

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE n° 521 – Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

FACULTE des Sciences et Techniques
XLIM - Département Ondes et Systèmes Associés

Année : 2012

Thèse N° 61-2012

Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : **Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes**

Présentée et soutenue par

Karamoko DIOMANDE

Le 18 décembre 2012

**Modélisation des essais BCI (*Bulk Current Injection*) pour l'aide à
la pré-qualification des équipements embarqués
dans la bande [10 kHz - 400 MHz]**

Thèse dirigée par Alain REINEIX

JURY :

Président :

Mr Thierry MONEDIERE

Professeur,

Université de Limoges, XLIM, Dépt. « O.S.A. », Limoges

Rapporteurs :

Mr Bernard DEMOULIN

Professeur Emérite

Université de Lille 1, TELICE – IEMN, Villeneuve d'Ascq

Mme Françoise PALADIAN

Professeur

Université Blaise Pascal II, LASMEA - MATELEC, Aubière

Examineurs :

Mr Jean-Louis BRAUT

Ingénieur

THALES Communications & Security, DIS, Gennevilliers

Mr Arnaud GUENA

Ingénieur

THALES Communications & Security, DIS, Gennevilliers

Mr Jean-Philippe PARMANTIER

Ingénieur

ONERA, DEMR, Toulouse

Mr Alain REINEIX

Directeur de Recherche C.N.R.S.

Université de Limoges, XLIM, Dépt. « O.S.A. », Limoges

Invités :

Mr Pascal RIAUBLANC

Ingénieur

THALES Communications & Security, DIS, Gennevilliers

Mr Jean-Louis VAGNEUR

Ingénieur

THALES Avionics, Meudon la Forêt

A mon père, à ma mère

A ma petite famille, à mon fils en particulier

A mes proches

Remerciements

Toutes mes pensées vont à mon père et à ma mère qui ont toujours cru en moi. Ca y'est votre fils a grandi, merci pour toutes les valeurs que vous avez su m'inculquer. Merci à mes frères, à nos compagnes et à mes ami(e)s qui m'ont soutenu durant toutes ces années

Ensuite, en quelques lignes, je passerai en revue une liste non exhaustive des personnes clés qui m'ont permis de m'épanouir intellectuellement et humainement à travers nos échanges et nos discussions durant les trois années de ma thèse de doctorat.

Ce travail laborieux de recherche a été réalisé principalement au sein de deux entités. La première, Thales Communications & Security en particulier le service DIS (Durcissement, Instrumentation, Sûreté des systèmes). La seconde entité, l'institut de recherche Xlim de Limoges.

Je remercie tout particulièrement les membres de l'équipe de Mr PARMANTIER de l'ONERA (Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales) avec lesquels j'ai collaboré sur le projet européen très enrichissant HIRF-SE (High Intensity Radiated Fields).

Au sein du service DIS (Durcissement Instrumentation et Sûreté des systèmes) de Thales Communications & Security, je tiens à remercier les acteurs principaux qui ont aidé à la mise en œuvre et au bon déroulement de cette thèse. Je veux citer J Pascal RIAUBLANC et Gérard LABAUNE, merci de m'avoir donné le temps et les moyens de travailler sur ma thèse.

Je remercie particulièrement Mr Alain REINEIX (directeur de recherche au laboratoire Xlim) qui m'a aiguillé tout au long de ces années. Ton aide, ta patience et tes conseils m'ont permis de réaliser des avancées majeures au cours de mon travail.

Mon responsable industriel Arnaud GUENA qui s'est réellement très impliqué durant ces trois années et avec qui j'ai beaucoup appris. Chapeau bas.

Le gestionnaire du portefeuille et pilote du projet Européen HIRF-SE, Jean-Louis BRAUT qui n'a pas hésité à mettre les moyens à ma disposition pour la bonne réalisation de ce travail de recherche et dont les conseils ont été très bénéfiques.

Jean-Luc PEYTRAL, merci pour ta disponibilité, ton aide précieuse et tes conseils pertinents, grâce à toi, j'ai pu obtenir des résultats sur des cas tests industriels qui n'étaient pas gagnés d'avance. Encore merci et garde ton sourire.

Je remercie spécialement François TORRES qui m'a accordé de son temps et ainsi permis de débloquent des éléments capitaux de mon sujet de recherche. Encore merci pour ta disponibilité.

Emmanuel PERRIN et Christophe GUIFFAUT, merci pour vos conseils avisés et pour le temps que vous avez bien voulu me consacrer. Je ne saurais oublier Mme Nadine AYMARD qui m'a apporté une aide précieuse dans toutes mes démarches.

Je remercie vivement Michael RIDEL, Solange BERTUOL, Isabelle JUNQUA pour l'aide fondamentale qu'ils ont su m'apporter chacun(e) à son niveau au cours de mes travaux de thèse.

Mes hommes de main, tapis dans l'ombre mais qui ont réalisé un travail formidable, Anatole RENARD et Guillaume DAMOUR, sans vous, nous n'aurions pas des outils qui marchent aussi bien. Vous savez de quoi je parle, vous avez galéré tout au long de leur développement. Merci pour le travail abattu.

Enfin, toutes celles et ceux qui, de près ou de loin, m'ont apporté une aide inestimable dans mes démarches d'analyse. Je pense à Marc VIGUIER, Patricia AUBRY, Gisèle SEGUIN, Mireille LOYOT, Elisabeth MAINGUY, Nolwenn GOUEDARD, Evlin YALCIN, Dominique HALLEY et toutes les personnes du service DIS que je n'ai pas citées.

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	1
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE	5
Introduction	5
I.1. L'environnement électromagnétique des aéronefs	5
I.1.1. Les sources de perturbations intentionnelles	6
a. Les Microondes de Fortes Puissance (MFP) [Kop 93] [Pro 99][Mar 92].....	6
a.1. Les radars : Source de perturbation haute intensité.....	6
a.2. Les armes à Micro-ondes Fortes Puissances [NEC 08] [MOR 07] [Wall 00]	8
b. L'Impulsion ElectroMagnétique d'origine Nucléaire [MOR 07] [BOU 98].....	8
I.1.2. Les sources environnementales : La foudre [LAI 10] [PER 10] [MOR 07].....	10
I.2. Analyse théorique des mécanismes de couplage	15
I.2.1. Les couplages entre les ondes et les structures : Le couplage Magnétique [CHA 06] [MAR 01]	17
I.2.2. Le Couplage Electrique	18
I.3. Les couplages ondes équipements.....	19
a. Les couplages par impédance commune [CHA 06] [MAR 01] [ROB 07]	19
b. Les couplages champs à fil [CHA 06] [MAR 01] [ROB 07].....	20
c. Les couplages capacitifs carte à châssis [CHA 06]	20
I.4. Les conséquences des couplages [NEC 08].....	21
I.5. Les éléments de protection [THA 00]	22
I.5.1. Les parafoudres [COM 00] [UTE 04] [APF 02]	22
a. Les éclateurs	23
b. Les varistances	23
c. La diode d'écrêtage et la diode Transil	24
d. Les autres types de protection	25
I.6. La qualification des équipements aéronautiques [EUR 01] [EUR 04]	25
I.6.1. La qualification dans le domaine rayonné.....	25
I.6.2. Les essais de qualification dans le domaine conduit : Les essais BCI.....	26
I.7. Les standards aéronautiques : ARINC 600 et liaisons [ARC 04]	29
I.8. Etude et description d'un équipement aéronautique	32
I.8.1. Analyse interne de l'équipement.....	33
a. Les cartes	33
I.8.2. Analyse externe de l'équipement	34
a. Le Boîtier de l'équipement et les reprises de potentiel [ARC 74]	34
b. Analyse des reprises de potentiel	35
c. Etude du connecteur ARINC.....	36
I.9. Conclusion et présentation des objectifs de l'étude	40
CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES.....	43
II.1. Caractérisation d'une interface d'équipement	44
II.1.1. Les impédances de mode commun, de réflexion et de mode différentiel	45
II.1.2. Caractérisation expérimentale de l'interface d'un équipement	46
a. Les impédances de réflexion et de mode différentiel.....	46
II.1.3. Définition d'un outil orienté métier de construction des matrices impédances	48
a. Spécification de la matrice impédance du connecteur	48
b. Les contraintes sur le choix d'un langage de programmation [AME 11] [SAL 12] 49	

II.2. Elaboration de l’outil d’aide à la pré-qualification des équipements : IMEA [IME 10]	50
II.2.1. Les équipements de type signal	52
II.2.2. Analyse d’un équipement de type puissance	54
II.2.3. Exemple d’application sur un cas test générique	55
II.3. La matrice multidimensionnelle au Format Amelet-HDF [AME 11]	58
II.4. Etude paramétrique des impédances de mode commun	59
II.4.1. Etude de l’effet du connecteur	60
II.4.2. Etude de l’effet des reprises de potentiel	61
II.5. Elaboration d’un modèle circuit dédié aux impédances d’équipements	62
II.5.1. Présentation de quelques méthodologies [PTC 10] [WEE 06] [GUS 99]	63
II.5.2. La méthode Gustavsen appliquée à une impédance de mode commun	65
II.6. Détermination des schémas circuits des impédances génériques [STE 99]	68
II.6.1. Cas des pôles réels	68
II.6.2. Cas des pôles complexes	70
II.7. Elaboration d’un modèle circuit appliqué aux impédances d’équipements	73
II.7.1. Mise en équation des impédances d’équipements	74
II.8. Validation du modèle sur des impédances génériques	75
II.9. Réalisation sur cartes d’impédances d’équipements à partir de la modélisation sous Pspice	79
Conclusion	83
CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS	85
III.1. Description de la complexité du câblage en aéronautique	86
III.1.1. Les configurations canoniques et leurs caractéristiques	86
a. Description des conducteurs blindés [DEG 90] [DEM 11] [SCH34]	87
III.3. Les torons et les harnais : définitions	91
III.4. Calcul des paramètres linéiques ou paramètres primaires	93
III.4.1. Les expressions analytiques usuelles	93
a. Paramètres linéiques des conducteurs blindés [PAR 10] [TES 97]	93
b. Paramètres linéiques des configurations sans blindage	94
III.4.2. LAMLIM, CRIPTE, la méthode des moments et les configurations complexes	97
III.4.3. CATG (Circuit Approach to estimate Thevenin Generators) [USG 12]	99
III.5. Modélisation des lignes multifilaires par l’approche modale	102
III.6. Modélisation par l’approche du conducteur équivalent [AND 06]	103
III.7. Prise en compte des pertes résistives dans les conducteurs	106
III.7.1. Calcul de la matrice résistance linéique	107
III.8. Résolution de la théorie des lignes multifilaires	109
III.8.1. Présentation des équations BLT dans le domaine fréquentiel [TES 07] [PAR 10]	109
III.8.2. Résolution de la méthode MTL par le formalisme des variables d’état [CLA 96]	111
III.8.3. Mise en place de l’approche symplectique pour une résolution rapide	114
a. Application sur une configuration de quatre conducteurs	116
III.9. Application sur un cas réel : description d’un toron représentatif d’une configuration réelle	118
III.10. Détermination expérimentale de l’impédance caractéristique du toron	119
III.11. Mise en évidence expérimentale des pertes dans le toron	121
III.12. Détermination des paramètres primaires du toron sous CRIPTE	124
Conclusion	127
CHAPITRE IV. LES ESSAIS BCI : DE LA MANIPULATION A LA MODELISATION	129

IV.1. Mise en place de l'expérimentation BCI sur quatre conducteurs: caractérisation du banc expérimental	130
IV.1.1. Caractérisation des pinces d'injection et de mesure	132
a. Le couple de pince FCC 10145X	133
b. Le couple de pince injection-mesure EATON 91242-1N et 9123-1N.....	134
IV.2. Résultats de l'expérimentation BCI sur quatre conducteurs.....	135
IV.3. Modélisation de l'injection BCI [POM 05] [ORL 03] [PIG] [GRA 05] [].....	139
IV.3.1. Modélisation de l'injection BCI par l'approche globale.....	141
IV.3.2. Modélisation par l'approche simplifiée : compactage des impédances terminales	143
a. Modèle équivalent associé aux paramètres électriques	143
IV.3.3. Modélisation par l'approche simplifiée : courant de mode commun.....	144
IV.4. Modèle de la pince d'injection FCC 101456	145
IV.5. Validation du modèle BCI avec prise en compte du modèle de la pince FCC 101456	150
IV.6. La manipulation BCI avec un équipement représentatif (EVR).....	151
IV.7. Caractérisation de la boîte de charge	155
IV.8. Association IMEA & CRIPTE dans une modélisation BCI.....	158
IV.9. Résultats de la modélisation de l'injection BCI sur la configuration réelle.....	159
IV.9.1. Approche de simplification du toron : Modélisation par la méthode du conducteur condensé	160
IV.10. Prise en compte des pertes dans la modélisation de $I_{mc}(f)$ sur le cas réel	161
Conclusion.....	165
CHAPITRE V. L'ASPECT STATISTIQUE DES ESSAIS BCI.....	167
V.1. Les Méthodes de l'analyse statistique	168
V.2. Les lois statistiques.....	168
V.3. La Collocation Stochastique [FOO 08] [NOB 08] [BON 09].....	170
V.4. Les polynômes de chaos [STEV 04] [CAM 47]	171
V.5. Méthode des plans d'expériences [GOU 06] [JIJ 03] [FAU 06] [TAR 08].....	172
V.5.1. Présentation	172
V.5.2. Les plans factoriels complets	173
V.5.3. Les plans factoriels fractionnaires.....	175
V.6. Analyse physique de la variabilité de $I_{mc}(f)$	179
V.7. La modélisation statistique des essais BCI.....	190
V.8. La modélisation des essais BCI par les plans d'expériences.....	192
V.9. L'analyse statistique appliquée à l'expérimentation d'injection sur 4 conducteurs...	196
V.10. Approche statistique sur un cas de 33 conducteurs	198
V.11. Analyse statistique de la modélisation BCI de la configuration réelle.....	200
Conclusion :	203
CONCLUSION GENERALE	205
Annexe 1	209
Annexe 2	213
Annexe 3	217
Annexe 4	219
Références bibliographiques	221

Introduction Générale

Les aéronefs sont soumis au cours de leur durée de vie à plusieurs types d'agressions électromagnétiques rayonnées. Nous constatons que face à l'utilisation des matériaux composites dans certaines parties de la structure externe des aéronefs dans le but de réduire la masse totale des aéronefs, la problématique de Compatibilité Electromagnétique (CEM) s'accroît considérablement. Nous en voulons pour preuve les coûts considérables engendrés par le développement et la certification du Dreamliner (Boeing 787) constitué pour moitié de matériaux composites.

La miniaturisation des équipements et le besoin pour les avionneurs et les équipementiers de fournir plus de services rend les équipements de plus en plus modulaires avec pour conséquence une forte intégration des cartes électroniques à l'intérieur des boîtiers.

Dès lors, la problématique de couplages inter-cartes s'accroît. Les interfaces des équipements présentent de ce fait des connecteurs complexes. Le besoin d'utiliser des connecteurs blindés se fait sentir. Les liaisons entre équipements se font via des harnais de longueurs considérables du fait des dimensions sans cesse croissantes des aéronefs ; l'Airbus A380 en est une illustration.

Face à cette complexité que représente l'intégration d'un équipement dans un aéronef, il est nécessaire d'appréhender les mécanismes de couplage entre les ondes et la structure des aéronefs d'une part. D'autre part, il est fondamental de quantifier les niveaux des perturbations induits par les couplages afin d'apprécier la tenue des équipements embarqués.

Nous comprenons que ces étapes doivent s'intégrer en amont de la conception des équipements voire de la conception des aéronefs. Pour ce faire, il convient de privilégier la modélisation à travers l'élaboration d'outils performants, orientés métier d'aide à la pré-qualification des équipements et capables de s'intégrer au sein d'une plate-forme électromagnétique de simulations et d'échanger des données avec d'autres outils. Tout ceci, a pour objectif de concourir à l'évaluation des niveaux de contraintes parvenant aux interfaces des équipements dans le cadre d'un scénario de certification des aéronefs dans la bande de fréquence [10 kHz-18 GHz].

Ce mémoire de recherche s'inscrit dans le cadre de la thèse CIFRE (Convention Industrielle de Formation par la Recherche) proposée par THALES Communications en partenariat avec

Introduction Générale

le CNRS (Centre National de la Recherche Scientifique) et le laboratoire Xlim de l'Université de Limoges. Le sujet de thèse se préoccupe de l'aide à la pré-qualification des équipements embarqués, soumis à des sources de champs forts et prend comme point d'appui la norme aéronautique DO160-E [EUR 04]. Deux bandes de fréquences y sont mises en œuvre. La première [10 kHz - 400 MHz] est dédiée à l'analyse des phénomènes conduits à travers la quantification des niveaux des courant et tension. La seconde bande fréquentielle [100 MHz- 18 GHz] s'intéresse à l'évaluation des niveaux de champs émis et reçus par les équipements. Dans le cas qui nous préoccupe, nous limitons notre étude exclusivement au domaine conduit [10 kHz - 400 MHz].

Plus précisément, cette thèse a pour objectif de réaliser des recherches à vocation industrielle qui ont pour objet l'analyse approfondie de l'effet des couplages électromagnétiques appliqués aux équipements.

Dans cette optique, il est souhaitable d'évaluer les niveaux de perturbations conduites à partir de la connaissance des paramètres électriques de l'équipement sous test.

Afin d'atteindre cet objectif, la première partie de ce sujet de thèse se concentre sur un état de l'art des paramètres technologiques qui permettent de définir les niveaux de perturbations susceptibles de parvenir aux interfaces des équipements embarqués. En conséquence cet état de l'art présente les sources majeures qui se couplent sur la structure externe de l'aéronef et celles qui se propagent à l'intérieur de celui-ci à travers la description des différents mécanismes de couplage. Dans cette partie, nous explicitons les conséquences de ces perturbations sur l'électronique embarquée de même que les protections mises en place pour s'en prémunir. Nous détaillons les essais normatifs basés sur la norme DO-160E spécialement concentrés sur les essais BCI (Bulk Current Injection) qui constituent l'un des éléments centraux de ce sujet de thèse. Puis, nous décrivons les éléments caractéristiques d'un équipement aéronautique embarqué en nous appuyant sur le cas particulier de l'équipement EVR (Enhanced VHF Radio) conçu par le groupe Thales ; la méthodologie décrite pouvant être extrapolée à tout équipement. Cette première analyse aboutit à la définition du tableau équipement et à l'introduction de la notion des matrices impédances attachées aux interfaces équipements.

Au chapitre II de ce document, nous présentons l'outil IMEA (Impedance Modelling of Equipements Accesses) réalisé durant ce travail de recherche. Cet outil s'appuie sur la gestion d'une base de données intrinsèque d'impédances d'équipements aéronautiques (calculateur embarqué et équipements de type petits signaux) mais aussi sur des impédances de familles

génériques représentatives d'une technologie. Cette base de données qui peut être enrichie par les utilisateurs est utilisée afin de construire de façon automatique des matrices impédances qui sont ensuite utilisées dans des modélisations de perturbations conduites. Nous détaillons aussi dans ce chapitre les principales théories permettant la modélisation des impédances des interfaces d'équipements et les limites de ces théories pour enfin expliciter à l'aide d'équations simples le processus de modélisation d'impédances génériques complexes. Une application de cette nouvelle analyse aboutit à la modélisation sous Pspice de ces impédances et à leur réalisation sur des PCB (Printed Circuit Board).

Ensuite, nous étudions au chapitre III les méthodes de détermination des paramètres primaires des conducteurs. Cette analyse par ordre de complexité croissante a pour objectif de comparer pour des cas simples (quatre conducteurs) les résultats donnés par des formules usuelles à celles fournies par la méthode de moments utilisée dans les codes de calcul comme LAMLIM (La Méthode des Lignes Multiconductrices) et CRIPTE (Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique). L'analyse des méthodes de condensation de conducteurs y est présentée. Cet ensemble structuré, nous permet dans un second temps d'élaborer un code de modélisation des perturbations conduites puis de réaliser une première validation de ce code par comparaison avec l'outil CRIPTE. Puis, nous le confrontons à la mesure réalisée lors d'une injection BCI sur une configuration de quatre conducteurs.

Le chapitre IV est dédié à la modélisation purement déterministe des essais BCI sur deux configurations. La première de quatre conducteurs pour laquelle les limites rencontrées par les différents modèles (global et condensation) nous amènent à modéliser finement la pince d'injection. La seconde modélisation concerne l'équipement EVR connecté à une boîte de charge dédiée. L'association de tous les modèles (impédance, conducteur, pince d'injection) permet de modéliser la première configuration jusqu'à 400 MHz et la seconde autour de 200 MHz.

L'analyse de la configuration réelle de toron met en évidence plusieurs incertitudes liées à la détermination des paramètres linéiques du fait de la géométrie et du nombre de conducteurs élémentaires dans le toron. Afin de prendre en compte ces incertitudes, le chapitre V est dévolu à l'analyse de la modélisation des essais BCI fondée sur une approche statistique. Une étude par les plans d'expériences préalable à cette analyse permet d'appréhender l'influence des facteurs sur les extrémums du courant de mode commun qui est l'observable dans notre cas.

Introduction Générale

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Introduction

Ce chapitre a pour objectifs de présenter d'une part les principales agressions électromagnétiques susceptibles d'induire des niveaux de contraintes pouvant entraîner des dysfonctionnements de l'électronique embarquée à bord des aéronefs. D'autre part, nous décrivons les mécanismes de couplages mis en jeu lors de l'agression d'un aéronef par une perturbation rayonnée. En effet, ces mécanismes de couplage induisent des perturbations susceptibles de se propager jusqu'aux équipements. Afin de se prémunir d'un dysfonctionnement de l'électronique embarquée, il est fondamental de qualifier les équipements avant leur intégration dans les aéronefs. Celle-ci s'appuie sur des normes aéronautiques, la connaissance des parasites, l'identification des chemins de propagation et leurs effets sur l'électronique.

I.1. L'environnement électromagnétique des aéronefs

Les aéronefs sont soumis tout au long de leur cycle de vie à différents types d'agressions électromagnétiques qui peuvent se classer en deux catégories : Les sources issues des équipements (intentionnelles ou non) et les sources environnementales. Les sources provenant d'équipements peuvent revêtir un double objectif :

- Celui de détecter les aéronefs afin d'assurer le trafic aérien ; c'est le rôle premier des radars. Les caractéristiques de ce type de sources sont connues, de ce fait, il est possible de mettre en place des solutions pour se prémunir de leurs effets.

- Dans le second cas, les sources de perturbations électromagnétiques peuvent servir à rendre inopérant ou détruire des équipements voire des systèmes électroniques. Il s'agit des armes intentionnelles ou encore armes à énergie dirigée.

La seconde catégorie de perturbations concerne les sources naturelles ou environnementales dont les caractéristiques sont quantifiables et dont il est plus aisé dans certains cas de protéger les équipements de leurs effets.

I.1.1. Les sources de perturbations intentionnelles

Nous ne passerons pas en revue toutes les menaces auxquelles sont soumis les aéronefs mais celles qui ont potentiellement le plus de conséquences sur l'électronique embarquée.

Toute perturbation électromagnétique est caractérisée par :

- son contenu fréquentiel : la source peut être basse ou haute fréquence (BF ou HF)
- le support de propagation : la perturbation est rayonnée ou conduite
- sa durée : la perturbation est transitoire ou permanente.

En fonction de la nature de la perturbation, son impact sur les circuits électroniques n'est pas identique et des solutions sont apportées lors de la phase de conception de l'équipement.

Deux types de perturbations sont à considérer : les perturbations transitoires, large bande (Foudre, IEMN) et les perturbations harmoniques (radar) bande étroite.

a. Les Microondes de Fortes Puissance (MFP) [Kop 93] [Pro 99][Mar 92]

Les microondes de fortes puissance est un terme générique décrivant les équipements à même d'émettre de fortes puissances dans la bande de fréquence [1-100] GHz. Ces sources peuvent être classées en deux catégories en fonction de la fréquence de répétition des signaux: Les menaces à haute fréquence de répétition, elles sont assimilées à des sources continues et sont caractérisées par la valeur moyenne de la puissance. Les menaces à faible fréquence de répétition identifiées par la valeur crête des signaux émis, c'est le cas des radars.

a.1. Les radars : Source de perturbation haute intensité

Les radars sont considérés comme des sources de perturbations de forte puissance dont la technologie se fonde sur des diagrammes de rayonnements très directifs obtenus via l'utilisation de réseaux d'antennes et dans certains cas, de réflecteurs. Les variations d'amplitudes de l'alimentation et les déphasages de chaque antenne du réseau permettent de faire pointer le lobe principal dans la direction souhaitée. On peut alors donner en condition de champ lointain, (distance à partir de laquelle le champ varie en $1/r$), l'expression du champ électrique moyen pour une onde radar (pulsée) à travers la relation (Equation I.1)

$$E_{moyen} = \frac{\sqrt{60.P.G}}{d} \text{ (Equation I.1)}$$

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Avec G : le gain de l'antenne ; P : la puissance d'alimentation de l'antenne ; d : la distance entre l'antenne et le récepteur

Les radars doivent couvrir de grandes distances, les atténuations en espace libre nécessitent donc l'émission des ondes à de fortes puissances (plusieurs Mégawatts).

Ils émettent des impulsions (Figure I.1) de durées généralement comprises entre 0,1 et 5 microsecondes avec une fréquence de répétition de l'ordre de quelques millisecondes. La fréquence de répétition correspond au temps d'écoute du Radar (temps de réception des échos). Les radars couvrent la bande de fréquence allant de 300 MHz à 30 GHz.

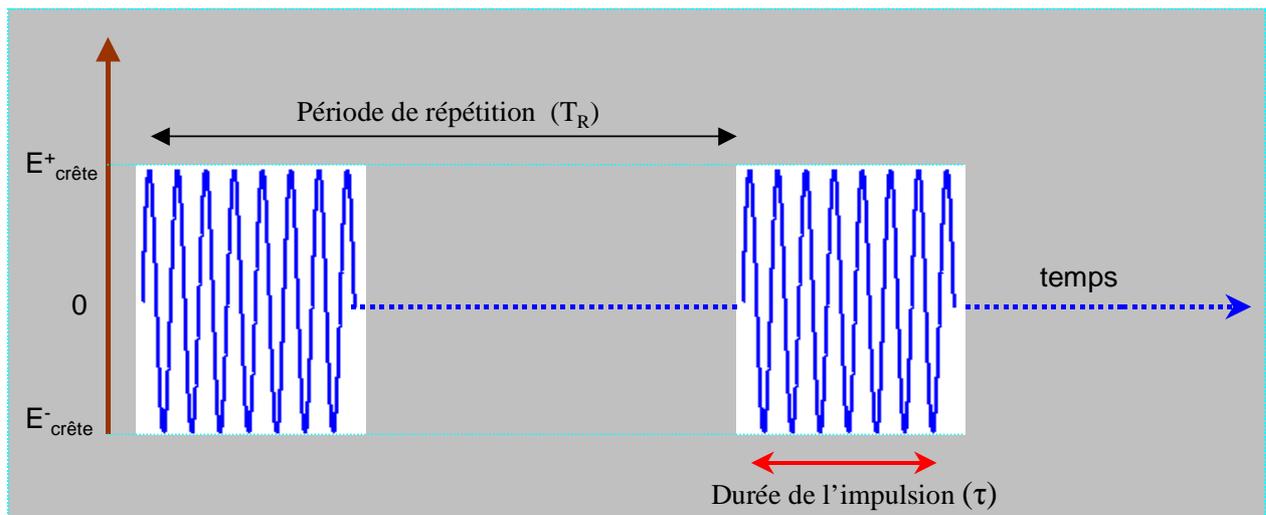


Figure I.1 : Allure générale d'une forme d'onde radar

Il est important de rappeler la relation (Equation I.2) qui lie la valeur moyenne du champ électrique (E_{moyen}) à sa valeur crête ($E_{\text{crête}}$) pour une onde radar.

$$E_{\text{Moyen}} = E_{\text{crête}} \sqrt{\tau / T_R} \quad (\text{Equation I.2})$$

τ : durée de l'impulsion ; T_R : période de répétition

Les radars civils induisent des champs et courants parasites qui imposent des contraintes aux aéronefs dans leur phase de décollage et d'atterrissage. Ces phases sont très critiques pour les aéronefs, les moteurs sont mis à contribution, augmentant ainsi les sources de perturbations électromagnétiques.

a.2. Les armes à Micro-ondes Fortes Puissances [NEC 08] [MOR 07] [Wall 00]

Les armes à micro-ondes fortes puissances (MFP) ont fait leur apparition dans les années 80 avec les avancées scientifiques dans le domaine des technologies pulsées (puissances atteintes de l'ordre du GW) et l'utilisation croissante de l'électronique dans les équipements militaires. Elles sont aujourd'hui un thème de recherche pour les armées du monde entier. En effet ces armes non létales peuvent permettre d'atteindre plusieurs cibles simultanément et ceci à la vitesse de la lumière constituant ainsi une arme de défense et d'attaque. Ces menaces couvrent des bandes de fréquence allant de la centaine de MHz à la bande Ku (**K**urz-**u**nten est défini dans la bande de fréquence [10,7 - 12,75] GHz.). On estime que des armes pouvant atteindre le Terahertz pourraient voir le jour aux vues des avancées de la recherche. Un exemple peut être donné avec les générateurs à compression d'impulsions. Cette arme dont le principe est présenté sur la (Figure I.2) est basée sur de fortes impulsions répétées avec une modulation d'amplitude dont les fréquences de répétition sont de l'ordre du kHz. Le rayon d'action de cette perturbation est de quelques km² pour des puissances mises en jeu 100 à 1000 fois supérieures à celle de l'IEMN.

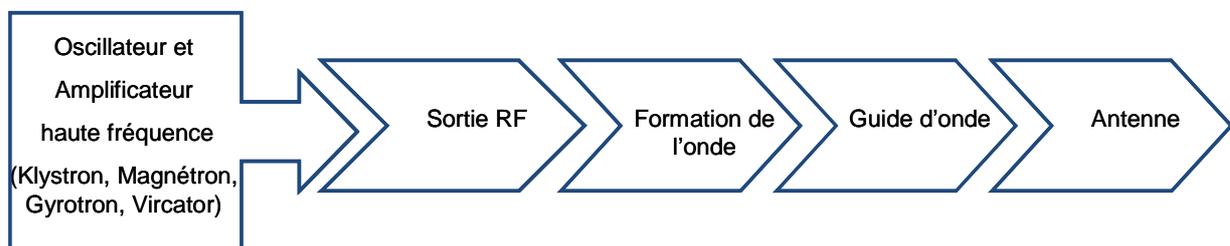


Figure I.2 : Présentation des étages d'une arme MFP

L'objectif est de générer des impulsions électromagnétiques avec des temps brefs et de très hautes intensités. De ce fait, la pénétration de ce champ par les ouvertures se fait plus facilement.

b. L'Impulsion ElectroMagnétique d'origine Nucléaire [MOR 07] [BOU 98]

L'impulsion électromagnétique nucléaire (IEMN) est une onde de très forte énergie produite dans la haute atmosphère (environ 100 km) par une explosion nucléaire. Deux technologies de conception sont mises en œuvre ; la fission d'atomes lourds ou la fusion des matériaux légers. La bombe génère une émission de rayons X et γ . L'absorption des rayons X dans l'air entraîne

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

une élévation considérable de la température. Il s'agit de l'effet thermique qui se traduit par une boule de feu dont le diamètre dépend de l'altitude de l'explosion. Cette boule de feu engendre une onde de choc dite atmosphérique due à la détente brutale des gaz chauds. Ce phénomène est connu sous le nom d'effet de souffle.

