièces géométriques sont certainement la donnée électrique la plus délicate à obtenir. Au final, la Figure 3. 15 présente la version finale du modèle. Chaque couleur correspond à un type de matériau (rouge représente le composite, le bleu représente l'aluminium et le jaune représente le cuivre).

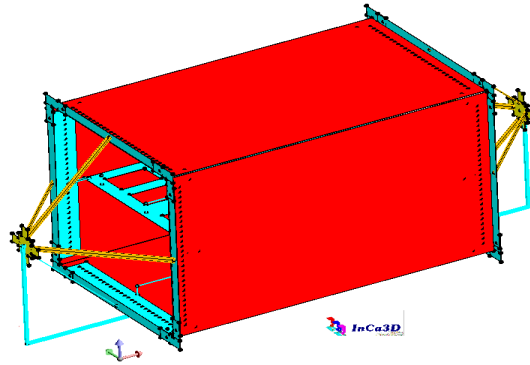


Figure 3.15: Vue générale du modèle InCa3D.

La modélisation et la simulation d'un tel système sur InCa3D est complexe en raison du rivetage entre les équerres en aluminium et les plaques en composite. Pour la simplification du caisson et après la détermination la conductivité de la jonction qui vaut  $8 \cdot 10^4 S/m$ , nous pouvons simplifier le caisson (Figure 3.16). Autrement dit, chaque coté du caisson correspond de part et d'autre à une plaque en aluminium qui reçoit le courant (représentée par bleu), connectée à une autre plaque avec la conductivité de la jonction (représentée en rouge) déterminée au III.4.2 qui est reliée à la plaque en composite (représentée en vert).

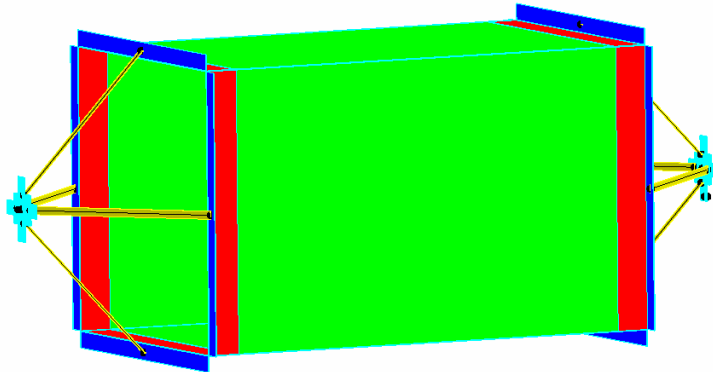


Figure 3.16: Dispositif simplifié.

### I.5.1.3. Le maillage

Les maillages unidirectionnels, bidirectionnels et les faces maillées finement nous assurent une prise en compte plus rigoureuse des effets de peau et de proximité dans nos simulations. Ces effets là, étant deux des principaux acteurs des phénomènes d'interaction électromagnétiques en hautes fréquences.

En effet, les découpages des câbles, feront en sorte que le courant circulant dans ces éléments choisira un chemin par rapport à un autre et favorisera conjointement l'apparition de

l'effet de peau et de proximité. Ces décompositions permettront de prendre en compte la variation de la partie résistive des conducteurs avec la fréquence, c'est-à-dire que si le courant en BF se répartit de manière homogène sur tous les éléments de la section du câble, avec la montée en fréquence il ne sera distribué que sur les éléments du contour extérieur du câble.

Dans nos cas d'étude, nous rappelons que les tiges sont en cuivre ( $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 S/m$ ), la section de chaque tige est de largeur 30mm, d'épaisseur 1.5mm et de longueur 495 mm. Dans la figure ci-dessous, nous présentons les découpages usuels pour un maillage en section. En BF, le cas le plus simple est illustré par la Figure 3. 17, où le découpage est fait sur une seule partie (maillage unidirectionnel). Comme le montre le Tableau 3.1 suivant, l'épaisseur de peau commence à apparaître pour une fréquence supérieure au kHz dans les tiges. Il est préférable de mailler avec des cellules très petites pour avoir de meilleurs résultats. Le découpage est fait sur 5 parties horizontales et 5 parties verticales de façon à créer une petite épaisseur sur le contour du conducteur pour faire apparaître l'effet de peau (Figure 3. 18).

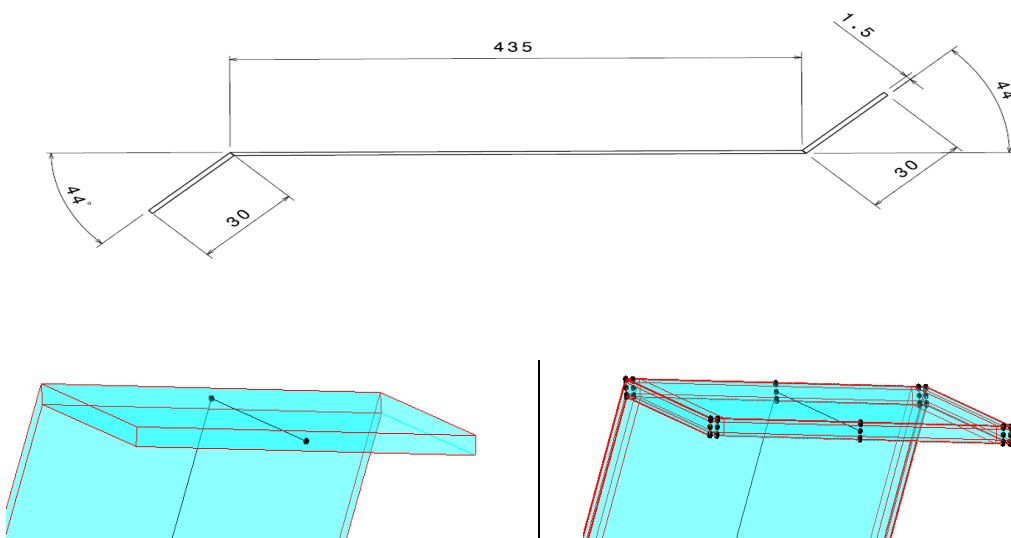


Figure 3. 17: Maillage 1D en basse fréquence

Figure 3. 18: Maillage 1D en haute fréquence

Un maillage adapté va ainsi permettre de prendre en compte à la fois l'effet de peau et l'effet de proximité.

L'effet de peau: Du côté purement théorique, la profondeur de peau dépend de la fréquence et de la conductivité du matériau, l'équation suivante nous dresse les expressions analytiques pour calculer l'épaisseur de peau (Equation 3. 9) :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{f\pi\sigma\mu}}$$

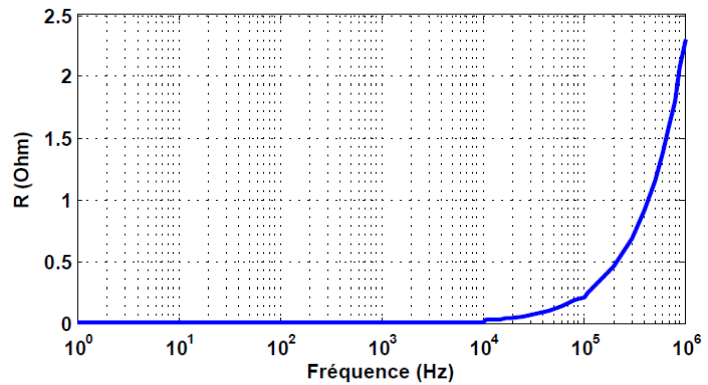
Equation 3. 9

Où  $\delta$  : l'épaisseur de peau, [m]  
 $\omega$  : La pulsation de l'onde ( $\omega = 2\pi f$ ) [rad/s]  
 $\mu$  : La perméabilité magnétique [H/m]  
 $\sigma$  : La conductivité électrique ( $\sigma = 1/\rho$ ) [S/m]

A ce titre, nous donnons (Tableau 3. 1) la variation de l'effet de peau en fonction de la fréquence pour le cuivre. On remarque, qu'effectivement, l'effet de peau devient plus petit que l'épaisseur de la tige à partir de 1 kHz.

Fréquence (Hz)	Effet de peau (mm)
1	67
1 E2	6.7
1 E3	2.1
1 E4	0.7
1 E5	0.2
1 E6	0.06

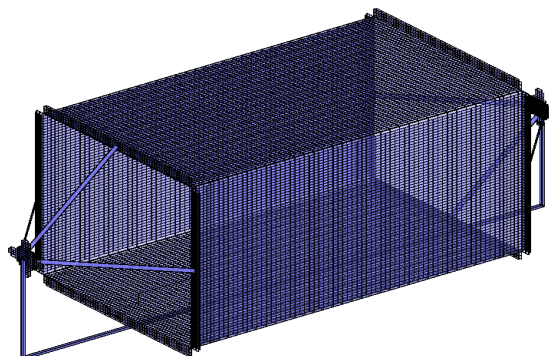
**Tableau 3. 1: Profondeur de pénétration en fonction de la fréquence pour le cuivre.**



**Figure 3. 19: résistance de la tige en fonction de la fréquence.**

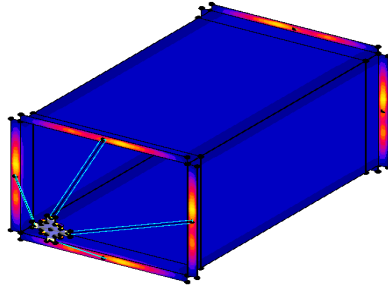
La Figure 3. 19 représente la variation de la résistance de cette tige en fonction de la fréquence, après une simulation dans InCa3D. On constate que, la résistance au-delà de 1 kHz commence à augmenter en racine de la fréquence.

Concernant le maillage pour les plaques du caisson, nous rappelons que les plaques utilisées sont en composite ( $\sigma = 2 * 10^4$  S/m), et l'épaisseur des plaques utilisées est égale à 2mm. Après calcul, au-delà de  $1 * 10^7$  Hz l'épaisseur de peau dans les plaques commence à apparaître. Donc, étant donné que l'on restreint notre analyse à la gamme du continu au MégaHertz, on n'a pas besoin de mailler en épaisseur. Nous avons utilisé le maillage bidirectionnel (présenté dans le chapitre II) pour mailler les plaques (Figure 3. 20).

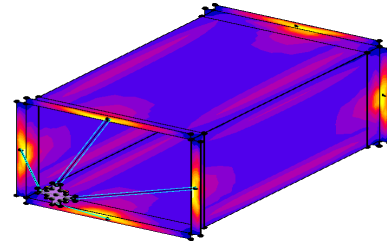


**Figure 3. 20: Maillage 2D par la méthode PEEC du caisson.**

Dans un premier temps, le câble de retour n'a pas été modélisé, pour visualiser la circulation du courant dans les plaques du caisson. Après une injection du courant sur le caisson, nous avons constaté qu'en basse fréquence le courant circule de manière homogène dans les 4 plaques (Figure 3. 21), en revanche, et au fur et à mesure que la fréquence augmente, le courant va circuler de plus en plus sur la périphérie de la plaque (Figure 3. 22).



**Figure 3. 21: répartition du courant dans le caisson en BF.**



**Figure 3. 22: répartition du courant dans le caisson en HF (1 MHz).**

L'effet de proximité : Dans ce qui suit, nous allons présenter la circulation du courant dans la plaque 1 en présence de deux câbles en aluminium. Le premier au dessus la plaque 1 et le deuxième câble représente le retour du courant. Le but de cette étude est de montrer la redistribution du courant liée à l'effet de proximité entre les conducteurs dans une large bande de fréquences (entre 1 Hz et 1 MHz).

Les systèmes électriques sont souvent reliés par des conducteurs très proches les uns des autres. Ce rapprochement des conducteurs augmente les interactions électromagnétiques entre eux. Ainsi, plus les conducteurs sont proches les uns des autres plus l'effet de proximité s'ajoutant à l'effet de peau devient important. Les performances varient fortement avec la fréquence et l'espacement entre conducteurs. Pour certaines configurations, l'augmentation de la résistance due à l'effet de proximité peut être de l'ordre de 100% supérieure à celle due à l'effet de peau seul.

Grâce à la simulation avec InCa3D ces différents phénomènes peuvent donc être modélisés.

Après la modélisation du caisson avec le câble de retour et la résolution avec InCa3D sur une gamme de fréquence allant de 1 Hz jusqu'à 1 MHz, la densité de courant circulant dans le dispositif a été tracée. D'après la Figure 3. 23, il peut être remarqué qu'en basses fréquences la densité du courant circule uniformément sur le caisson. En revanche, quand la fréquence

augmente, le courant a tendance à circuler seulement sur les parties du caisson qui se trouvent en vis-à-vis des conducteurs (Figure 3. 24).

L'effet de peau ainsi que l'effet de proximité peuvent être mis en évidence à la fois sur la répartition du courant mais aussi sur l'impédance équivalente des différents constituants du cas d'étude, chose délicate à faire en expérimentation.

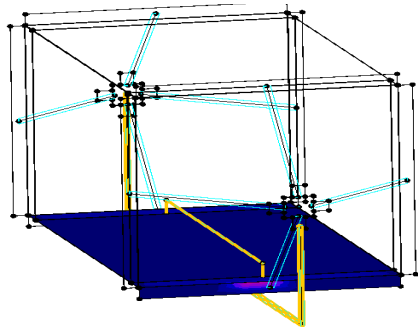


Figure 3. 23: répartition du courant dans le caisson en BF.

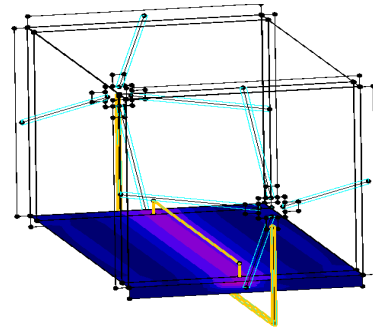


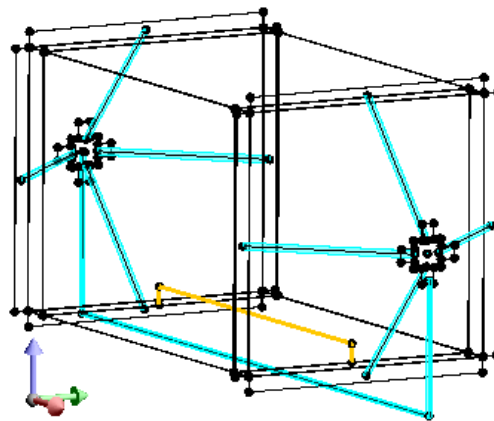
Figure 3. 24: répartition du courant dans le caisson en HF (1 MHz).

## I.6. Résultats en fréquentiel

Toute la difficulté de la conception de l'avion composite est d'amener les bons câblages de tous les systèmes électriques au bon endroit afin d'être suffisamment immunisé envers les perturbations provenant de l'environnement. Ainsi, nous avons effectué des tests en fréquentiel sur le prototype du caisson afin de comprendre et d'analyser le comportement de la circulation du courant sur l'avion face à une agression de type foudre. On pourra ainsi focaliser les essais sur les zones les plus contraintes pour savoir tous les paramètres influants sur la circulation du courant foudre sur la structure interne de l'avion. En effet, les différentes configurations et les modifications abordées dans les mesures réelles ont été directement implantées dans la maquette numérique pour valider notre méthode de modélisation PEEC. Donc, il est possible grâce au logiciel InCa3D d'ajouter un fil ou de changer la conductivité électrique d'une partie du fuselage très facilement avec un gain de temps très important en comparaison avec les essais réels.

### I.6.1. Configuration 1 : Caisson + 1 câble droit au dessus et au milieu de la plaque du bas

La première configuration testée concerne le caisson avec un câble d'une longueur de 1.05m au milieu de la plaque bas, et à une hauteur de 0.05m ( $8.6 \text{ m}\Omega$ ). Ce câble est connecté électriquement à la plaque du bas (Figure 3. 25).



**Figure 3. 25: Modèle géométrique du caisson avec le câble connecté à la plaque 1.**

Après une injection d'un courant dans le caisson, le courant qui passe dans le câble est mesuré avec la sonde 110A.

Cette même configuration modélisée avec le logiciel InCa3D sur une gamme de fréquences de 1 Hz jusqu'à 1MHz est comparée aux mesures (Figure 3. 26). On constate une très bonne

adéquation sur toute la gamme de fréquences. Et d'après la Figure 3. 26, environ 50% du courant injecté passe dans le câble en basse fréquence et diminue jusqu'à s'annuler avec la fréquence qui augmente. En basse fréquence le courant circule dans les éléments moins résistifs comme le câble, mais en haute fréquence le courant circule dans les moins inductifs, c'est le cas des plaques en composite. Donc, en HF tout le courant passe dans les plaques du caisson qui joue bien alors le rôle de cage de Faraday comme le caisson tout aluminium mais en basses fréquences, il en va tout autrement, ce qui justifie l'inquiétude des avionneurs.

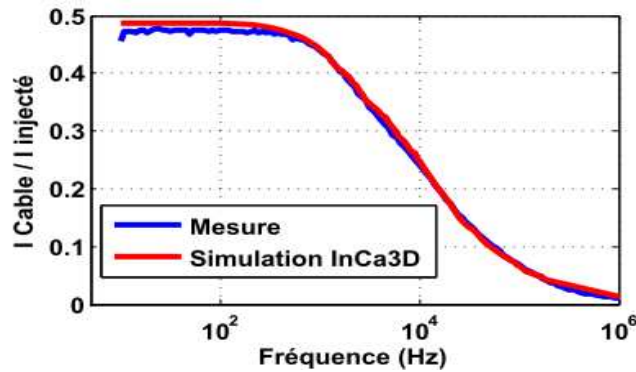


Figure 3. 26: Configuration 1, simulation et mesure.

Nous pouvons conclure que les avionneurs ne peuvent pas utiliser les matériaux composites pour le retour du courant foudre. En revanche, à haute fréquence le matériau composite et le matériau métallique offre une bonne protection électromagnétique équivalente.

### I.6.2. Configuration 2: Caisson + 1 câble 3D

Dans la deuxième configuration, le câble à l'intérieur présente une trajectoire plus compliquée en 3D le long des parois (suivant X, Y et Z, Figure 3. 27).