L'effet électromagnétique résultant de l'explosion est dû au déplacement des rayons γ et à leur absorption dans l'atmosphère entre 20 et 40 km d'altitude. Dans cette zone d'ionisation, l'énergie des rayons γ est partiellement transférée à un électron qui est arraché d'un atome ou d'une molécule d'air. Cet électron va à son tour créer des électrons dits secondaires par choc avec un autre atome ou une autre molécule ; c'est l'effet Compton. Ces interactions sont à la base du rayonnement électromagnétique observé.

Le potentiel destructeur de ce type d'arme dépend de l'altitude à laquelle se produit l'explosion. On distingue l'IEMN basse, moyenne et haute altitude (HA). L'IEMN-HA est la plus préjudiciable aux électroniques ; de plus son rayon d'action est plus grand que les deux premières citées. Les énergies mises en jeu sont de l'ordre du MeV (Méga électronvolts). Le contenu très basse fréquence du spectre de l'agression a pour conséquence d'induire des contraintes non négligeables sur les structures de grandes dimensions en ligne de vue de l'agression jusqu'aux câbles sous-marins.

En espace libre, le champ E utilisé pour le durcissement des équipements contre ce type de menace peut se mettre sous une forme (Equation I.3) :

$$E(t) = \frac{k.E_0 \cdot \exp[(a(t - t_s))]}{1 + \exp[(a + b)(t - t_s)]} \text{ (Equation I.3)}$$

a : temps de montée ; b : temps de descente ; t_s : temps de retard ; E_0 : amplitude du champ crête k : constante normalisée.

En attribuant à ces paramètres les valeurs respectives $5 \cdot 10^8$ Hz ; $2,3 \cdot 10^7$ Hz ; $1 \cdot 10^{-8}$ Hz et 50 kV.m⁻¹, on peut donner sur la Figure I.3 l'allure du champ électrique dans le domaine temporel.

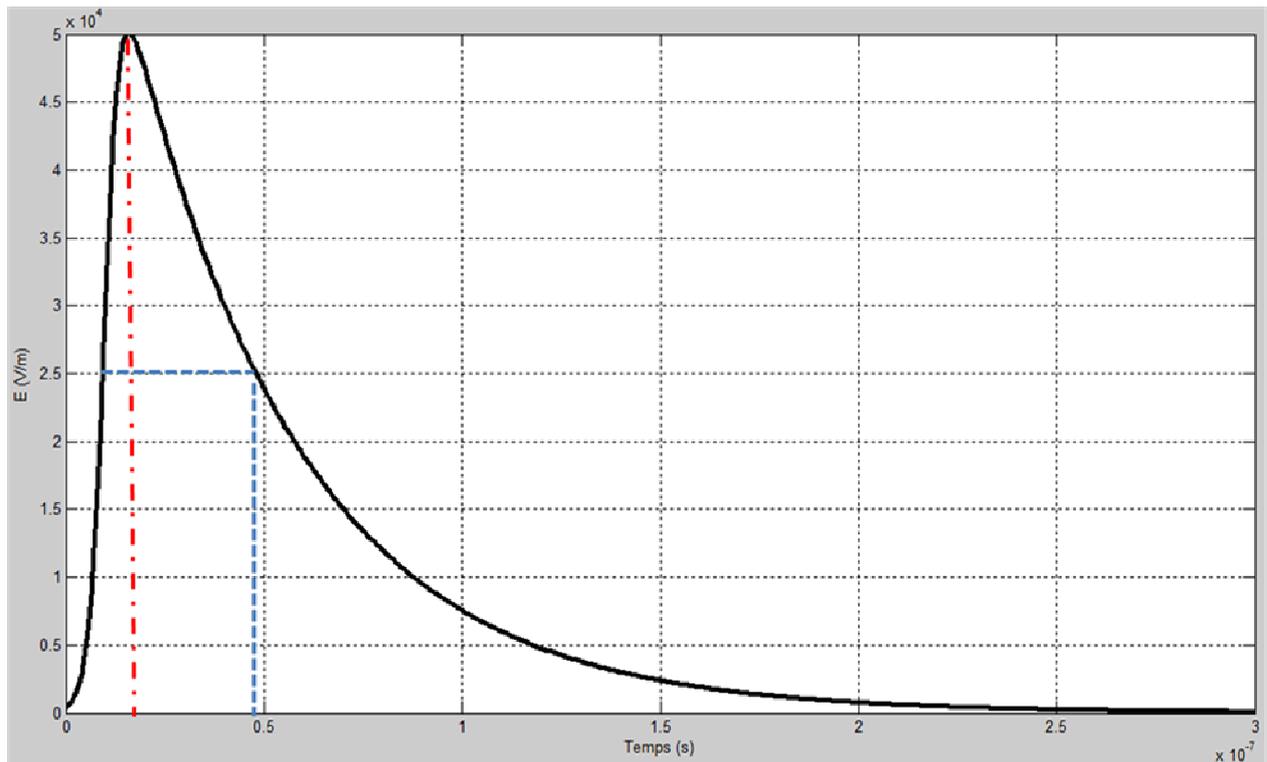


Figure I.3 : Forme d'onde temporelle de l'IEMN

A l'aide de la Figure I.3, on caractérise le temps de montée (temps entre 10 et 90% de la valeur maximale), de même que le temps à mi- hauteur de la forme d'onde.

A partir de la définition de l'impédance d'onde du vide (condition de champ lointain), il est alors possible de définir le champ magnétique associé à travers l' Equation I.4.

$$H(t) = \frac{E(t)}{120\pi} \text{ (Equation I. 4)}$$

Parmi les autres menaces, on peut citer les lasers. Des recherches en cours dans ce domaine, menées par l'armée américaine aboutiraient à l'élaboration de sources capables de détruire des cibles (missiles en vol) dans l'espace ou dans les hautes couches de l'atmosphère.

Dans ce qui précède, nous avons présenté une liste non exhaustive des menaces intentionnelles rencontrées par les véhicules aériens. A ces contraintes, on peut rajouter celles générées par l'environnement dans lequel baignent les aéronefs.

I.1.2. Les sources environnementales : La foudre [LAI 10] [PER 10] [MOR 07]

Les sources environnementales de perturbations sont nombreuses ; une liste détaillée de ces perturbations est présentée dans [MOR 07]. Cependant face aux niveaux de champs et de

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

contraintes parvenant aux électroniques, nous analysons principalement les caractéristiques de la foudre.

Le phénomène de foudroiement est initié par la séparation des charges à l'intérieur des cumulonimbus (amas de nuages) due à des mouvements thermiques à l'intérieur de ceux-ci. Il s'ensuit une accumulation de charges et une ionisation de l'air autour d'un ou plusieurs centres de charges dans les nuages. Lorsque ces centres de charges génèrent des champs électriques intenses, des arcs peuvent se déployer suivant trois cas de figure :

- Arcs entre régions de polarité au sein du même nuage. On parle de décharge électrique intra-nuage.
- Les décharges entre le sol et les nuages.
- Les arcs ou décharges entre nuages de polarité opposée.

En effet, comme le montre la [Figure I.4](#) les charges négatives apparaissent à la base du cumulonimbus augmentant ainsi le champ électrique entre le nuage et le sol.

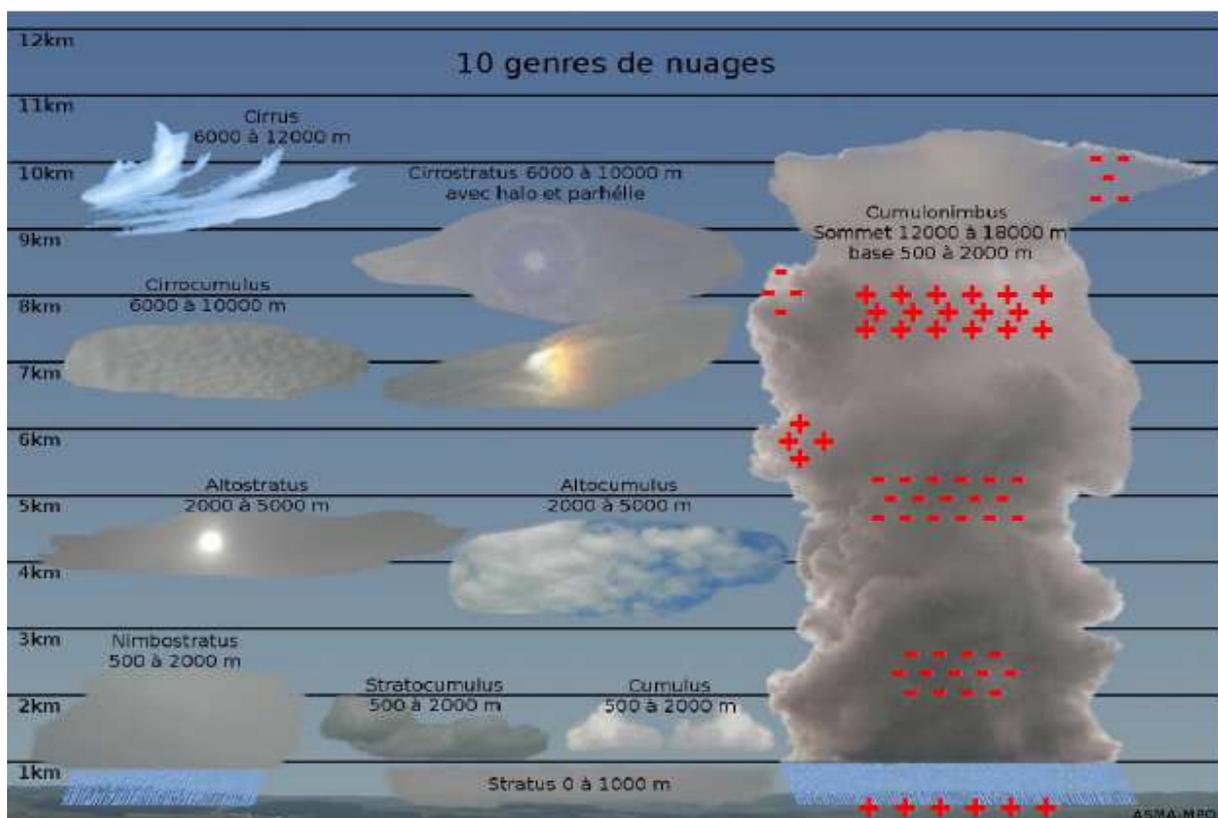


Figure I.4 : Schéma récapitulatif de la formation de la foudre [GER 10]

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Lorsque le champ électrique entre le bas du nuage et le sol devient suffisamment grand, des électrons sont arrachés des charges négatives et sont dirigés vers les zones positives. L'air se trouve alors ionisé autour du centre de charges négatives. Ainsi, il se produit une décharge électrique entre nuages de polarité opposée ou entre un nuage et le sol : c'est la foudre.

Lorsqu'un aéronef se trouve au contact de cette décharge (foudroiement direct) ou toute autre perturbation rayonnée comme illustré sur la [Figure I.5](#) plusieurs mécanismes de couplages sont mis en œuvre. Ces mécanismes convertissent la perturbation externe à l'aéronef en une perturbation interne via la fonction de transfert de l'aéronef [ADC 07].

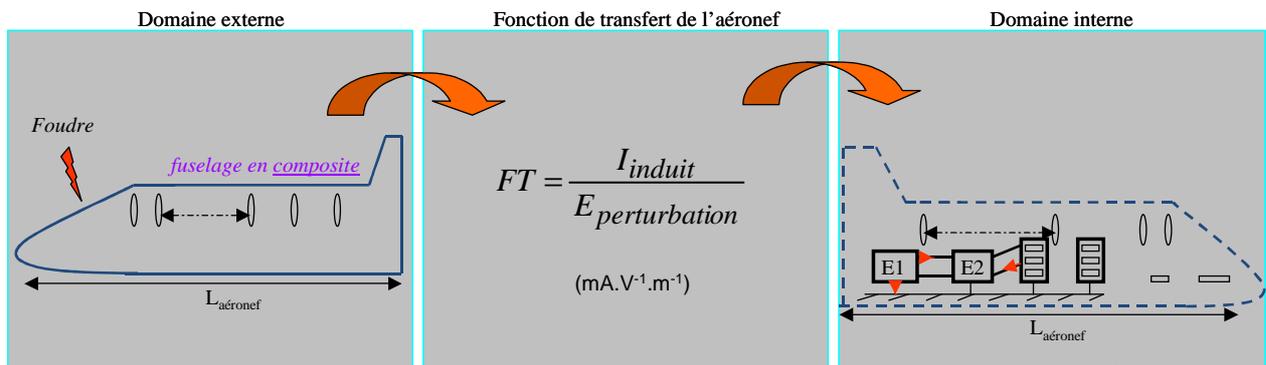


Figure I.5 : Scénario de perturbation d'un aéronef par une onde électromagnétique type foudre

L'environnement électromagnétique interne à l'aéronef devient le siège de l'induction de contraintes conduites véhiculées par les conducteurs et parvenant aux interfaces des équipements. Il devient alors fondamental de réaliser un " zoning " de l'aéronef afin d'assurer la tenue des équipements à ces contraintes. Nous décrivons le principe sur la [Figure I.6](#).

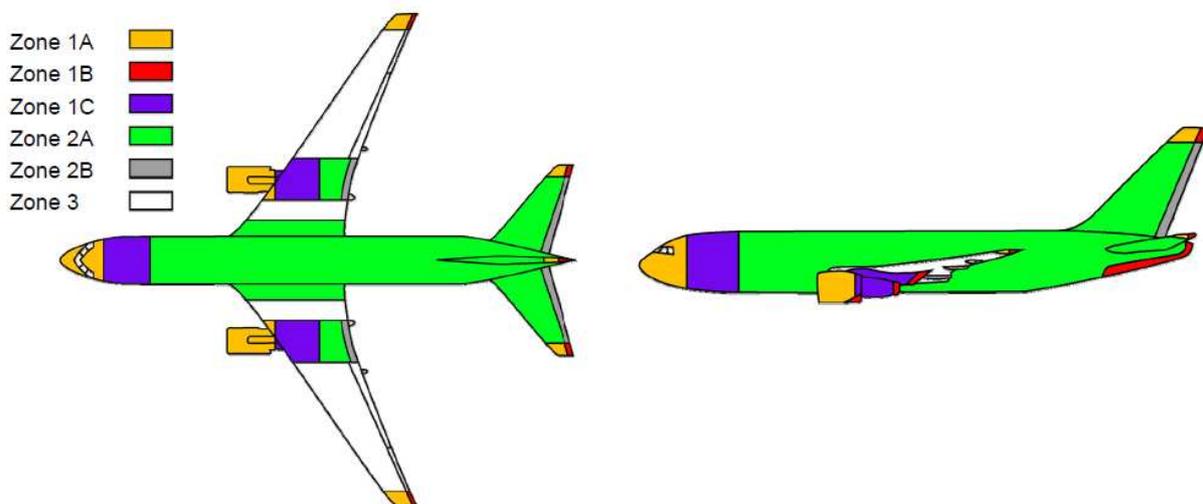


Figure I.6 : Zoning d'un aéronef soumis à une contrainte foudre

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Par définition, le "zoning" dont les caractéristiques sont résumées dans le Tableau I.1 consiste à associer des niveaux de risque de foudroiement à chacune des parties d'un aéronef. On identifie alors des régions où le courant induit reste accroché pendant le foudroiement donc susceptible de perturber les équipements. Ces zones sont situées aux extrémités des aéronefs et au niveau des dérives. On définit alors des formes types de courant en fonction de ces zones d'intégrations des équipements. Ces formes de courant permettent aussi de tester la résistance des matériaux (en particulier les composites) utilisés pour la conception de ces zones de l'aéronef.

Zoning	Caractéristiques
1A	Décharge en retour initiale
1B	Décharge en retour initiale avec un long maintien
1C	Zone de transition de la décharge en retour initiale
2A	Zone de décharge balayante
2B	Décharge balayante avec un long maintien
3	Zone de conduction de courant

Tableau I.1 : Caractéristiques du zoning des aéronefs

Nous comprenons alors que les équipements destinés à être installés dans les endroits dits critiques des aéronefs ont des contraintes de niveau de tenue plus élevées. Afin de résoudre cette problématique de tenue des équipements aux perturbations, il convient d'appréhender en amont de la phase d'intégration les conséquences potentielles d'une agression foudre sur les équipements. Pour ce faire, les effets de la foudre sont représentés par quatre formes d'ondes normatives A, B, C et D. Celles-ci permettent d'étudier sur une large bande de fréquence les effets d'un foudroiement direct sur l'aéronef à travers l'identification des conséquences fonctionnelles sur les équipements. La forme A, d'une amplitude maximale de 200 kA est la plus contraignante, elle a une durée inférieure à 500 μ s, une expression analytique (Equation I.5) issue de la norme MIL-STD-464 peut être donnée pour cette forme d'onde.

Les paramètres principaux du courant foudre sont :

- les amplitudes, les temps de montée et de durée du courant crête associés au premier arc (onde A) et aux arcs subséquents (ondes D). L'onde A correspondant à la première décharge de retour et l'onde D le courant de décharge secondaire. On compte jusqu'à 20 arcs subséquents pouvant être contenus dans un coup de foudre.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

- L'énergie spécifique ou courant intermédiaire et la charge écoulée (courant persistant) sont respectivement décrits par les ondes B et C.

La Figure I.7 décrit l'allure temporelle du courant pour une onde foudre normative [EUR 97]. Pour chaque onde est associée une forme d'onde bi exponentielle avec des valeurs (I_0 , a, b) triplet différentes. Un exemple peut être donné pour l'onde A : première décharge de retour pour le cas d'aéronef à basse altitude selon l'expression :

$$I(t) \approx I_0(e^{-at} - e^{-bt}) \quad (\text{Equation I.5})$$

avec : $I_0 \approx 218 \text{ kA}$; $a=11354 \text{ s}^{-1}$; $b=647265 \text{ s}^{-1}$; temps de montée : 245 ns ; temps à mi-hauteur : 4 μs . La relation entre le temps à mi-hauteur et le temps de montée est donnée par l'Equation I.6.

$$\frac{a}{b} \approx 0,3151 \left(\frac{t_{montee (10-90)}}{t_{1/2}} \right) \quad (\text{Equation I.6})$$

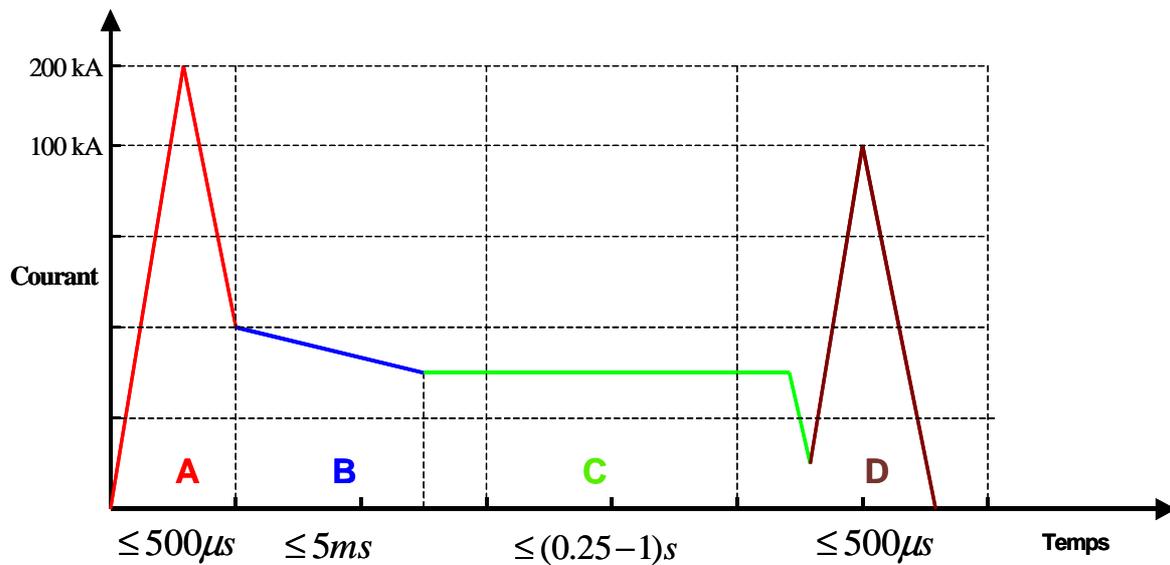


Figure I. 7 : Formes d'ondes normatives de la foudre [EUR 97].

Le Tableau I.2 résume les caractéristiques des agressions électromagnétiques précédemment évoquées. Nous rappelons que les sources de type sinusoïdal ont des caractéristiques bande étroite. Les signaux impulsionnels et ceux avec des temps de montés brefs ont des propriétés large bande.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Sources	Caractéristiques et grandeurs physiques	Effets
RADAR (large bande)	Puissance 1 à 2 MW Bande de fréquence 0.5 - 12 GHz Type impulsionnel	Fortes contraintes sur les aéronefs à proximité des radars Perturbation de l'électronique embarquée
FOUDRE (large bande)	Forme d'onde bi-exponentielle Courant (I) : 200 kA Temps de montée : < 500 µs Puissances centaine de GW Fort champ magnétique	Induit de forts courants susceptibles d'endommager les systèmes électroniques à travers le claquage des composants Effet thermique important capable de faire fondre les points de contact
IEMN (large bande)	Forme d'onde bi-exponentielle Energie jusqu'à 1,5 MeV répartie de 1 à 100 MHz environ dont le maximum est identifié entre 200 et 500 kHz Contenu spectral basse fréquence, grande expansion dans l'espace	Contrainte la plus critique pour les électroniques Changement d'état des signaux Dysfonctionnement temporaire ou définitif des équipements voire leur destruction
Les armes à MFP (large bande)	Fréquence : [100 MHz - 10 GHz] Temps de montée bref, menace haute fréquence Puissance : GW	Claquage des composants Arme intentionnelle capable de perturber l'électronique des équipements ou de les détruire

Tableau I.2 : Caractéristiques des principales menaces électromagnétiques des aéronefs

I.2. Analyse théorique des mécanismes de couplage

L'analyse d'un aéronef décrit sur sa structure externe des ouvertures comme les hublots, les baies vitrées et le type de matériaux utilisé. Généralement, la structure externe est constituée de matériaux conducteurs. Toutefois, afin d'alléger le poids des aéronefs, les matériaux composites sont de plus en plus utilisés dans la structure externe. On distingue deux types de matériaux composites. Ceux à base de carbone et les composites à base de kevlar [PER 10]. Lorsqu'une onde rencontre cette structure, des mécanismes de diffractions interviennent aux endroits où sont localisées les fentes. On définit alors le facteur dimensionnel K par le rapport entre la dimension des ouvertures et la longueur d'onde de la contrainte (Equation I.7).

$$K = \frac{\text{Dimension de l' objet}}{\text{Longueur d' onde}} \quad (\text{Equation I. 7})$$

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Deux cas sont alors à prendre en compte :

$K \ll 1$: la dimension de l'ouverture est négligeable devant la longueur d'onde ; les ondes pénètrent très peu par les ouvertures. Pour cette valeur de K , les couplages dits "back door" sont mis en œuvre.

$K \gg 1$: lorsque la dimension de l'objet est supérieure à la longueur d'onde, une grande partie de l'onde s'infiltré à l'intérieur de l'aéronef (via les ouvertures). Ici, on identifie principalement les couplages "front-door".

On peut alors donner une définition explicite des termes "back door" et "front door" associés aux couplages.

Le couplage "front door" ou couplage direct met en œuvre des entrées dédiées à la réception des champs électromagnétiques (EM). C'est le cas des systèmes antennaires. A contrario, le couplage "back door" ou indirect se fait sur des voies non dédiées à la réception des ondes EM.

La [Figure I.8](#) et le [Tableau I.3](#) permettent de comparer différentes dimensions d'aéronefs.

Par rapport au facteur dimensionnel K , les dimensions du NIMROD montrent clairement que pour une bande de fréquence d'agression identique, les mécanismes de couplages mis en œuvres sont de plus fortes intensités que dans le cas du F7X ou de l'EC145.



Figure I. 8: Différentes géométries et dimensions d'aéronefs

Aéronefs		NIMROD	F7X	EC145
Dimensions	Longueur (m)	38,6	23,38	10,21
	Envergure (m)	35	26,21	10,2
	Hauteur (m)	9,1	7,8	3,62
Matériaux		Composite / Matériaux conducteurs		

Tableau I.3 : Synthèse des dimensions géométriques des aéronefs (Nimrod, F7X, EC145)

L'analyse des phénomènes de couplages et leurs effets sur les électroniques se concentre de prime abord sur les ouvertures car celles-ci sont les points d'entrées primordiaux des

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

perturbations rayonnées. En effet d'après les dimensions présentées par les hublots, dont nous donnons une représentation sur la [Figure I.9](#) on peut imaginer que des ondes dites « rampantes » circulent sur la surface conductrice de l'aéronef.

On peut alors supposer d'après sa géométrie que le comportement de l'aéronef sera assimilé à un guide d'onde dans lequel on identifie des modes de résonances et des modes de propagations multiples.

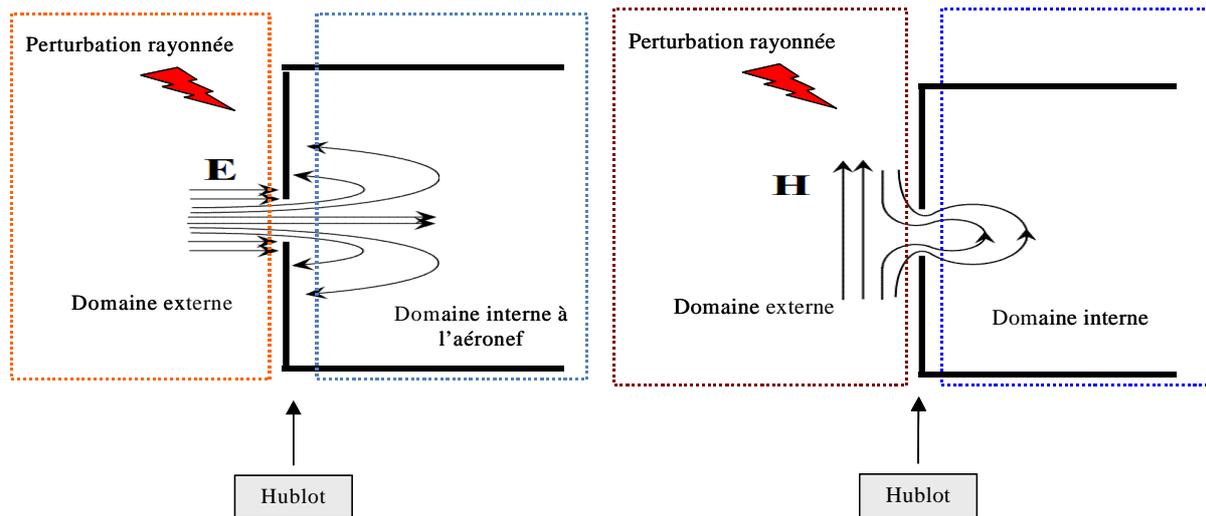


Figure I. 9 : Description des mécanismes de diffraction au niveau du hublot d'un aéronef

Des perturbations seront alors véhiculées par l'intermédiaire des câbles de connexion et sont susceptibles de parvenir aux équipements. A ces voies de couplages, on associe alors des mécanismes de couplage entre les ondes et les structures d'une part et entre les ondes et les équipements d'autre part qui sont de deux types : le couplage magnétique et le couplage électrique.

I.2.1. Les couplages entre les ondes et les structures : Le couplage Magnétique [CHA 06] [MAR 01]

Les couplages entre une onde et une structure (aéronef) mettent principalement en œuvre l'agression rayonnée en interaction avec la structure externe de l'aéronef.

Afin de décrire en premier le couplage magnétique, nous représentons l'aéronef et les hublots par des spires contigües comme représentés sur la [Figure I.10](#).

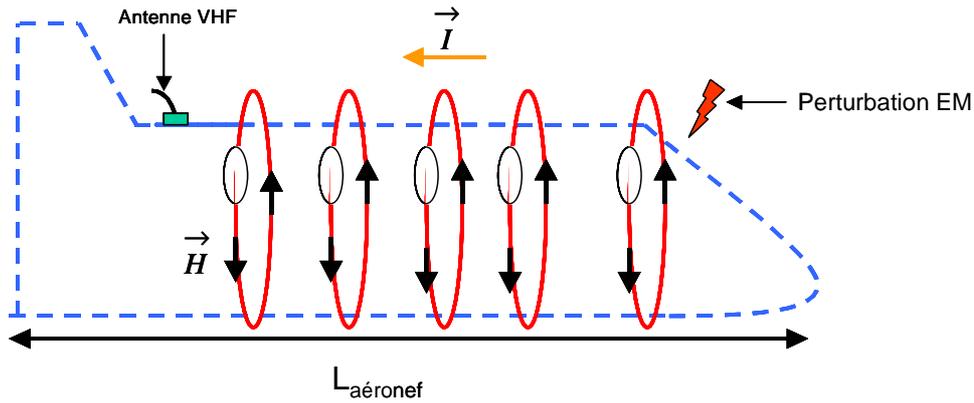


Figure I. 10 : Mécanisme de couplage magnétique onde-aéronef

Dans le cadre du couplage magnétique, lorsque le champ varie, celui-ci crée une force contre électromotrice qui s'oppose au phénomène qui lui a donné naissance conformément à la loi de Lenz. On peut alors donner la relation entre ce champ (\mathbf{H}) et cette force contre électromotrice (f_{em}) à travers l' Equation I.8 :

$$f_{em} = -\mu_0 \cdot \frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{H} \cdot d\vec{S} \quad (\text{Equation I. 8})$$

Il est alors possible de représenter la perturbation sous la forme d'un générateur de tension (distribué ou localisé). Celui-ci est déterminé à partir de la connaissance du champ incident.

1.2.2. Le Couplage Electrique

Le couplage électrique est initié par la présence de deux surfaces conductrices plongées dans un champ électrique. Dans ce mode de couplage, le champ électrique (\mathbf{E}) est normal à la surface des conducteurs (le champ \mathbf{H} est tangentiel). Dans cette configuration, il apparaît des charges de signes opposés sur les conducteurs. On définit alors une capacité entre ceux-ci. Lorsque ce champ électrique varie, il induit un courant sur les conducteurs d'après l' Equation I.9.

$$I = -jC \omega \int_0^h E_x dx \quad (\text{Equation I. 9})$$

Sur la Figure I.11, nous avons représenté les différents paramètres qui permettent d'appréhender la notion de couplage électrique.

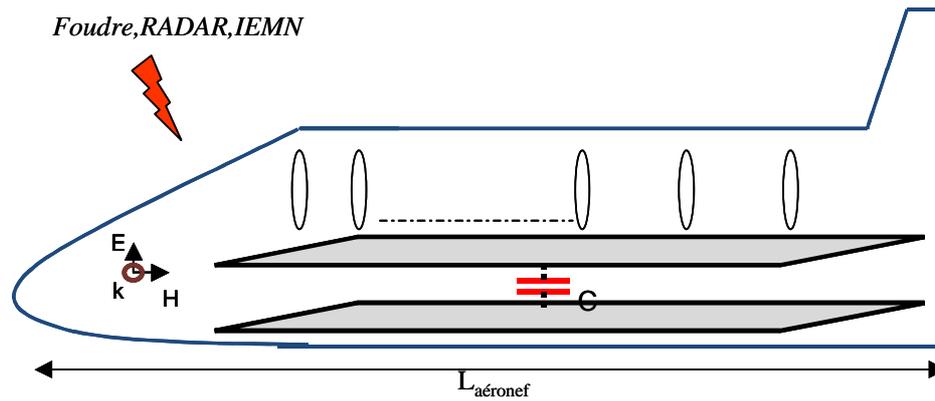


Figure I.11 : Scénario de couplage électrique onde-aéronef

La perturbation devenue ainsi interne à l'aéronef se propage aux équipements via les chemins de câbles par divers mécanismes de couplage. Ici, nous distinguons les couplages onde-équipements et les couplages ondes-cartes (à l'intérieur de l'équipement).