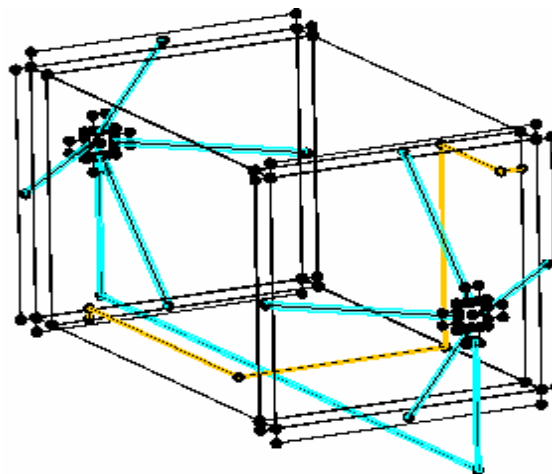


Figure 3. 27: Modélisation de la configuration 2.



Là encore, les résultats de mesures et de simulations coïncident (Figure 3. 28). On voit que 35 % de courant passe dans le câble, ce qui est moins que le courant mesuré dans la configuration 1. Dans ce cas, nous avons utilisé un câble en aluminium plus long (15.6 mΩ) ce qui va augmenter la résistance du câble.

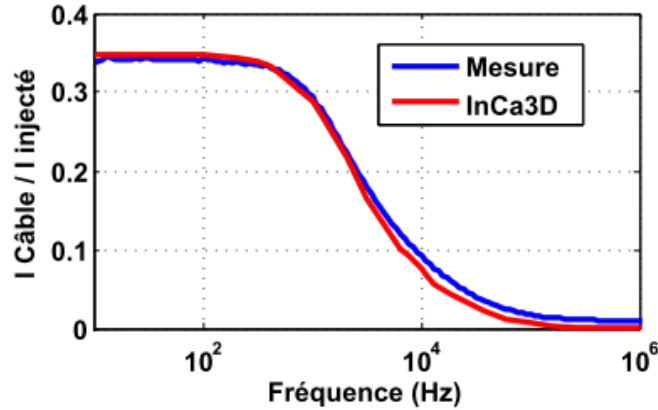


Figure 3. 28: Configuration 2, simulation et mesure.

### I.6.3. Configuration 3 : ajout d'un plancher

Lors d'un foudroiement sur un avion, le courant s'évacuera plus facilement sur les parties en aluminium que via les zones en composite car la conductivité de l'aluminium est 100000 supérieur à celle du composite, en d'autre terme le courant foudre s'évacuera via les châssis, les plaque en aluminium et les torons reliant ces deux derniers. De ce fait, lors de cette configuration 3, nous avons mis un plancher en aluminium à l'intérieur du caisson qui est électriquement connecté au caisson par 2 ou 4 extrémités/coins. Ainsi, par cette mesure, nous sommes capables d'évaluer les courants circulant dans les différents câbles pour déterminer l'influence de la connexion d'un plancher aluminium au milieu du caisson.

Trois sous configurations (Figure 3. 29) sont envisagées ici:

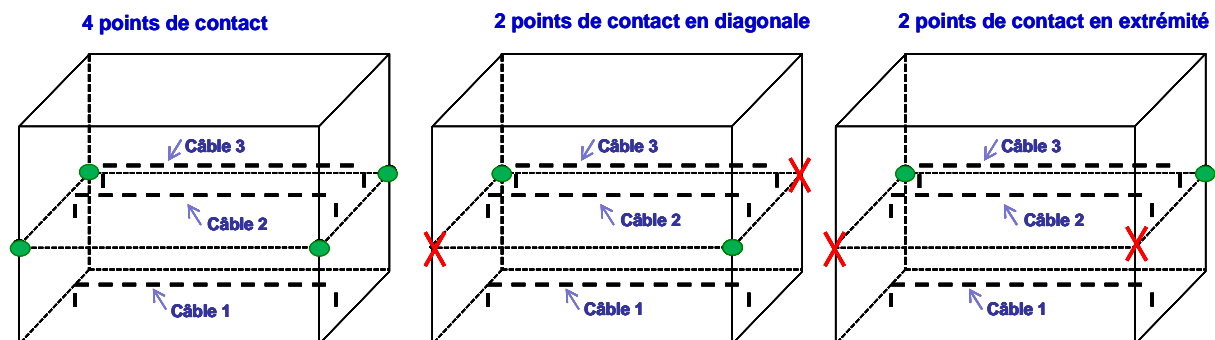


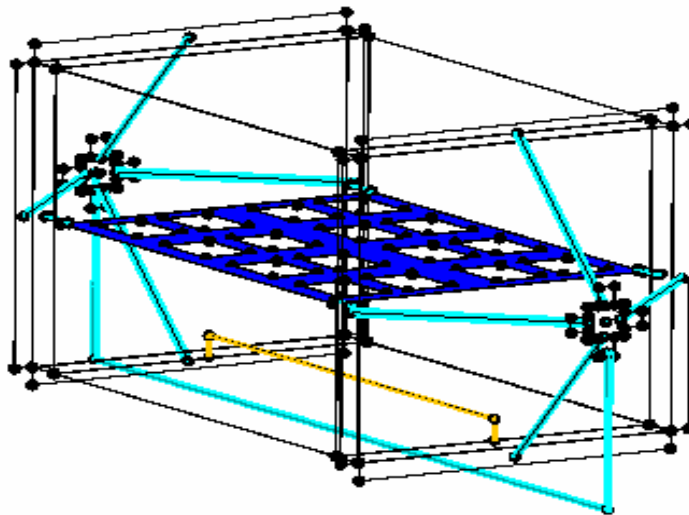
Figure 3. 29: Connexion plancher Aluminium/caisson Composite.

Le but est en effet d'identifier les surfaces du plancher métallique susceptibles de subir de forts effets indirects, pour anticiper les contraintes subies sur le câble 2D connecté sur le plancher métallique.

Le plancher mesure 1100x700 mm. C'est une grille avec des trous de 100x100 mm ( $0.084m\Omega$ ). Il sera installé à une hauteur de 350 mm de la plaque du bas.

### I.6.3.1. Plancher connecté au caisson en 4 points

La configuration modélisée dans InCa3D est présentée (Figure 3. 30).



**Figure 3. 30: Configuration 3, Configuration 1 du caisson avec la plaque en aluminium connecté en milieu.**

La Figure 3. 31 montre la comparaison du résultat du courant qui passe dans le câble qui a été mesuré avec la sonde 110A et le courant qui passe dans le câble en simulation. Nous avons observé qu'en BF il y a 15 % du courant qui passe dans le câble. Par contre dans la configuration 1 (sans plaque en aluminium), on a 50 % du courant qui passe dans le câble. On peut l'expliquer par le fait que la résistivité de la plaque en aluminium est plus petite que le câble. Donc le courant en BF circule plus dans la plaque en aluminium. Et au fur et à mesure que la fréquence augmente, le courant circule de plus en plus dans le câble jusqu'à une fréquence de 2 kHz où le courant se retourne pour circuler totalement dans la plaque en composite. Et en HF, on voit que seulement 0,03 % passent dans le câble.

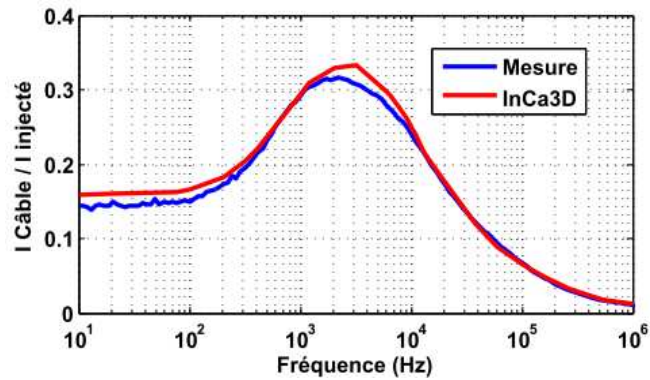


Figure 3.31: Configuration 3, simulation et mesure.

### I.6.3.2. Plaque en aluminium + câble 2D au dessus de la plaque ajoutée

L'exemple traité ci après est un cas plus complexe que ceux présentés jusqu'à présent. Celui-ci se compose d'un câble comprenant plusieurs rotations orthogonales (Figure 3. 32). Nous avons mis un câble 2D dont la résistance en continu vaut  $15m\Omega$ . Par ailleurs, les mesures réalisées ont mis en évidence l'influence importante des résistances de contact du plancher métallique avec le caisson sur le comportement basse fréquence des courants conduits par les câbles.

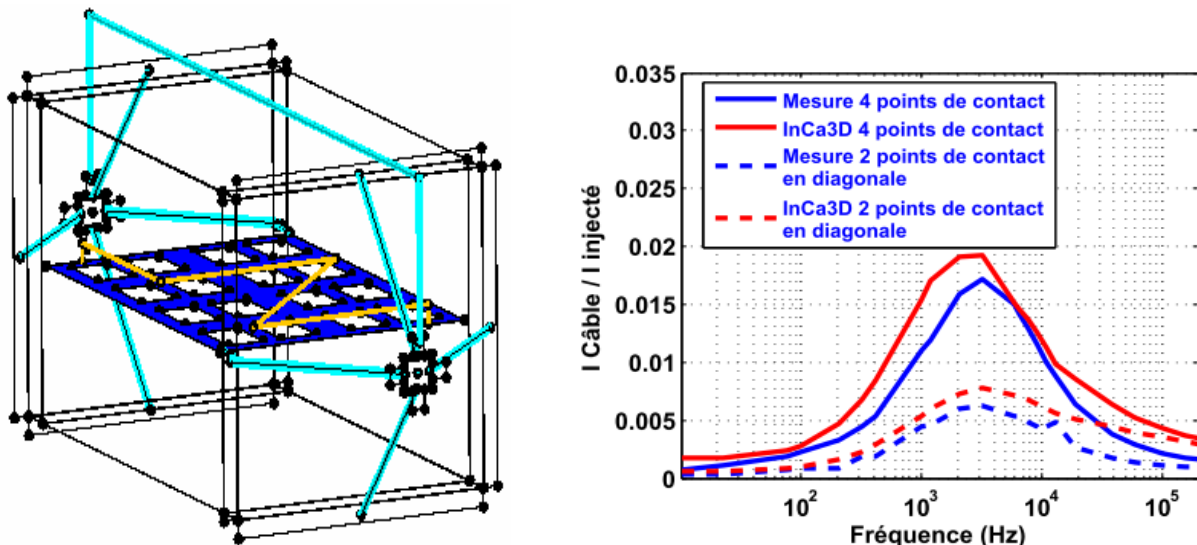


Figure 3.32: Configuration du caisson avec un câble 3D sur la plaque en aluminium, comparaison la simulation et la mesure.

Ainsi, la résistance totale du caisson vaut  $0.39 m\Omega$  dans le cas où le plancher métallique est connecté en 4 points avec le caisson et  $0.7 m\Omega$  lorsque ce plancher est connecté en deux points mis en diagonale. De même, dans le cas où le plancher est connecté en 4 points, seulement 0,02 % du courant injecté circule dans le câble connecté avec le plancher. Par conséquent, la plus grande partie du courant passe à travers le plancher métallique dont la résistance est de  $0,084 m\Omega$ .

On en conclut que le plancher en aluminium joue un rôle de blindage par rapport aux câbles connecté à celui-ci. Ainsi il n'est pas nécessaire de blinder les câbles ce qui permet de diminuer le poids de l'avion. Aussi, cela permet pour les avionneurs d'utiliser le plancher en aluminium pour le retour du courant (ESN et CRN).

Dans le cas où seulement 2 points du plancher métallique sont connectés en diagonale avec le caisson, nous retrouvons des courants plus faible au niveau du câble qui se chiffrent à moins de 0.01% (Figure 3. 32). Ces résultats nous renseignent que le fait de déconnecter deux points de contacts en diagonale entraîne une augmentation de la résistance équivalente du plancher métallique et également du caisson qui passe de 0.39 à 0.7 mΩ. Ce qui diminue en conséquence la valeur des courants dans le plancher métallique et aussi dans le câble.

En final, les valeurs des résistances de contact jouent un rôle indispensable pour le bon déroulement des simulations sous la méthode PEEC. Il est donc nécessaire que l'avionneur définisse des valeurs réelles de ces résistances afin de ne pas compromettre la précision des résultats de simulation.

### **I.6.3.3. Plancher en aluminium flottant à l'intérieur**

La foudre est à même d'injecter des parasites à travers des couplages électromagnétiques. Ce champ électromagnétique se propage dans l'air et peut engendrer des perturbations par induction par exemple sur les lignes électriques. En effet, les zones et les câbles, parcourus par de forts courants, influent, par leur rayonnement, sur le champ électromagnétique environnant. C'est pourquoi la considération de la présence même du câble paraît nécessaire afin de calculer des champs EM réalistes. Donc, la valeur du champ magnétique dans l'environnement de l'avion est l'une des grandeurs recherchées par l'avionneur pour quantifier l'immunité des câbles vis-à-vis de la foudre. En effet, ce paragraphe propose une comparaison entre la mesure et la simulation du champ magnétique sur les câbles. Dans cette configuration, la plaque en aluminium est toujours physiquement à l'intérieur du caisson mais non connectée électriquement au caisson par ses 4 extrémités/coins (Figure 3. 33). Le courant est mesuré et simulé dans le câble 2 qui est connecté au milieu du plancher et le câble 3 est connecté à la périphérie du plancher métallique comme le montre la Figure 3. 34. Les résultats présentés Figure 3. 35 montrent une bonne similitude des 2 courbes de mesures avec la simulation fréquentielle.

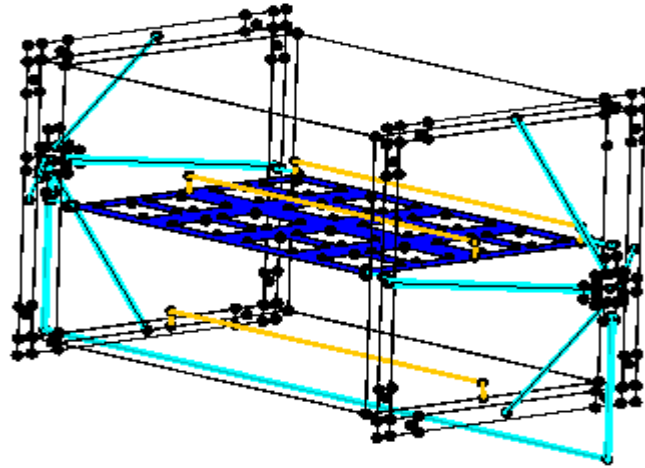


Figure 3. 33: Plaque aluminium non connecté à l'intérieur du caisson.

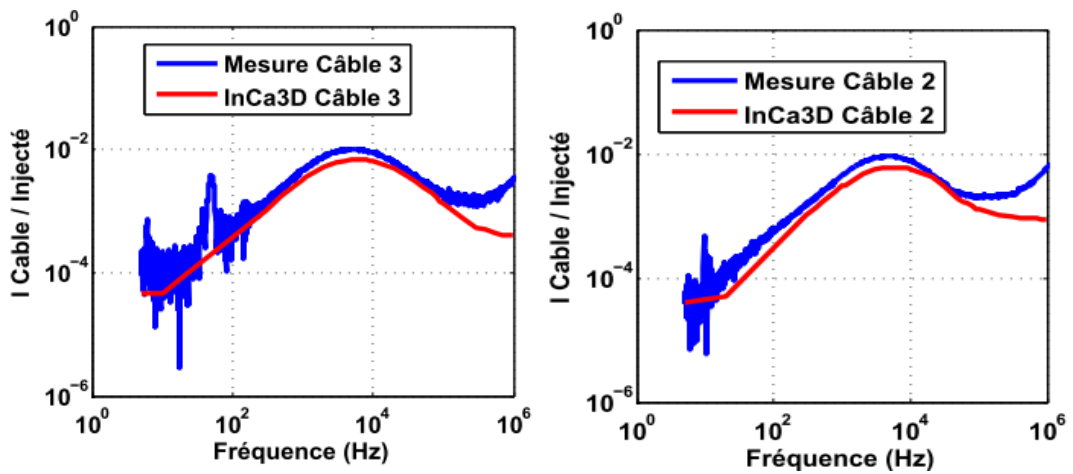


Figure 3. 34: Courant mesuré et simulé dans les deux câbles 2 et 3 qui sont connecté au plancher métallique.

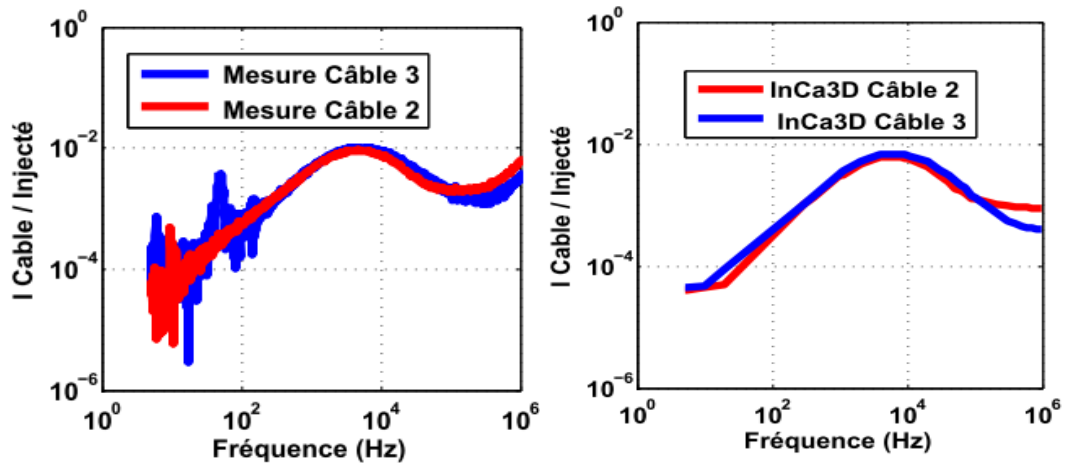


Figure 3. 35: Comparaison du courant du câble 2 et 3 de la mesure (à gauche) et en simulation (à droite).

### I.6.4. Analyse paramétrique

L'étude paramétrique décrite dans ce chapitre vise à analyser l'influence de différents paramètres sur le courant au niveau des câbles dû à une injection foudre. Grâce à la modélisation, des investigations concernant à la fois des formes géométriques ou des propriétés physiques des matériaux peuvent être entreprises afin de confirmer des tendances ou d'évaluer des solutions innovantes.