Dans le cas du couplage onde-cartes électroniques, la description des phénomènes est entièrement explicitée dans [CHA 06]. Ils sont le fait des résonances multiples créées par la cavité que forme l'équipement. Les modes qui apparaissent dépendent alors de la fréquence de la contrainte et des dimensions de l'équipement.

1.3. Les couplages ondes équipements

Les couplages onde-équipements résultent de la présence du champ électromagnétique interne à l'aéronef (du fait des chemins et des mécanismes précédemment exposés). Ces ondes internes vont induire sur les équipements des contraintes en empruntant des chemins privilégiés que sont les chemins de câbles. Les mécanismes de couplages mis en jeu sont alors ceux identifiés dans le cadre du couplage entre une onde et un conducteur.

a. Les couplages par impédance commune [CHA 06] [MAR 01] [ROB 07]

Généralement deux équipements sont connectés à une référence de potentiel commune. On constate que l'impédance de cette référence de potentiel n'est jamais tout à fait nulle. En effet, en basse fréquence, elle est principalement constante (comportement résistif) ; avec l'augmentation de la fréquence, cette impédance devient inductive. De ce fait, si un courant

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

circule sur cette "masse", il apparaît d'après la loi d'Ohm une différence de potentiel à ses extrémités. Nous illustrons ce principe sur la Figure I.12.

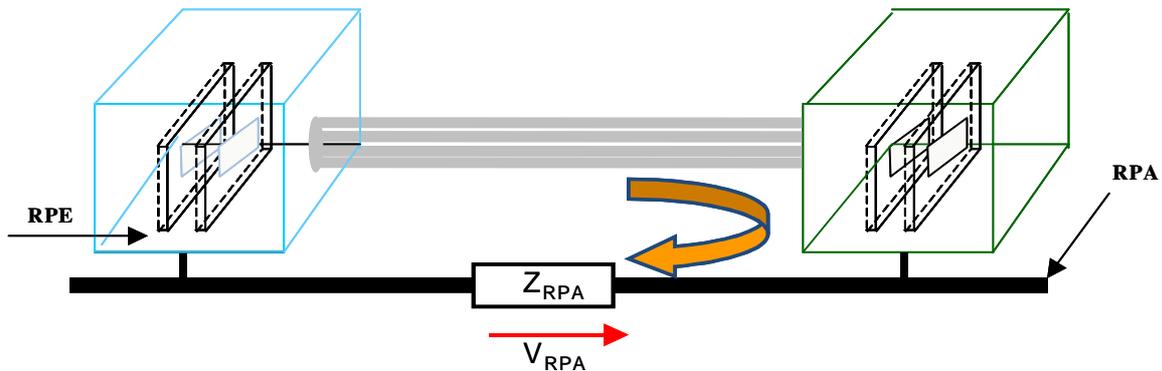


Figure I.12 : Mécanisme de couplage par impédance commune entre deux équipements

b. Les couplages champs à fil [CHA 06] [MAR 01] [ROB 07]

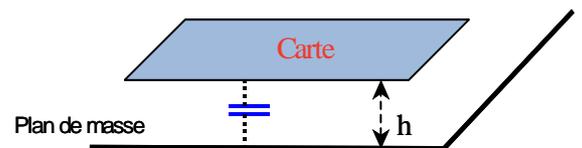
Le couplage champ à fil peut se résumer par les couplages capacitif et inductif précédemment évoqués. Toutefois, on peut décrire le couplage inductif qui met en œuvre la mutuelle inductance existant entre les boucles conductrices. En effet, un champ magnétique est généré par la circulation d'un courant dans un conducteur. Ce champ est capté par la boucle victime située à proximité. Si ce champ varie, il y induit une tension d'après la loi de Lenz.

On peut alors supposer qu'un couplage capacitif apparaît du fait de la capacité qui existe entre les deux conducteurs et de la tension générée par le couplage inductif.

Tous ces mécanismes sont très complexes à quantifier car comme nous venons de le voir, ils sont tous étroitement liés. Ils ont pour conséquence d'induire des contraintes sur les interfaces des équipements mais surtout sur les composants intégrés sur les cartes électroniques.

c. Les couplages capacitifs carte à châssis [CHA 06]

Il existe une capacité parasite entre le potentiel zéro de la carte et celle du châssis de l'aéronef. De ce fait, lorsqu'une perturbation apparaît aux bornes de la carte, une différence de potentiel est alors créée entre les deux plans de référence induisant un courant via la capacité parasite directement sur les composants de la carte.



I.4. Les conséquences des couplages [NEC 08]

Les risques clairement identifiés, engendrés par le couplage entre une onde et un équipement sont liés à la mise hors service temporaire ou définitive de l'équipement. En effet, il est possible d'étendre l'analyse de la perturbation générale de l'équipement (vue macroscopique) à une étude dans laquelle on se préoccupe de l'état fonctionnel des accès élémentaires ou fonctions électroniques élémentaires de l'équipement (analyse microscopique). L'équipement, ainsi perturbé peut cesser d'émettre ou de recevoir les informations.

D'un autre côté, ce dysfonctionnement peut se traduire par la destruction de l'équipement. Celle-ci intervient du fait des températures considérables (jusqu'à 30000 °C dans le cas de la foudre) qui peuvent entraîner une fonte du point d'impact au niveau de l'équipement ou encore le claquage des composants électroniques dû aux forts niveaux des contraintes parvenant aux cartes électroniques.

Il apparaît ainsi que les couplages et leurs effets sur l'électronique peuvent s'avérer dramatiques du point de vue des pertes humaines. Nous en voulons pour preuve l'incident survenu sur le porte-avions USS Forrestal au cours duquel une centaine de marin de la marine américaine a perdu la vie et une autre centaine a été blessée. A l'origine du drame un avion de combat et ses bombes ont été illuminées par un radar. La présence d'un toron et son connecteur mal ou pas blindés ont eu pour conséquence le lancement d'un missile. Cet incident est répertorié comme le plus grand survenu sur un porte-avions depuis la seconde guerre mondiale.

Afin d'éviter les pertes humaines et matérielles, il est fondamental de prendre en compte la CEM durant tout le processus de conception de l'équipement à travers l'identification des spécifications fonctionnelles de l'équipement et des contraintes auxquelles il est soumis. Ceci afin de dimensionner au mieux les éléments de protection et choisir les filtres adaptés aux menaces.

Dans ce qui précède, nous avons mentionné les méthodes de conversion d'une perturbation rayonnée vers une menace conduite parvenant aux équipements. Nous concentrons maintenant notre attention sur l'étude des éléments de protections dédiées aux liaisons. Nous définissons la liaison par les conducteurs et les équipements connectés aux extrémités.

L'installation d'éléments de protection et de filtrage sur les systèmes critiques s'impose donc afin de réduire les niveaux de perturbations sur les équipements. Ces éléments de protection sont disposés en amont et en aval des équipements mais aussi sur les cartes électroniques qui se trouvent à l'intérieur de ceux-ci.

1.5. Les éléments de protection [THA 00]

Le premier étage de protection contre les perturbations conduites se situe au niveau des câblages. Pour ce faire, des techniques de ségrégation et de routage des câbles en fonction du type de signal permettent d'éviter les couplages entre signaux de natures différentes. Les câbles blindés voire surblindés sont utilisés en fonction de la criticité des fonctions électroniques de l'équipement. Les tores magnétiques sont aussi disposés pour réduire les parasites véhiculés sur le câblage.

Nous avons synthétisé dans le Tableau I.4 la gamme de produit de protection filaire (36-XXXX) fabriquée par Thales Communications & Security. Il s'agit ici d'un dispositif destiné à la protection contre les surtensions induites par la foudre sur les câbles à faibles courants.

Caractéristiques	Valeur minimale	Valeur maximale
Tension utile +/- 10%	-500 V	500 V
I _{max}	100 mA	1 A
Fréquence de coupure sur 50 Ω	1 MHz	200 MHz
Pouvoir d'écoulement 8*20 μs	1	5
Tension max résiduelle 8*20 μs à 1 kA	< 12 V	< 650 V
masse	< 10 g	

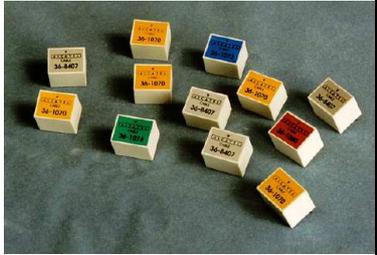


Tableau I.4 : Caractéristiques de la famille de protections filaires 36-XXX

On peut rajouter à ces éléments de protection l'utilisation des câbles torsadés avec ou sans blindage qui permettent de réduire considérablement les courants parasites se propageant le long de la ligne.

Retenons de façon générale que tout dispositif contenant au moins un élément non linéaire et destiné à limiter les surtensions transitoires est appelé parafoudre.

1.5.1. Les parafoudres [COM 00] [UTE 04] [APF 02]

Le choix d'un parafoudre comme élément de protection dépend à la fois du courant nominal de décharge, du niveau de protection et du mode de fin de vie. Dans le cas des parafoudres à technologie éclateur, la prise en compte du courant de suite est importante. Les parafoudres présentent les caractéristiques suivantes :

Courant nominal de décharge : Il se définit par le courant crête d'une forme d'onde 8/20 s'écoulant par le parafoudre.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Niveau de protection : aptitude du parafoudre à limiter la tension à ses bornes.

Fin de vie : état du parafoudre en cas de mise hors service due à un dépassement de ses contraintes maximales.

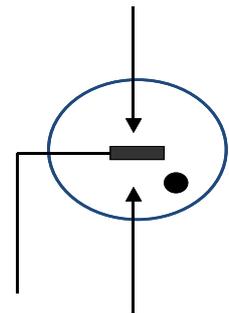
Courant de suite : après le passage du courant de décharge, il apparaît un courant débité par le réseau et écoulé par le parafoudre.

A ces caractéristiques, il faut rajouter :

- le courant de fuite lorsqu'ils sont alimentés en tension de fonctionnement
- une impédance équivalente identifiée à la capacité parasite
- la tension de conduction et la tension résiduelle pour une surintensité définie
- le temps de réponse. En effet cet élément est déterminant dans le choix d'une protection car un composant de protection doit avoir un temps de réponse bref.
- La durée de vie du composant

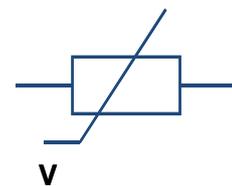
a. Les éclateurs

Les éclateurs (à air ou gaz), sont des éléments non linéaires de protection qui ont pour objectifs de réduire l'amplitude de la surtension et de dériver l'énergie de la perturbation vers le potentiel zéro. Ils sont composés de deux électrodes séparées par un milieu gazeux. La première électrode est reliée au conducteur à protéger ; la seconde à la terre. Lorsque l'éclateur reçoit une tension d'entrée supérieure à sa tension d'amorçage, il entre en conduction ; le courant est alors dévié vers le potentiel nul en formant un arc électrique lorsqu'il traverse l'éclateur. Un modèle d'éclateur à gaz est décrit dans [RIA 92].



b. Les varistances

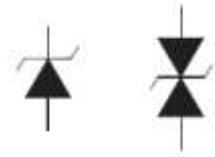
La varistance est une impédance non linéaire dont la valeur décroît considérablement lorsqu'une surtension apparaît à ses bornes. Quand la tension à ses bornes revient à l'état normal, l'impédance retrouve sa forte valeur de départ.



c. La diode d'écrêtage et la diode Transil

La diode d'écrêtage sert à limiter les surtensions transitoires apparaissant à ses bornes. La diode de type Zener, est caractérisée par un temps de réponse très rapide.

La diode Transil est une diode à avalanche fabriquée dans du silicium de meilleure qualité que la diode standard. Ce choix de matériaux lui confère une meilleure tenue aux perturbations transitoires. Elle présente un temps de conduction beaucoup plus faible que les autres types de diodes. La différence de potentiel à ses bornes reste faible quel que soit le courant (I_d) qui la traverse. Son expression est donnée par l'Equation I.10.



$$I_d = I_s \left(e^{\frac{V_d - R_d I_d}{n.k.T}} - 1 \right) \text{ (Equation I. 10)}$$

Ce type de protection est prévu pour écouler les surintensités de courtes durées et de faible énergie. De plus lorsqu'il est défaillant (en panne), il présente une impédance de court-circuit. De ce fait, le circuit à protéger n'est plus actif, il est donc plus aisé d'identifier la panne et apporter les solutions utiles. Les éléments d'écrêtage mentionnés plus haut présentent de fortes impédances pour les signaux utiles et des basses impédances pour les perturbations. Le Tableau I.5 synthétise les caractéristiques des éléments de protection de même que leurs avantages et leurs inconvénients respectifs.

Elément de protection	Avantages	Inconvénients
Ecrêteur	Faible différence de potentiel sur la liaison à protéger en régime de surcharge Composants extrêmement rapides	Protège contre les faibles énergies Capacité parasite importante Faible pouvoir d'écoulement
Varistance	Faible encombrement Dissipation de fortes énergies Temps de réponse bref (< 50 ns)	Augmentation de la tension sur la liaison à protéger en régime de surcharge Vieillessement rapide Capacité intrinsèque élevée pour des signaux rapides
Eclateur	Faible valeur de la capacité intrinsèque (éclateurs à gaz) Dérivation de forts courants Faible tension résiduelle	Forte tension d'amorçage Possibilité d'amorçage pour des variations de tension Temps d'amorçage lié à l'ionisation du gaz (éclateurs à gaz)

Tableau I.5 : Synthèse des principales caractéristiques d'éléments de protection

d. Les autres types de protection

Face à l'utilisation des matériaux composites dans la structure externe des avions, un moyen de protection supplémentaire consiste à blinder les équipements. Ce blindage consiste à intégrer les cartes électroniques dans des boîtiers conçus avec des matériaux très bons conducteurs (alliage d'aluminium). Une bonne reprise de potentiel est alors assurée entre les équipements et les chaises ARINC (Aeronautical Radio Incorporated) dans lesquelles ils sont intégrés afin d'assurer une bonne évacuation des contraintes [ARC 74] [ADC 07].

Ces éléments de protections contre les transitoires intenses (kA, kV) sont mis en œuvre dans le cadre de la tenue des équipements aux agressions tant conduites que rayonnées. Afin d'apprécier la tenue des équipements aux contraintes, il convient de les qualifier avant leur intégration à l'aide de spécifications normatives.

1.6. La qualification des équipements aéronautiques [EUR 01] [EUR 04]

Qualifier un équipement ou un système implique qu'il réponde à des spécifications normatives lui permettant de continuer de fonctionner lorsqu'il est victime d'une agression. La norme spécifie alors les méthodes, les moyens et les niveaux auxquels doivent être soumis les équipements en fonction de leur criticité. De ce point de vue, deux bandes de fréquences sont prises en compte pour la norme civile DO160 que nous présentons [EUR 04] : une bande conduite [10 kHz-400 MHz] et un domaine rayonné [100 MHz-18 GHz].

1.6.1. La qualification dans le domaine rayonné

Dans le domaine rayonné [100 kHz-18 GHz], les essais de qualification sont réalisés dans une chambre anéchoïque. L'équipement sous test et son câblage sont soumis à des signaux émis par un système antennaire disposés à l'intérieur de la cage avec des niveaux de champ E se situant de quelques $V.m^{-1}$ à $300 V.m^{-1}$. Le principe des essais issu de la norme aéronautique DO160 est décrit sur la [Figure I.13](#).

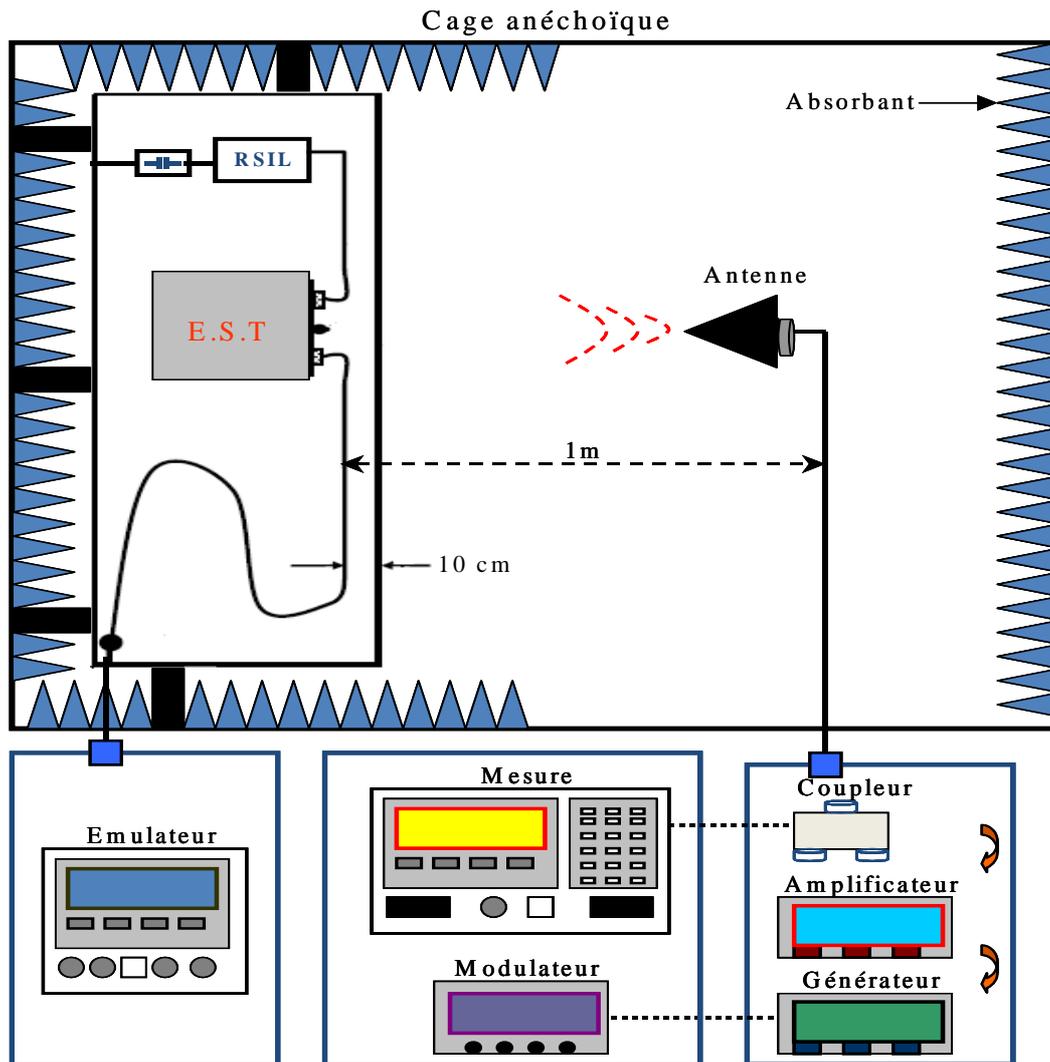


Figure I.13 : Schéma de principe des tests normatifs en émission

Ces tests permettent de tester la protection globale de l'équipement aux perturbations EM. Afin d'évaluer les protections locales ou réparties, la réalisation des essais conduits s'impose.

1.6.2. Les essais de qualification dans le domaine conduit : Les essais BCI

Les essais normatifs dans le domaine conduit ou essais d'injection BCI (Bulk Current Injection) consistent à injecter des contraintes conduites via une pince d'injection sur une liaison afin de tester la tenue de l'équipement en fonctionnement. La liaison est composée d'un équipement sous test dont l'accès alimentation est connecté à une extrémité à un RSIL (Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne) par l'intermédiaire d'une capacité de découplage. Le RSIL est un filtre en PI, capable de réaliser des adaptations d'impédances sur de larges bandes de fréquences. Ceci afin de supprimer les contraintes rétrogrades qui sont issues du

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

réseau et qui pourraient revenir sur l'équipement, biaisant ainsi les mesures. Il permet aussi de réaliser des mesures de contraintes conduites en mode commun et mode différentiel.

D'un autre côté, les autres accès de l'équipement et le toron d'interconnexion sont reliés à un banc de test dit banc d'émulation. La Figure I.14 décrit le principe de l'injection sur laquelle on identifie la pince d'injection située à 10 cm de l'interface de l'équipement sous test. La pince de mesure est quant à elle située à 5 cm de l'équipement sous test. Ceci répond au principe du pire cas d'injection de contraintes. Dans le cadre de l'injection BCI, les observables sont d'une part les niveaux de contraintes conduites véhiculées par les câblages et parvenant à l'équipement. D'autre part, la tenue en fonctionnement de l'équipement. Afin d'appliquer le maximum de la contrainte, les pinces d'injection et de mesure sont disposées au plus près de l'interface de l'équipement sous test.

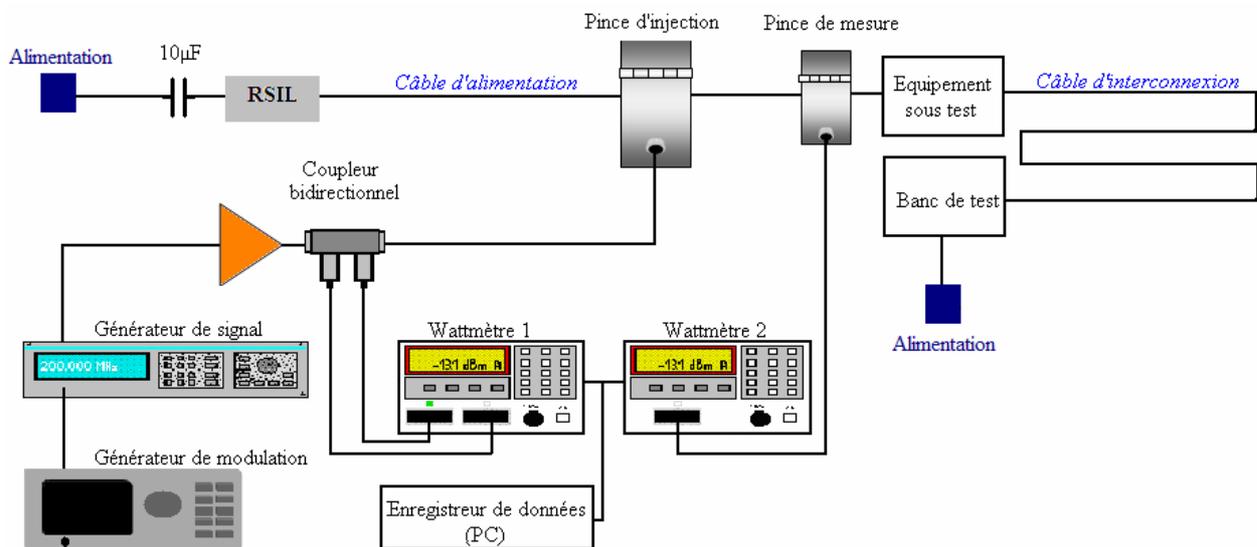


Figure I. 14: Description d'un essai normatif BCI

La pince d'injection fonctionne comme un transformateur constitué d'un cœur de ferrite dont la perméabilité varie en fonction de la fréquence. Le secondaire est constitué par les conducteurs sous test. La pince de mesure, a pour rôle de recueillir le niveau de perturbation parvenant sur l'équipement à qualifier. Ce niveau est alors comparé au gabarit normatif en lien direct avec la classe de l'équipement.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Nous avons synthétisé dans le Tableau I.6 quelques paramètres d'un essai normatif BCI.

Paramètres	Distance PI-PM	Distance PM-EST	Longueur du câblage	Hauteur/plan de masse
Valeurs	5cm	5cm	$\geq 3.3m$	5cm

Tableau I.6 : Synthèse de quelques paramètres d'un essai BCI

La Figure I.15 donne un exemple d'amplitude de courant en fonction de la catégorie de l'équipement. On rappelle que la catégorie d'un équipement dépend à la fois de la criticité de ses fonctions électroniques mais aussi de la taille de l'aéronef et de sa localisation dans celui-ci. Nous pouvons apprécier sur ces graphes, l'écart d'amplitude entre un équipement de catégorie Y (300 mA) et un autre de catégorie S (1.5 mA). Il est à noter que l'amplitude de l'injection est fonction de la puissance délivrée par le générateur et se calibre sur un JIG.

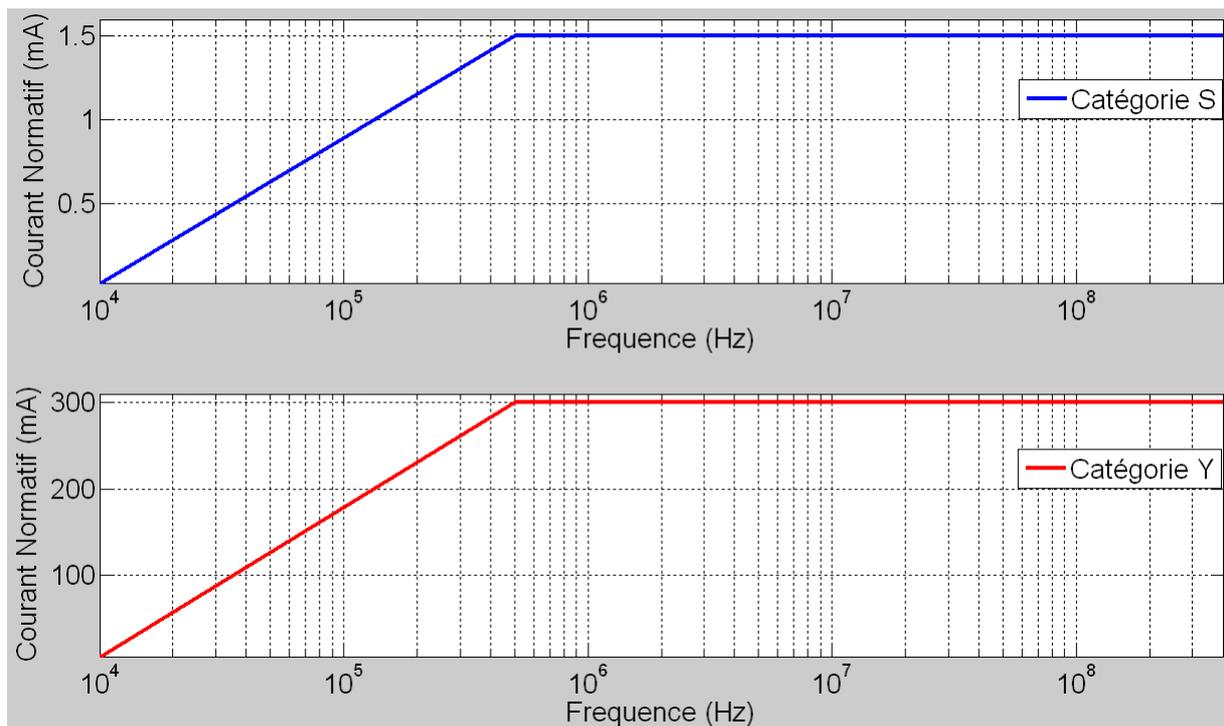


Figure I.15 : Description des niveaux (minimum et maximum) normatifs de courant en fonction de la classe de l'équipement respectivement (R et Y)

La calibration consiste à disposer la pince d'injection sur un JIG (Figure I.16) connectée d'une part à un générateur (port 2) et d'autre part à un instrument de mesure (port 1) et à une impédance de 50Ω (port 3). Le JIG permet alors de calibrer la puissance à injecter sur 50Ω

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

pour obtenir le niveau de courant normatif. La relation (Equation I.11), lie la puissance issue du générateur (P_{dbm}) au courant (I) délivré à la pince.

$$I = \sqrt{\frac{10^{\frac{P_{dBm} - 3}{10}}}{50}} \quad (\text{Equation I. 11})$$

avec PdBm : la puissance délivrée par le générateur. Nous rappelons que cette puissance exprimée en dBm est liée aux Watt (W) par la relation (Equation I.12) :

$$P_{dBm} = 10 \log \left(\frac{P_{(W)}}{1mW} \right) \quad (\text{Equation I. 12})$$

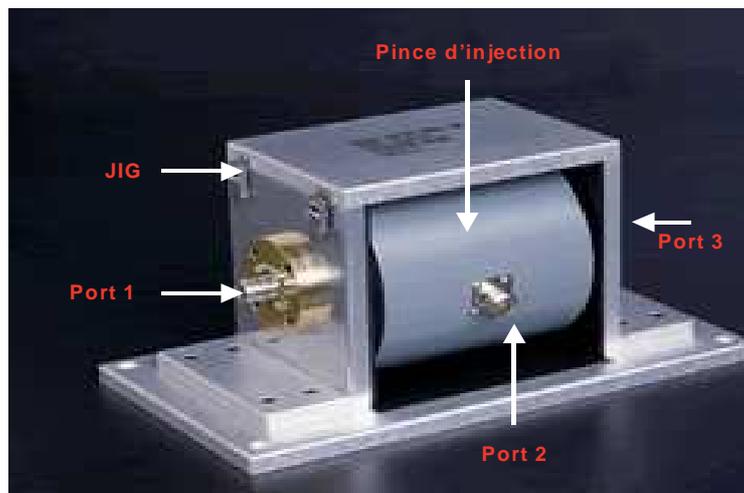


Figure I.16: Présentation d'une pince d'injection montée sur un JIG

Après la qualification de l'équipement, celui-ci est installé dans l'aéronef avec son câblage à proximité ou éloigné des autres équipements du système en fonction des tâches qu'il réalise. La topologie d'installation de ces liaisons et les liaisons elles-mêmes répondent aussi à des standards.

1.7. Les standards aéronautiques : ARINC 600 et liaisons [ARC 04]

Les standards aéronautiques des liaisons définissent, les protocoles de communication ainsi que le matériel utilisé pour échanger des données entre équipements. Le standard ARINC, très présent dans l'aéronautique spécifie aussi les interfaces électriques (connecteurs, câbles de connexion) des équipements.

Le standard ARINC 600 définit toutes les dimensions que doivent respecter un équipement, un rack ou encore une armoire électrique. Un rack est un tiroir ou une glissière dans une armoire électrique métallique, dans laquelle se fixe un équipement aéronautique. Le standard

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

impose pour un équipement une épaisseur maximale du matériau de 2,5 mm pour sa face avant (face sur laquelle se trouve le connecteur), de même que les positions des aérations, les méthodes de connexion et d'acheminement des câbles. Afin de réduire « l'environnement électromagnétique » interne, la norme fixe les tensions d'alimentation des équipements. Le Tableau I.7 résume quelques spécifications décrites dans les standards ARINC 600, 426 et 664.

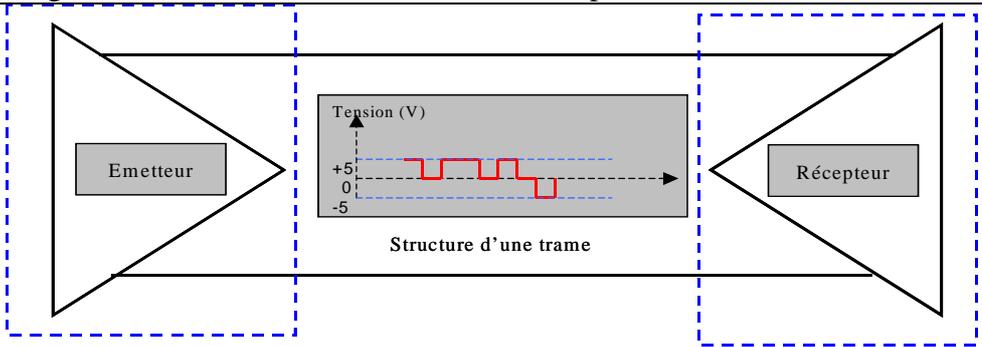
Standards	Caractéristiques
ARINC 600	<p>Dimensions des équipements (minimum 2,8 cm ; maximum 39 cm). Dimension des racks : dépend du nombre d'équipements. Dimension des armoires. Définition d'une tension commune pour tous les équipements 28 V (DC) et 115 V (AC 400Hz). Poids de l'équipement (minimum 2.5kg ; maximum 20 kg). Disposition du système d'aération (face supérieure et inférieure de l'équipement), permet d'écouler au mieux la chaleur. Intégration de l'équipement dans les racks. Routage des câbles et définition des contraintes pour les connecteurs...</p>
ARINC 429	<div style="text-align: center;">  <p>The diagram illustrates the ARINC 429 bus structure. It shows an 'Emetteur' (emitter) on the left and a 'Récepteur' (receiver) on the right, connected by a twisted pair shielded cable. A central graph shows the signal voltage levels: +5V, 0V, and -5V. The graph is labeled 'Structure d'une trame'.</p> </div> <p>Décrit un bus de données unidirectionnel entre un émetteur et un récepteur (la transmission et la réception se font sur des ports distincts). La connexion entre les équipements est réalisée via une paire torsadée blindée définit par son impédance de transfert Z_t. Cette impédance de transfert représente la résistance rencontrée par la perturbation pour s'écouler le long du blindage. Elle doit être la plus faible possible (de l'ordre du $m\Omega$) afin de pouvoir écouler efficacement la perturbation conduite. Le standard définit les impédances en sortie de l'émetteur, du récepteur et l'impédance de mode différentiel (mode définit entre les conducteurs de la paire torsadée) Débit : 100 kbit/s ; Codage : NRZ, DBC</p>
ARINC 664	<p>Standard de définition des protocoles de communication basé sur l'Ethernet. Avec des débits mille fois supérieures à ceux de l'ARINC 429, le fonctionnement se fait en full-duplex. (émission et réception sur le même canal) Ce standard utilise deux paires de cinq conducteurs torsadés non blindés pour les liaisons entre équipements. Débit : 100 Mbit/s ; Codage : Biphase</p>

Tableau I.7 : Quelques caractéristiques des standards aéronautiques ARINC 600, 429 et 664

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Le Tableau I.8 résume les impédances caractéristiques de liaisons ARINC 429 et 664.

Liaisons	Z_C Minimum	Z_C Maximum
ARINC 429	70	80
ARINC 664	62	111

Tableau I.8 : Impédances de mode différentiel de liaisons ARINC 429 et ARINC 664

Un aéronef intègre une quantité importante d'équipements embarqués car, pour des raisons de sécurité, certains équipements sont redondants. De plus, les connexions entre équipements réalisant différentes tâches et situées à divers endroits de l'aéronef génèrent des centaines de kms de câbles tous types confondus (Figure I.17 gauche). On comprend toutefois que dans le cas particulier du cockpit dont une photographie est donnée sur la (Figure I.17 droite), les équipements sont à proximité les uns des autres. Cette architecture est donc très complexe à étudier dans son ensemble, ainsi, pour les besoins de ce sujet de recherche, nous recherchons une description des éléments fondamentaux qui permet d'adopter une représentation simplifiée.



Figure I. 17 : Description de la complexité de l'architecture (câblage et équipements) dans un aéronef

Pour ce faire, nous focalisons notre attention sur la description des équipements aéronautiques pour ensuite donner deux exemples : l'équipement EVR (Enhanced VHF Radio), sa boîte de charge dédiée et son câblage associé.

1.8. Etude et description d'un équipement aéronautique

L'étude présente, effectuée tout au long de cette thèse s'intéresse à la description et à l'analyse de la topologie de l'équipement et son interface. Elle n'a pas pour objet de décrire les composants (actifs et/ou passifs) disponibles sur les cartes électroniques des équipements aéronautiques. Elle ne se focalise pas non plus sur l'état des composants lors des perturbations. Il devient alors possible d'assimiler tout équipement à une « boîte noire » à l'intérieur de laquelle sont disposées les cartes électroniques. Afin de décrire graduellement le processus complet de caractérisation d'un équipement aéronautique, nous donnons un exemple précis à l'aide de l'équipement aéronautique EVR. Cette première étude nous permet dans la suite d'extrapoler l'analyse faite à partir d'un équipement (EVR) à tous types d'équipements à travers la généralisation des paramètres dits communs aux équipements. La (Figure I.18 droite) présente une vue schématique du radioaltimètre EVR appartenant à la famille EVR, développé par THALES Communications pour l'aviation civile. Cet équipement fonctionne dans la bande VHF [118-137] MHz en émission-réception pour les communications sol-air et air-air et appartient à une famille fonctionnelle. Sur la face supérieure, des ouvertures sont utilisées pour l'aération des cartes en particulier la ventilation des cartes d'alimentation et du bloc émetteur. A l'avant, se trouve le bloc microphone, de même que le bloc de test de l'équipement. A l'arrière, un connecteur aéronautique de type ARINC 600 sert à connecter l'équipement via les liaisons avec le système.

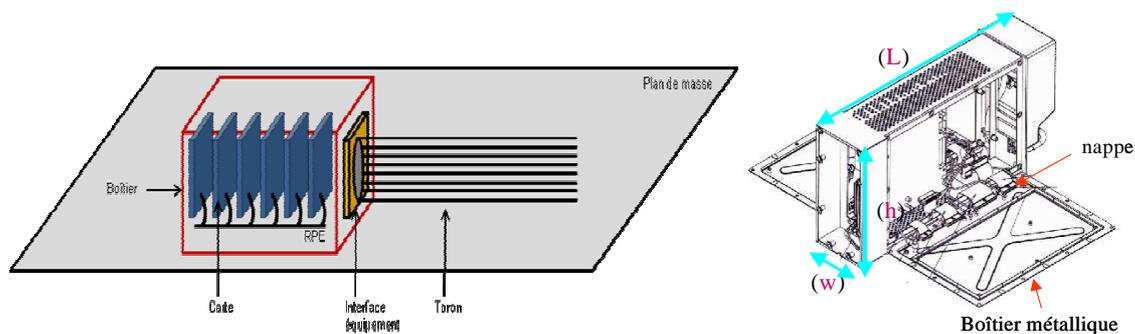


Figure I. 18: Description de l'architecture d'un équipement aéronautique

Une analyse plus fine de l'équipement permet alors de décrire d'une part la vue externe représentée par le boîtier et les reprises de potentiel entre l'équipement et le châssis de l'aéronef. D'autre part, sa représentation interne identifie les cartes électroniques et les différentes reprises de potentiels.

Dans ce sens, il est important de définir les deux références d'observation.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

- Une référence interne à l'équipement
- Une référence externe (extérieure à l'équipement)

Nous décrivons l'architecture interne de l'équipement EVR dans un premier temps pour ensuite se concentrer sur la vue externe.

1.8.1. Analyse interne de l'équipement

L'analyse interne de l'EVR s'attache à décrire principalement les cartes électroniques et les diverses reprises de potentiel.

a. Les cartes

Les technologies de conception privilégient les cartes multicouches au dépend des cartes monocouches car celles-ci permettent d'obtenir des équipements de petites dimensions (encombrement minimum) du fait de la forte densité d'intégration des composants sur de petites surfaces. Afin d'écouler au maximum les résiduels de perturbations, il est fondamental de définir et répertorier les références de potentiels propres aux cartes. Celles-ci doivent être au même potentiel que la RPE (Référence de Potentiel Equipement). De ce fait, une continuité électrique est assurée entre les cartes et l'équipement via des nappes. Il est clair que la notion d'équipotentialité à l'intérieur de l'équipement est fondamentale pour tout type d'équipement. Il faut donc assurer une très bonne continuité électrique, entre les composants électroniques et les cartes (PCB), entre les cartes et le boîtier de l'équipement et entre l'équipement et la référence de potentiel de l'aéronef.

Au niveau des cartes électroniques, les circuits élémentaires sont constitués d'étages de protections, de filtrages présentés au paragraphe 1.4, et de traitement de l'information.

L'analyse de l'architecture interne de l'équipement se poursuit par la définition des zones liées à l'environnement électromagnétique. On distingue :

- une zone « sale » dans laquelle l'environnement électromagnétique est très perturbé. Généralement, cette zone se situe à proximité de l'interface de l'équipement identifiée au connecteur. Cette zone est le siège de fortes perturbations et donc l'endroit où sont disposés les éléments de protection et de filtrage.

- Une zone « propre », l'environnement électromagnétique est peu ou pas perturbé. En effet, après avoir été écrêté et filtré, le résiduel de la perturbation se propage jusqu'au cœur de l'équipement. On estime alors ce niveau assez faible (cas des équipements qualifiés) pour ne pas engendrer de perturbations des fonctions électroniques de l'équipement. On comprend

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

alors que les circuits électroniques réalisant les fonctions de l'équipement sont situés en zone « propre » (Figure I.19).

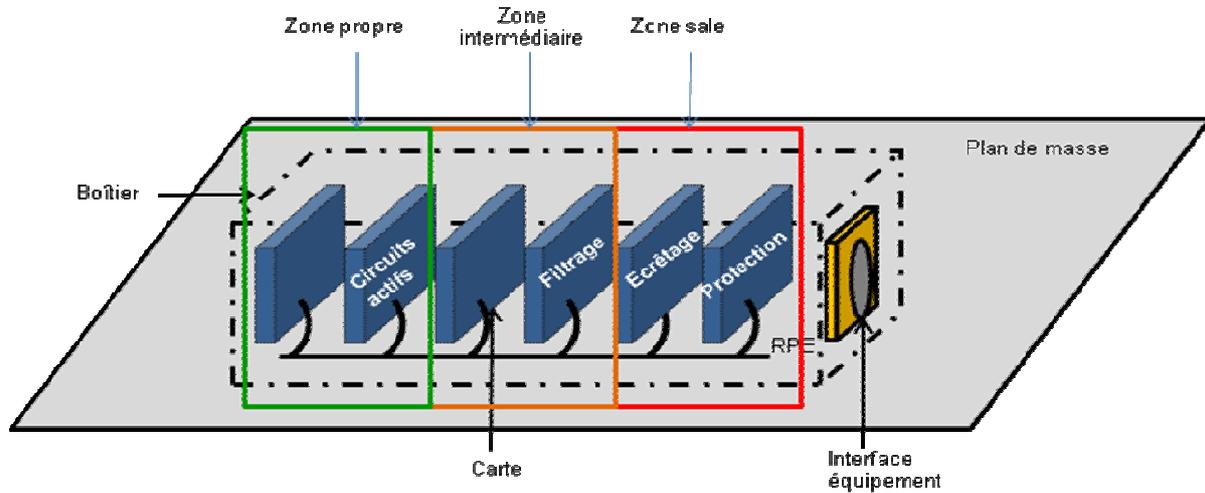


Figure I. 19: Zoning d'un équipement aéronautique

Afin d'appréhender l'influence des perturbations conduites sur l'équipement, une attention particulière est portée sur l'étude et la caractérisation de son interface. Nous identifions alors des impédances d'accès définies dans la suite de ce document.

1.8.2. Analyse externe de l'équipement

Dans ce qui suit, nous décrivons dans un premier temps l'équipement du point de vue externe à travers son boîtier et les différentes reprises de potentiel.

a. Le Boîtier de l'équipement et les reprises de potentiel [ARC 74]

D'un point de vue externe, l'analyse de la structure de l'équipement décrit le boîtier et s'appuie sur des standards (ARINC). Le boîtier de l'équipement EVR est principalement composé d'un matériau très bon conducteur afin d'évacuer au maximum les perturbations via la référence de potentiel de l'aéronef. Il est donc primordial d'assurer une quasi parfaite continuité électrique entre l'équipement et le châssis de l'aéronef.

Nous introduisons de ce fait deux notions fondamentales liées aux continuités électriques. La première est la référence de potentiel équipement (RPE). Elle est définie entre les cartes et l'équipement. La seconde reprise de potentiel est celle qui existe entre l'équipement et le châssis de l'aéronef (RPA).

b. Analyse des reprises de potentiel

L'équipement EVR, est représenté au cours de toute l'étude dans sa configuration réelle. Nous entendons par configuration réelle, l'équipement disposé sur un plan de masse métallique représentant la RPA. La continuité électrique RPE-RPA est alors assurée à l'aide d'une tresse métallique.

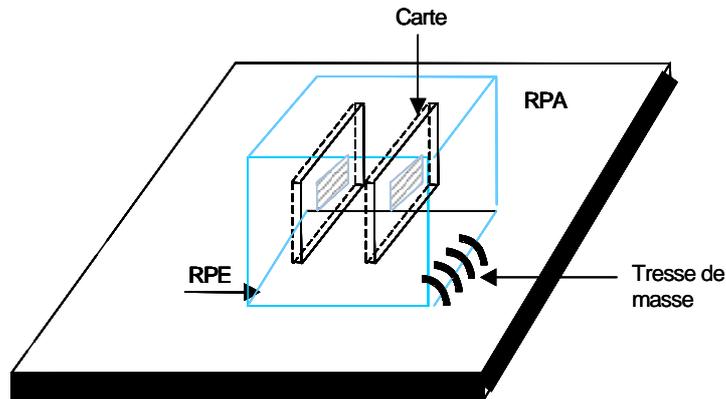


Figure I.20: Représentation d'une reprise de continuité électrique équipement – châssis aéroplane

La mesure de cette reprise de potentiel RPE-RPA (entre l'équipement, et le plan de masse) représentative de son installation dans l'aéronef est présentée sur la Figure I.20. Nous observons qu'en basse fréquence, cette impédance de continuité électrique est principalement résistive (jusqu'à 1 MHz environ). Au-delà, elle devient inductive puis on constate l'apparition en hautes fréquences d'une résonance parallèle due à un effet capacitif parasite. L'analyse des paramètres (module et phase) de cette impédance de continuité électrique permet d'établir l'expression (Equation I.13):

$$Z_{RPA-RPE} = R_{RPA-RPE} + j\omega L_{RPA-RPE} \quad (\Omega) \text{ (Equation I. 13)}$$

D'après l' Equation I.13, et la courbe présentée sur la Figure I.21, nous évaluons en basse fréquence la résistance $R_{RPA-RPE}$ à 40 mΩ. La self inductance $L_{RPA-RPE}$ est estimée à 45 nH. En haute fréquence, c'est-à-dire autour de 300 MHz, la résonance parallèle observée permet d'évaluer la valeur de la capacité parasite à 30 pF.

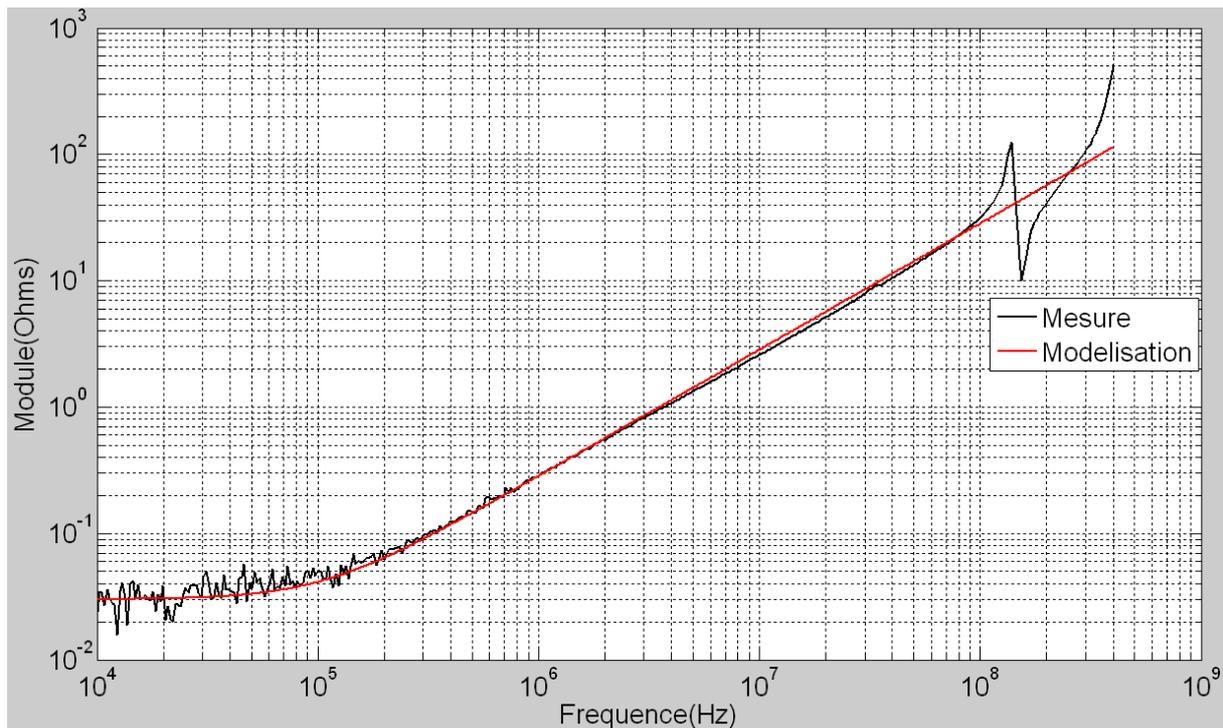


Figure I.21: Comparaison mesure modélisation d'une impédance de continuité électrique entre la référence de potentiel équipement et celle de l'aéronef

Face à la complexité des architectures d'équipements embarqués, et des bandes de fréquence mises en œuvre [10 kHz – 18 GHz], l'analyse requiert l'étude de l'interface de l'équipement identifiée au connecteur.

c. Etude du connecteur ARINC

L'interface de l'équipement EVR présente un connecteur ARINC 600 de type 2, il répond au standard aéronautique ARINC servant aussi à définir les principaux protocoles de communications dans l'aéronautique. De ce fait, il est représentatif de la technologie des connecteurs présents sur le marché. Son interface schématisée sur la [Figure I.22](#) présente trois inserts nommés TP ; MP ; BP respectivement Top Panel ; Middle et Bottom Panel. Ils disposent de 60 accès chacun disposés en 15 lignes de 4 colonnes. Ces accès sont identifiés aux entrées-sorties de l'équipement.

A chaque accès, on associe un signal et donc un circuit électronique élémentaire. Les signaux ou fonctions électroniques disponibles sur un insert sont regroupés par familles fonctionnelles et en fonction du type de signal à protéger. En effet, par rapport à la criticité de l'équipement, les fonctions électroniques disponibles sur un accès sont disposées sur le connecteur de façon à minimiser les perturbations susceptibles de lui parvenir.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

On distingue donc sur l'interface de l'équipement EVR des signaux correspondant à des accès exposés, semi-exposés, protégés ou semi-protégés. Nous comprenons qu'un accès de type alimentation se trouve nécessairement en zone protégée sur le connecteur. Les deux premiers inserts du connecteur (TP & MP) sont dédiés exclusivement à des fonctions électroniques de type signal. L'insert BP est quant à lui réservé aux signaux de puissance.

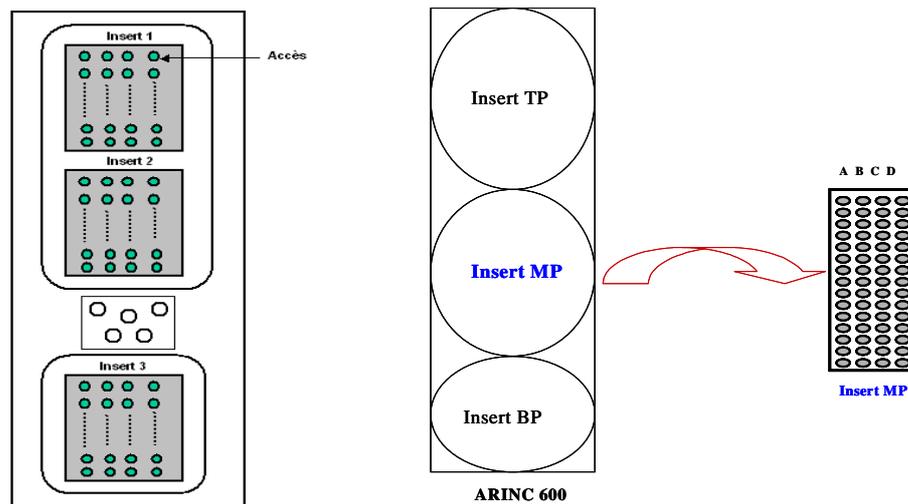


Figure I.22 : Représentation de l'interface d'un connecteur ARINC 600

Dès lors, nous déduisons que la complexité de l'analyse des interfaces équipements est liée au nombre d'insert et au nombre d'accès par insert sur le connecteur. Cette complexité s'accroît aussi avec le nombre de familles fonctionnelles disponibles sur l'interface. Il apparaît, comme nous le montrerons dans la suite, que les fonctions électroniques liées aux accès sont différentes au sein d'une même famille mais aussi d'une famille à l'autre. Nous identifions les familles fonctionnelles à travers leurs impédances élémentaires associées.

A partir de la caractérisation de ces impédances élémentaires, nous introduisons la notion de matrice impédance. On associe alors une matrice impédance à chaque insert puis une matrice impédance liée au connecteur. Cette dernière est l'assemblage des matrices de chaque insert (TP, MP et BP). Une représentation de cette approche est donnée par la Matrice 1 pour un connecteur disposant de 3 inserts avec respectivement 5, 5 et 4 accès chacun. Ces valeurs sont choisies à titre d'exemple.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

$$[Z]_{\text{Connecteur}} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_A^1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_A^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_A^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_A^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_A^5 \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} Z_B^1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_B^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_B^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_B^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_B^5 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & 0 & \begin{bmatrix} Z_C^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_C^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_C^3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_C^4 \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Matrice 1: Matrice impédance d'un connecteur à trois inserts (A, B, C)

Pour les besoins de l'étude, notre attention se porte sur l'insert MP Figure 22 du connecteur de l'équipement EVR. Nous rappelons que la démarche présentée s'adapte parfaitement à tout type d'équipement.

Dans un scénario de qualification des équipements aéronautiques, il n'est pas envisageable pour un équipementier de réaliser les essais à postériori. Il est donc primordial de modéliser l'équipement en amont du processus de conception.

A partir de la caractérisation de l'EVR, et de la description de son installation, nous définissons des paramètres communs (topologiques et fonctionnels) entre équipements, influençant la propagation de contraintes conduites au niveau des interfaces de ceux-ci. Ces paramètres sont identifiés comme étant principalement les connecteurs à travers leurs impédances d'accès, les reprises de masse et les caractéristiques d'installation de l'équipement à bord des avions. Ces paramètres dits fondamentaux sont décomposés en domaines géométriques, et électriques. Le tableau équipement (Tableau I.9) résume ces principaux paramètres topologiques et structurels de l'étude d'un équipement aéronautique

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

Domaine	Caractéristiques
Paramètres Géométriques	Caractériser les dimensions de l'équipement pour l'utilisation du rapport dimensionnel K (étude des mécanismes de couplages).
Électriques	<p style="text-align: center;">Les impédances d'accès de l'équipement</p> <ul style="list-style-type: none"> - Assurer des impédances d'accès adaptées à l'accès et à son exposition. <ul style="list-style-type: none"> - Identifier la disposition de chaque accès sur le connecteur car la zone géographique détermine son impédance. <p style="text-align: center;">Continuités électriques</p> <ul style="list-style-type: none"> - Assurer une bonne continuité électrique entre : <ul style="list-style-type: none"> Les cartes et l'équipement (RPE). Le rack et l'équipement. L'équipement et la référence de potentiel aéronef (RPA). <p style="text-align: center;">La technologie des cartes</p> <ul style="list-style-type: none"> - Les cartes multicouches assurent un haut degré d'intégration des composants mais augmentent les risques de couplages inter-pistes et entre cartes. - Identification des références des plans de masse au niveau des cartes. <p style="text-align: center;">Technologie des connecteurs</p> <p>Connecteurs blindés ou non blindés. blindés (à condition d'avoir une bonne reprise de blindage) : assurent une meilleure tenue aux agressions. Identification des couplages inter – accès.</p>
Paramètres fonctionnels	<p style="text-align: center;">Liaisons</p> <p>Modulation (DBC, NRZ, Biphase). Conducteurs sélectionnés (torsadés blindés pour ARINC 429 et UTP pour ARINC 664).</p> <p style="text-align: center;">Agressions</p> <p>Signature spectrale et temporelle de l'agression. Caractéristiques (durée de l'agression, valeurs crêtes, temps de montée, temps à mi- hauteur).</p> <p style="text-align: center;">Protections</p> <p>Caractéristiques courant tension des diodes, capacités parasites, mode de défaillance... Filtres (fréquences de coupure).</p>

Tableau I.9 : Paramètres permettant l'étude des propagations conduites sur un équipement aéronautique

1.9. Conclusion et présentation des objectifs de l'étude

Nous avons présenté les sources de perturbations, les mécanismes de couplages et les conséquences des perturbations sur l'électronique embarquée. Nous avons introduit les notions d'interfaces d'équipements et leur caractérisation ; les termes de matrices impédances, et décrit un équipement représentatif des technologies aéronautiques : l'EVR. De plus nous avons exposé les moyens de qualification d'un équipement aéronautique embarqué.

Les mesures normatives comme nous l'avons montré, interviennent généralement après la phase de conception de l'équipement. Elles ont pour objectifs de tester la capacité de l'équipement à ne pas être perturbé mais aussi à ne pas perturber les équipements qui se trouvent dans son environnement. On aborde alors la notion de « Compatibilité Electromagnétique ». Cette notion suggère donc que tout équipement électronique se doit d'être à même de fonctionner dans son environnement électromagnétique sans toutefois perturber de façon significative les autres équipements. On introduit ainsi deux notions supplémentaires : la susceptibilité et la vulnérabilité des équipements.

La susceptibilité est le fait pour un équipement, un système, ou pour tout dispositif électronique d'être perturbé au cours de son fonctionnement lorsqu'il se trouve en présence d'une perturbation électromagnétique.

On parle de vulnérabilité, lorsqu'il existe un niveau de perturbation nécessaire pour mettre un dispositif hors d'usage [GOU 05]. Nous comprenons donc que pour des raisons de coûts liés à la certification des équipements, les équipementiers privilégient de plus en plus les simulations numériques dans tout le processus de conception de l'équipement.

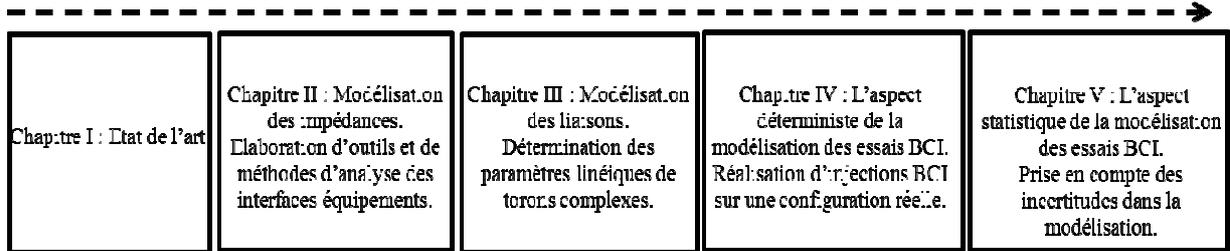
Ceci a pour corolaire le foisonnement des codes de calculs, des outils de simulation (1D, 2D, 3D) et de modélisation depuis quelques années. Nous constatons l'élaboration d'outils propriétaires. Afin de permettre la qualification des équipements de façon optimale, il devient primordial de mutualiser ces outils au sein d'une plate-forme électromagnétique de simulations. Cette plate-forme, regroupant les outils utiles à la qualification des équipements aura pour vocation à long terme d'aider les équipementiers et les avionneurs à réduire à la fois les problèmes de compatibilité électromagnétique à bords des aéronefs et les coûts liés à la conception des équipements.

Dans la suite de ce document, nous présentons notre contribution exclusivement dédiée à la bande conduite [10 kHz-400 MHz] dans le cadre de la mise en œuvre de cette plateforme. Cette contribution se traduit par l'élaboration d'outils d'aide à la pré-qualification des

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

équipements embarqués. Ces outils ou sous-modules se fondent sur la caractérisation des interfaces équipements représentées par leurs connecteurs d'une part. D'autre part, ils permettent l'évaluation des niveaux de perturbations conduites dans le cadre des essais normatifs BCI. Pour ce faire, la prise en compte des impédances d'équipements est fondamentale et nécessite une phase préalable de caractérisation. Nous donnons de façon détaillée la méthodologie retenue pour atteindre cet objectif au chapitre II.

Un synoptique de ce mémoire permet de situer le lecteur sur le contenu de chaque chapitre.



CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET PROBLEMATIQUE DE LA QUALIFICATION EN AERONAUTIQUE

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

Ce chapitre est dédié à la description des étapes permettant de caractériser les interfaces des équipements aéronautiques identifiées aux connecteurs. Cette caractérisation s'appuie principalement sur la mesure des impédances de mode commun des équipements embarqués. Un exemple est donné en prenant comme point d'appui l'équipement aéronautique embarqué EVR. Nous pouvons alors distinguer les impédances de mode commun, de mode différentiel et de réflexion. Afin de faire la part des choses entre ces différents concepts, nous donnons une définition claire de chaque terme à partir d'une analyse dipolaire d'un accès d'équipement. Nous verrons que les impédances de mode commun (objet de l'étude présente) considérées entre l'accès élémentaire et le plan de masse de l'équipement sous test sont étroitement liées aux impédances de réflexion. Ainsi, l'analyse des interfaces équipements démarre par une cartographie rigoureuse de chaque accès qui permet d'identifier la famille fonctionnelle présente sur l'accès élémentaire. Nous comprenons qu'un grand nombre d'accès sur un connecteur et le nombre de familles fonctionnelles différentes induisent une complexité croissante liée à l'analyse des interfaces équipements. Ainsi, afin d'aider l'ingénieur dans ce travail laborieux de caractérisation des interfaces, utile pour évaluer les niveaux des perturbations conduites nous présentons les spécifications et le processus d'élaboration d'un outil conçu dans le cadre des travaux présents : IMEA (Impedance Modelling of Equipments Accesses). Cet outil est dédié à l'analyse des interfaces équipements, et la description que nous réalisons de l'outil est essentiellement focalisée sur une présentation de ses principales fonctions. IMEA se préoccupe de l'élaboration automatique des matrices impédances au format Amelet-HDF associées aux interfaces. Ainsi, nous décrivons le rôle joué par ce format dans un scénario d'échanges de données entre outils sur une plate-forme électromagnétique de simulation défini dans le projet européen HIRF-SE.

Une attention particulière dans l'étude des impédances d'interfaces est portée à l'analyse des familles génériques d'impédances identifiées à un accès alimentation continue 28V (Power) ; une famille analogique (ANI) ; un type numérique (DGI) et enfin discret (DSI). Cette étude nous permet d'élaborer de manière explicite un modèle permettant de modéliser les impédances associées à chaque accès du connecteur et de les réaliser sur PCB (Printed Circuit Board). Ce modèle s'appuie sur des équations mettant en œuvre des composants passifs du type (R-L-C).

II.1. Caractérisation d'une interface d'équipement

Dans ce qui suit, nous identifions l'interface d'un équipement à son connecteur et la procédure de caractérisation que nous décrivons s'adapte parfaitement à tout type d'équipement destiné à être embarqué dans une architecture complexe représentée par la Figure II.1.