La description de la géométrie ainsi que celle de la physique du dispositif étudié peut être paramétrée dans le logiciel InCa3D. Ceci permet ainsi facilement de réaliser des plans d'expérience. Ainsi dans cette partie, certains paramètres géométriques ou physiques ont fait l'objet d'une analyse de sensibilité. Les données de sortie observées sont soit la proportion du courant injecté que l'on retrouve dans le dispositif interne au caisson en fréquentiel soit les formes d'onde en courant.

Généralement, la répartition des courants dépend des paramètres résistifs et inductifs des éléments et de leurs liaisons. Or, les paramètres inductifs varient généralement en logarithme des distances, auquel cas ces paramètres varient peu d'une structure à l'autre (Equation 3. 10 et Equation 3. 11). Par contre, les paramètres résistifs des liaisons sont très variables d'un système physique à l'autre. Ils dépendent notamment de l'état des surfaces, des moyens de jonction, des couples de serrage. Le calcul de l'inductance est déterminé à partir du calcul de champ magnétique. L'inductance linéique totale d'un conducteur est définie par la relation qui se décompose en :

- Une partie due au champ magnétique à l'intérieur des conducteurs (inductance interne) variable avec la fréquence (effet de peau et proximité)
- Une partie due au champ magnétique entre les conducteurs (inductance externe) et dépendant peu de la fréquence.

$$L = L_{\text{intérieur}} + L_{\text{extérieur}} = \frac{\mu_0}{8\pi} + \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{4h}{d} \quad \text{Equation 3. 10}$$

$$L = L_{\text{intérieur}} + L_{\text{extérieur}} = \frac{\mu_0}{8\pi} + \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2s}{d} \quad \text{Equation 3. 11}$$

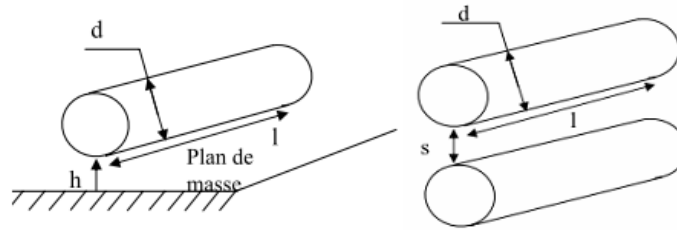


Figure 3. 36 : Représentation du câble avec le plan de masse (à gauche), Ligne bifilaire (à droite).

$h$  et la distance qui sépare un fil du plan de masse,  $s$  la distance entre deux fils d'une paire,  $l$  la longueur des fils, et  $d$  le diamètre des fils.

De plus, il est aisé, en modélisation, de modifier plusieurs paramètres et d'en étudier l'effet. Ainsi, il est possible à moindre coût d'optimiser le design avion afin de diminuer les contraintes au pied des équipements critiques. Les essais réels sont obligatoires afin de certifier l'avion. Cependant, l'étude préalable permet de les rendre plus précis (identification des zones fortement contraintes) et donc moins couteux. L'objectif de l'étude paramétrique dans les paragraphes suivants est d'identifier tous les trajets permettant au courant foudre de se propager en fonction :

- de la nature des éléments (matériau, conductivité, résistivité)
- des données géométriques
- des liaisons entre les éléments

#### I.6.4.1. Les liaisons entre les éléments

Dans ce paragraphe, l'étude portera sur l'influence de certaines connexions. Deux cas de figure ont été expérimentés selon que les équerres servant à la fixation et à la connexion entre les plaques sont électriquement connectées ou non. La visualisation du courant dans le câble 1 situé sur la plaque inférieure est réalisée pour conclure sur l'influence de ces liaisons.

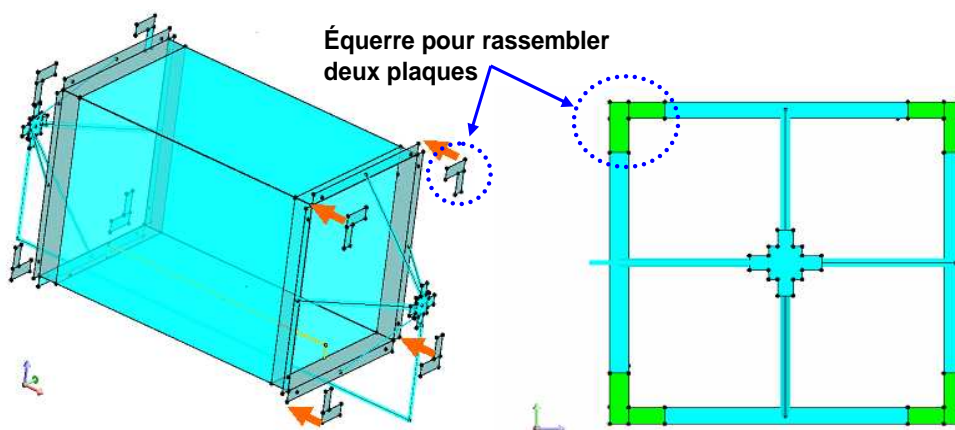


Figure 3. 37: représentation schématique de la liaison entre les équerres et le caisson.

D'après la Figure 3. 378, nous pouvons déduire que l'ajout des équerres augmente le courant circulant dans le câble pour les basses fréquences. Cet effet traduit une diminution de la résistance pour la branche de la plaque inférieure du circuit comportant le câble (Figure 3. 37). En réalité, cette diminution de la résistivité est réalisée pour les 4 branches du circuit mais le rapport de résistivité entre la branche de la plaque inférieure et chacune des 3 autres branches est plus grand lorsque les équerres sont présentes. Ceci explique l'augmentation du courant dans la branche de la plaque inférieure (Figure 3. 38). En hautes fréquences, les 2 courbes donnent les mêmes résultats. En conséquence, le problème est essentiellement résistif.

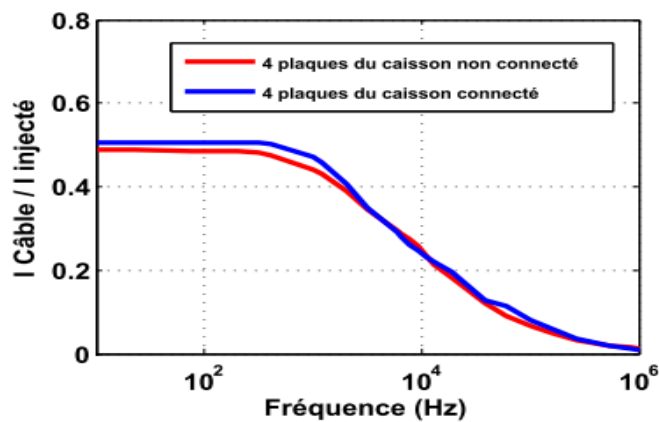


Figure 3. 38: Pourcentage du courant qui passe dans le câble.

Pour bien expliquer cette augmentation du courant dans le câble dans le cas où toutes les plaques sont bien connectées, nous avons pris deux circuits simples (Figure 3. 39), le premier représente deux plaques non reliées, le deuxième représente le même circuit mais les deux plaques sont reliées par deux équerres et nous avons considéré que ces deux équerres sont parfaitement conductrices.

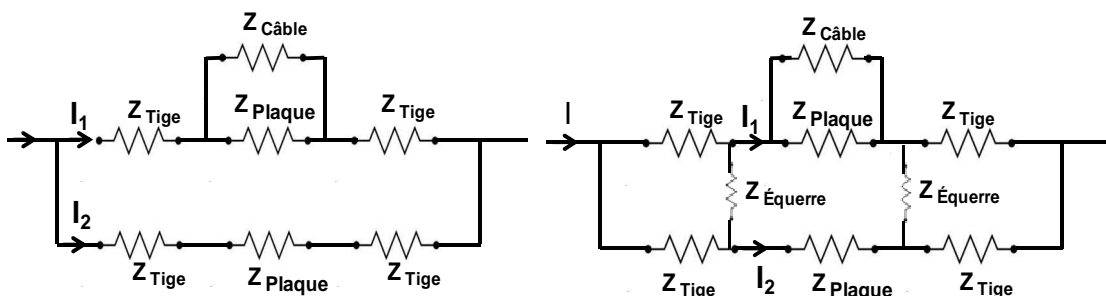


Figure 3. 39: schéma électrique deux plaques non reliées (à gauche), deux plaques reliés (à droite).



$$I_1 = \frac{2Z_{Tige} + Z_{Plaque}}{4Z_{Tige} + Z_{Plaque} + Z(Z_{Plaque} // Z_{Cable})} I \quad \text{(Circuit à gauche) \quad Equation 3. 12}$$

$$I_1 = \frac{Z_{Tige}}{Z_{Tige} + Z(Z_{Plaque} // Z_{Cable})} I \quad \text{(Circuit à droite) \quad Equation 3. 13}$$

D'après les calculs le courant  $I_1$ , nous voyons que le courant qui passe dans le câble du circuit à droite est plus grand que le courant qui passe dans le câble de circuit à gauche (Equation 3. 12 et Equation 3. 13).

### I.6.4.2. La nature des éléments

Notre outil étant évolutif, l'influence du changement de matériau d'une zone, ou du changement de géométrie du châssis métallique est tout à fait quantifiable.

Premier cas : Une simulation de la configuration 1 en changeant la nature du matériau du caisson pour de l'aluminium a donné les résultats présentés Figure 3. 40. On retrouve le fait connu que le courant injecté ne va pas atteindre le câble 1 interne dans le cas d'un caisson en aluminium car il ira se propager directement dans le caisson. Ainsi les organes internes sont relativement protégés (cas avion actuel).

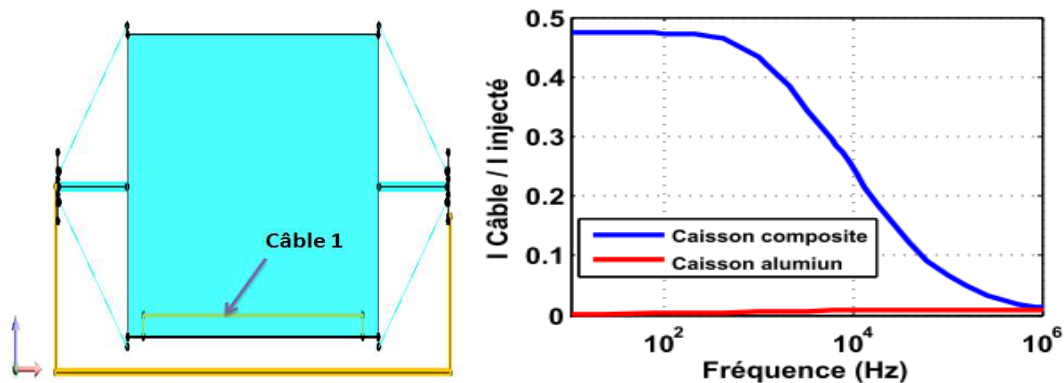


Figure 3. 40: Courant dans le câble pour deux matériaux pour le caisson.

Second cas : Nous nous intéressons au courant circulant dans le câble de la troisième configuration pour une plaque au milieu dont le matériau varie : dans le premier cas la plaque est en aluminium et dans le second cas elle est en matériau composite. D'après les résultats obtenus Figure 3. 41, on peut observer que dans le cas du matériau composite, le courant circule dans le câble qui est moins résistif. En revanche, avec la plaque en aluminium, le courant circule

davantage par la plaque qui a une faible résistivité. En haute fréquence, à partir de 1 kHz, lorsque l'effet inductif domine, on voit que pour les 2 cas, les courbes se touchent (Figure 3. 41).

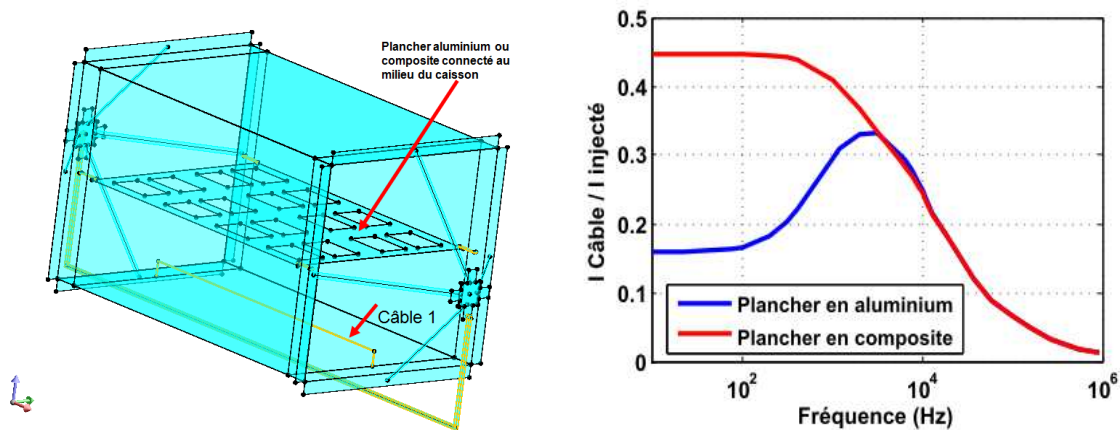


Figure 3. 41: Courant dans le câble pour deux matériaux pour la plaque au milieu.

La Figure 3. 42 représente la répartition des courants surfaciques drainés par la peau du caisson en basse fréquence. Le tracé des courants surfaciques nous permet de confirmer que les parties du caisson en aluminium drainent beaucoup plus de courant que les parties en composite Figure 3. 42 à gauche. En revanche, lorsque le caisson et le plancher connecté au milieu sont en composite, nous voyons que le câble aluminium lié à la plaque bas du caisson sera fortement contraint Figure 3. 42 à droite.

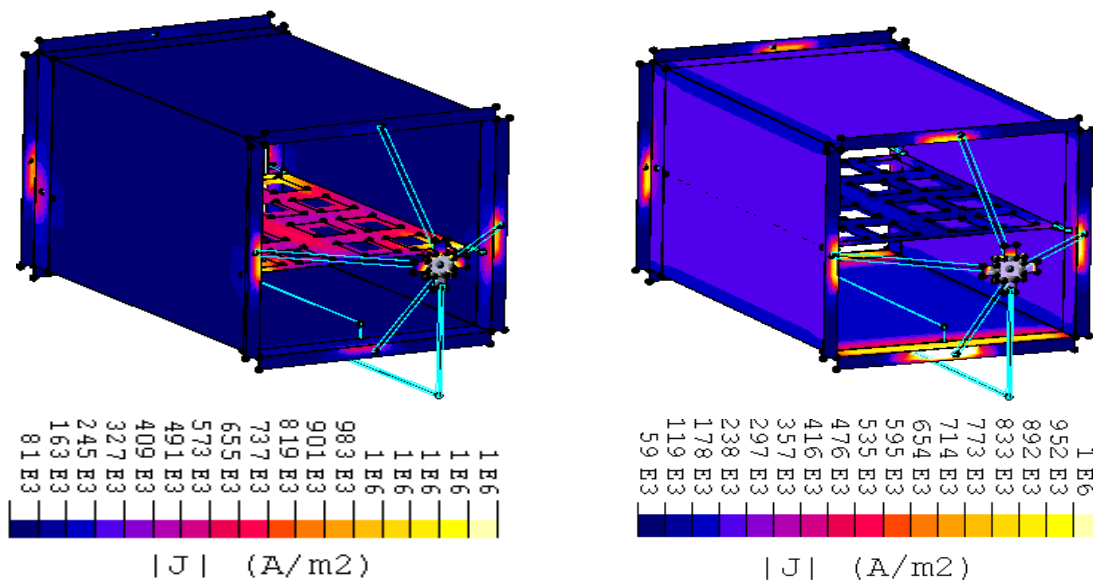


Figure 3. 42 : Courants surfaciques drainés par la peau du caisson à droite plancher composite, à gauche plancher en alu.

### I.6.4.3. Les données géométriques

Il est vrai que ce n'est pas un paramètre sur lequel les avionneurs ont beaucoup de latitude mais si on peut trouver un compromis qui permette de réduire la proportion du courant foudre dans les câbles cela sera bénéfique. Pour cet exemple, nous avons changé ou augmenté la distance  $H$  entre le câble simulé et le câble de retour sur la configuration 1. Nous l'avons fait varier par rapport à la plaque inférieure de 50 mm jusqu'à 120 mm dans InCa3D. D'après la Figure 3. 43 on remarque d'une part en basses fréquences, que quand  $H$  augmente, le courant dans le câble diminue Ceci s'explique par l'augmentation de la résistance du câble avec  $H$ . D'autre part, au fur et à mesure que la fréquence augmente, on remarque que le courant qui passe dans le câble va continuer à diminuer. Ceci est dû au fait que l'inductance du câble simulé va augmenter à cause de l'augmentation de la surface entre le câble simulé et le câble de retour du courant. Donc le courant va chercher le chemin le moins inductif qui est constitué des plaques en composite.

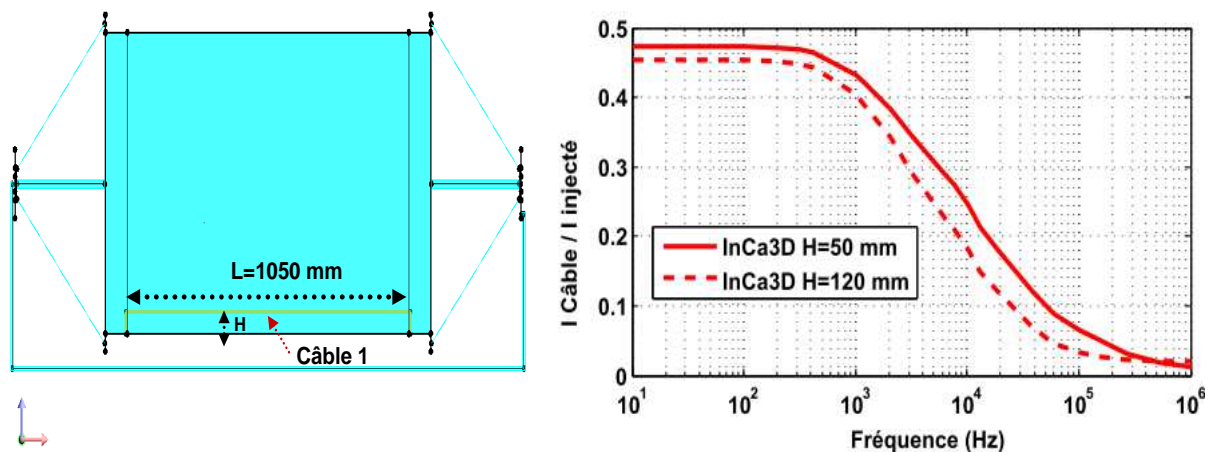
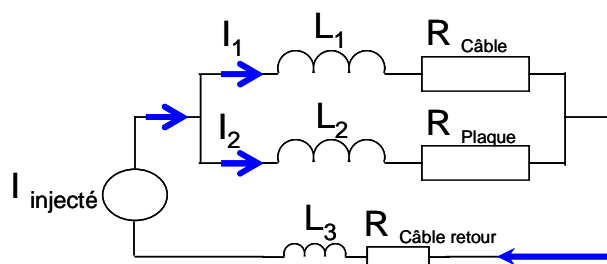


Figure 3. 43: pourcentage du courant qui passe dans le câble dans deux distances différentes.