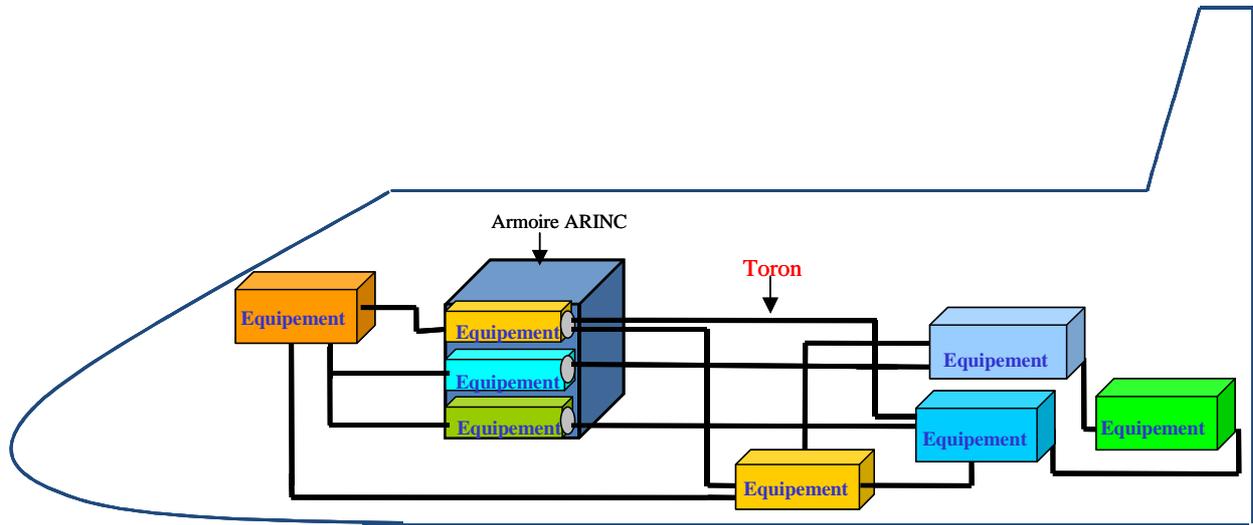


Figure II. 1 : Représentation de la complexité de la topologie d'un avion

L'un des intérêts certain de ce travail est la prise en compte de tous les accès d'un connecteur à travers la quantification des impédances élémentaires associées et l'élaboration de matrices impédances qui seront explicitées dans la suite de ce document.

Les accès sur le connecteur de façon générale sont utilisés comme des ports d'entrées et de sorties de l'équipement pour les échanges avec le système global via les liaisons entre équipements. A chaque accès d'un insert est associé un circuit électronique disposé sur un PCB. Le circuit électronique est généralement constitué d'éléments actifs et passifs comportant au moins un étage de protection principalement composé de diodes foudres, de filtrages (généralement filtre passe-bas), et d'étages de traitements. De ce fait, on associe à chaque accès une impédance élémentaire qui varie en fonction de la fréquence. On constate alors que ces paramètres (éléments actifs et passifs) peuvent varier d'un accès à un autre en fonction de la nature (exposée, semi-exposée ou protégée) de l'accès. Ces étages conditionnent les valeurs des impédances élémentaires associées à chaque accès. Ceci a pour conséquence la variation de ces impédances élémentaires au sein d'une même famille fonctionnelle et d'une famille à une autre.

On distingue deux types d'impédances liées aux accès: les impédances de mode commun et les impédances de mode différentiel. Toutefois, comme nous le verrons, la caractérisation expérimentale des $Z_{ii}(f)$ donne l'information sur l'impédance de réflexion. Il est donc primordial de donner le lien entre l'impédance de réflexion et celle de mode commun.

II.1.1. Les impédances de mode commun, de réflexion et de mode différentiel

Comme précédemment évoqué, les impédances de mode commun sont à différencier des impédances de réflexion. Le protocole expérimental de caractérisation de ces impédances est l'objet du paragraphe II.1.2. Dans les explications qui suivent, les références de potentiel équipement et châssis (RPE et RPA) sont supposées parfaitement connectées.

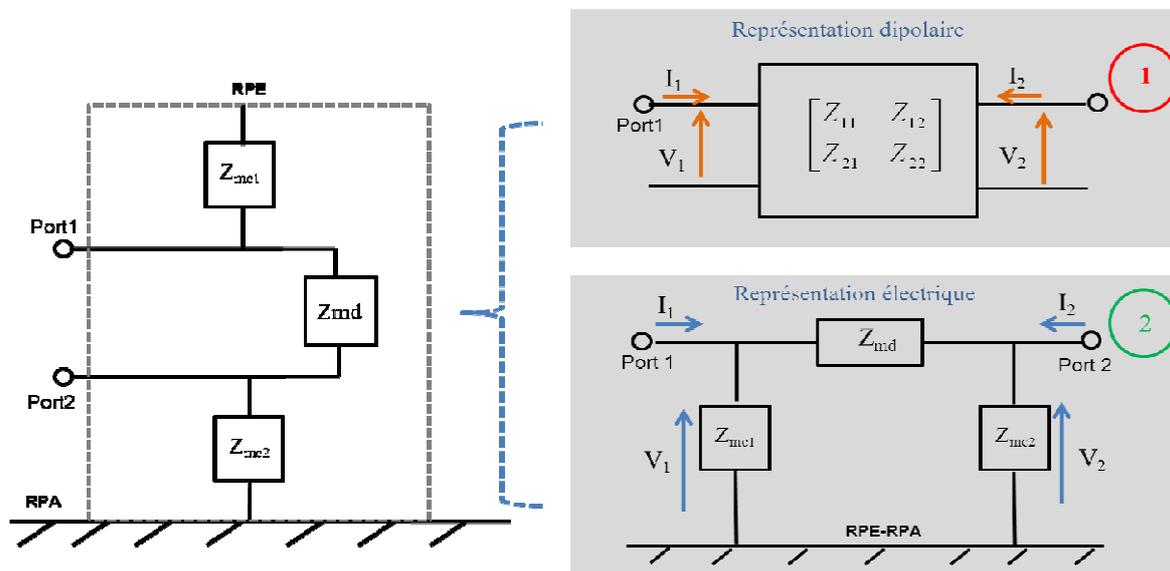


Figure II. 2 : Représentation électrique et dipolaire des impédances d'interfaces d'équipements

A partir de la représentation (Figure II.2 gauche) des accès d'un équipement dans laquelle on identifie les impédances de mode commun (Z_{mc}) et de mode différentiel (Z_{md}), il est possible de donner sa caractéristique dipolaire (indice 2 droite). On donne alors une définition explicite des différentes variables associées à ces représentations. Dans les deux cas, on identifie des courants (I_1 et I_2) et des tensions (V_1 et V_2) sur chaque port.

La matrice $[Z]$ de la représentation dipolaire dans laquelle les termes diagonaux représentent les impédances de réflexion et les éléments extra-diagonaux les éléments de couplage inter – accès permet de lier les tensions aux courants à l'aide de l'Equation II.1. Ainsi, en supposant l'accès 2 en circuit ouvert, on peut évaluer l'expression de l'impédance de réflexion sur le port 1 donnée par Z_{11} .

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \text{ avec } Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \text{ (Equation II. 1)}$$

De la même manière, il est possible de donner l'expression de Z_{21} qui rappelle le, traduit le terme de couplage entre les accès 1 et 2.

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \text{ (Equation II. 2)}$$

Nous supposons le dipôle réciproque, symétrique et linéaire, de ce fait, $Z_{12} = Z_{21}$ et $Z_{11} = Z_{22}$.

De la représentation indiquée 2 sur la Figure II.2, on évalue la tension V_1 d'après l'Equation II.3. On peut alors déduire la relation (Equation II.3) à l'aide de la Figure II. 2.

$$V_1 = \frac{Z_{mc1} \cdot Z_{mc1}}{2 * Z_{mc1} + Z_{md}} I_1$$

V_1 est obtenue en supposant $Z_{mc1} \approx Z_{mc2} = Z_{mc}$; Z_{md} négligeable devant Z_{mc} ; $I_1=I_2$ et $V_2 = Z_{mc2} \cdot I_2$ il vient :

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{mc}}{2} \text{ (Equation II. 3)}$$

Après identification avec l' Equation II.1 on obtient :

$$Z_{11} = \frac{Z_{mc}}{2} \text{ (Equation II. 4)}$$

On en déduit donc que l'impédance de mode commun (Z_{mc}) est le double de l'impédance de réflexion (Z_{11}). Dans la suite, nous utiliserons le terme impédance de mode commun en lieu et place du terme impédance de réflexion.

II.1.2. Caractérisation expérimentale de l'interface d'un équipement

La caractérisation de l'interface d'un équipement requiert une procédure de mesure rigoureuse des impédances de mode commun et de mode différentiel.

a. Les impédances de réflexion et de mode différentiel

Les impédances de mode commun sont caractérisées dans notre cas, à l'aide d'un connecteur sub-miniature (SMA) relié à un analyseur de réseau HP 8751A qui mesure dans un premier

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

temps les paramètres de réflexion S ($S_{11}=S_{22}$). Ceux-ci sont mesurés entre l'accès identifié et la référence de potentiel de l'équipement dont l'interface est à caractériser Figure II.3 (tous les autres accès sont en circuit-ouvert (CO)). L'impédance de l'équipement de mesure (HP8751A) étant de 50Ω , la relation (Equation II.5) nous permet de déterminer l'impédance de réflexion Z_{ii} en fonction de la fréquence.

$$Z_{ii}(f) = 50 \frac{1 + S_{11}(f)}{1 - S_{11}(f)} \quad (\text{Equation II. 5})$$

Nous assurons pour toutes ces mesures des reprises de potentiel entre l'équipement de mesure (analyseur de réseau), l'équipement sous test et le connecteur SMA (SubMiniature version A). La définition de l'impédance de mode différentiel (MD) ne souffre d'aucune ambiguïté. Elle représente l'impédance qui existe entre deux accès. Dans notre cas, nous ne considérons que celles situées entre les deux proches voisins.

La Figure II.3 (gauche) schématise la mesure de Z_{ii} tandis-que la Figure II.3 (droite) représente la mesure de Z_{md} .

A l'aide de ces procédés, nous disposons de la caractérisation complète du connecteur à travers les impédances élémentaires de MC et de MD.

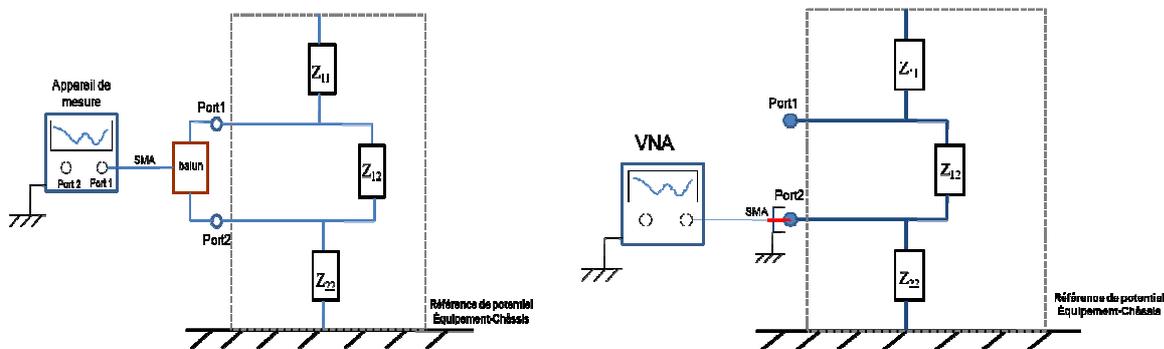


Figure II. 3 : Principe de la mesure des impédances d'accès d'un équipement (mode commun et mode différentiel)

L'intérêt de la mesure de ces paramètres réside dans le besoin d'élaborer des matrices impédances liées aux interfaces des équipements dans le cadre d'un scénario de modélisation des essais BCI [10 kHz-400 MHz]. Ces essais BCI s'inscrivent dans un processus de pré qualification d'équipements aéronautiques basé sur la norme DO160 [EUR 01]. Pour ce faire, il est primordial de définir la matrice impédance liée au connecteur et d'élaborer un outil systématique orienté métier de construction de ces matrices.

II.1.3. Définition d'un outil orienté métier de construction des matrices impédances

L'outil systématique de construction des matrices impédances a pour vocation d'aider à la pré qualification des équipements. Ses spécifications répondent à la nécessité de prendre en compte d'une part une base de données propre, issue de plusieurs cas tests réalisés dans le cadre du projet européen HIRF-SE [HIR 09]. D'autre part, cet outil doit être capable de capitaliser des impédances dans son architecture à travers l'intégration d'une base de données utilisateur. Pour ce faire, l'outil se doit d'avoir des entrées et fournir en sortie des matrices impédances liées à la taille de l'interface de l'équipement sous test. Il s'agit de la personnalisation des connecteurs. De plus, il doit être apte à s'interfacer avec des outils performants de modélisation des contraintes conduites comme CRIPTE. Ceci, afin de réaliser une modélisation des essais BCI au sein d'une plateforme ou en dehors sur des configurations réelles mettant en œuvre des équipements aéronautiques. Afin de pouvoir assurer au mieux son interfaçage, toutes les sorties de l'outil sont des fichiers impédances au format Amelet-HDF (§II.1.3.b). Enfin, deux systèmes d'exploitation doivent être pris en compte : Windows et Linux.

a. Spécification de la matrice impédance du connecteur

L'outil de construction des matrices impédances IMEA s'appuie sur une base de données intrinsèque et des données utilisateurs de Z_{mc} et Z_{md} mesurées ou modélisées. Ces impédances qui varient en fonction de la fréquence peuvent se mettre sous la forme (Equation II.6).

$$Z = \frac{a_1 + a_2s + a_3s^2 + \dots + a_n s^n}{b_1 + b_2s + b_3s^2 + \dots + b_m s^m} \text{ avec } s = j\omega \text{ (Equation II. 6)}$$

Les données utilisateurs peuvent provenir d'un équipement quelconque. Afin de mieux appréhender la matrice impédance et sa spécification, nous donnons un exemple sur un insert à quatre accès.

La procédure d'élaboration de la matrice impédance 4*4 (liée au nombre d'accès dans ce cas) consiste alors à adopter dans un premier temps une nomenclature de remplissage de la matrice. Notons que la disposition des impédances élémentaires dans la matrice impédance devra être spécifiée lors de la modélisation des essais BCI de manière à attribuer à chaque conducteur du toron l'impédance terminale adéquate. Dans ce sens, nous décidons de disposer les impédances de mode commun conformément à leur position sur l'insert. Cela se traduit par le fait que l'accès N°1 sera disposé en position 1 (ligne 1, colonne 1), et l'accès N°

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

N en position N (ligne N, colonne N) dans la matrice impédance. La Figure II.4 présente l'architecture d'une matrice impédance 4*4. Nous rappelons que les impédances élémentaires de mode commun sont disposées sur la diagonale de la matrice. Les termes extra diagonaux représentent les impédances de mode différentiel.

Dans cette première phase d'étude, nous ne considérons pas les impédances de mode différentiel car celles-ci sont faibles (au minimum 10% inférieures) par rapport aux impédances de mode commun. De plus, elles ont peu d'influence pour une injection BCI en mode commun.

Remarque : Les impédances élémentaires dépendent de la fréquence ; la taille de la matrice impédance dépend quant à elle du nombre d'accès. Il nous faut donc définir une matrice multidimensionnelle (Figure II.4) permettant de prendre en compte ces deux paramètres.

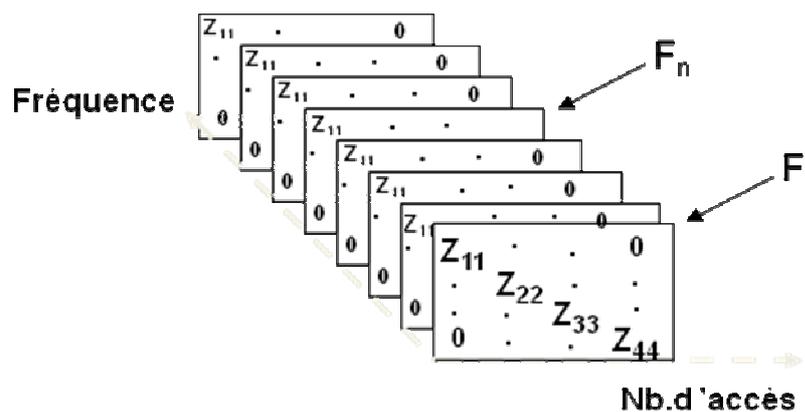


Figure II. 4 : Représentation schématique d'une matrice impédance d'interface équipement

En effet, dans notre exemple à chaque fréquence, on dispose d'une matrice 4*4.

La matrice multidimensionnelle associée à un insert peut alors être vue comme un repère à trois dimensions. Les dimensions selon x et y représentant le nombre d'accès sur l'insert et la dimension z le nombre de fréquence dans la gamme [10 kHz-400 MHz].

Les spécifications faites, il nous faut définir un langage de programmation afin d'élaborer cet outil de construction automatique des impédances d'interfaces équipements.

b. Les contraintes sur le choix d'un langage de programmation [AME 11] [SAL 12]

Le format Amelet-HDF est un standard de lecture et d'écriture de données scientifiques dédié à l'électromagnétisme. Il répond à un vide laissé par les précédents standards tels que SILO qui définit un standard scientifique de lecture et d'écriture de fichiers liés aux maillages des

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

structures. On peut aussi évoquer SALOME une plate-forme numérique fournissant des modules de pré et post traitement. Toutefois, tout comme MED, aucun de ces standards qui existent dans la communauté scientifique n'est adapté au domaine de l'électromagnétisme.

Le standard Amelet-HDF, a alors été spécifié afin de répondre à ce besoin. Ainsi, cette spécification prend en compte les matrices ou tableaux de données numériques, les sources électromagnétiques en passant par les maillages ou encore les réseaux et les lignes de transmission. Il s'appuie sur la technologie HDF5 qui permet d'intégrer un large type de format de données. L'avantage de la technologie HDF5 réside dans le large choix des langages de programmation. En effet, il est possible de réaliser la gestion de ses fichiers via les langages C, C++, Python, Fortran...

Dans le cas qui nous préoccupe, nous avons choisi le langage de programmation orienté objet Python version 2.6.5. Car, en plus d'être libre, la licence autorise la distribution des applications développées à l'aide de ce langage.

Dans ce qui suit, il ne s'agit pas d'exposer en long et en large les potentialités de l'outil IMEA (Impedance Modelling of Equipment Accesses) ou de faire un guide d'utilisation de l'outil mais de décrire ses principales fonctions.

II.2. Elaboration de l'outil d'aide à la pré-qualification des équipements : IMEA [IME 10]

L'outil IMEA que nous présentons dans les sections suivantes a été élaboré au cours de ces travaux de recherche. Toutefois, il ne s'agit pas pour nous de décrire en détail toutes les fonctionnalités de l'outil IMEA mais d'en présenter les grandes lignes. IMEA est d'abord un outil de construction des matrices impédances adapté à tout type de connecteur. L'outil se fonde d'une part sur une base de données d'impédances propres dans le cadre de cas tests en lien direct avec le projet européen HIRF-SE. D'autre part, il est possible pour l'utilisateur d'utiliser ses propres fichiers d'impédances élémentaires afin de construire ses matrices impédances. La [Figure II.5](#) décrit le principe de cet outil.

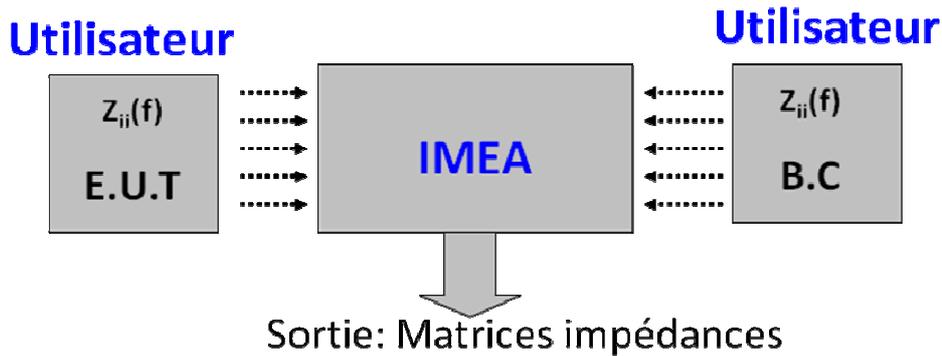


Figure II. 5 : Représentation de l'interaction entre un utilisateur et l'outil IMEA

Les équipements mis en œuvre sont alors l'EST (Equipement Sous Test) lié à BC (Boîte de Charge). En effet dans le cadre d'un scénario de modélisation des essais BCI, il est primordial d'élaborer les matrices impédances des interfaces des deux équipements (EST et BC). Pour ce faire les impédances élémentaires de l'utilisateur sont saisies dans l'outil et agencées afin de définir les matrices impédances associées aux interfaces des équipements.

IMEA est donc un outil orienté métier capable d'être utilisé sur deux systèmes d'exploitation (Windows et Linux). Il peut être utilisé via la plateforme européenne HIRF-SE ou lancé directement à l'aide d'un exécutable.

Dans les deux cas, les fichiers de matrices impédances fournis en sortie de l'outil sont au format Amelet-HDF.

IMEA est ainsi le premier outil d'aide à la pré-qualification des équipements élaborés dans le cadre de ce sujet de thèse. Il se présente sous la forme d'une interface Homme-machine. La Figure II.6 présente par blocs fonctionnels l'interface générale associée à l'outil IMEA.

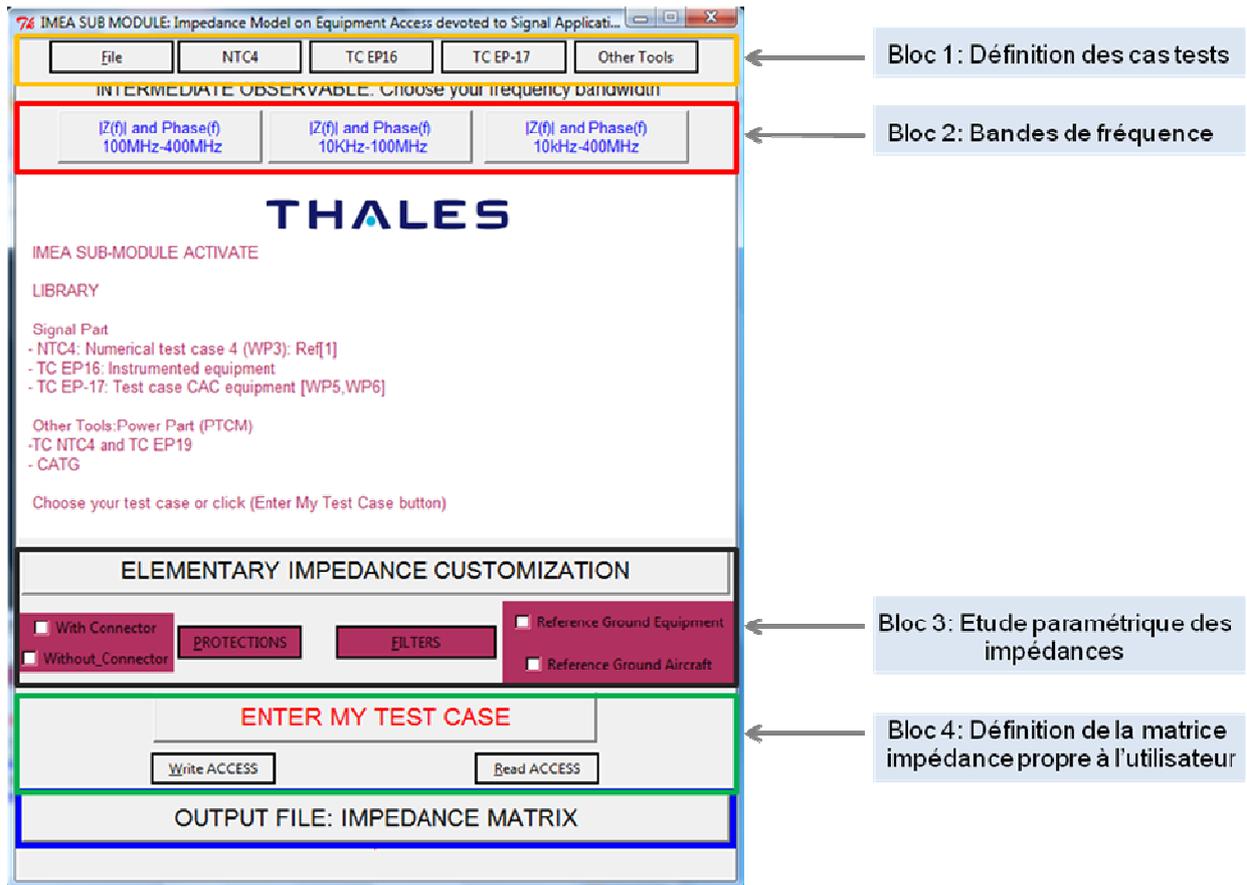


Figure II. 6 : Synthèse des principaux blocs fonctionnels de l'outil IMEA

IMEA est élaboré en fonction des cas tests initialement spécifiés dans le cadre du projet européen HIRF-SE. Nous décrivons succinctement dans la suite le contenu de chaque onglet et les fonctionnalités d'IMEA.

II.2.1. Les équipements de type signal

L'onglet NTC4 (Numerical Test Case 4) visible sur la (Figure II.6) correspond au cas-test générique éponyme dans lequel quatre familles fonctionnelles représentatives des impédances généralement rencontrées sont décrites. Il s'agit des familles alimentation, numérique, analogique et discret sur un équipement de type signal. Elles sont représentées par leurs acronymes respectivement Power (Alimentation 28 V DC), DGI (DiGital Input), ANI (Analog Input) et DSI (Discret Input). Nous verrons dans la suite comment ce cas-test permet d'étudier l'influence des différents étages (connecteur, références de potentiels RPE-RPA) sur l'impédance de mode commun.

Le cas TEST EP17

Le cas test EP17 concerne la caractérisation de l'interface d'un ordinateur aéronautique embarqué. Cet équipement de type signal, modulaire nommé CAC (Core Avionic Cabinet), de technologie très avancée dispose pour les besoins de l'étude de deux modules dont les connecteurs sont de type EPX.

Le premier module est l'IOM (Input Output Module) & le second le CPM (Core Processor Module). L'interface du module IOM présente 3 inserts nommés A1, B1, C1. Chaque insert est muni de 40 accès. Le deuxième module (CPM) est doté d'une interface de 40 accès pour les deux premiers inserts (A2 & B2). Le troisième insert (C2) dispose de deux Quadrax (Q1 & Q2) et 8 conducteurs simples.

Cet équipement et son connecteur représentés sur la Figure II. 7 sont connectés via un toron à une boîte de charge associée dans le cadre d'une injection BCI.

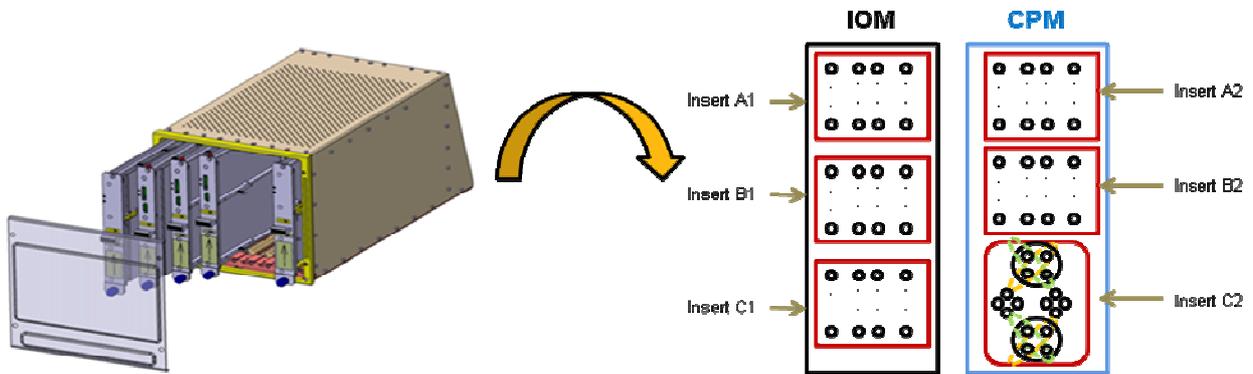


Figure II. 7 : Identification des modules étudiés sur le calculateur

La boîte de charge est utilisée pour connecter l'équipement EVR, représentant ainsi une condition d'installation dans l'aéronef. Cette boîte de charge présente de ce fait un nombre d'accès identique à l'interface de l'équipement CAC. Nous comprenons ici que la complexité d'élaboration de la matrice d'interface est très grande. En effet, cette complexité est liée à la fois au nombre de modules, au nombre d'accès par module sur les interfaces mais aussi au pas fréquentiel de caractérisation des impédances élémentaires dans la bande [10 kHz-400 MHz].

Il est donc primordial de cartographier de façon rigoureuse le connecteur, d'identifier les fonctions électroniques et leur position. Nous verrons dans la suite comment la caractérisation de cette interface complexe via l'outil IMEA en interaction avec CRIPTE nous permet de réaliser la modélisation complète d'une injection BCI.

Le bloc 2 décrit un découpage de la bande de fréquence d'intérêt en trois parties. Une première plage fréquentielle [10 kHz-100 MHz], permet d'appréhender l'aspect purement

déterministe de la modélisation. En effet, dans cette bande de fréquence, les modélisations des essais BCI peuvent prédire les valeurs des observables car les phénomènes mis en jeu et les chemins de propagation des perturbations sont connus.

La seconde sous-bande [100 MHz - 400 MHz] est dédiée à l'étude des phénomènes (couplages, chemins de propagations) non maîtrisés. Dans cette bande de fréquence, l'aspect statistique est à privilégier.

La fonction « ELEMENTARY IMPEDANCE CUSTOMISATION » permet de décrire dans la fenêtre des messages, les étapes nécessaires à la personnalisation des impédances du cas test NTC4. Il devient alors possible avec cette fonctionnalité de choisir les étages (connecteur, protection, filtre, reprises de potentiel) dont on désire étudier l'influence sur la variation des impédances du NTC4.

Le bouton « ENTER MY TEST CASE » permet à l'utilisateur d'activer une seconde Interface Homme-Machine (IHM) dédiée à la caractérisation de l'interface d'un équipement quelconque. Pour ce faire, deux fonctionnalités primordiales sont intégrées dans l'outil IMEA. Il s'agit des fonctions « Write ACCESS » et « Read ACCESS ».

Enfin, après avoir respecté rigoureusement les messages d'aide, le bouton « OUTPUT FILE : IMPEDANCE MATRIX » permet de générer dans le répertoire de travail les fichiers de caractérisation des interfaces au format AMELET-HDF.

II 2.2. Analyse d'un équipement de type puissance

L'outil IMEA intègre à travers l'onglet "Other Tool" un cas test dédié à un équipement de type puissance développé par Hispano-Suiza. Cet équipement est composé d'un convertisseur connecté à son moteur via une liaison de 2 ou 10 m. Dans ce cas test, la bande de fréquence d'analyse est réduite à l'intervalle [10 kHz-50 MHz] [PTC 10].

La [Figure II.8](#) présente la topologie de l'équipement sur lequel nous identifions un connecteur à trois accès.

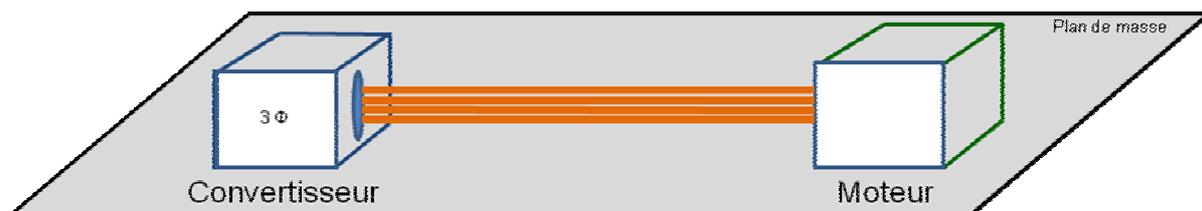


Figure II. 8 : Représentation d'un équipement de type signal mettant en œuvre le moteur et son convertisseur

La description complète de toutes les fonctionnalités de l'outil IMEA a fait l'objet d'un guide utilisateurs destiné aux équipementiers aéronautiques [USG 12]. Nous décrivons dans la suite un exemple d'application sur le cas test NTC4 disponible dans le bloc1 de la Figure II.6.

II.2.3. Exemple d'application sur un cas test générique

Le cas test générique NTC4 (Numerical Test Case) présente 4 impédances de MC représentatives de familles fonctionnelles technologiques. Une fonction Puissance 28 V (POWER 28V DC), un accès numérique (DGI), une fonction analogique (ANI) et enfin un accès discret (DSI). Pour chacune de ces impédances, on associe un fichier d'impédance élémentaire dans une base de données dédiée.

Afin d'élaborer la matrice impédance liée à ce cas test, il est primordial de sélectionner les impédances conformément à l'ordre d'apparition dans l'IHM. Ceci répond par la même occasion à la spécification de la matrice impédance présentée dans la section II.1.3.a. Dans ce sens, nous sélectionnons l'accès Power.

La touche fréquentielle [10 kHz-400 MHz] permet alors d'afficher l'impédance associée et de disposer cette impédance élémentaire dans la matrice impédance (position Ligne 1, Colonne 1) conformément à la Figure II.9.

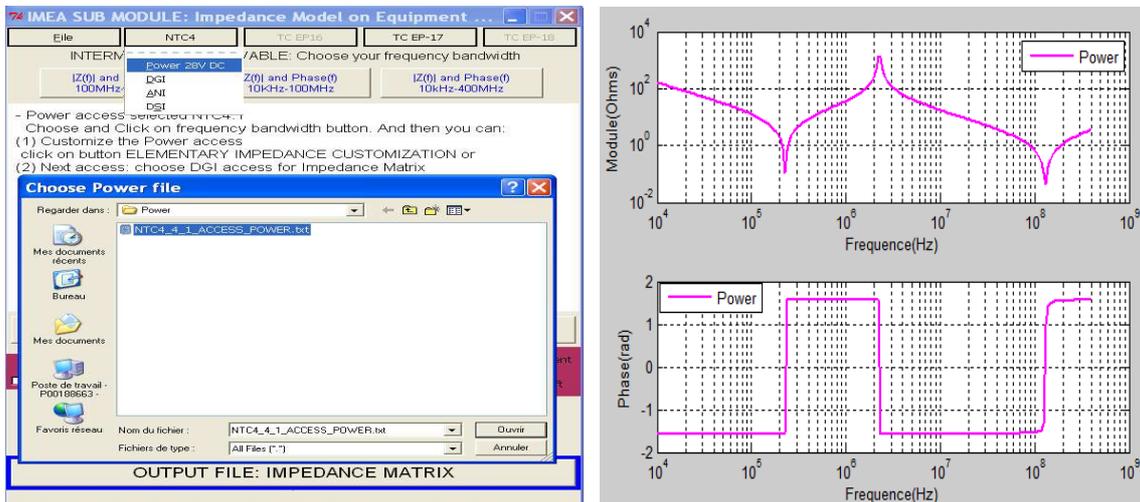


Figure II. 9 : Sélection de l'accès alimentation (Power 28V DC) sur l'outil IMEA et affichage de l'impédance associée (module, phase) cas du NTC4

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

L'analyse de l'impédance de cet accès générique montre deux résonances séries situées respectivement autour de 210 kHz et 100 MHz. Une résonance parallèle est localisée à environ 2 MHz.

Le second accès sélectionné est l'accès DGI. La procédure de sélection et d'affichage de l'impédance précédemment décrite est appliquée à cet accès (Figure II.10) gauche. L'allure de son impédance est donnée sur la Figure II.10 droite.

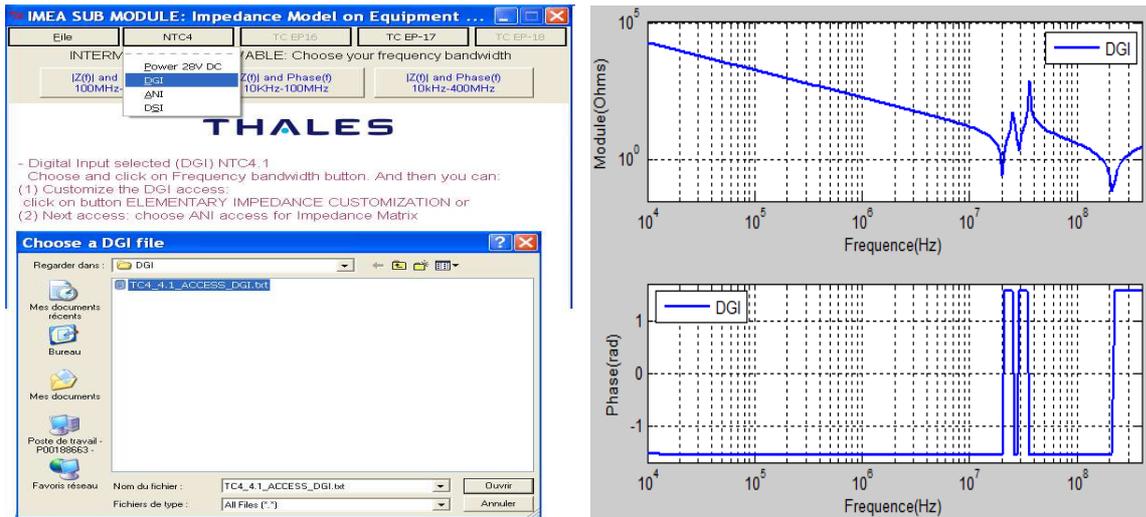


Figure II. 10 : Sélection de l'accès numérique (DGI) sur l'outil IMEA et affichage de l'impédance associée (module, phase) cas du NTC4

En basse bande, l'impédance est purement capacitive. Entre 20 et 40 MHz, nous identifions une succession de résonances séries et parallèles très proches. Enfin, comme dans le cas de l'accès alimentation, autour de 100 MHz, l'impédance est basse avec une résonance série. Nous poursuivons l'étude avec les accès DSI et elle se termine par la sélection de l'accès ANI. Les impédances élémentaires des accès DSI et ANI sont synthétisées sur la Figure II.11.

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

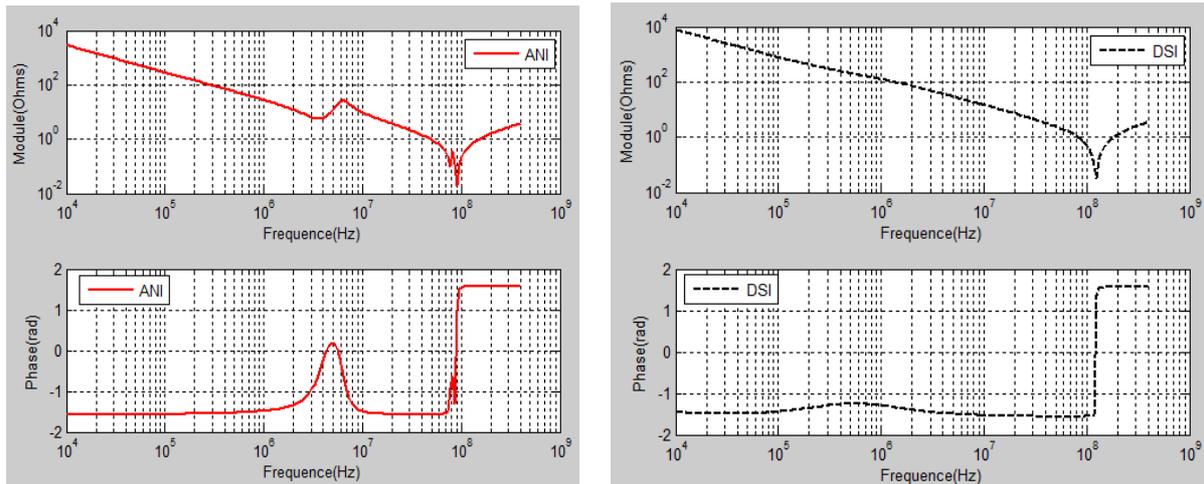


Figure II. 11 : Sélection de l'accès analogique (ANI) et discret (DSI) sur l'outil IMEA et affichage des impédances associées (module, phase) cas du NTC4

Ces deux impédances présentent aussi des comportements capacitifs en basse bande. Dans le cas de l'accès ANI, on distingue une résonance série suivie d'une résonance parallèle respectivement autour de 4 MHz et 7 MHz. Puis dans les deux cas (ANI & DSI), une résonance série autour de 100 MHz.

A ce stade, l'élaboration de la matrice d'interface est possible via la fonction « OUTPUT FILE : IMPEDANCE MATRIX » (Figure II.12) gauche. La matrice impédance associée au cas test NTC4 est alors disponible dans le répertoire de travail de l'utilisateur.

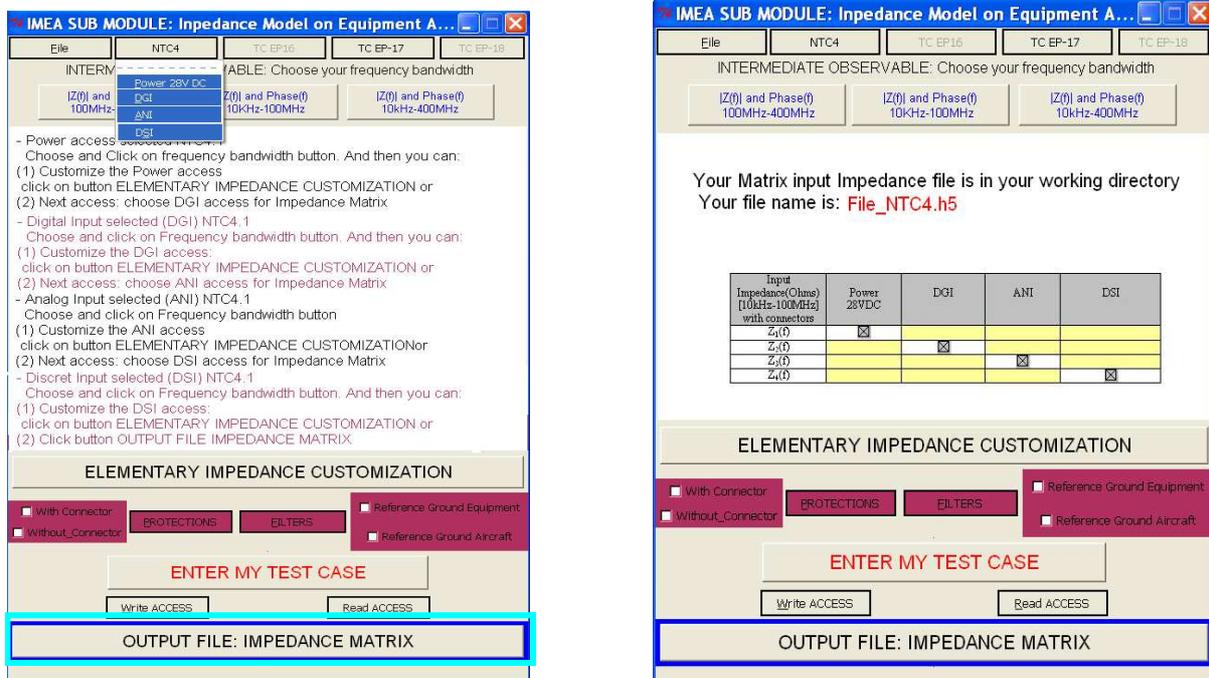


Figure II. 12 : Synthèse des accès sélectionnés sur l'outil IMEA et affichage de la disposition des impédances élémentaires dans la matrice impédance (cas du NTC4)

La Figure II.12 droite décrit la position à chaque fréquence des impédances élémentaires du cas test NTC4 dans la matrice d'interface (conformément à leur disposition dans l'outil IMEA). Dans cette première phase d'analyse, les termes extra-diagonaux sont nuls car nous ne considérons que le mode commun.

De façon générale, nous constatons que les impédances du cas test NTC4 résumées sur la Figure II.13 présentent des résonances et/ou antirésonances localisées à des fréquences différentes. Le comportement basse fréquence de ces impédances décrit un effet principalement capacitif donc de fortes valeurs (cas du DGI).

En haute fréquence, ces impédances tendent vers des valeurs beaucoup plus faibles avec des fréquences de résonance série autour de 100 MHz.

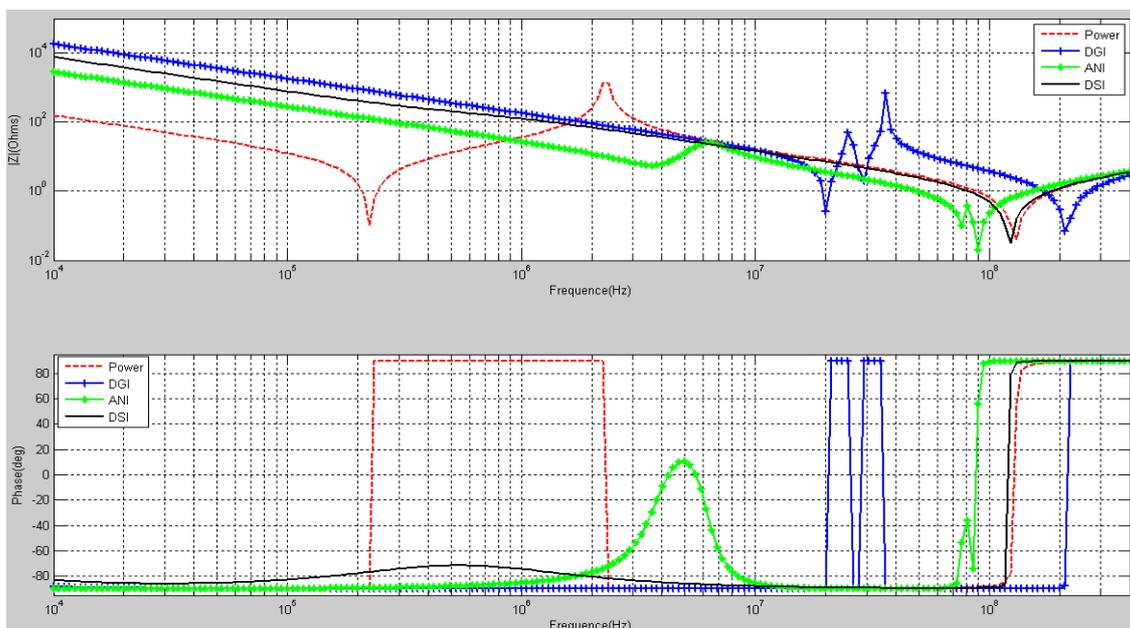


Figure II. 13 : Allure des impédances (module, phase) rencontrées dans le cas test NTC4

II.3. La matrice multidimensionnelle au Format Amelet-HDF [AME 11]

Le format AMELET-HDF (appliqué aux matrices impédances) spécifie l'arborescence et donne la structure du contenu des fichiers associés aux matrices impédances d'interfaces. La Figure II.14 donne l'exemple pour le cas test NTC4.



Figure II. 14 : Matrice impédance du cas test NTC4 au format Amelet-HDF

Nous pouvons voir dans le fichier NTC4.h5 un répertoire 'data' à l'intérieur duquel sont disposées les parties réelles et imaginaires des impédances élémentaires (Power, DGI, ANI, DSI). Cette matrice multidimensionnelle (199*4*4) est disponible dans l'arborescence (spécifique au format Amelet-HDF) physicalModel\multiport\Z_NTC4. Notons que 199*4*4 se traduit par 199 fréquences, 4 lignes et 4 colonnes conformément à la taille du connecteur en lien avec le cas test NTC4. La [Figure II.14](#) donne les valeurs de l'impédance à la fréquence de 10 kHz (première fréquence de travail). Il est alors possible via l'outil de visualisation 'HDFVIEW' d'accéder à la valeur des impédances pour toute fréquence.

Les impédances du cas test NTC4 ont été modélisées grâce à une description complète de la topologie de l'équipement. En effet, cette modélisation prend en compte le connecteur, et les différents étages (protection, filtrage, reprise de potentiel, effet du PCB).

Dès lors, il est possible d'étudier l'effet de chacun de ces étages sur la variation de l'impédance de mode commun.

II.4. Etude paramétrique des impédances de mode commun

L'étude de l'influence des paramètres topologiques de l'équipement sur son impédance de mode commun est possible via la personnalisation des impédances élémentaires. Cette fonctionnalité est représentée sur le bloc 3 [Figure II.6](#).

En effet, l'impédance de mode commun (Z_{mc}) est liée à l'effet du connecteur, aux différents étages de protection et de filtrage, mais aussi aux reprises de potentiel (RPE et RPA) et dans une moindre mesure à l'effet du PCB sur lequel est implémenté les circuits électroniques.

Nous décrivons en particulier le schéma circuit de l'accès puissance dans le cadre du cas test NTC4 Figure II.6.

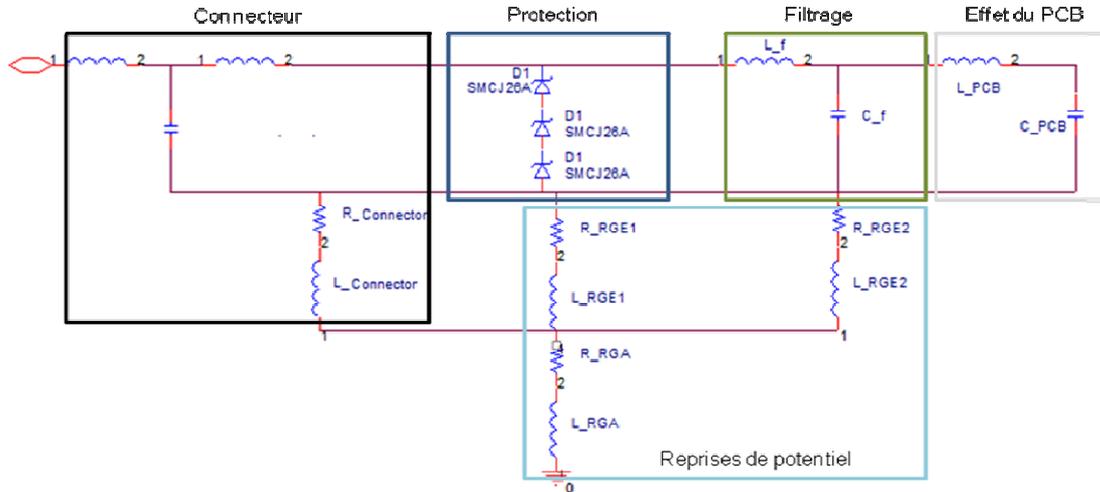


Figure II. 15 : Schéma circuit d'une impédance générique de mode commun

Il est alors possible d'identifier sur la Figure II.15 le bloc lié au connecteur dont le motif est un réseau L-C en T. La reprise de potentiel entre le connecteur et l'équipement est représentée par une résistance en série avec une self inductance. L'étage de protection est principalement constitué de diodes foudre. La partie filtrage est assurée par un circuit passe bas du second ordre. Les différentes reprises de potentiel (RPE-RPA) sont représentées par des réseaux R-L. L'effet du PCB est modélisé par un filtre passe bas constitué d'une inductance en série avec une capacité. A partir de cette représentation des impédances par blocs, il devient possible d'évaluer l'influence de chaque élément sur l'impédance de réflexion. Pour des raisons liées au processus industriel, nous ne donnons pas les valeurs des composants.

II.4.1. Etude de l'effet du connecteur

L'effet du connecteur peut être étudié en sélectionnant l'un des accès du NTC4 dans la barre du cas test associée. Dans notre exemple, nous choisissons l'accès puissance. Cette première configuration correspond à l'impédance de l'équipement lorsque celui-ci est installé dans l'aéronef avec toutes ses reprises de potentiel. Le schéma circuit présenté sur la Figure II.15 nous permet alors d'évaluer l'impédance de réflexion sans le connecteur.

Nous présentons ainsi sur la [Figure II.16](#) le résultat de la comparaison entre la configuration avec et sans le connecteur pour cette impédance élémentaire.

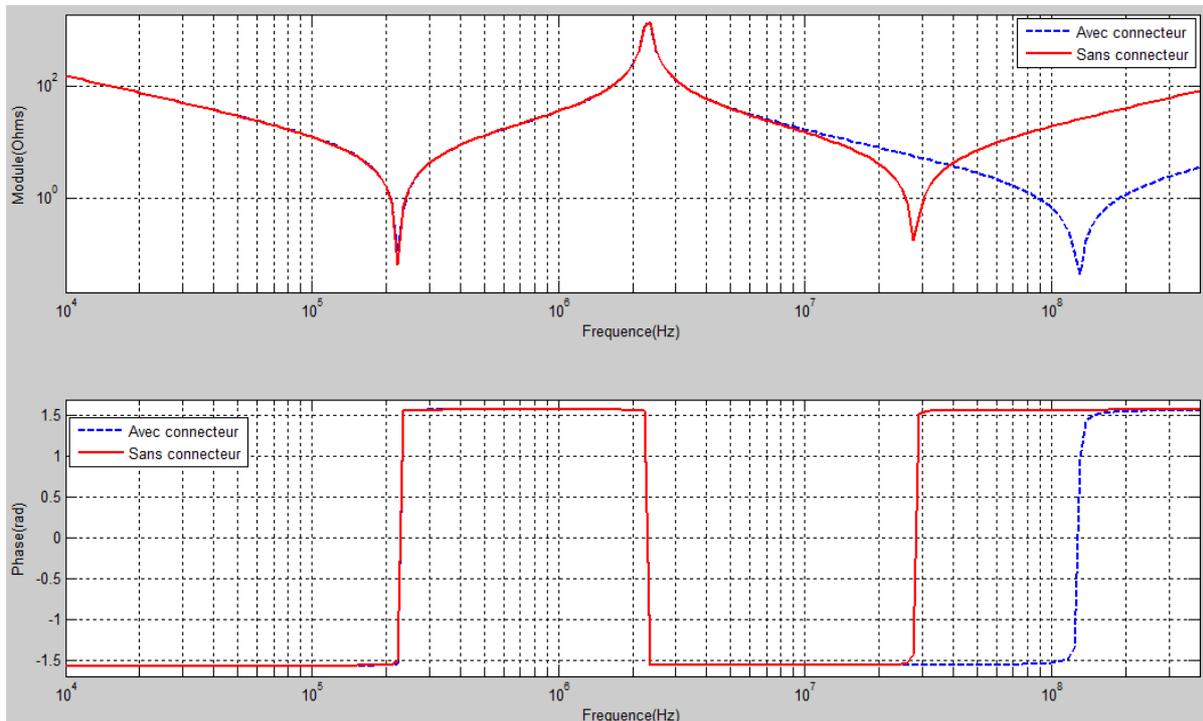


Figure II. 16 : Mise en évidence de l'effet du connecteur sur une impédance générique

Nous déduisons de cette comparaison que le connecteur a des effets significatifs principalement en hautes fréquences (autour de 100 MHz). Cet effet est mis en évidence par le décalage fréquentiel de la dernière résonance.

II.4.2. Etude de l'effet des reprises de potentiel

Comme dans le cas de l'étude de l'effet du connecteur, il est possible d'apprécier l'effet des reprises de potentiel sur l'impédance de mode commun. Pour cette analyse, nous avons choisi l'accès DGI. En effet, nous pouvons simuler l'impédance de l'accès DGI sans la RPE dans un premier temps (en présence de la RPA). Dans un second temps, la simulation est réalisée sans la RPA (en présence de la RPE). Ensuite, nous présentons sur la [Figure II.17](#) une comparaison entre la configuration complète (intégrant la RPE et la RPA) et les configurations sus mentionnées.

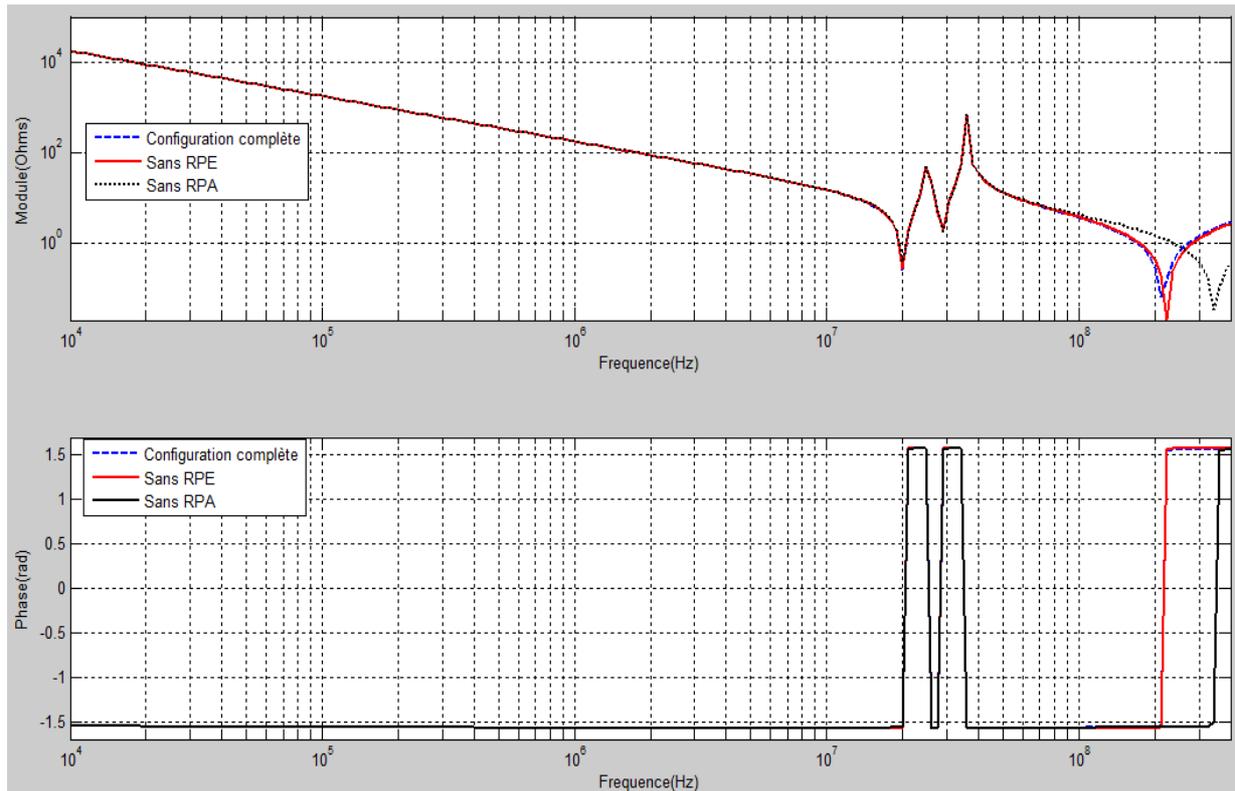


Figure II. 17 : Mise en évidence de l'effet des reprises de potentiel (RPE et RPA)

On constate que la RPA a des effets autour de 300 MHz. Par contre, la RPE a très peu d'influence. Ceci peut être dû à la bonne continuité électrique entre les cartes et la RPE d'une part et entre les cartes et la RPE d'autre part.

Il ressort de cette étude paramétrique que les effets du connecteur et des différentes reprises de potentiels sont significatifs en bande haute.

Nous comprenons qu'il est complexe de modéliser une impédance d'équipement en prenant en compte tous les étages représentés sur la [Figure II.15](#). Dans une modélisation BCI avec des équipements réels, cette difficulté s'accroît avec le nombre d'accès présents sur les interfaces de l'équipement sous test (EST) et de sa boîte de charge (BC).

Il devient donc judicieux de rechercher des modèles simplifiés d'impédances d'équipements représentant fidèlement les allures des impédances mises en jeu

II.5. Elaboration d'un modèle circuit dédié aux impédances d'équipements

Ce paragraphe est consacré à l'élaboration d'un modèle permettant de simuler rapidement les impédances terminales d'équipements. Ce modèle a pour objectif de déterminer par approche

simplifiée les composants passifs capables de donner une fidèle représentation de l'allure des impédances d'équipements.

II.5.1. Présentation de quelques méthodologies [PTC 10] [WEE 06] [GUS 99]

Dans les paragraphes suivants, nous utilisons l'anglicisme « fittage » ou « fitting » pour décrire le fait de reconstruire numériquement des courbes expérimentales à partir d'un jeu de paramètres.

Plusieurs travaux sont dédiés au fittage de courbes en générale et plus particulièrement à l'élaboration de modèles circuits associés aux impédances d'accès des équipements. Selon les besoins, les études se font sur des plages de fréquences spécifiques.

Des travaux réalisés dans le cadre du projet européen HIRF-SE ont permis de modéliser des impédances de mode commun sur des équipements aéronautiques réels de type signal dans la bande [10 kHz-400 MHz] et sur un équipement de type puissance [10 kHz-50 MHz].

Dans le premier cas, l'équipement mis en œuvre est un ordinateur aéronautique embarqué. Les modèles SPICE auxquels l'étude aboutit prennent en compte la topologie de l'équipement représentée par son connecteur, les différents étages de protection, de filtrage, l'influence du PCB et les différentes reprises de potentiels. Nous rappelons que deux types de reprises de potentiel sont pris en compte dans ce modèle:

- la reprise de potentiel (RPE) entre les cartes et l'équipement.
- La reprise de potentiel (RPA), entre l'équipement et le châssis de l'aéronef.

Concernant l'équipement de type puissance, le modèle circuit est élaboré en utilisant la fonction « fminsearch » de matlab [PTC 10]. En effet, une expression analytique de l'impédance est déterminée à partir de l'analyse de son allure. Dans ce modèle, les résonances séries et/ou parallèles déterminent les valeurs des paramètres L et C. La fonction fminsearch est utilisée pour fournir en sortie les valeurs optimisées des paramètres R-L-C permettant de minimiser l'écart entre le modèle et la courbe de référence.

Dans le cadre de ses travaux de doctorat, Yannick Weens [WEE 06] a élaboré des modèles d'impédances de mode commun et de mode différentiel sur un équipement de type puissance dans la bande [1 kHz – 100 MHz]. L'étude concerne en particulier le moteur de l'équipement testé. La méthode consiste à déterminer une expression analytique de l'impédance basée sur la mise en parallèle de circuits R-L-C série. Ensuite, le logiciel APLAC permet de déterminer les valeurs de ces paramètres.

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

Les travaux de Gustavsen [GUS 99] permettent de réaliser des fittings de courbes en général et en particulier des impédances sur de larges plages de variations fréquentielles. La méthode se fonde sur la recherche d'une approximation (fréquentielle) de la courbe à fitter dans le domaine de Laplace sous la forme de la somme de filtres du premier ordre. Pour ce faire, les étapes préliminaires consistent en l'identification des pôles et des zéros liés aux courbes (impédances dans notre cas) à fitter.

La recherche des N pôles régulièrement repartis s'appuie sur la définition d'une fonction $\sigma(s)$ telle que :

$$\sigma(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} \quad (\text{Equation II. 7})$$

on exprime alors le produit $\sigma(s).f(s)$ sous la forme

$$\sigma(s).f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \quad (\text{Equation II. 8})$$

dans laquelle la fonction recherchée $f(s)$ avec $s=j.\omega$ est donnée par l'Equation II.12.

Après résolution du système linéaire ($Ax=B$) obtenu en multipliant par le dénominateur, les zéros de σ qui peuvent se mettre sous la forme (Equation II.9) deviennent les nouveaux pôles de f .

$$\sigma_{fit}(s) = \frac{\prod_{n=1}^N (s - \bar{z}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad (\text{Equation II. 9})$$

le produit $\sigma(s).f(s)$ devient alors :

$$(\sigma f)_{fit}(s) = h \frac{\prod_{n=1}^N (s - \bar{z}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{a}_n)} \quad (\text{Equation II. 10})$$

d'après $(\sigma f)_{fit}(s) = \sigma_{fit}(s)f(s)$ il vient :

$$f(s) = \frac{(\sigma f)_{fit}(s)}{\sigma_{fit}(s)} = \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - Z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \bar{Z}_n)} \quad (\text{Equation II. 11})$$

La fonction (vectfit.m) ainsi élaborée sous Matlab à partir de ce principe prend en entrée un nombre de pôles de départ (définis par l'utilisateur dans la bande de fréquence d'analyse) de même que les paramètres (fréquence, module et phase) des courbes.