Nous avons pris un simple exemple pour montrer l'influence des l'inductance sur la variation du courant en fonction de la distance entre les câbles. Notre cas d'étude (Figure 3. 44), représente une injection du courant sur une plaque reliée en parallèle avec un câble et un câble pour le retour du courant.



**Figure 3. 44: Schéma électrique équivalent du plaque reliée à un câble et le câble de retour.**

En utilisant la loi des mailles sur la maille réalisée par le câble et la plaque composite en bas nous pouvons écrire la relation Equation 3. 14. En effet, l'inductance propre de la plaque composite  $L_2$  est négligée devant l'inductance réalisée par la boucle des câbles, au même titre que l'inductance propre des câbles.

$$0 = R_{C\grave{a}ble} I_1 + jL_2 \omega I_1 - jL_{13} \omega I_{inject\acute{e}} - R_{Plaque} I_2 \quad \text{Equation 3. 14}$$

La loi des nœuds sur les courants nous permet de déterminer le rapport entre le courant  $I_1$  qui passe dans le câble et le courant injecté  $I$ . Ce rapport est défini par l'expression Equation 3. 15.

$$\frac{I_1}{I_{Inject\acute{e}}} = \frac{R_{Plaque}}{R_{C\grave{a}ble} + R_{Plaque}} \frac{1 + \frac{jL_{13} \omega}{R_{Plaque}}}{1 + \frac{jL_1 \omega}{R_{Plaque} + R_{C\grave{a}ble}}} \quad \text{Equation 3. 15}$$

Dans les basses fréquences c'est le rapport entre les résistances  $\frac{R_{Plaque}}{R_{C\grave{a}ble} + R_{Plaque}}$  qui prédomine. Dans les plus hautes fréquences, le rapport entre l'inductance mutuelle entre les deux conducteurs  $L_{13}$  et l'inductance du câble devient prédominant. Plus les conducteurs seront proches, plus la mutuelle sera élevée et par conséquent plus le passage du courant se fera par le câble. Par contre, lorsque les conducteurs sont éloignés, une part du courant transitera dans la plaque composite. Sur la Figure 3. 43, nous avons représenté le rapport  $\frac{I_1}{I_{Inject\acute{e}}}$  entre le courant qui passe par le câble et le courant injecté dans deux cas pour montrer l'importance de la distance entre les câbles bifilaire.

### **I.6.5. Conclusion**

Nous avons illustré les possibilités de simulations électromagnétiques offertes par la méthode PEEC à travers le logiciel InCa3D pour étudier l'impact de la mutation technologique engendrée par la généralisation de l'utilisation du composite en remplacement de l'aluminium pour les applications aéronautiques. Un dispositif réel a fait l'objet d'une campagne de mesures complète afin de déterminer la répartition du courant entre les câbles intérieurs et la structure composite dans le contexte d'une agression foudre. L'analyse des résultats permet d'avoir une bonne compréhension de l'écoulement des courants pour chacune des trois configurations étudiées et garantir la réussite d'un essai au premier coup que ce soit pour un essai de foudre direct sur une nouvelle fixation ou un équipement sur équipement. Le phénomène d'écoulement des courants est piloté majoritairement par des mécanismes résistifs pour les basses fréquences et par les mécanismes inductifs lorsque la fréquence augmente. La comparaison entre simulations et mesures montre un très bon accord et offre une perspective intéressante d'utilisation de la démarche de modélisation dans la phase de conception. La confiance dans ce type de modélisation doit permettre de limiter les coûts de développement dans la première phase de conception des dispositifs

Il apparaît clairement aujourd'hui que le nouvel avion composite doit soigneusement être examiné sur le plan de son comportement électrique, en relation avec les perturbations en provenance de son environnement naturel ou artificiel. Par ailleurs, il ne faut pas non plus que le bénéfice acquis en matière d'allègement par l'emploi des nouvelles technologies soit perdu par suite de l'utilisation d'une masse importante de blindage destiné à protéger les circuits contre les parasites extérieurs. C'est pourquoi cette protection doit être optimisée en poids à partir de la connaissance précise des phénomènes naturels et artificiels qui constituent la menace à combattre.

Une analyse de sensibilité sur de nombreux paramètres permettrait en effet d'évaluer les risques éventuels et de dimensionner les protections en conséquence, et donc de guider le concepteur dans ses choix pour améliorer le dispositif à moindres coûts. Les simulations nous permettent de modifier la géométrie de l'avion (ajout de tresses, suppression de prises de coupure) et ainsi d'identifier, avant les tests sur avion, les zones les plus contraintes.

## I.7. Résultats en temporel

### I.7.1. Mise en œuvre de la modélisation temporelle

En complément de l'analyse harmonique précédente et du fait de la nature même du phénomène physique modélisé, une campagne de mesures en temporel a été entreprise sur le même dispositif expérimental que précédemment.

Le modèle établi avec la méthode PEEC à travers le processus présenté dans la partie précédente sera utilisé dans un solveur temporel afin de calculer les formes d'ondes en courant et de les confronter aux mesures.

Les outils de modélisation seront d'une part InCa3D pour l'établissement du schéma électrique équivalent et Portunus pour la résolution des équations de circuit. Ils sont couplés automatiquement afin de limiter la manipulation des données numériques (Figure 3. 45).

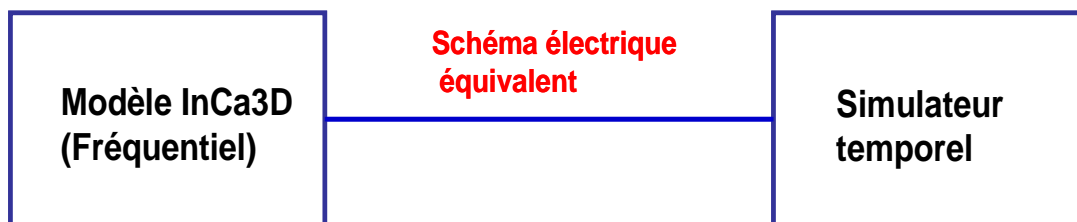


Figure 3. 45: Couplage des 2 logiciels InCa3d et Portunus.

Une fois validé le processus de modélisation à l'aide de cette campagne de mesures, la confiance dans les modèles établis autorise donc à prospecter et à envisager des modifications, en simulation seulement, pour améliorer les dispositifs. Ces modifications sont de deux ordres :

- Des améliorations dans le traitement numérique et le processus de modélisation, sujet d'une autre thèse au G2Elab [71].
- Des analyses paramétriques et études de sensibilité afin de proposer à moindres coûts des améliorations notables.

### I.7.2. Etude des courants induits par une excitation

Cette deuxième campagne de mesures en temporel sur le caisson a été réalisée chez l'ONERA sur le banc de test placé dans une chambre anéchoïque (Figure 3. 46). Lors de ces essais, un courant de la forme d'onde type A est injecté (Figure 3. 47) sur une plaque en matériau

parfaitement conducteur afin d'obtenir une répartition homogène sur les 4 plaques composites. Un second fil sur l'autre extrémité du caisson permet de l'évacuer. A l'intérieur, tout comme pour la première campagne de mesures, des câbles sont reliés aux extrémités du caisson. Du fait de la faible conductivité du composite, un courant se retrouve sur les fils internes. Cette analyse est présentée dans les paragraphes suivants.

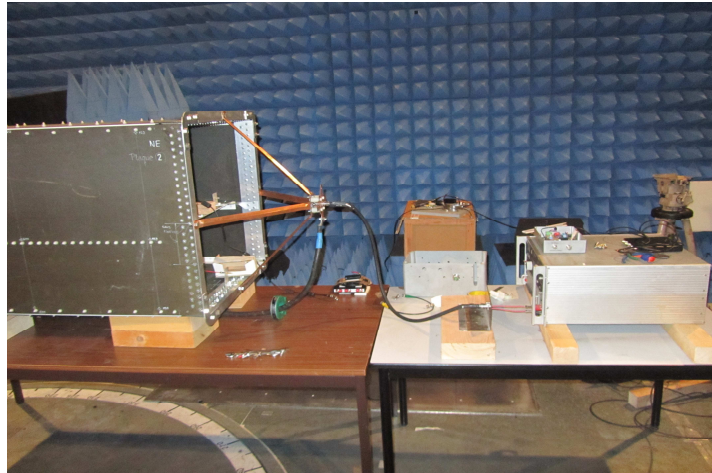


Figure 3. 46 : Dispositif de test du caisson

La valeur maximale du courant injecté dans la mesure est fonction des capacités du générateur d'impulsion, ici 385 A. La forme d'onde utilisée pour l'injection du courant de foudre est une double exponentielle dans la mesure où elle est la plus représentative de ce qui se passe physiquement lors d'un impact foudre, i.e. un front de montée rapide et une descente lente. La forme d'onde utilisée est représentée par la Figure 3. 47 possède deux régimes: lors des premières microsecondes, le régime transitoire correspondant aux hautes fréquences s'installe avec un maximum de 358 A, à  $8 \mu s$  pour se transformer en régime lent correspondant aux basses fréquences.

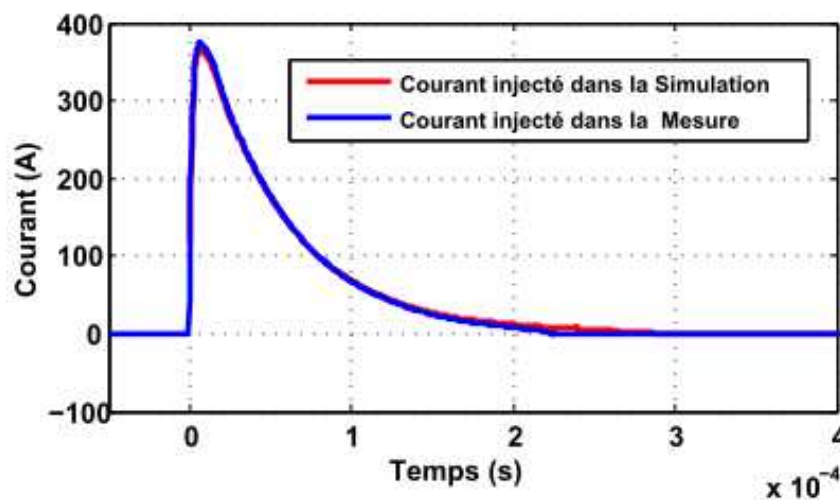


Figure 3. 47 : Représentation temporelle de l'onde A injectée en mesure sur le caisson.

### **I.7.3. Confrontation avec les résultats des essais**

Traditionnellement, les techniques de simulation dans le domaine temporel reposent sur la méthode FDTD. Mais comme nous l'avons vu dans le chapitre II, il est difficile de décrire finement la géométrie de l'aéronef ou du système (de l'avion entier aux parasites des câbles), car elle impose un pas temporel fin pour simuler des phénomènes de plusieurs centaines de microsecondes, ce qui accroît très rapidement les temps de calcul.

Dans les parties suivantes, nous allons tester la plateforme logicielle (InCa3D + Portunus). L'objectif est d'une part de disposer d'un moyen rapide et léger pour faciliter l'anticipation des contraintes et d'autre part de montrer l'efficacité du logiciel InCa3D pour visualiser les contraintes du choc de foudre sur le câble à l'intérieur du caisson composite. En effet, les simulations permettent de montrer à l'avionneur les premiers éléments sur les zones les moins paradisées de l'avion et sur les contraintes potentielles subies par le câblage alentour.

De ce fait, une deuxième évaluation des zones contraintes sur le circuit équivalent du caisson a été envisagée à partir des points de contact du câble à l'intérieur du caisson la structure, ainsi en fonction de la nature du câblage (câble simple, faisceau, câble blindé ou non blindé et leurs impédances) et compte tenu de leur position dans la structure.

Le paragraphe suivant détaille les allures temporelles des courants qui passent dans le câble dans plusieurs configurations, les mêmes que dans le cas de l'étude fréquentielle. Et nous avons comparé simulations et mesures.

Tout comme dans la première partie de ce chapitre, les comparaisons ne seront correctes que si toute la structure du caisson est bien modélisée et est fidèle au dispositif expérimental :: géométrie et physique.

Etant donné que l'on cherchera à évaluer les courants avec Portunus, InCa3D sera utilisé pour rechercher un schéma électrique équivalent du dispositif étudié.

Pour bien quantifier la répartition du courant dans les différents câbles dans l'avion lors d'un coup de foudre, il est tout d'abord nécessaire pour les avionneurs de bien maîtriser et définir les impédances de la grande diversité des câblages présents dans un aéronef. Ces câblages concernent en premier lieu l'impédance caractéristique du câble dépendant de sa géométrie (câble simple ou câble torsadé), s'ensuit l'impédance linéique dépendant de la section et du matériau du câble et enfin, l'impédance terminale qui dépend des points de contacts aux extrémités.

#### **I.7.3.1. Configuration 1 : Caisson + 1 câble droit au dessus et en milieu de la plaque 4**



La configuration 1 a été reprise pour effectuer une mesure de courant dans le câble en temporel. Un schéma électrique équivalent de la structure doit permettre de simuler le comportement électrique de la distribution de courant dans l'environnement. Avec InCa3D, le caisson est modélisé à l'aide de sondes d'impédances qui vont permettre de donner les points d'entrée et sortie de la matrice impédance automatiquement transférée à Portunus (Figure 3. 48). Il est constitué de 6 impédances que nous avons évaluées: 4 premières impédances sont pour les 4 plaques composites du caisson, la 5<sup>ème</sup> impédance pour le câble 1D en aluminium et la 6<sup>ème</sup> impédance représente le câble de retour (Figure 3. 49). Les différentes connexions électriques entre les différentes parties citées précédemment sont ensuite rajoutées dans Portunus pour reconstituer en simulation le circuit électrique du dispositif testé (Figure 3. 49).

Le macro bloc d'InCa3D est un circuit électrique équivalent constitué de résistances et d'inductances couplées par mutuelle inductance. Etant donnée la méthode utilisée pour obtenir ce schéma réduit, leur valeur est fixe sur la gamme de fréquences considérées. Or nous avons montré au chapitre II une évolution des valeurs car dans la technique d'assemblage et de réduction la fréquence intervient. Ceci pourrait être préjudiciable et ne pas nous permettre d'utiliser le processus de modélisation proposé.

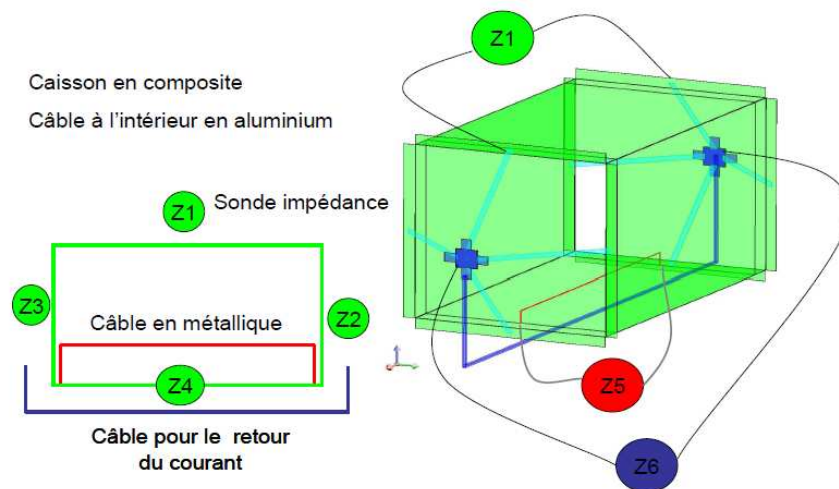


Figure 3. 48 : Définition des sondes d'impédances du prototype de caisson pour la configuration 1.

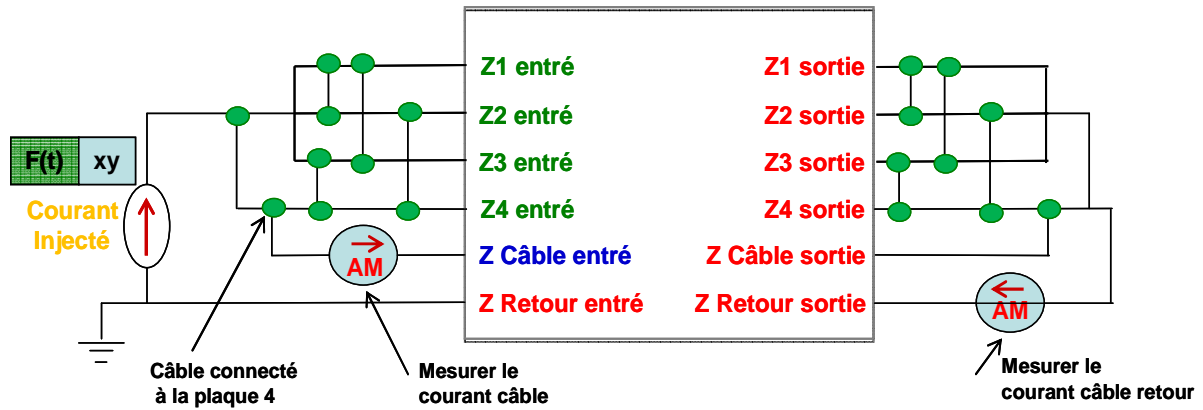


Figure 3. 49 : le macro-bloc d’InCa3D dans Portunus.

Durant son travail de thèse, NGUYEN Trung Son a développé une technique (méthode SPRIM/IOPOR/VF) présentée dans le chapitre II que nous testerons dans cette partie. Grâce à ce travail, nous pouvons obtenir le circuit synthétisé contenant des éléments passifs R C L sans inductance couplée pour être plus aisé à utiliser en simulation temporelle et qui ne dépendent pas de la fréquence. Dans les deux cas, les circuits sont mis sous forme d’une Netlist compatible SPICE. Dans ce cas, nous allons comparer le résultat des deux méthodes avec la mesure.

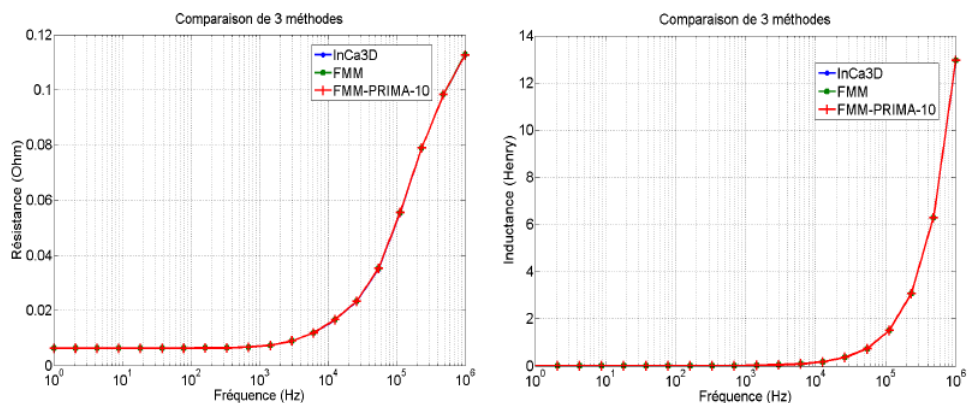


Figure 3. 50 : Résistance et inductance du caisson en fonction de la fréquence.

Les courbes présentées Figure 3. 50, montrent que les méthodes développées donnent de bons résultats en comparaison avec la version InCa3D commerciale. On remarque que l’inductance équivalente et la résistance ne changent pas de 0 jusqu’à 1 kHz. Il est donc possible d’utiliser un modèle indépendant de la fréquence dans cette gamme. Nous pouvons donc utiliser le circuit issu de la version commerciale d’InCa3D.

De ce fait, nous avons exporté le circuit généré par InCa3D pour  $f_0 = 1\text{kHz}$ , ce circuit contient des inductances couplées et mais sa dimension est petite (6\*6 mutuelles inductances).

Pour la méthode SPRIM/IOPOR, nous utilisons un point d'expansion choisi à  $s_0 = 2\pi.f_0$  pour le développement autour 1kHz. Nous sommes face à un problème multi entrées et multi sorties (car plusieurs sondes impédances) dont la taille de circuit synthétisé est assez importante. Pour ce cas, nous avons choisi une taille de sous espace de 1, le circuit généré par cette méthode contient alors 395 éléments inductances non couplés et 13 noeuds.

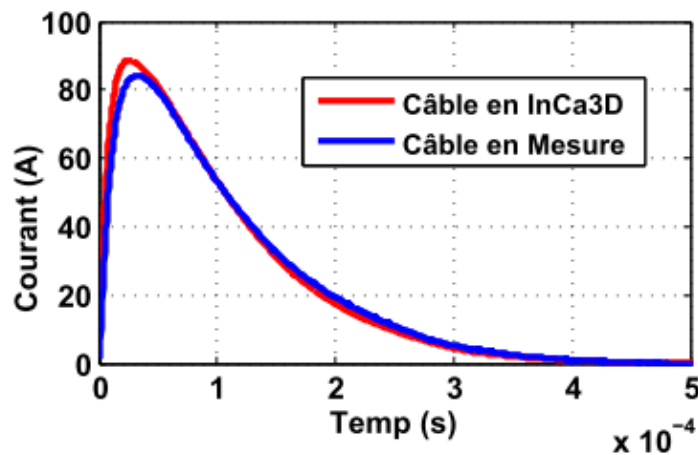


Figure 3. 51 : Comparaison de la répartition du courant foudre dans le câble de l'intérieur du caisson entre mesure et simulation InCa3D.

D'après la Figure 3. 51, on observe une très bonne corrélation entre le courant dans le câble mesuré et simulé. L'allure est correctement reproduite, avec un maximum de l'ordre de 85 A, à  $28 \mu s$ , soit un retard de  $20 \mu s$  par rapport au maximum de l'onde injectée, et un régime BF correct (passage à 20 A pour  $200 \mu s$ , retour à 0 vers  $500 \mu s$ ).

Tout comme dans le cas de l'analyse harmonique, il ne faut pas oublier dans la modélisation du dispositif de décrire les résistances de contact, qui peuvent être obtenues par des mesures annexes. L'ajout de ces impédances modifie non seulement les temps de montée et de descente des courants sur les câbles, ces derniers variant en fonction de  $L/R$ , mais aussi leurs valeurs crêtes. La Figure 3. 52 présente la première tendance de l'influence de l'impédance terminale sur l'allure de courant et plus particulièrement sur les temps de descente des formes d'ondes. En effet, quand nous prenons en compte l'impédance terminale, la résistance totale augmente et ainsi le temps de descente sera plus rapide. Pour cela, nous avons mesuré avec un ohmmètre ou calculé à partir de la quantité du courant qui passe dans ce câble sa résistance qui vaut  $8,6 m\Omega$  avec son impédance terminale.

En présence d'un seul câble le phénomène décrit ci-dessus peut être considéré comme mineur. Mais dans le cas réel d'un avion, pour lequel il y a un grand nombre de câbles, ceci pourra être amplifié.

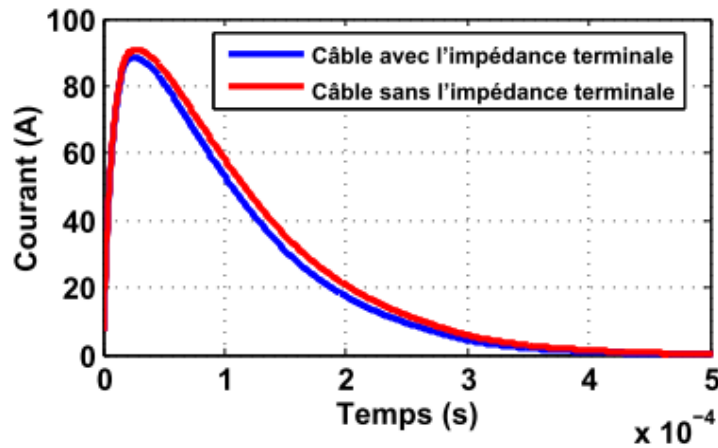


Figure 3. 52 : Conséquence des impédances terminales sur les courants de câble.

Nous pouvons conclure que la validité de la circulation du courant dans les câbles passe nécessairement par l'évaluation précise des impédances terminales. En effet, dans le cas d'une perturbation de type foudre, l'influence de ces impédances s'avère importante. Notre étude montre que les impédances terminales parfaites permettent de diminuer la contrainte subie sur les câbles.

### I.7.3.2. Configuration 2 : Caisson + 1 Câble 3D

Dans cette configuration, nous nous intéressons à l'acheminement d'un câble en 3D et à sa connexion à l'intérieur du caisson (Figure 3. 53). La première extrémité du câble est connectée à la plaque 4 la deuxième extrémité est connectée à la plaque 2 (Figure 3. 54). Nous avons mesuré avec un ohmmètre ou calculé à partir de la quantité du courant qui passe dans ce câble sa résistance qui vaut 19 mΩ.

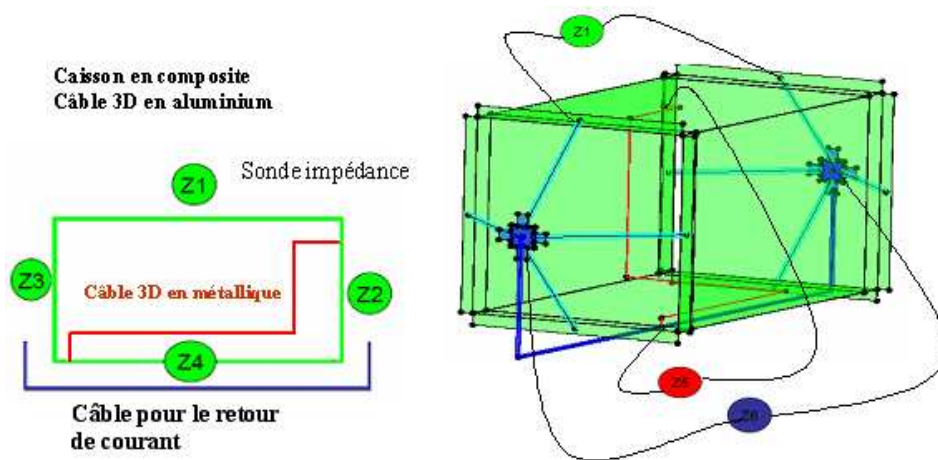


Figure 3. 53 : Des sondes d'impédances du prototype de caisson pour la configuration 2.

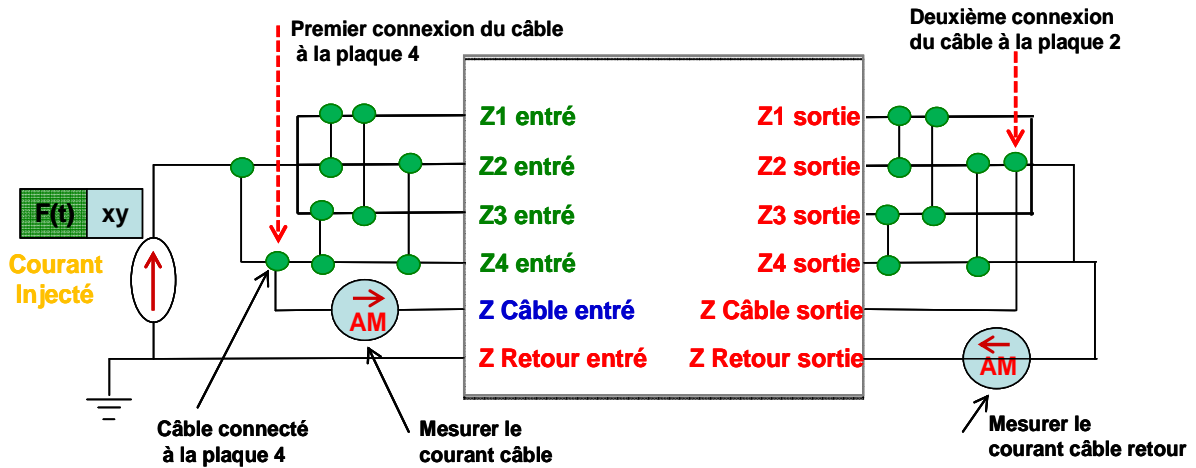


Figure 3. 54 : le macro-bloc d’InCa3D dans Portunus.

Les résultats sont présentés (Figure 3. 55) et montrent encore une fois la pertinence du modèle ainsi réalisé. Pour la configuration 2 (câble "3D"), le résultat est tout aussi satisfaisant, on retrouve bien le courant crête mesuré, et le pic est obtenu au même endroit (à  $70 \mu s$ ). Le palier BF est atteint un peu moins rapidement avec la mesure.

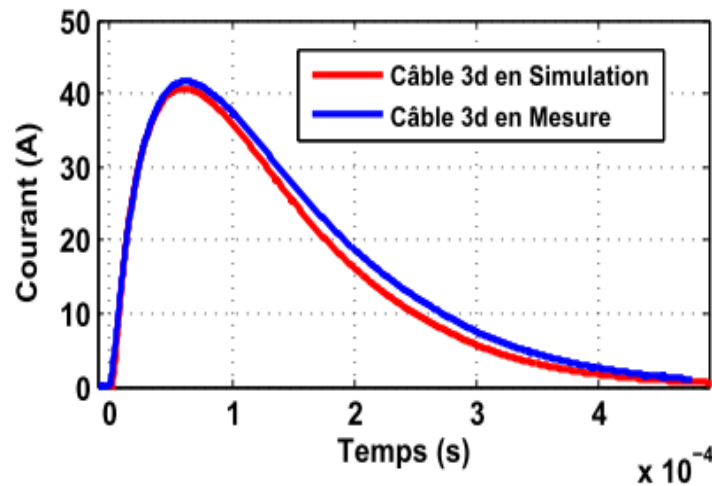


Figure 3. 55 : Courant simulé et mesuré dans le câble suite à une injection de type foudre.

### I.7.3.3. Configuration 3: Caisson + 1 câble 2D

L'évolution des simulations démontre le désir de complexifier de plus en plus le modèle afin de se rapprocher de la réalité. En effet, la troisième configuration modélisée dans InCa3D concerne un câble situé sur la plaque 4 du caisson et parcourant un cheminement 2D en faisant 5 allers et 4 retours (Figure 3. 56 à gauche). Le câble possède alors une résistance de  $81,4 \text{ m}\Omega$  (l'impédance terminale + l'impédance linéique). Après résolution, le circuit électrique équivalent obtenu est simulé sur Portunus.

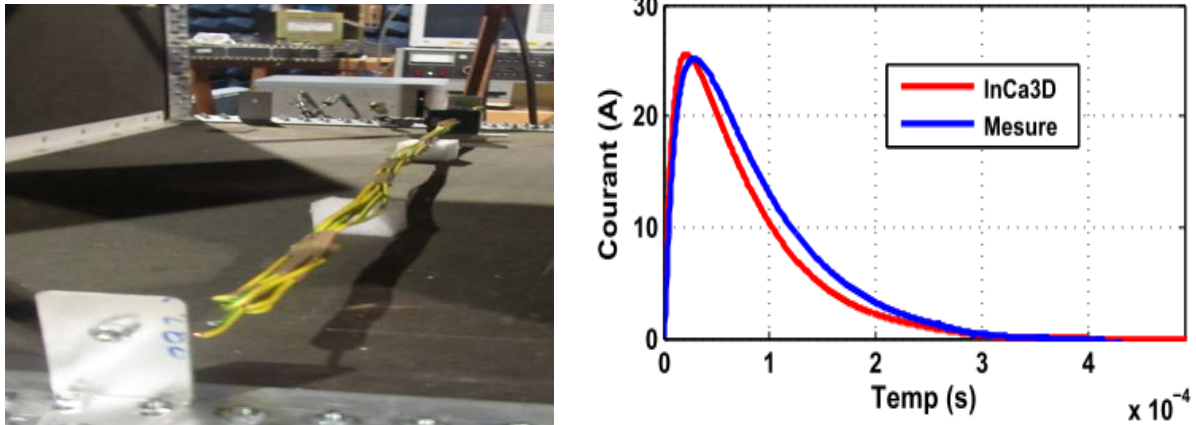


Figure 3. 56 : Configuration testée (à gauche), Courant simulé et mesuré dans le câble 2D (à droite).

D'après la Figure 3. 56 à droite, on peut conclure que le courant qui passe dans le câble 2D est quasiment identique à celui mesuré expérimentalement.

#### I.7.3.4. Configuration 4 : Plancher métallique au milieu du caisson

La configuration testée ici est celle où un plancher en aluminium est positionné à l'intérieur du caisson ; ce plancher est soit flottant, soit connecté par 2 points de contact au caisson, soit connecté par 4 points de contact. De plus on a 2 câbles connectés au plancher (les câbles 2 et 3).

##### III.7.3.4.1 Plancher flottant : Perturbation via le couplage magnétique

L'étude CEM d'un avion est complexe, elle exige la prise en compte de toutes les influences des interférences de l'avion avec des champs électromagnétiques externes (Foudre). Ainsi, l'augmentation du nombre d'équipements électriques et de câbles dans l'avion électrique implique de s'inquiéter de ses performances CEM. Dans cette optique, l'avionneur cherche à résoudre ces problèmes de perturbations électromagnétiques tout en maîtrisant les marges de sécurité. Il est donc important de comprendre les phénomènes et d'en connaître les ordres de grandeur. De ce fait, la configuration testée ici est celle où le plancher en aluminium est flottant pour pouvoir étudier seulement les perturbations électromagnétiques induites par couplages magnétiques. Généralement, les courants sont majoritairement conduits du point d'entrée vers le point de sortie sans rayonnement majeur. Cette configuration du plancher flottant au milieu du caisson permet d'étudier les phénomènes dus au rayonnement électromagnétique sur les câbles 2 et 3, le premier placé au milieu du plancher et le deuxième placé à la proximité du caisson. En effet, les plaques composites et ainsi le câble 1 et le câble de retour sont parcourus par de forts courants

influent, par leur rayonnement, sur le champ électromagnétique environnant. Ainsi selon la stratégie de connexion de la structure, les couplages induits seront mis en évidence sur le plancher métallique flottant qui existe à l'intérieur du modèle (Figure 3. 57 à droite).

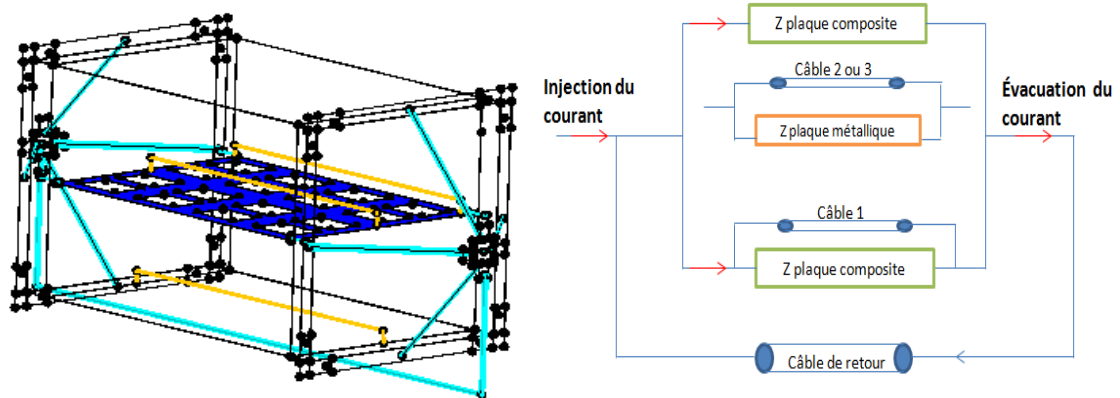


Figure 3. 57 : Configuration testée, plancher non connecté.