A partir de ce jeu de paramètres fondamentaux, l'algorithme recherche par la méthode des moindres carrés, les zéros et les pôles stables permettant de coller au mieux à la courbe dont on souhaite réaliser le fittage. En sortie de la fonction, nous obtenons les valeurs (réelles et/ou complexes) des pôles, des zéros de même que l'erreur réalisée entre l'expression analytique (Equation II.12) et la courbe à fitter.

$$f(j.\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{j.\omega - A_i} + d + j\omega \text{erreur} \quad (\text{Equation II. 12})$$

Nous pouvons ainsi reconstituer analytiquement la plupart des impédances d'équipements. Il est en outre possible de passer des valeurs des zéros et pôles aux circuits R-L-C (objet du § II.7).

II.5.2. La méthode Gustavsen appliquée à une impédance de mode commun

Nous appliquons la méthode de fittage de Gustavsen à l'impédance d'un accès DSI présentée sur la Figure II.18 afin de se rendre compte de la performance de l'outil et ainsi déterminer un schéma équivalent simplifié associé à cette impédance.

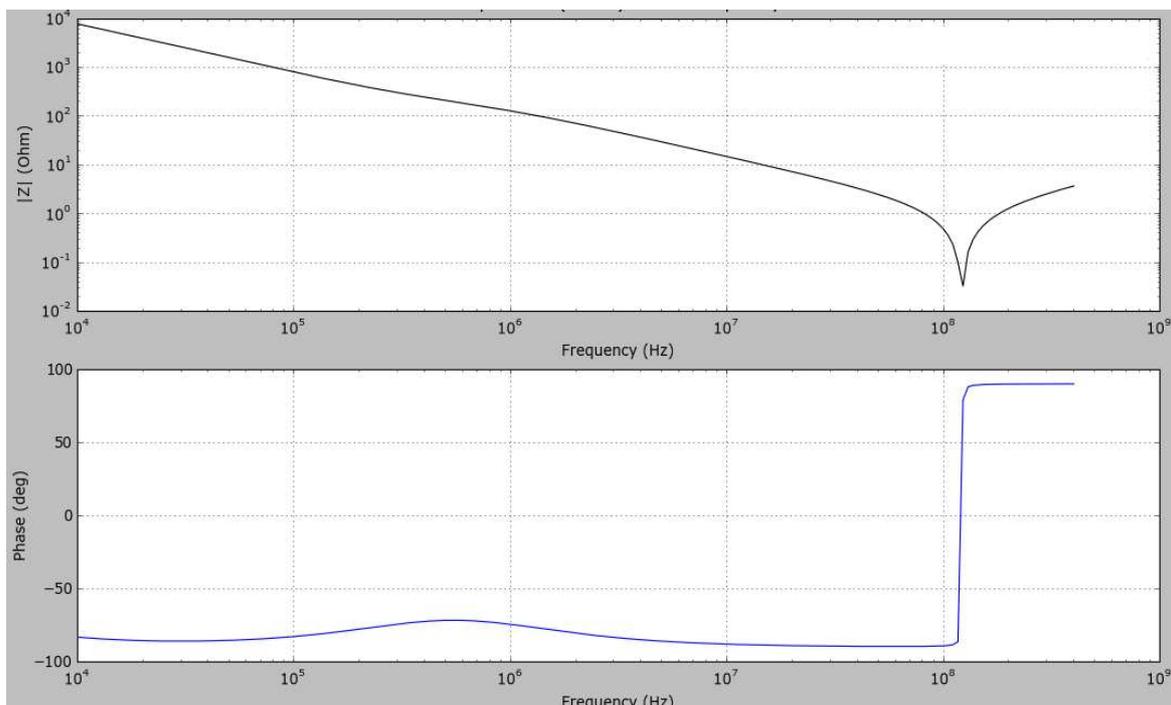


Figure II. 18 : Module et phase de l'impédance de l'accès discret (DSI)

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

L'impédance générique de l'accès DSI présente une allure monotone en basse et haute bande avec une fréquence de résonance série située autour de 120 MHz. L'analyse de la phase montre cependant que l'impédance ne peut être modélisée par un simple circuit R-L-C série car la pente en basse fréquence en particulier entre 100 kHz et 1 MHz est différente de 20 dB/décade.

Nous décrivons étape après étape le processus de fittage de cette impédance à l'aide de la méthode Gustavsen. Pour ce faire, nous choisissons trois valeurs de pôles dits « pôles de départ » dans la bande de fréquence d'intérêt [10 kHz - 400 MHz] consignés dans le Tableau II. 1. Ce choix du nombre de pôle nous permet dans un premier temps de fitter la courbe avec une bonne précision mais aussi de pouvoir concevoir le schéma circuit associé comme nous le verrons dans la suite de ce document. La Figure II.19 nous donne une comparaison entre le modèle avec les pôles de départ et la courbe de référence. Nous pouvons noter la divergence du modèle.

Pôles	$-0,1.10^6$	$-1,2642.10^9$	$-2,528.10^9$
Zéros	$0,0142.10^8$	$4,4054.10^8$	$4,8169.10^8$

Tableau II. 1 : Valeurs des pôles et des zéros initiaux appliqués à l'accès DSI

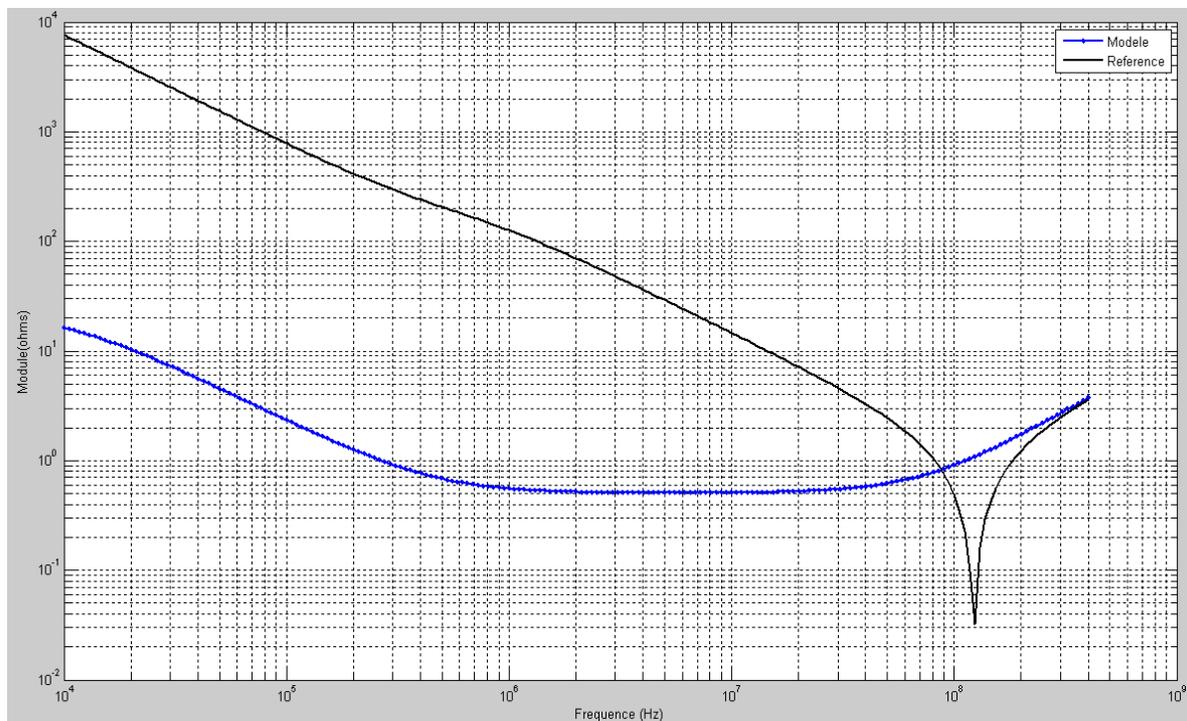


Figure II. 19 : Comparaison entre l'impédance de l'accès discret et la méthode de Gustavsen avant relocalisation des pôles

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

Le Tableau II.2 donne les valeurs des pôles et zéros stables calculés et fournis en sortie de la fonction (vectfit) de fittage.

Pôles	$-5,6280 \cdot 10^7$	$-0,4789 \cdot 10^7$	$-0,0007 \cdot 10^7$
Zéros	$0,0142 \cdot 10^8$	$4,4054 \cdot 10^8$	$4,8169 \cdot 10^8$

Tableau II. 2 : Coefficients des pôles et zéros recalculés par la fonction de Gustavsen

Afin de vérifier les valeurs fournies, nous présentons sur la Figure II.20 la comparaison entre la courbe de référence et la courbe de l'expression analytique Equation II.12. Nous obtenons alors une très bonne concordance entre ces impédances sur toute la gamme de fréquence.

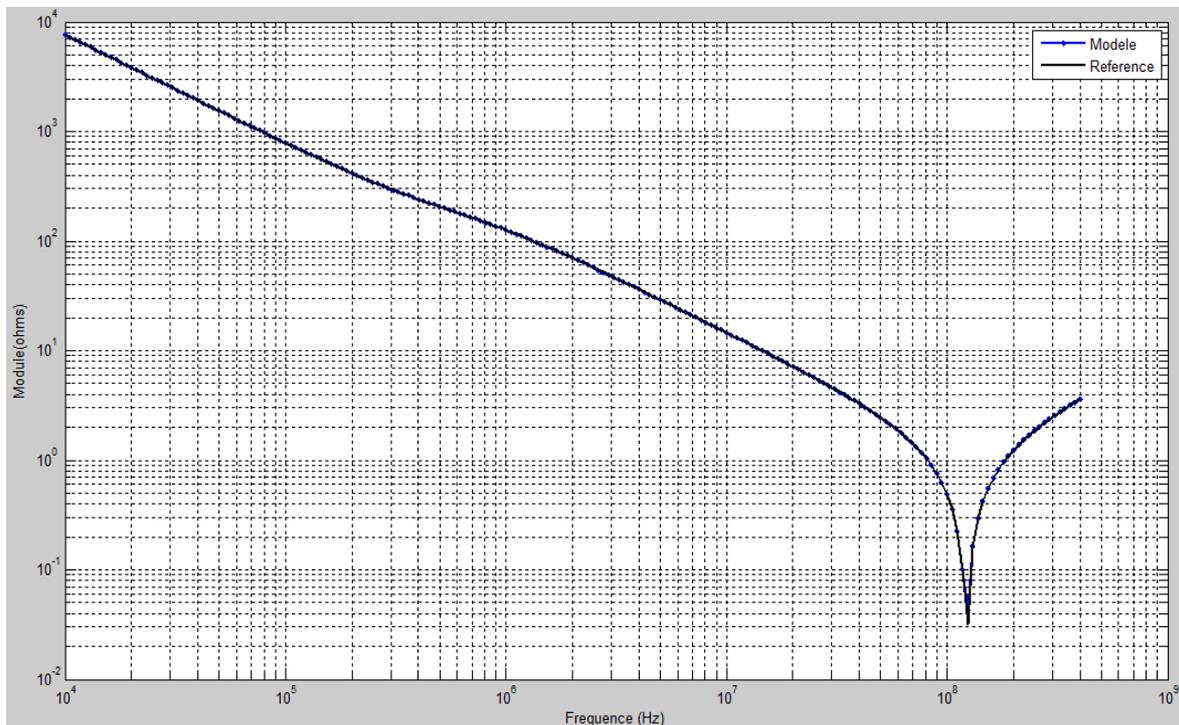


Figure II. 20 : Comparaison entre l'impédance de l'accès discret et la méthode de Gustavsen après relocalisation des pôles

Nous venons de voir qu'à partir de la fonction de Gustavsen, il est tout à fait possible de fitter les impédances d'interfaces équipements moyennant un choix judicieux sur les paramètres d'entrée de la fonction. Ceci est rendu possible après identification des pôles et zéros stables associés à l'impédance dont on désire réaliser le fittage.

Il devient alors possible de déduire des schémas circuits à partir de la connaissance des valeurs des pôles et zéros. Dans ce sens, il est primordial de définir un nombre raisonnable de

pôles de départ car, ce nombre est directement lié à la taille des circuits électroniques associés à chaque impédance.

II.6. Détermination des schémas circuits des impédances génériques [STE 99]

Nous détaillons dans ce qui suit les étapes permettant le passage des valeurs des pôles vers schémas circuits associés. Deux types de pôles sont à distinguer : les pôles à coefficients réels et les pôles complexes.

II.6.1. Cas des pôles réels

Lorsqu'un circuit résonant de degré deux, possède un pôle réel, il est possible de lui associer un schéma circuit équivalent de type R-C parallèle. L'impédance équivalente de ce montage est alors donnée par la relation (Equation II.13):

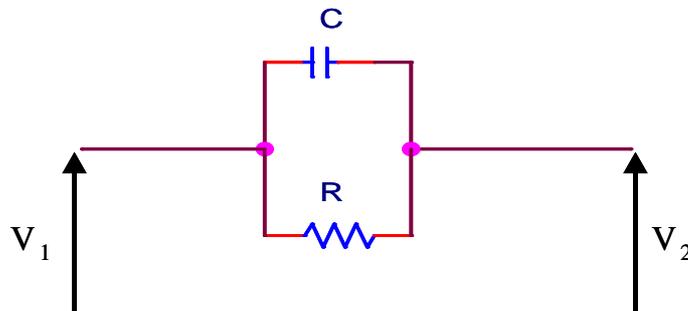


Figure II. 21 : Schéma circuit associé aux pôles à valeurs réelles

$$Z = \frac{R}{1 + RCp} \text{ (Equation II. 13).}$$

Cette expression (Equation II.13) peut se mettre sous la forme :

$$Z = \frac{\text{zero}}{p - \text{pôle}} \text{ (Equation II. 14)}$$

Après identification, il vient : $R = -\frac{\text{Zero}}{\text{Pôle}}$ et $C = -\frac{1}{R \cdot \text{Pôle}}$ (Equation II. 15)

Connaissant les valeurs (réelles) des pôles et zéros, il est aisé de déterminer la résistance R et la capacité C. Nous appliquons donc ce procédé à l'impédance du DSI précédemment fittée à l'aide de la fonction vectfit de Gustavsen. Le Tableau II.3 résume pour chaque pôle et zéro les valeurs des composants R-C associés. Nous comprenons ici l'intérêt du choix de trois pôles ; en effet le nombre de pôle est lié à la taille du circuit. Nous distinguons dans notre cas trois

étages R-C. Le terme correctif contenu dans l'Equation II.12 est équivalent à une self dont la valeur est celle de d.

Pôles	$-5,6280.10^7$	$-0,4789.10^7$	$-0,0007.1e^7$
Zéros	$0,0142.10^8$	$4,4054.10^8$	$4,8169.10^8$
R	R1 = 25 mΩ	R2 = 100Ω	R3 = 68 kΩ
C	C1 = 0,7 uF	C2 = 2 nF	C3 = 2 nF
L	1.5671 nH		

Tableau II. 3 : Synthèse des valeurs des pôles, et zéros, et des composants passifs de l'impédance DSI

Les valeurs représentées dans le Tableau II.3 nous permettent de réaliser le modèle sous Pspice présenté sur la Figure II.22. Le schéma SPICE présente bien trois circuits R-C parallèles disposés en série. L'Equation II.12 suggère en effet que tous les circuits associés aux couples de pôles-zéros sont en série du fait de la sommation.

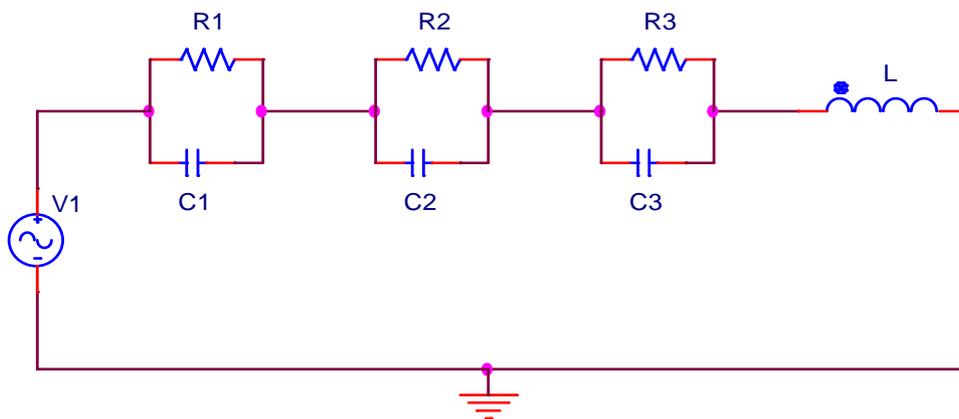


Figure II. 22 : Schéma circuit (Pspice) simplifié de l'accès discret (DSI)

La Figure II.23 présente la comparaison obtenue lors de la simulation avec le solveur circuit du type SPICE et la courbe de référence dans la gamme de fréquence [10 kHz-400 MHz].

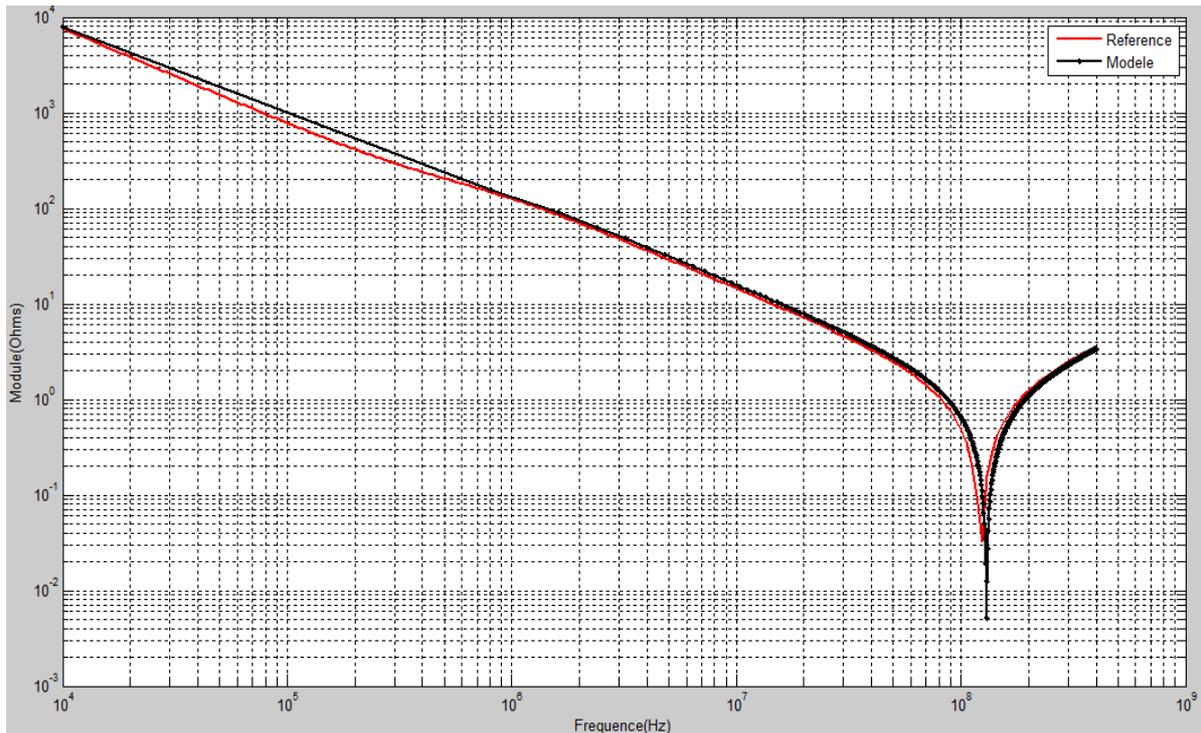


Figure II. 23 : Comparaison entre l'impédance de l'accès discret et l'expression analytique issue de la méthode de Gustavsen avec relocalisation des pôles

Les écarts constatés en basse fréquence et à la résonance série sont dus au nombre réduit de pôles et zéros et aux approximations réalisées sur les valeurs des éléments R-L-C. En effet, nous aurions pu choisir un nombre de pôle plus élevé, moyennant une phase de réalisation complexe. Toutefois, nous pouvons noter une bonne concordance entre le modèle et la courbe de référence.

II.6.2. Cas des pôles complexes

Dans le cas des pôles complexes exprimés par $P_1 = a + jb$ et d'un zéro complexe tel que $Zero_1 = c + jd$, dont les valeurs complexes conjuguées sont respectivement $P_1^* = a - jb$ et $Zero_1^* = c - jd$, l'expression de l'impédance peut se mettre sous la forme d'un circuit R-L-C en parallèle comme indiqué sur le schéma de la [Figure II.24](#).

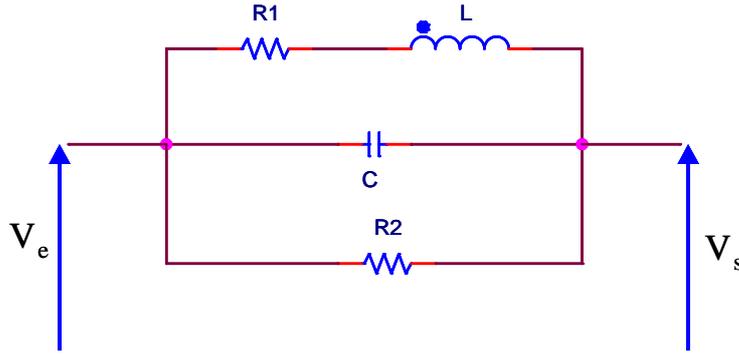


Figure II. 24 : Schéma circuit dédié aux pôles à valeurs complexes conjuguées

L'impédance de ce réseau R-L-C parallèle peut s'exprimer par :

$$Z_{eq} = \frac{R_2(R_1 + Lp)}{R_2 + R_1R_2Cp + R_2LCp^2 + R_1 + Lp} \quad (\text{Equation II. 16})$$

Nous exprimons alors l'impédance équivalente sous la forme :

$$Z = \frac{a + jb}{j\omega - (c + jd)} + \frac{a - jb}{j\omega - (c - jd)} \quad (\text{Equation II. 17})$$

Les expressions des valeurs des paramètres R-L-C sont respectivement:

$$C = \frac{1}{2a} \quad (\text{Equation II. 18})$$

$$L = \frac{2aR_1}{R_1(d^2 + c^2) + 2(ac + bd)} \quad (\text{Equation II. 19})$$

$$R_1 = -L\left(c + \frac{bd}{a}\right) \quad (\text{Equation II. 20})$$

$$R_2 = -\frac{2a^2}{ac - bd} \quad (\text{Equation II. 21})$$

Nous comprenons d'après les différentes équations sus-exprimées que le passage des pôles et zéros vers les circuits n'est possible que lorsque le pôle possède une valeur réelle positive.

En effet, pour un pôle dont la partie réelle est négative, la valeur de la capacité C est négative (Equation II.18). Il devient alors nécessaire de faire un tri parmi les valeurs fournies par l'outil Gustavsen afin de pouvoir élaborer le modèle Spice.

Limites de la méthode Gustavsen

La principale limite identifiée, liée à l'utilisation de la méthode de fittage de courbes Gustavsen se situe au niveau de la difficulté à obtenir des valeurs positives pour les composants (R-L-C). En effet, dans certains cas, il est nécessaire de réaliser un tri sur les valeurs des pôles et des zéros afin d'éviter des valeurs négatives aux composants R-L-C . Ceci concerne à la fois les pôles et zéros de type réel ou complexe.

La seconde contrainte consiste à régler le paramètre pôle de départ en entrée de la fonction afin d'obtenir en sortie un nombre raisonnable de circuits tout en conservant une bonne

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

corrélation entre la mesure et l'impédance à fitter. En effet, il est clair qu'un circuit à dix pôles est plus complexe à mettre en œuvre qu'un circuit à trois pôles.

Cette approche très performante devient alors complexe à utiliser quand il s'agit de passer à des schémas circuits équivalents. Toutefois, nous rappelons qu'elle reste très efficace pour réaliser des fittages de courbes ou d'impédances.

Dans la problématique qui nous concerne et qui consiste à élaborer des modèles pour chaque élément de la boucle d'injection BCI, il est primordial de disposer d'un outil rapide de modélisation des impédances. Cet outil doit permettre le passage vers des schémas Pspice équivalents avec le moins de contraintes possibles. Dans cette optique, nous avons développé une méthode permettant de réaliser ces deux tâches. Le Tableau II.4 synthétise les avantages et inconvénients des différentes approches élaborées dans le cadre de fittage de courbes en particulier des impédances.

Méthode	Avantages	Inconvénients
Yannick Weens et Fminsearch (matlab)	Fittage de courbes avec des résonances multiples Elaboration de schémas circuits modélisables sous Pspice	Nécessite d'une part d'élaborer les expressions analytiques complètes des impédances à fitter. Dans le cas multi résonants, ces expressions peuvent s'avérer complexes à mettre en œuvre. D'autre part, il est nécessaire d'utiliser un outil externe (LAPLAC pour la méthode Yannick Weens) afin de calculer les valeurs des composants. Dans le cas de fminsearch, les temps de détermination des valeurs des éléments passifs (R, L, C) et d'utilisation de la mémoire des unités de calculs peuvent s'avérer prohibitifs.
Gustavsen	Modélisation d'impédances très complexes avec identification des pôles et des zéros de la fonction. Fittage rapide, de plus, la méthode ne nécessite pas l'utilisation d'une capacité mémoire importante pour l'unité de calculs. Il n'est pas utile de donner une expression analytique de l'impédance à fitter.	Difficulté de passer aux schémas circuits car certaines valeurs de pôles ont des parties réelles négatives.

Tableau II. 4 : Présentation des avantages et inconvénients de quelques méthodes de fittage de courbes

II.7. Elaboration d'un modèle circuit appliqué aux impédances d'équipements

La méthode proposée se focalise sur la modélisation des impédances d'équipements dans la bande de fréquence [10 kHz-400 MHz]. Elle a pour objectif d'obtenir un modèle circuit équivalent à composants passifs de l'impédance modélisée. Pour ce faire, la méthode s'appuie sur la résolution de systèmes d'équations associés aux impédances dont on souhaite élaborer le modèle circuit.

Afin de s'accorder sur les termes, nous définissons la résonance par le maximum à la fréquence F_a et l'antirésonance par le minimum de l'impédance à la fréquence F_r . Ces fréquences sont aussi identifiées respectivement par les termes résonances série et parallèle.

L'exemple décrit s'intéresse alors à l'impédance de type alimentation (Puissance 28 V DC) précédemment présentée. L'allure de cette impédance est rappelée sur la [Figure II.25](#).

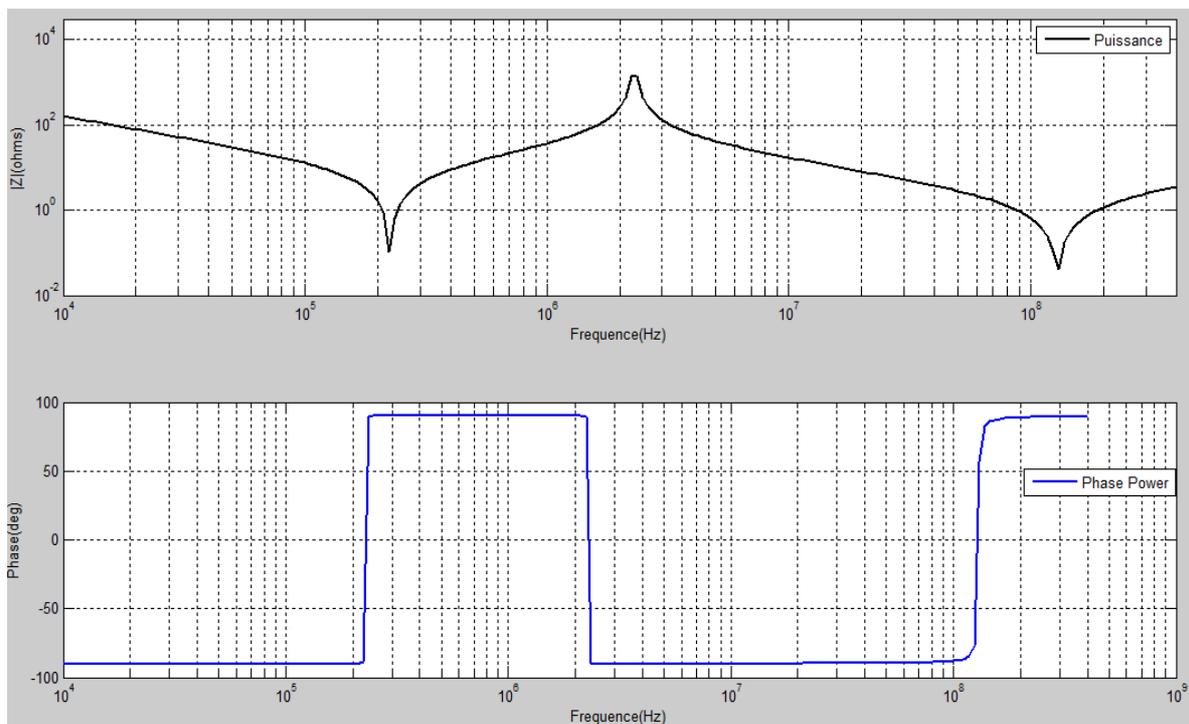


Figure II. 25 : Module et phase de l'accès alimentation du cas test NTC4

Sur cette courbe, nous identifions deux résonances séries aux fréquences $2.2 \cdot 10^5$ Hz et $112 \cdot 10^8$ Hz et une résonance parallèle à la fréquence de $2.2 \cdot 10^6$ Hz. Nous les nommons respectivement Fr_1 , Fr_3 , Fa_2 . Nous choisissons d'attribuer des indices pairs aux résonances parallèles et impaires aux résonances séries.

La procédure générale consiste à modéliser deux résonances séries successives (ici Fr_1 et Fr_3) par deux réseaux de circuits R-L-C série disposés en parallèle. La fréquence de résonance

parallèle Fa2 située obligatoirement entre deux résonances séries est prise en compte directement dans le modèle via un système d'équations.

Nous illustrons pas à pas sur l'accès Puissance 28V DC la procédure permettant d'aboutir le schéma circuit.

II.7.1. Mise en équation des impédances d'équipements

La Figure II.26 décrit le schéma de principe de la mise en parallèle des réseaux série R-L-C pour une impédance présentant deux résonances série séparées par une résonance parallèle.

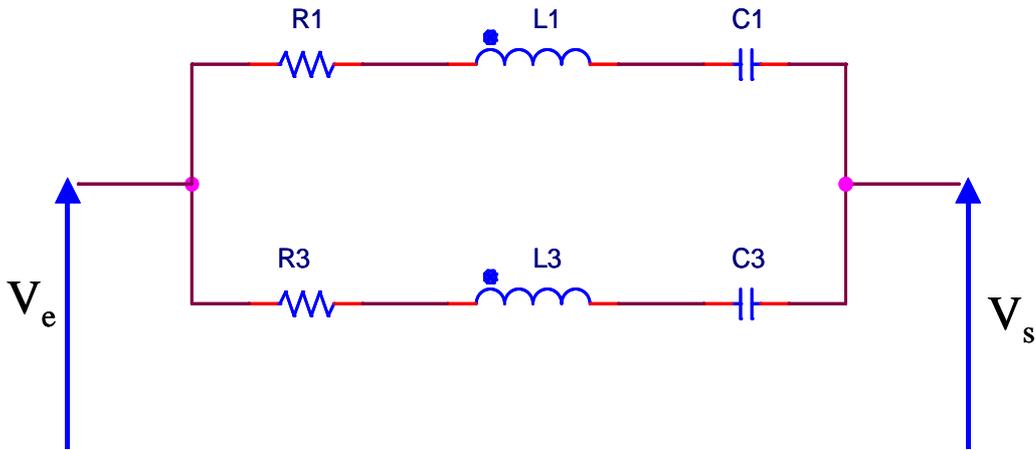


Figure II. 26 : Schéma circuit (Pspice) simplifié de l'accès alimentation (Power 28V DC)

Les valeurs de L_1, C_1 respectivement (L_3, C_3) déterminent les fréquences de résonances séries Fr_1 et Fr_3 . Les couples de valeurs (L_1, C_3) ou (L_3, C_1) permettent quant à elles de calculer la fréquence de résonance parallèle Fa2. Tout ceci revient donc à résoudre un système de quatre équations à quatre inconnues.