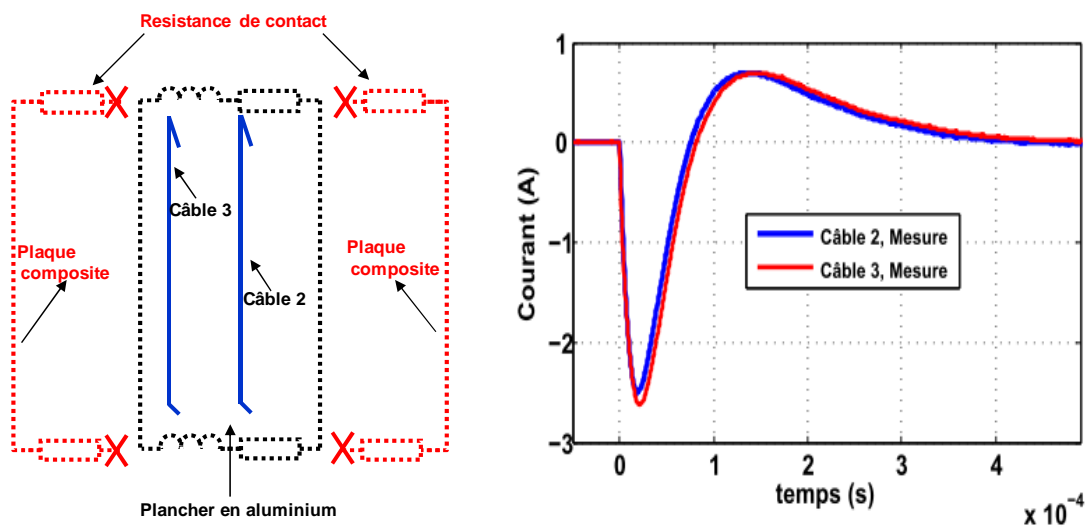


Figure 3. 58 : courant dans les câbles 2 et 3 en mesure, plancher non connecté.

D'après la Figure 3. 58, nous avons observé des petites différences sur l'amplitude du courant qui passe dans les câbles 2 et 3 (à  $20 \mu\text{s}$ ) en mesure. En effet, les champs électromagnétiques sont calculés aux coordonnées de routage des câbles, ainsi les distances avec les différents éléments de la structure interviennent. En revanche, après  $80 \mu\text{s}$ , les temps de montée et de relaxation du courant dans les câbles 2 et 3 sont presque les mêmes et semblent fortement dépendre de la résistance des deux câbles qui, dans ce cas, sont les mêmes ( $7\text{m}\Omega$ ) (bonne correspondance en basse fréquence).

Ces résultats positifs montrent une fois de plus la validité de l'approche de modélisation et du modèle obtenu. Afin d'évaluer l'influence des paramètres géométriques ou physiques sur le

couplage magnétique existant entre les différents éléments, une étude paramétrique basée sur les plans d'expériences est entreprise. Nous étudions dans ce paragraphe l'effet de la variation de deux facteurs sur les courants dans les câbles 2 et 3.

➤ Tout d'abord, la présence même du câble paraît nécessaire afin de calculer des champs EM réalistes. De ce fait, nous avons enlevé le câble 1 qui existe sur la plaque composite en bas pour voir son influence sur les formes d'onde du courant dans les câbles 2 et 3. La Figure 3. 59 représente la forte influence sur l'amplitude du courant qui passe dans le câble 2 sans l'existence du câble 1 à  $20 \mu s$  et il en est de même pour le câble 3 (Figure 3. 60). Les résultats des courants dans les câbles 2 et 3 présentent également un bon accord mesure/simulation (Figure 3. 59 et Figure 3. 60) en présence du câble 1 sur la plaque composite en bas.

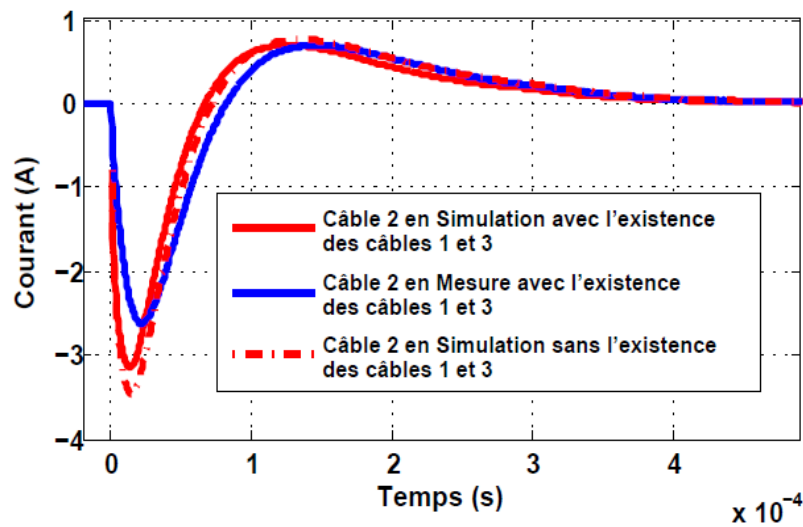


Figure 3. 59 : Courant dans le câble 2, plancher non connecté.

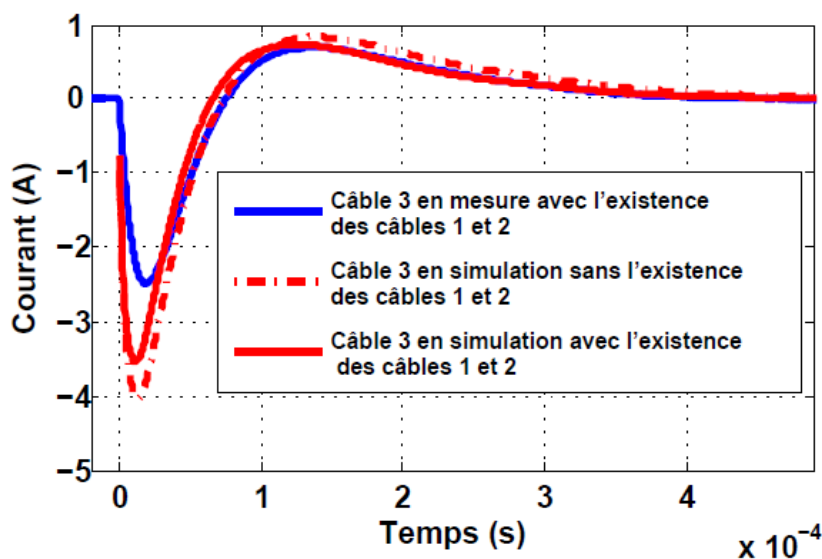


Figure 3. 60 : Courant dans le câble 3, plancher non connecté.



➤ Ensuite, nous avons fait varier la distance séparant les câbles avec le plancher en aluminium pour agrandir la surface entre le plancher et chacun des câbles. Donc, la quantité de flux magnétique à travers cette surface augmente ce qui implique une augmentation des courants de court-circuit dans le câble 2 (Equation 3. 16) (Figure 3. 62). Plus de détails sur l'équation du courant de court-circuit peuvent être trouvés dans l'Annexe 1.

$$i(t) = \frac{\mu I_0 S}{2\pi r} \left[ \left( \frac{\beta}{R - \beta L} - \frac{\alpha}{R - \alpha L} \right) \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) + \frac{\alpha}{R - \alpha L} \exp(-\alpha t) - \frac{\beta}{R - \beta L} \exp(-\beta t) \right]$$

Equation 3. 16

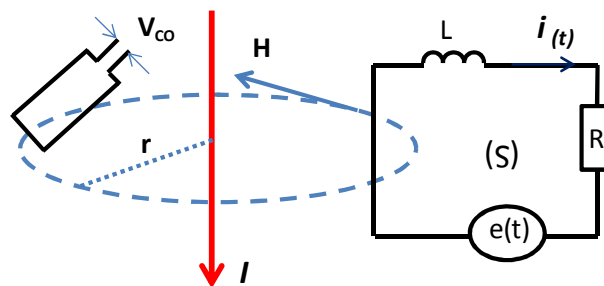


Figure 3. 61 : Couplage inductif entre un fil et un boucle

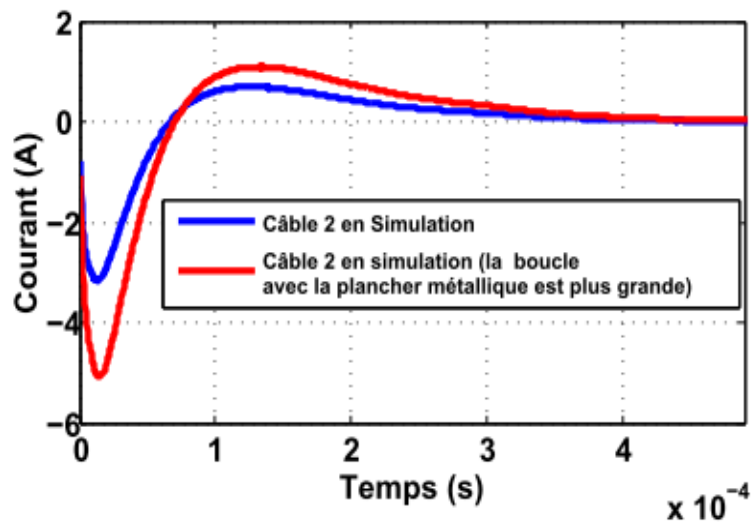


Figure 3. 62: Courant simulé dans le câble 2 pour 2 valeurs de la distance entre le câble et le plancher.

Donc, il est possible de faire varier le flux magnétique passant par la boucle en modifiant la valeur de certains paramètres (Figure 3. 62). De même, la distance entre le câble de retour et le caisson est aussi un paramètre influant sur le flux magnétique généré au sein de la structure.

En effet, d'après deux simulations pour deux études paramétriques présentées dans cette partie, nous avons observé leurs influences notables sur l'allure des courants qui circulent dans les câbles. Ainsi, ces résultats nous ont permis d'une part, de déduire les valeurs minimales et maximales du courant (temps de montée, largeur à mi-hauteur et valeur crête) qui permettent de déduire la contrainte énergétique subie par l'équipement et d'autre part d'analyser et de connaître les différents facteurs entraînant des contraintes sur les câblages lors d'un foudroiement sur un avion et décrire les principaux phénomènes physiques mis en jeu pour éviter les zones de forts champs.

Les conclusions apportées par l'étude paramétrique sur les amplitudes des courants sont les suivantes :

- La présence des câbles peut induire une augmentation ou une diminution des valeurs crêtes de courant non négligeables.
- Le routage des câbles implique également des variations sur les valeurs crêtes ainsi que sur la forme d'onde des courants.

Enfin, la simulation numérique permet pour les avionneurs de quantifier et déterminer l'influence de chaque facteur sur les courants. Ainsi, il paraît très important de prendre en compte tous ces facteurs afin de déterminer les bons ordres de grandeur des contraintes sur le câblage. Etablir un modèle numérique réaliste aide à certifier le nouvel avion composite. Ainsi, plus les facteurs des contraintes sont bien définis, plus la certification de l'avion est facilitée.

#### **III.7.3.4.2 Plancher connecté au milieu du caisson**

Lors de cette mesure, le plancher en aluminium à l'intérieur du caisson est électriquement connecté au caisson par 2 ou 4 extrémités/coins.

##### Cas 1 : 4 extrémités connectées

D'après la Figure 3. 63, il apparaît que le câble 3 connecté à l'extrémité du plancher métallique est plus contraint que le câble 2 situé plus au milieu du plancher. Ces résultats nous montrent que les points de contact du plancher métallique avec le caisson permettent d'offrir un nouveau chemin au courant de foudre présent dans les plaques en composite. De ce fait, le câble 3 connecté à la périphérie du plancher subit une contrainte en courant plus importante (Figure 3. 63).

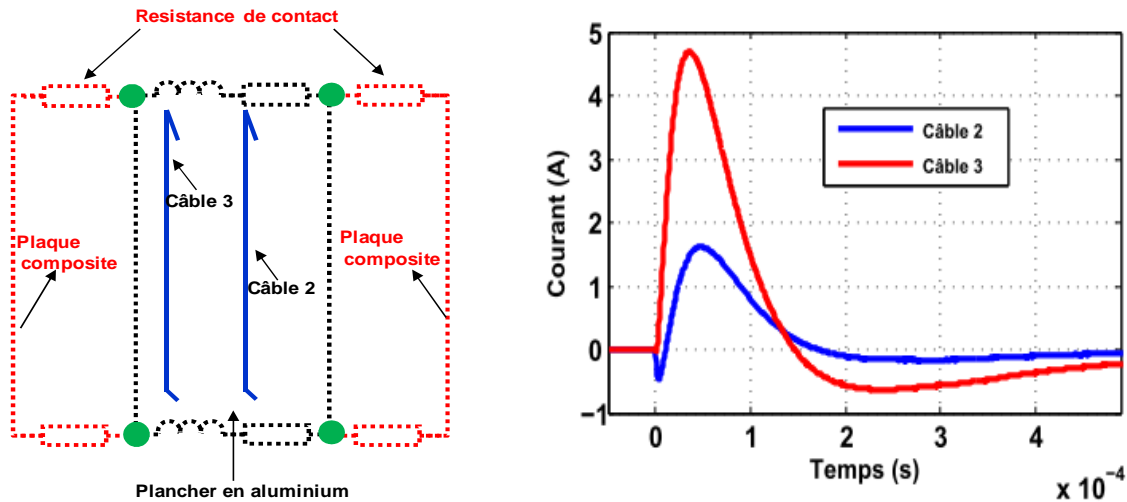


Figure 3. 63 : Courant dans les câbles 2 et 3 (en mesure), plancher métallique connecté en 4 points

Ainsi, l'un des avantages de la simulation sur le modèle du caisson est:

- De changer facilement sur le modèle les connexions ou l'emplacement des câblages
- D'évaluer "en temps réel" les conséquences des connexions de l'ensemble de la

structure sur les courants induits et conduits dans les câblages

Cas 2 : Comparaison entre les trois types de connexion

En effet, ci-après nous montrons un aperçu de l'impact de différentes connexions du plancher métallique avec le caisson (en 4 points, en 2 points en diagonale et 2 points à l'extrémité de côté du câble 3) qui modifient les chemins des courants dans ce dernier et il s'avère qu'un effet non négligeable sur l'allure de la forme d'onde des courants dans les câbles 2 et 3 connectés à ce plancher métallique est observé.

La Figure 3. 64, permet d'obtenir les premières tendances de l'influence de ces connexions sur l'allure du courant du câble 3, ainsi que sur l'allure de celui du câble 2 (Figure 3. 65). Les différentes connexions semblent impacter sur les temps de montée et les largeurs à mi hauteur bien plus que sur les valeurs crêtes.

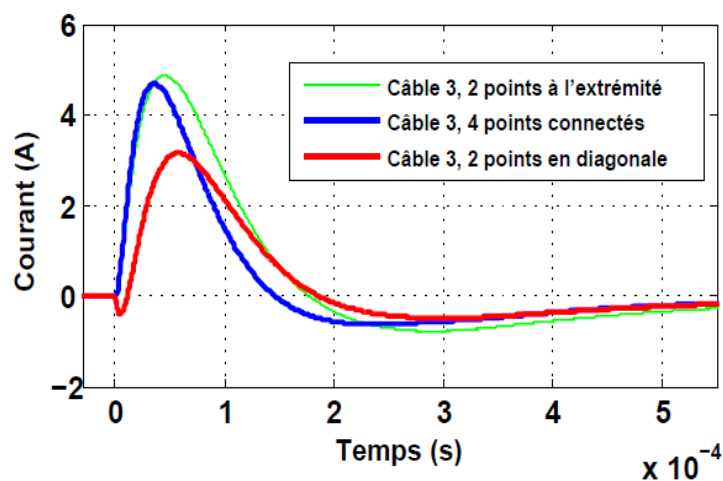


Figure 3. 64 : courant dans le câble 3

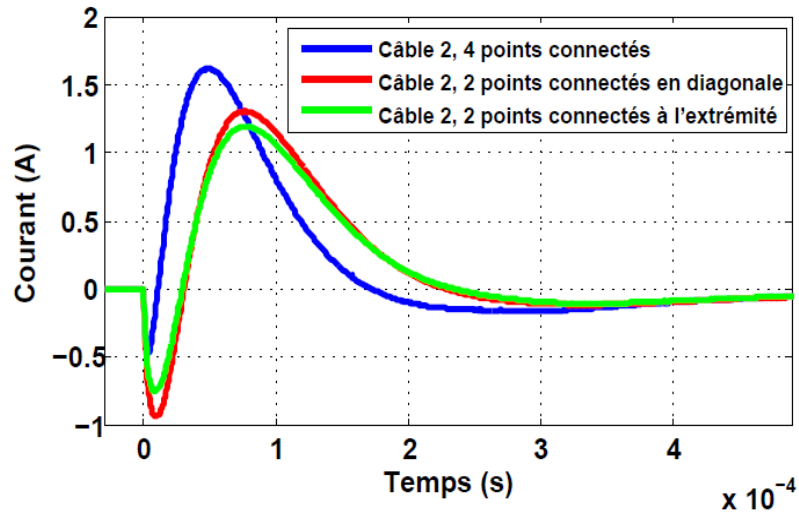


Figure 3. 65 : courant dans le câble 2

Nous avons évoqué quelques exemples dans lesquels nous montrons les effets des connexions sur les évolutions dans la certification de l'avion dont les analyses doivent être menées avec beaucoup de vigilance.

#### **I.7.4. Conclusion**

La seconde campagne de mesures, en temporel, réalisée à l'ONERA a donné lieu à des modélisations chaînant les logiciels InCa3D pour obtenir un schéma électrique équivalent et Portunus pour simuler les formes d'ondes temporelles. Les résultats présentés dans cette partie montrent la pertinence du processus de modélisation proposé qui permet d'obtenir des ordres de grandeur très proches des expérimentations et beaucoup plus rapidement que les méthodes traditionnellement utilisées en avionique (FDTD par exemple). Là encore ceci laisse entrevoir de nombreux bénéfices lors des premières phases de dimensionnement des dispositifs.

Une modélisation type InCa3D permet un maillage automatisé de tout type de structure et est donc une solution plus générale. Les temps de calculs sont en conséquence plus importants car le nombre d'inconnues croît mais des méthodes de résolution type FMM permettront d'améliorer cet aspect.

Le zonage d'un aéronaf est une étape importante dans la démonstration de la tenue aux effets indirects de la foudre. En effet, l'objectif du modèle numérique vise à aider les avionneurs tout au long du processus de certification de l'avion composite contre la foudre, en considérant un câblage très fidèle à la réalité de l'avion. L'influence des variations d'impédance est bien plus conséquente non seulement sur les allures des formes d'onde du courant mais aussi sur sa valeur crête. De plus, la connexion de la structure implique des modifications sur le cheminement du courant et des changements majeurs sur la forme d'onde des courants. Donc, suite aux simulations, l'avionneur peut connaître les zones le plus contraintes et anticiper plusieurs solutions possibles.



## Conclusions générales et Perspectives

Le premier chapitre du mémoire présente le contexte dans lequel se situent ces travaux. Les phénomènes physiques et surtout électromagnétiques se rapportant à la foudre sont tout d'abord détaillés. Ainsi, l'utilisation des matériaux composites représente une alternative très intéressante pour les avions du futur, car ils permettent une réduction importante des coûts en opération, et ils sont très résistants du point de vue mécanique. Mais, l'introduction des matériaux composites modifie l'environnement électromagnétique à l'intérieur de l'avion. Le positionnement de l'étude dans le contexte industriel introduit les principaux besoins identifiés et justifie l'intérêt de développer un outil numérique spécifique. Durant tout le processus de conception d'un nouvel avion, de la phase de choix de design aux essais de certification foudre, l'approche numérique démontre tout son potentiel.

Le deuxième chapitre de ce manuscrit rappelle l'essentiel des méthodes possibles pour la simulation des effets indirects de la foudre. La prédominance de la FDTD (différences finies dans le domaine temporel) apparaît surtout comme historique, mais elle semble mal adaptée au traitement d'un phénomène aussi basse fréquence que la foudre (en particulier les ondes normalisés à fort contenu énergétique, type A ou D, dont le spectre s'étend typiquement de 0 à quelques MHz). A partir du moment où la propagation peut être négligée (approche quasi-statique), d'autres méthodes apparaissent plus prometteuses, et en particulier les méthodes de type PEEC (éléments partiels de circuit électrique). Nous avons démontré que le problème traité est un problème basse fréquence avec un fort caractère inductif, dans lequel les interactions proches mais aussi lointaines entre les conducteurs doivent être prises en compte. Par conséquent, la famille des méthodes de modélisation la plus appropriée est celle des méthodes intégrales, parmi lesquelles nous avons choisi la méthode PEEC.

Les deux cas tests présentés dans le troisième chapitre du mémoire ont été choisis lors de l'élaboration de la proposition de travaux PREFACE. Il s'agit d'un caisson composite de forme pratiquement cubique, pouvant représenter un tronçon de fuselage par exemple. De nombreuses mesures de circulation des courants lors de l'injection d'une onde type foudre ont été réalisées dans les laboratoires d'EADS-IW, et de l'ONERA. Des simulations ont été systématiquement entreprises pour reproduire ces essais, avec un succès réel, tant du point de vue qualitatif (on retrouve bien les formes des ondes de courants) que quantitatif (ordre de grandeurs respectés).

Les méthodes retenues pour ces simulations sont la méthode PEEC, couplée à un code circuit (Portunus) pour l'aspect temporel dans le cas du caisson.

Le fait d'utiliser un simulateur de recherche développé au laboratoire offre la possibilité de créer un ensemble d'outils adapté à nos besoins. En plus, la disparité des résultats de mesure entre deux campagnes justifie la nécessité de l'étude paramétrique. Ainsi, nous avons montré que les réseaux électriques doivent être conçus et optimisés dans leur environnement électrique, car les connexions électriques avec la structure modifient l'impédance totale du circuit. Ainsi, une analyse de sensibilité sur de nombreux paramètres permettrait en effet d'évaluer les risques éventuels et de dimensionner les protections en conséquence, et donc de guider le concepteur dans ses choix pour améliorer le dispositif à moindres coûts. Nous avons montré aussi l'importance de l'utilisation du logiciel InCa3D pour le routage des câbles qui permet d'identifier les zones qui subissent de plus importantes contraintes en courant afin d'envisager les futures solutions, en prenant en compte les liaisons entre les équipements et la détermination des impédances du câblage.

La méthode PEEC est apparue comme la plus pertinente du point de vue de la prise en compte de la physique des phénomènes mis en jeu, et aussi la plus rapide, avec des temps de calcul qui restent extrêmement limités (et qui sont améliorables par l'implantation de nouveaux algorithmes), comme il se doit sur des sous-systèmes simples, ce qui permet d'envisager sereinement le traitement d'un système beaucoup plus complexe.

Pour conclure ce débat nous proposons sur la Figure C. 1 un classement qualitatif des méthodes selon leur pertinence pour la modélisation de la foudre et leur maturité (c'est-à-dire l'existence de codes industriels bien implantés, méthodes largement éprouvées dans différents domaines etc.).

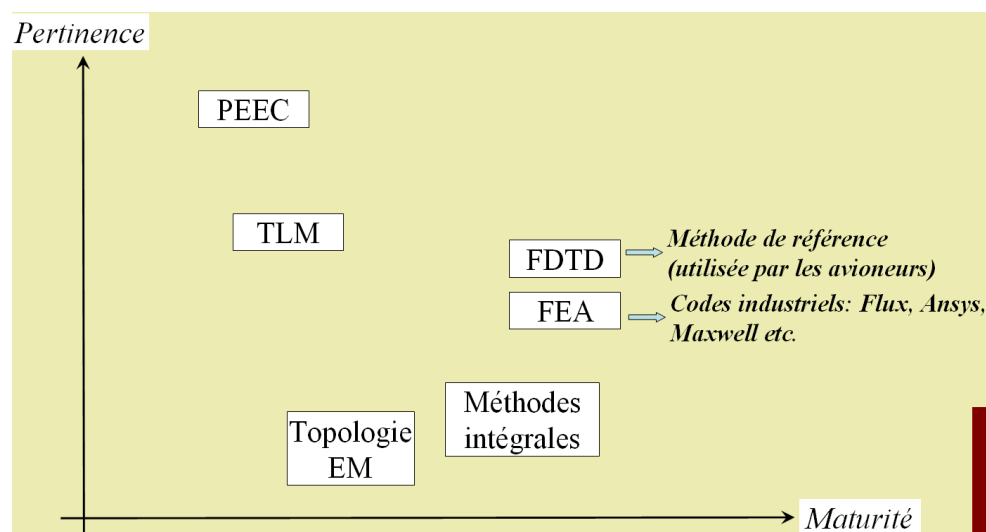




Figure C. 1 : Pertinence et maturité des méthodes numériques pour la modélisation de la foudre avant  
PREFACE

La méthode PEEC qui nous semble la plus pertinente n'a pas la maturité de la méthode FDTD mais a progressé avec PREFACE grâce aux développements réalisés depuis 3 ans. Notons enfin que du point de vue du temps de calcul, l'implantation des algorithmes FMM (Fast Multipole Matrix) devrait permettre un gain très important et rendre la méthode plus mature, plus industrialisable. La Figure C. 2 propose une illustration de ces temps de calcul avec une palette de couleurs allant du vert (temps courts, favorables), au rouge (temps de calcul rédhibitoires).

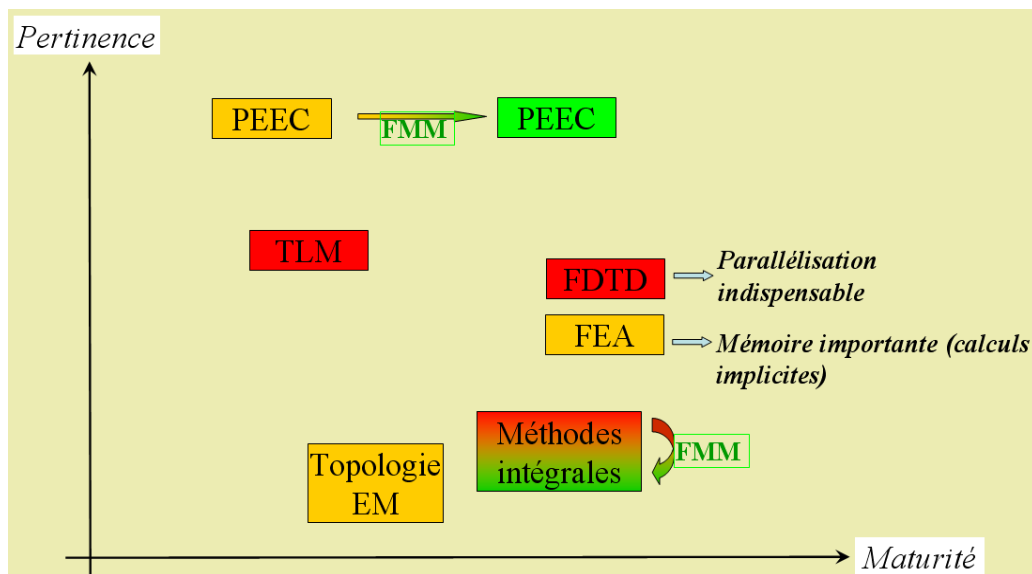


Figure C. 2: Aspect temps de calcul (rouge: défavorable, vert: favorable)

Au sein de cette dernière partie du manuscrit consacrée aux perspectives pour les futurs travaux, nous pouvons dresser un certain nombre d'axes à étudier.

La grande diversité de câblage dans l'aéronef et leurs jonctions rend les modélisations très délicates. Donc il s'avère nécessaire d'élaborer une méthode de simplification. Ainsi, employer des méthodes de routage des câbles et de processus d'optimisation associés.

Les schémas issus de la synthèse de circuit possèdent un grand nombre d'éléments dans le cas où l'on a un nombre important de ports d'entrée/sortie malgré la réduction appliquée en seconde phase. Il serait nécessaire de réfléchir à une technique pour réduire encore ce nombre. Par ailleurs, travailler sur la réduction de modèle permettrait de générer un modèle indépendant de la fréquence, plus séduisant dans une utilisation temporelle du modèle.



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] « Connaissance des aéronefs », Brevet d'Initiation Aéronautique », [http://www2.ac-lille.fr/crias/BIA/Cours\\_BIA/Connaissance\\_aeronefs-V4P.pdf](http://www2.ac-lille.fr/crias/BIA/Cours_BIA/Connaissance_aeronefs-V4P.pdf)
- [2] Olivier Langlois, « Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique » ; Thèse de doctorat, 22 Juin 2006, INP de Toulouse
- [3] H. Zhang, C. Saudemont, B. Robyns, M. Petit : "Comparison of Technical Features between a More Electric Aircraft and a Hybrid Electric Vehicle", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 3-5 Septembre, 2008, Harbin, China
- [4] Gérôme Genoulaz, «Contribution a l'étude du rayonnement des câbles soumis aux signaux de l'électronique de puissance dans un environnement aéronautique », Thèse de Doctorat, 30 Octobre 2008, Université des Sciences et Technologie de Lille
- [5] F. Barruel, «Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d'avion », Thèse de doctorat, 20 Juillet 2005, Université Joseph Fourier
- [6] Arnold Dulac Gabriel, « En quoi l'évolution des formes et des matériaux est elle déterminante dans l'aviation moderne? », Travaux Personnels Encadrés Ecole Bilingue de Boston Année 2004-2005
- [7] <http://www.volez.net/aerodynamique-technique/organes-avionleger/sollicitations.html>
- [8] « Du métal au composite», Information des professionnels de l'industrie – N 1-janvier 2007
- [9] « ALUMINIUM ET ALLIAGES D'ALUMINIUM », <http://www.educreuse23.ac-limoges.fr/loewy/aa/voisin/ALUMINIUM.pdf>
- [10] Les alliages et Matériaux Composites utilisés dans l'aéronautique <http://aeronautiques2.free.fr/Alliages.php>
- [11] <http://cla.vidal.free.fr/alumi.htm>
- [12] Inquiétude sur les nouveaux avions en composite <http://www.1001crash.com/index-page-composite-lg-1.html>
- [13] F. Laurin, ONERA, « Introduction générale sur les matériaux composite »

- [14] Jocelyn Gaudin, Michel Mahé, Stéphane Grihon, Olivier Le-Roux, « Design Optimisation of Composite Structure – Airbus Challenge in MAXIMUS »
- [15] Claude Gary, « La foudre : des mythologies antiques à la recherche moderne, Edition Masson », 1994
- [16] G. Berger, A. Hermant, A-S.Labbe, « Observations of natural lightning in france », 23 International Conference on lightning Protection, Firenze (Italy), Sept. 23-27, 1996
- [17] Philippe Lalonde, « Etude des conditions de foudroiement d'une structure au sol », Thèse de doctorat de l'université de Paris-sud 1996
- [18] F. A. Fisher, J. A Plumer, R.A.Perala, « Lightning protection of aircraft », Lightning Technologie Inc. 1990
- [19] R. A. Perala, « The physics of zoning, 17 International Aerospace and Ground », Conference on lightning and static Electricity, Williamsburg, Virginia, USA, Septembre 1995
- [20] Rousseau, C. Gary, G. Berger, « Foudre et protection des bâtiments », Techniques de l'ingénieur, C3307
- [21] « Lightning qualification test techniques for aerospace vehicles and hardware », Mil-std-1757A, 20 July 1983
- [22] Protection of airplane fuel systems against fuel vapor ignition due to lightning, FAA AC 2053A, Fedral aviation administration, Washington, D.C. 12 April 1985
- [23] System design and analysis, FAA AC 2053A, Fedral aviation administration, Washington, D.C., June 1988
- [24] Norme RTCA/DO-160E Section 22, "Environmental conditions and test procedures for airborne equipment – Lightning induced transient susceptibility", Dec. 2004.
- [25] S. A. Baldacim, N. Cristofani, J.L.F. Junior, e J.R. Lautenschlager, “Lightning effects in aircraft of the composite material”, 17° CBECIMat - Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais, 15 a 19 de Novembro de 2006, Foz do Iguaçu, PR, Brasil.
- [26] Frédéric Lago, « Modélisation de l'interaction entre un arc électrique et une surface : application au foudroiement d'un aéronef », Université de Toulouse II, Centre de physique de plasmas, Soutenu le 26 Mars 2004.
- [27] VU Anh Thang, « Endommagement de stratifiés aéronautiques à fibres de carbone et matrice polymère soumis à des chargements monotones ou cycliques à plusieurs

températures. Essais et modélisation », Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et D'aérotechnique, Ecole Doctorale : Sciences pour l'Ingénieur & Aéronautique, Soutenue le 06 Juillet 2009.

- [28] Article « FlightInternational », <http://www.flightglobal.com/news/articles/paris-air-show-a350-xwb-ready-to-rock-327500/>
- [29] Braden, Stephen M. (Everett, WA, US), Doherty, Michael J. (Seattle, WA, US), Scott, Stephen M. (Arlington, WA, US), Brevet Nr. 20100127564 "Current Return, Network", Mai 2010, USA : <http://www.freepatentsonline.com/y2010/0127564.html>
- [30] Lightning Indirect Effects Certification of a transport Aircraft by numerical Simulation, IEEE Transactions on Electromagnetics Compatibility, VOL. 50, NO. 3, August 2008.
- [31] F.D. Martzloff et F.A. Fisher, « Transient control level philosophy and implementation : I - the reasoning behind the philosophy », Second EMC Symposium, Montreux, June 1977.
- [32] F.A. Fisher and F.D. Martzloff : Transient control level philosophy and implementation : II - technics and equipment for making TCL tests. Second EMC Symposium, Montreux, June 1977.
- [33] SAE : Aerospace recommended practice ARP 5412a - aircraft lightning environment and related test waveforms. Society of Automotive Engineers, Inc., February 2005.
- [34] F. ISSAC et V. GOBIN, « Méthode de mesure de l'impédance de surface de matériaux composites conducteurs », ASTELAB, Paris (France), 16-18 juin 1992.
- [35] V. Gobin, « Diffraction par des ouvertures et par des objets tridimensionnels. Application à la mesure des impédances de surface des matériaux bon conducteurs ». Thèse de l'université des sciences de LILLE, soutenue le 3 juillet 1989.
- [36] J. E. Briges, « An Update on the Circuit Approach to calculate Shielding Effectiveness ». IEEE Vol. 30 NO.3, August 1988.
- [37] G. Andrieu, J. panh, A. Reineix C. Girard, P. Pelissou « Détermination du Modèle Electrique Equivalent D'un Panneau Composite », Laboratoire XLIM, 7- 9-2010, Avril Limoges, France
- [38] P. M. Mckenna, T. H. Rudolph, R. A. Perala, « A Time Domain representation of surface And Transfert Impedances Useful For Analysis of Adavanced Composite Aircraft », Electro Magnetic Applications, Inc. P. O. Box 26263 Denver, Colorado, 80226 (303) 989-2744

- [39] Mathieu GRESIL, Patrick PARNEIX, Jean Louis BOULAY, Francois ISSAC, Dominique PLACKO, « Efficacité de Blindage Par l'Insertion d'un Ecran Metallisé dans des Matériaux Composites Verre et Carbone », CEM 2008 Paris.
- [40] P.N. Gineste, F. Flourens, W. Tauber « Investigation of lightning Indirect Effects on a Full Carbon Fiber Composite Mock-up », EADS IW, Airbus, CEAT, DORN, ERICSSON SAAB, BAE, Eurocopter, ICOLSE 2001-01-2903.
- [41] L F. Nunes de Souza, H. Librantz, J. Amorim and G. Adabo « Analyse of direct effects of lightning on composite structures of aircraft ». IX International Symposium on Lightning Protection, 26th-30th November 2007 – Foz do Iguacu, Brazil
- [42] F.A. Fisher and J.A Plumer « Lightning protection of aircraft», Lightning technologies, Inc 1990, University Hannover.
- [43] J. Heeter, « A Comparaison of the Pulse and Swept-Frequency Transfer Function Lightning Test Responses on an Airplane with Composite Structure ». ICOLOSE 2001-01-2928
- [44] J. Nachamkin, J. Brignante Boeing « Indirect Lightning Prediction Codes ». ICOLOSE 2001-01-2893.
- [45] Emmanuel Perrin, Christophe Guiffaut, « Using Transfer Function Calculation and Extrapolation to Improve the Efficiency of the Finite-Difference Time-Domain Methode at low Frequencies », Member, IEEE, Alain Reinix, Member, IEEE, and Fabrice Tristant.
- [46] L. Femando Nunes de Souza Embraer « Modeling of direct effects of lightning on composite structures of aircraft», IX International Symposium on Lightning Protection, 26-30 Novembre – Foz do Iguacu - Brazil
- [47] V. Gobin, X. Ferrieres, J. Grando, B. Michielsen, "Analyse critique des outils numérique pour la CEM", ONERA 8, rue des Vertugadins 92190 MEUDON
- [48] Anca-Lucia GOLEANU, «Optimisation des réseaux quasi-équipotentiels dans un environnement aéronautique composite», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Thèse soutenue publiquement le 9 Mars 2012.
- [49] « Simulation des effets indirects de la foudre sur les aéronefs – mesures et calculs de deux cas tests », Rédigé par ONERA, EUROCOPTER, G2ELAB, Centre Midi-pyrénées, 2 avenue E. Belin, 31055 Toulouse, L.4.1, N WP : WP4.1
- [50] M Apra, M. D'Amore, M. Sarto, V. Volpi, "Lightning Indirect Effects Certification of a Transport Aircraft by Numerical Simulation", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 50(3), pp.513, 2008.

- [51] E. Perrin, C. Guiffaut, A. Reineix, 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*, 52(1), pp. 173, 2010.
- [52] T. He, B. D. Sherman, B. Nozari, T. Rudolph, "Time Domain Finite Difference Validation for Transport Aircraft Lightning Induced Effect Studies", 1995 *IEEE International Symposium on ElectroMagnetic Compatibility*, pp.359-364, 1995.
- [53] R.A.Dalke, "A numerical method for the analysis of coupling to thin wire structures" *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1998, Proceedings, pages:55-61
- [54] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14 No 3:302–307, 1966.
- [55] J.C. Nedelec, "Notions sur les techniques d'éléments finis, Mathématiques et Applications", Ellipses, Paris (1992)
- [56] C. Guérin, G. Meunier, "3-D magnetic scalar potential finite element formulation for conducting shells coupled with an external circuit", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no 2, 2012.
- [57] S. Pernet, "Etude de méthodes d'ordre élevé pour résoudre les équations de Maxwell dans le domaine temporel. Application à la détection et à la compatibilité électromagnétique". Thèse de Doctotat de l'Université de Paris Dauphine – Paris IX, novembre 2004
- [58] C. Guérin, "Détermination des pertes par courants de Foucault dans les cuves de transformateurs. Modélisation de régions minces et prise en compte de la saturation des matériaux magnétiques en régime harmonique", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Thèse soutenue publiquement le 29 septembre 1994
- [59] J. Jin, "The Finite Element Method in Electromagnetics", J. Wiley & Sons, New York, 1993, 464 pp.; 2002-753
- [60] G. Cohen, "Higher-order numerical methods for transient wave equation", Springer, 2001
- [61] Flux3D, CEDRAT, [www.cedrat.com](http://www.cedrat.com)

- [62] C. Guérin, G. Meunier, “3-D magnetic scalar potential finite element formulation for conducting shells coupled with an external circuit”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, 2012.
- [63] Albert E. Ruehli, “Equivalent circuit models for three dimensional multiconductor systems”, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT 22, nr.3, pages 216-221, March 1974
- [64] R. Ruddle, “Experimental validation of time-domain electromagnetic models for field coupling into the interior of a vehicle from a nearby broadband antenna”, *IEE Proc. Sci.Meas. Technol.*, Vol 151, Nà6, novembre 2004
- [65] E. CLAVEL, “Vers un poutil de conception de câblage : le logiciel INCA”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.
- [66] A.Jazzar, T.SNuguyen, B.Vincent, E.Clavel, J.M.Guichon, G.Meunier, E.Vialardi, "Modélisation électromagnétique des grands systèmes: l'apport des méthodes intégrale dans l'étude du foudroiement des avions", EF 2011, France
- [67] J. Roudet, E. Clavel, J-M Guichon, J-L Schanen, “Modélisation PEEC des connexions dans les convertisseurs de puissance”, *Techniques de l'ingénieur*, D3071, Mai 2004
- [68] M. Le Ny, “Calcul de champs électromagnétiques rayonnés dans les environnements logiciels InCa3D et Portunus,, Stage de fin d'études”, Cedrat, 2009.
- [69] InCa3D software, Cedrat, [www.cedrat.com](http://www.cedrat.com)
- [70] Portunus software, [www.adapted-solutions.com](http://www.adapted-solutions.com)
- [71] Trung Son Nguyen, “Réduction de modèles issus de la méthode PEEC pour la modélisation des réseaux de bord en aéronautique”, Thèse de doctorat, Université de Grenoble – Institut Polytechnique de Grenoble 2012.
- [72] V. Rokhlin, R. Coifman, S. Wandzura, “The Fast Multipole Method for Wave” Equation: a Pedestrian Prescription, *IEEE anten. and propag. mag.*, Vol 35, No 3, pp 7-12, juin 1993.
- [73] J. Carrier, L. Greengard, and V. Rokhlin, “A fast adaptive multipole algorithm for particle simulation”, *SIAM J. Sci. Statist. Comput.*, 1988.
- [74] C. Hoer, C.Love, “Exact inductance for rectangular conductors with applications to more complicated geometries”, *Journal of Research of national Bureau of Standards – C. Engineering and Instrumentation*, Vol. 69C, No.2, April-June 1965, pages 127-137



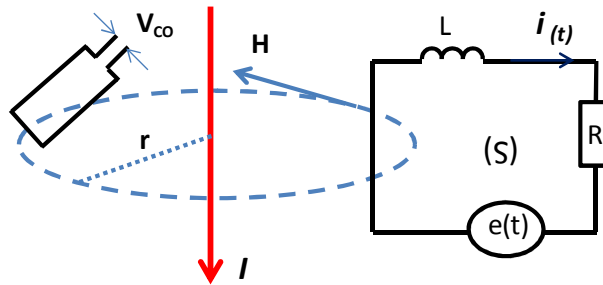
- [75] L. Greengard, V. Rokhlin, "The rapid evaluation of potential fields in three dimensions", Lecture Notes in Mathematics, 1360 (1998) Springer-Verlag, Berlin/New York.
- [76] K. Nabors, J. White, "Multipole-Accelerated Capacitance for 3-D Structures with Multiple Dielectrics", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 39, N°11, Nov. 1992.
- [77] James Roudet, Édith Clavel, Jean-Michel Guichon, Jean Luc Schanen, "Modélisation PEEC des connexions dans les convertisseurs de puissance", Techniques de l'Ingénieur, référence D 3 071
- [78] Albert E. Ruehli, "Inductance calculations in a complex integrated circuit environment. IBM Journal on R&D, September. 1972.
- [79] Albert E. Ruehli, "Equivalent circuit models for three dimensional multiconductor systems", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT 22, nr.3, pages 216-221, March 1974.
- [80] V. Ardon, J. Aimé, O. Chadebec, E. Clavel, J.- M. Guichon, E. Vialardi, "EMC Modeling of an Industrial Variable Speed Drive with an Adapted PEEC Method", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, N°8, Aug 2010.
- [81] Ali Jazzar, Ozge Oz, Gérard Meunier, Edith Clavel, «Simulation Foudre en aéronautique – Evaluation des méthodes EF et PEEC » NUMELEC 2012, Marseille, Juillet 2012
- [82] Filipa MARRECAS FERREIRA ALFARO CARDOSO, « Modélisation électromagnétique du câble d'alimentation de tapis de dégivrage d'aile d'avion. Analyse de différentes configurations géométriques », rapport de Master 1 -EEATS - Systèmes d'Énergie Électrique, ujf Grenoble.
- [83] Islem Yahi, « Modélisation des sources de rayonnement au sein d'un véhicule automobile avec prise en compte de la présence du plan masse », thèse de doctorat, Ecole doctorale SPMII, Université de Rouen, soutenu le 02 avril 2009.
- [84] T-S. NGUYEN, J-M. Guichon, O. Chadebec, G. Meunier "Equivalent Circuit Synthesis Method for Reduced Order Models of Large Scale Inductive PEEC Circuits", CEFC 2012, 11-13 novembre 2012, Oita, Japon.

## ANNEXE 1

### Couplage inductif

L'écoulement d'un courant électrique variable  $I(t)$  est la source d'un champ magnétique  $H$  qui, à une distance  $r$  de la source, vaut (loi d'Ampère) (Equation A. 1):

$$H = \frac{1}{2\pi r} \quad (\text{A/m}) \quad \text{Equation A. 1}$$



Lorsque ce champ coupe un circuit conducteur fermé il crée à ses bornes une tension induite  $e$  égale au taux de variation dans le temps du flux  $F$  du champ  $H$  à travers la surface du circuit  $S$  (loi de Faraday) (Equation A. 2) (Equation A. 3) :

$$e = -\frac{\mu S}{2\pi r} \frac{dI}{dt} \quad \text{Equation A. 2}$$

Avec  $\phi = \mu HS$ , ou  $\mu$  est la perméabilité magnétique du conducteur du circuit. Il vient donc :

$$e = -\frac{\mu S}{2\pi r} \frac{dI}{dt} \quad \text{Equation A. 3}$$

La tension induite dans le circuit dépend donc du courant perturbateur par l'intermédiaire de  $\frac{dI}{dt}$ . Comme nous avons dit que le courant de la foudre (Equation A. 4) a une évolution temporelle de la forme :

$$I(t) = I_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad \text{Equation A. 4}$$

Avec cette loi d'évaluation du courant source, l'équation de Faraday (Equation A. 5) permet de calculer la tension induite dans le circuit:

$$e(t) = -\frac{\mu I_0 S}{2\pi r} (\beta \exp(-\beta t) - \alpha \exp(-\alpha t)) \quad \text{Equation A. 5}$$

A son tour le circuit va véhiculer un courant  $i(t)$  sous l'effet de la tension induite  $e(t)$ . Si on assimile le conducteur à une composante selfique  $L$  en série avec une composante ohmique de résistance équivalente  $R$ , le courant induit  $i(t)$  (Equation A. 7) est celui créé par une source de tension  $e(t)$  aux bornes du circuit (Equation A. 6)(voir schéma plus haut) :

$$e(t) = -\frac{\mu I_0 S}{2\pi r} (\beta \exp(-\beta t) - \alpha \exp(-\alpha t)) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad \text{Equation A. 6}$$

$$i(t) = \frac{\mu I_0 S}{2\pi r} \left[ \left( \frac{\beta}{R - \beta L} - \frac{\alpha}{R - \alpha L} \right) \exp\left(-\frac{R}{L}t\right) + \frac{\alpha}{R - \alpha L} \exp(-\alpha t) - \frac{\beta}{R - \beta L} \exp(-\beta t) \right]$$

**Equation A. 7**

## ANNEXE 2

Conf7 : représente le cas du plancher métallique flottant au milieu du caisson.

Conf8 : représente le cas du plancher métallique connecté en 4 points avec le caisson.

Conf9 : représente le cas du plancher métallique connecté en 2 points en diagonale avec le caisson.

Conf10 : représente le cas du plancher métallique connecté en 2 points à l'extrémité avec le caisson.

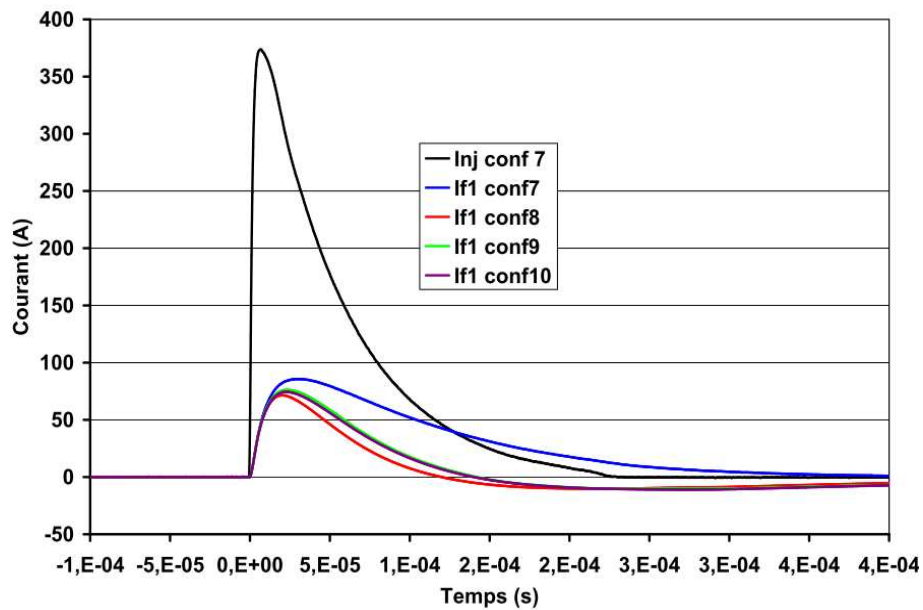


Figure A. 1 : Courant dans les câbles 1, 2 et 3, Conf7.

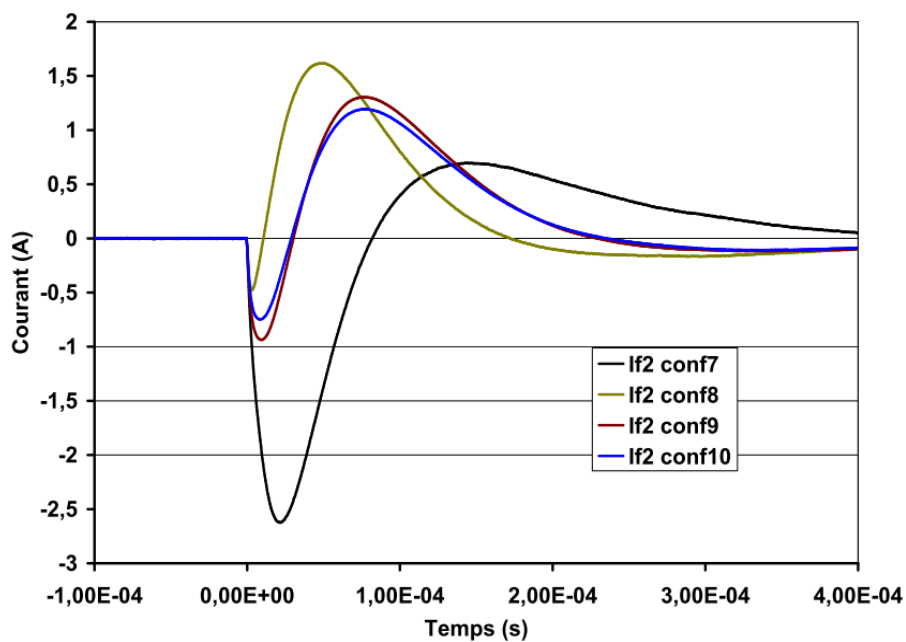


Figure A. 2 : Courant dans les câbles 2, Conf7, 8, 9 et 10

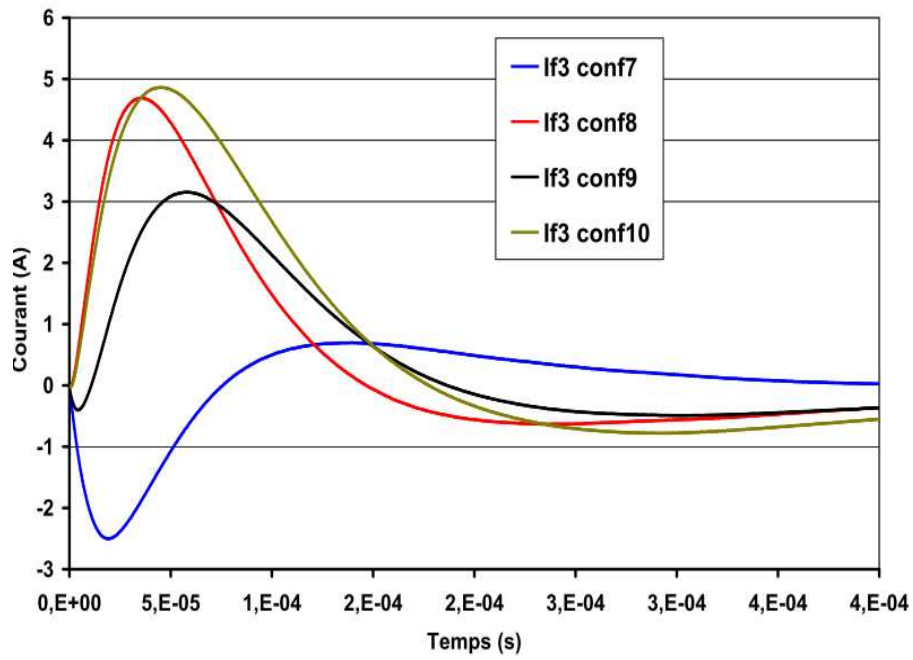


Figure A. 3 : Courant dans les câbles 3, Conf7, 8, 9 et 10.

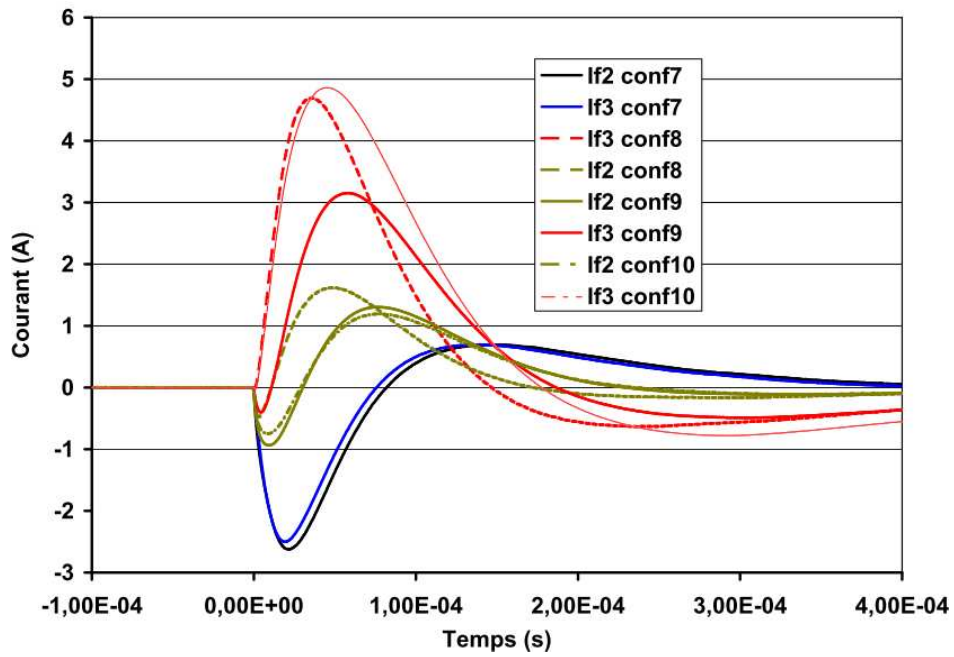


Figure A. 3 : Courant dans les câbles 2 et 3, Conf7, 8, 9 et 10.