L'impédance équivalente de la Figure II.26 peut se mettre sous la forme

$$Z_{eq} = \frac{\left(R_1 + sL_1 + \frac{1}{sC_1} \right) \left(R_3 + sL_3 + \frac{1}{sC_3} \right)}{R_1 + R_3 + s(L_1 + L_3) + \frac{1}{s} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_3} \right)} \quad (\text{Equation II. 22})$$

En basse fréquence ($s \rightarrow 0$), les capacités C_1 et C_3 déterminent la valeur de l'impédance à modéliser. L'impédance équivalente tend alors vers l'expression donnée par l' Equation II.23:

$$Z_{eq} = \frac{1}{(C_1 + C_3)s} \quad (\text{Equation II. 23})$$

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

La première équation de notre système est alors donnée par :

$$C_1 + C_3 = \frac{1}{2\pi i \cdot f_0 \cdot Z_0} = A \text{ (Equation II. 24)}$$

f_0 représente la première fréquence de travail

Z_0 : le module de l'impédance à la première fréquence

Dans le cas de l'accès Power, on a $f_0 = 10$ kHz et $Z_0 = 158 \Omega$.

A la première fréquence de résonance série Fr_1 , l'impédance est déterminée via le couple L_1, C_1 (Equation II.25).

$$L_1 \cdot C_1 = \frac{1}{(2\pi i \cdot Fr_1)^2} = B \text{ (Equation II. 25)}$$

Idem, pour la deuxième résonance série (Fr_3), l'impédance est dictée par le couple L_3, C_3 , on obtient alors :

$$L_3 \cdot C_3 = \frac{1}{(2\pi i \cdot Fr_3)^2} = C \text{ (Equation II. 26)}$$

Les couples (L_1, C_3) et (L_3, C_1) doivent satisfaire à l'Equation II.27 afin de déterminer la fréquence de résonance parallèle Fa_2 . Il vient :

$$L_1 \cdot C_3 = \frac{1}{(2\pi i \cdot Fr_2)^2} = D \text{ ou encore } L_3 \cdot C_1 = \frac{1}{(2\pi i \cdot Fr_2)^2} = D \text{ (Equation II. 27)}$$

On dispose donc de 4 équations à 4 inconnues (L_1, L_3, C_1, C_3). La résolution de ce système nous donne :

$$C_3 = \frac{A}{\left(\left(\frac{B}{D}\right) + 1\right)} \text{ (Equation II. 28)}$$

$$L_3 = \frac{D}{C_3} \text{ (Equation II. 29)}$$

$$L_1 = \frac{C}{C_3} \text{ (Equation II. 30)}$$

$$C_1 = A - C_3 \text{ (Equation II. 31)}$$

II.8. Validation du modèle sur des impédances génériques

Une application de ce principe sur l'impédance de l'accès Puissance précédemment décrit nous permet d'obtenir les valeurs résumées dans le Tableau II.5 :

R	R1 = 100 mΩ	R3 = 100 mΩ
C	C1 = 99 nF	C3 = 0,99 nF
L	L1 = 4,8 uH	L3 = 1,76 nH

Tableau II. 5 : Valeurs des composants passifs pour la modélisation de l'impédance de l'accès alimentation

Disposant de ces valeurs, nous réalisons sous Pspice une modélisation de cette impédance. La comparaison entre le modèle et la courbe de référence est présentée sur la Figure II.27.

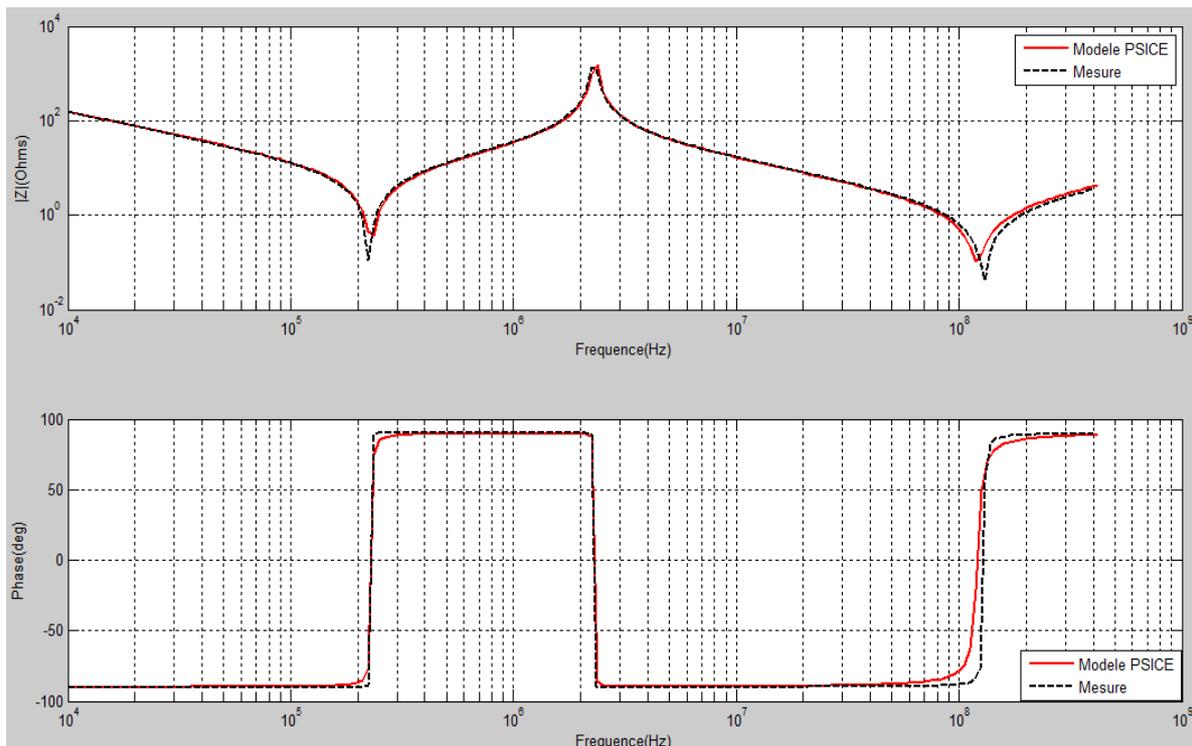


Figure II. 27 : Comparaison mesures modélisation de l'impédance de l'accès alimentation (POWER 28V DC)

Nous pouvons apprécier la très bonne concordance entre la mesure et le modèle équivalent dérivé de notre méthode de fittage sur toute la gamme fréquentielle. Les faibles valeurs de R1 et R3 permettent de minimiser les atténuations de l'impédance aux résonances. En effet, aux résonances, la valeur de l'impédance est principalement influencée par la partie réelle car la partie imaginaire de l'impédance est nulle.

Grâce à ce procédé, il est tout à fait possible de déterminer des schémas circuits pour des impédances avec des résonances multiples.

Nous présentons les résultats de comparaison sur une impédance de type numérique (DGI).

La modélisation de cet accès met en œuvre trois circuits R-L-C séries disposés en parallèle afin de prendre en compte les trois résonances séries séparées par deux résonances parallèles.

La procédure et les équations basées sur le même principe que la modélisation de l'accès puissance sont présentées en Annexe 1.

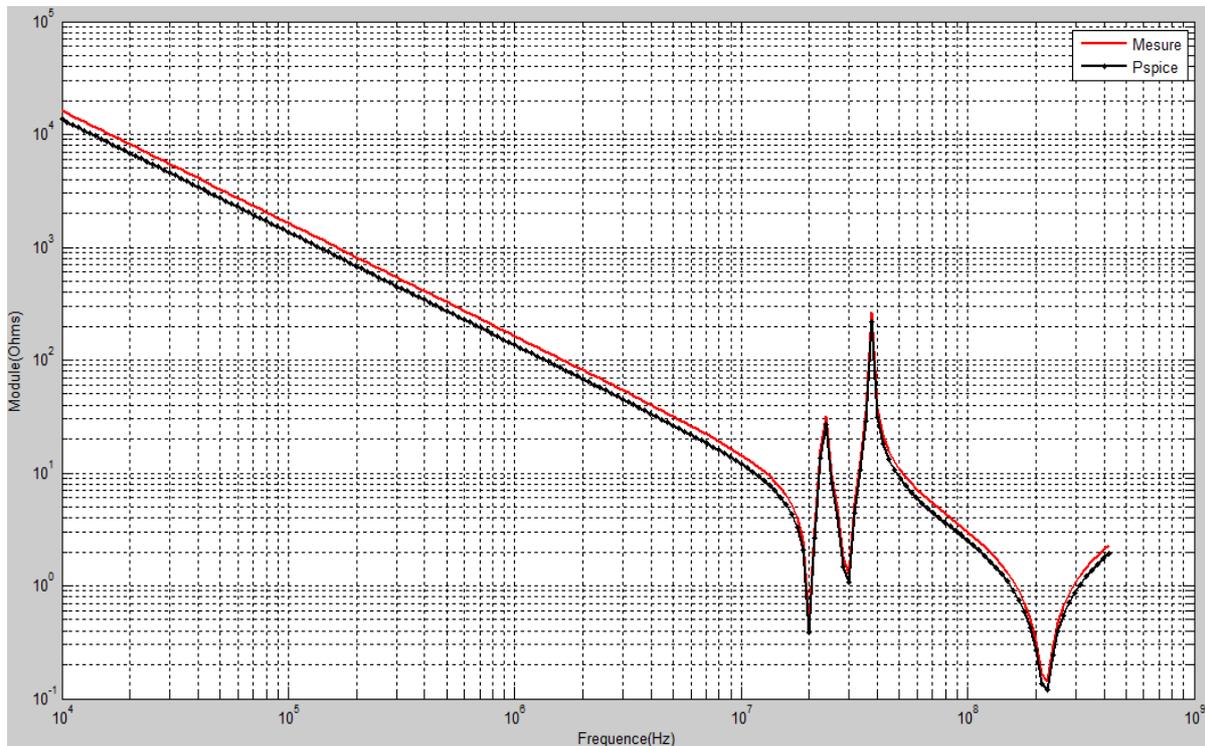


Figure II. 28 : Comparaison mesure modélisation de l'impédance de l'accès numérique (DGI)

Nous pouvons quantifier l'écart entre le modèle Pspice et la courbe de référence estimé à moins de 2 dB sur toute la bande. La [Figure II.29](#) donne le modèle SPICE pour cet accès.

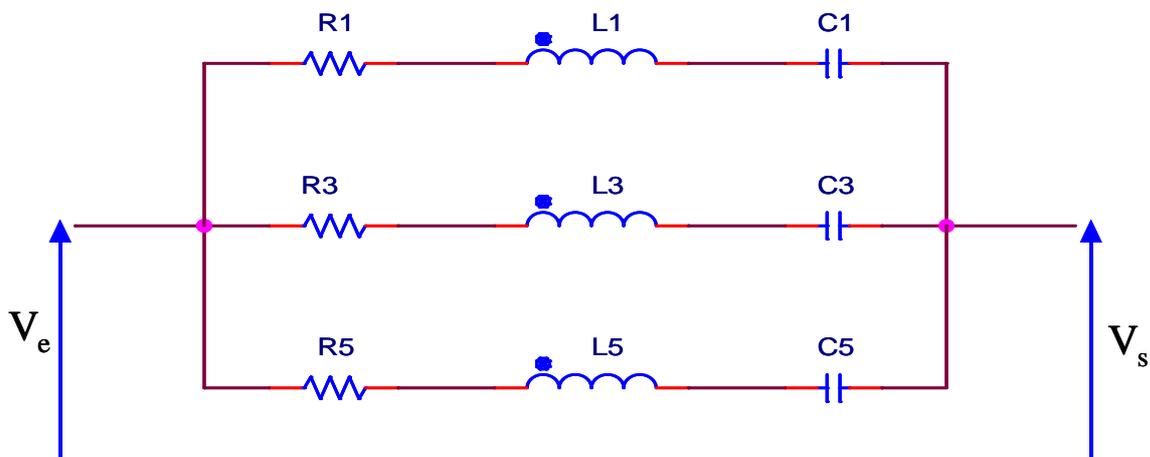


Figure II. 29 : Modèle circuit (Pspice) de l'accès numérique DGI

CHAPITRE II. LA CARACTERISATION DES EQUIPEMENTS AERONAUTIQUES

Le Tableau II.6 présente alors les valeurs des paramètres R-L-C de l'impédance liée à l'accès Numérique (DGI).

Composants	Valeurs		
R	R1 = 80 mΩ	R3 = 80 mΩ	R5 = R8 = 10. ¹² Ω
L	L1 = 1,6.10 ⁻⁷ H	L3 = 1,21.10 ⁻⁷ H	L5=1,08.10 ⁻⁹ H
C	C1 = 3,9.10 ⁻¹⁰ F	C3 = 2,46.10 ⁻¹⁰ F	C5 = 5,3.10 ⁻¹⁰ F

Tableau II. 6 : Résumé des valeurs des composants passifs pour l'accès DGI

Nous pouvons ainsi donner sur la Figure II.30, une comparaison entre le modèle simplifié équivalent à l'accès analogique (ANI) et sa courbe de référence.

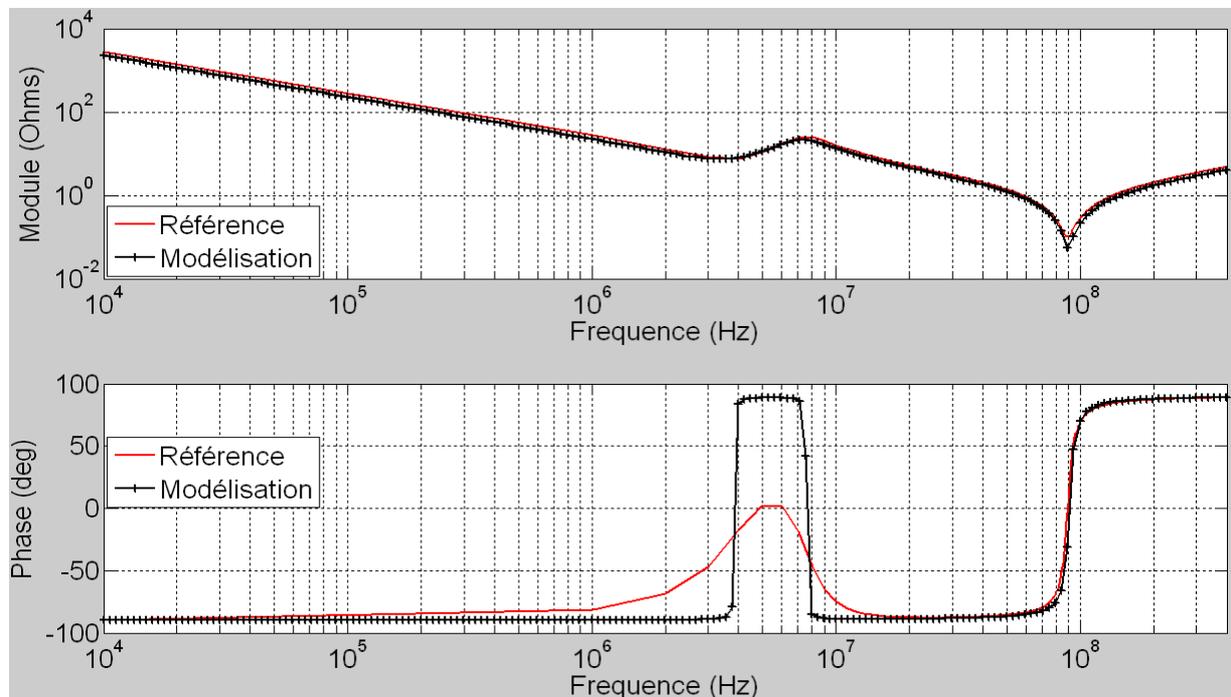


Figure II. 30 : Comparaison modèle simplifié courbe de référence dans le cas de l'accès analogique

Le Tableau II.7 synthétise les valeurs du modèle Pspice utilisées pour réaliser la modélisation.

Composants	Valeurs		
R	R1 = 8 mΩ	R3 = 50 mΩ	Rcharge
L	L1 = 0,36.10 ⁻⁶ H	L3 = 1,7.10 ⁻⁹ H	R6 = R8 = 1 MegΩ
C	C1 = 5,1.10 ⁻⁹ F	C3 = 1,8.10 ⁻⁹ F	

Tableau II. 7 : Valeurs des composants R-L-C dans le cas de la modélisation de l'accès ANI

La [Figure II.31](#) représente l'agencement des composants lors de la modélisation sous Pspice.

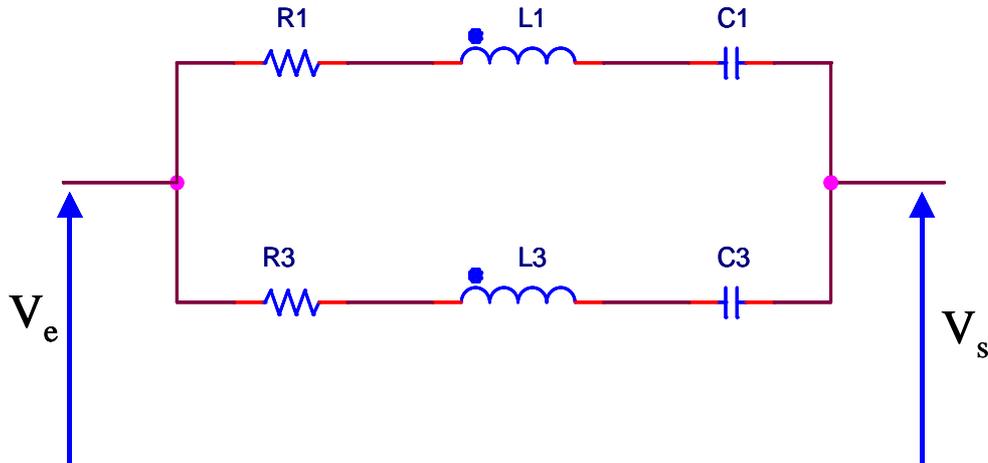


Figure II. 31 : Schéma circuit de la modélisation de l'accès ANI

Après avoir identifié les valeurs des composants (R-L-C) de nos différentes impédances, il devient alors possible de les réaliser sur du PCB (Printed Circuit Board). La réalisation des impédances modélisées a pour objectif d'étudier l'influence des charges terminales (qui varient en fonction de la fréquence) sur le courant de mode commun lors d'une injection BCI et sert à préparer la réalisation d'une maquette générique d'équipement.

Il est important de noter que, dans le cadre de la modélisation de ces impédances sous PSPICE, il est nécessaire de disposer une résistance de charge de forte valeur en parallèle sur les capacités. Nous donnons un exemple de l'ordre de grandeur de cette valeur (R_{charge}) dans le [Tableau II.7](#).

II.9. Réalisation sur cartes d'impédances d'équipements à partir de la modélisation sous Pspice

La réalisation des impédances sur PCB a pour objectif de préparer la validation expérimentale de l'analyse de l'influence de la variation des charges terminales sur $Imc(f)$. Celle-ci débute par un routage des circuits sur les cartes conformément aux modélisations Pspice. Nous présentons sur la [Figure II.32](#) gauche un exemple de ce principe pour l'accès analogique (ANI). Une fine pellicule d'un matériau conducteur est déposée sur le PCB, elle sert à la fois pour les contacts entre les éléments passifs et le plan de masse. La piste centrale sur laquelle est connectée l'âme centrale du connecteur SMA sert à recevoir le signal de l'analyseur de réseau pour la mesure de l'impédance. Une reprise de potentiel est assurée entre la carte et le connecteur SMA. La connexion des éléments est alors réalisée directement sur les cartes.

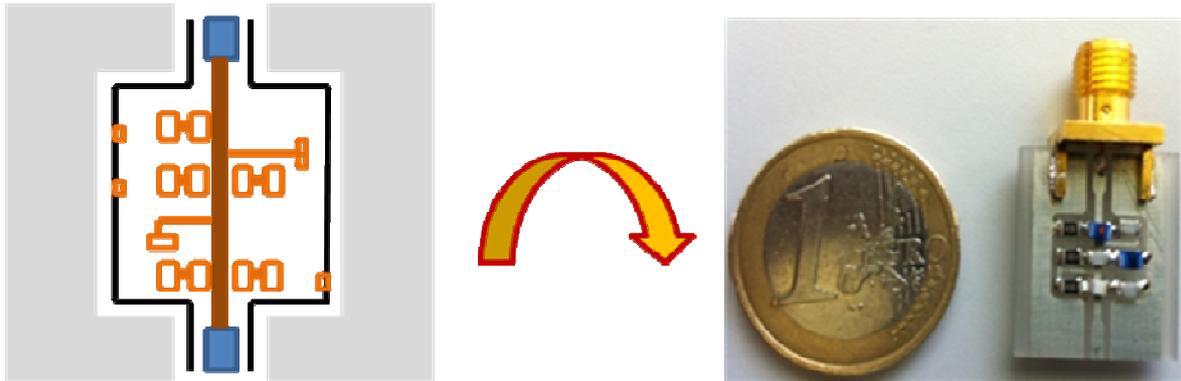


Figure II. 32 : Représentation de l'agencement des composants passifs des impédances modélisées sur un PCB

La [Figure II.32](#) droite donne la disposition des éléments passifs sur la carte pour l'accès ANI. Nous avons donc réalisé une comparaison entre la courbe de référence et le modèle d'impédance réalisé sur du PCB. Cette comparaison est réalisée sur la [Figure II.33](#).

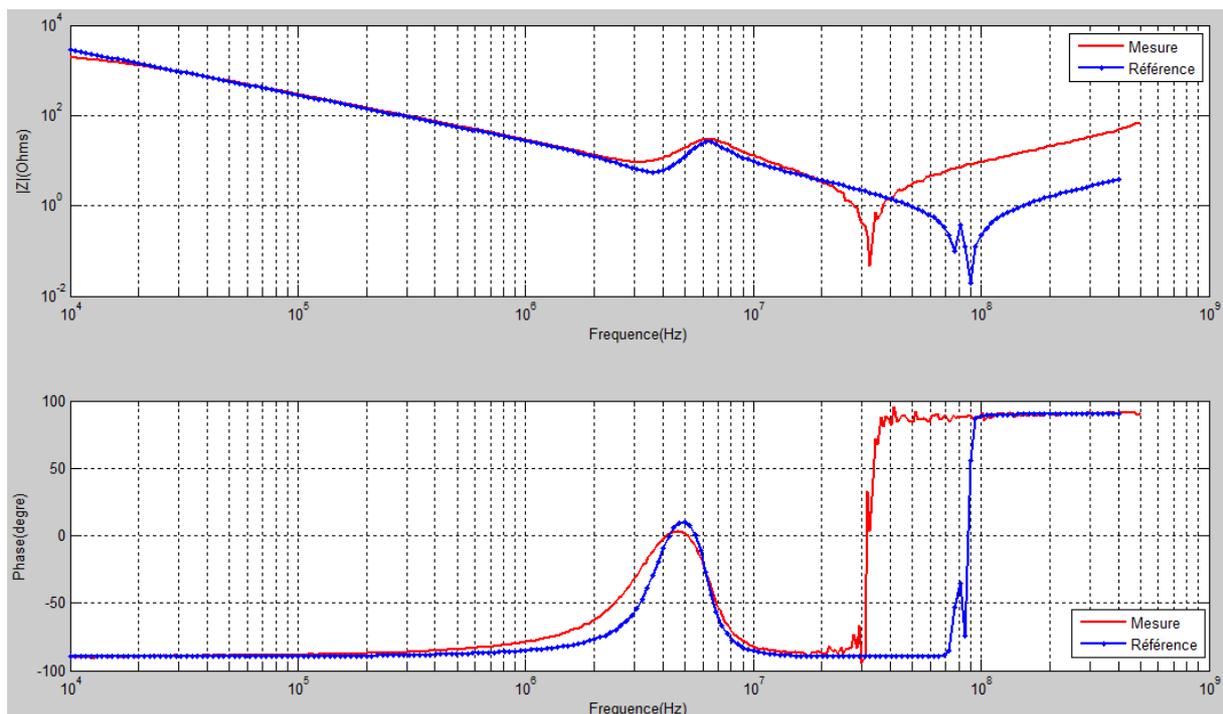


Figure II. 33 : Comparaison entre l'impédance de référence et le modèle simplifié réalisé sur un PCB

Nous constatons que la fréquence de résonance série localisée à 90 MHz de la courbe de référence est supérieure à celle du circuit réalisé, située ici à 30 MHz. Ce phénomène est dû aux inductances parasites ramenées par les soudures d'une part. D'autre part, il est nécessaire

de rajouter les inductances parasites ramenées par les capacités utilisées. En effet, une capacité en haute fréquence peut être modélisée par un circuit L-C série.

Toutefois, nous notons que l'allure de l'impédance est respectée et s'inscrit dans le processus de validation de modèle BCI.

Les [Figure II.34](#) à [Figure II.36](#), décrivent les comparaisons réalisées entre les mesures des circuits réalisés sur PCB à partir des modèles simplifiés et les impédances des accès alimentation, discret et numérique.

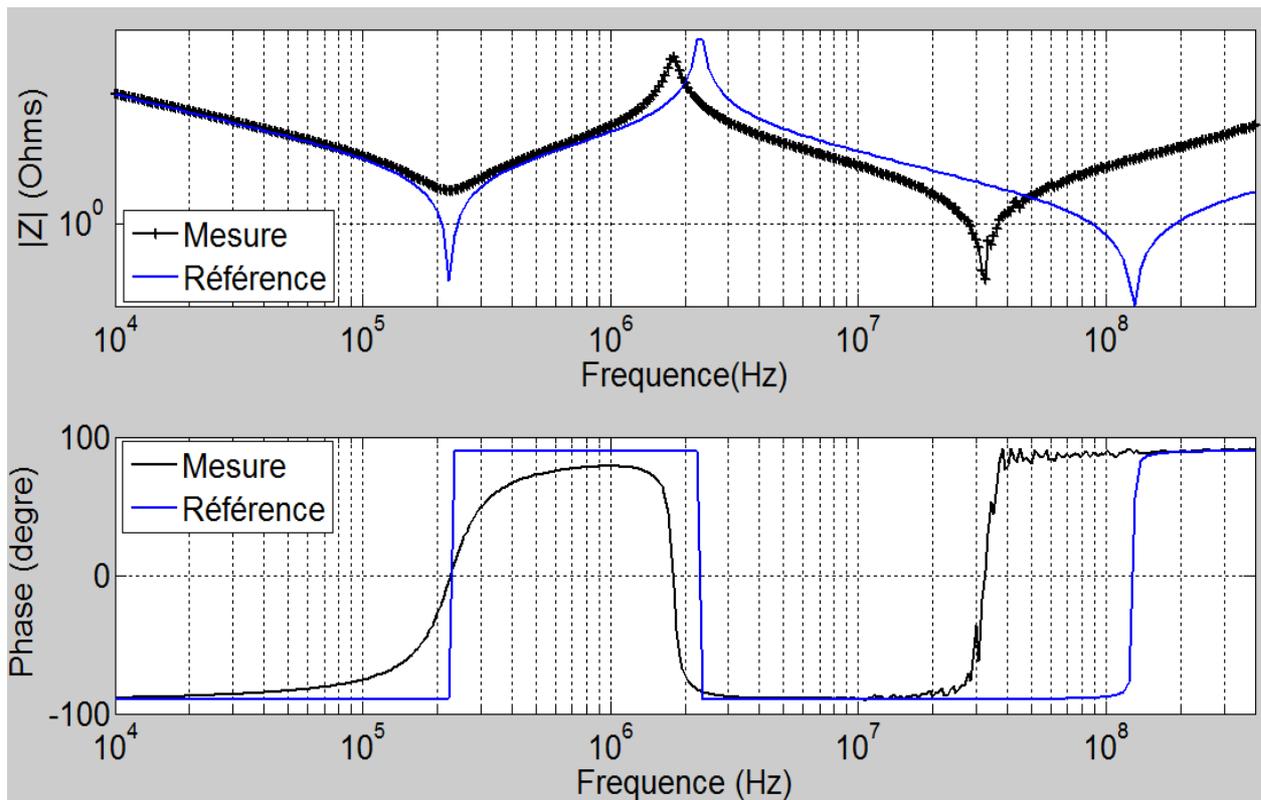


Figure II. 34 : Comparaison entre la mesure de l'impédance réalisée sur PCB et l'impédance de référence. Cas de l'accès Alimentation

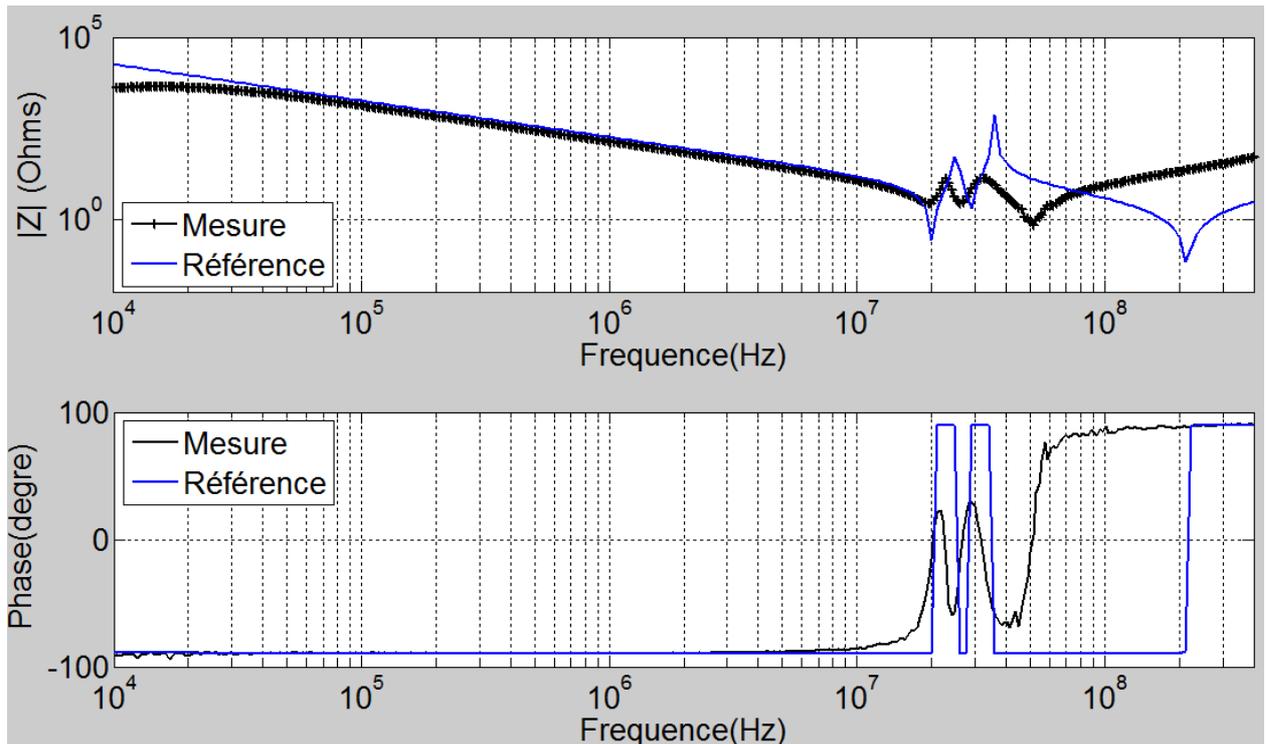


Figure II. 35 : Comparaison entre la mesure de l'impédance réalisée sur PCB et l'impédance de référence. Cas de l'accès numérique

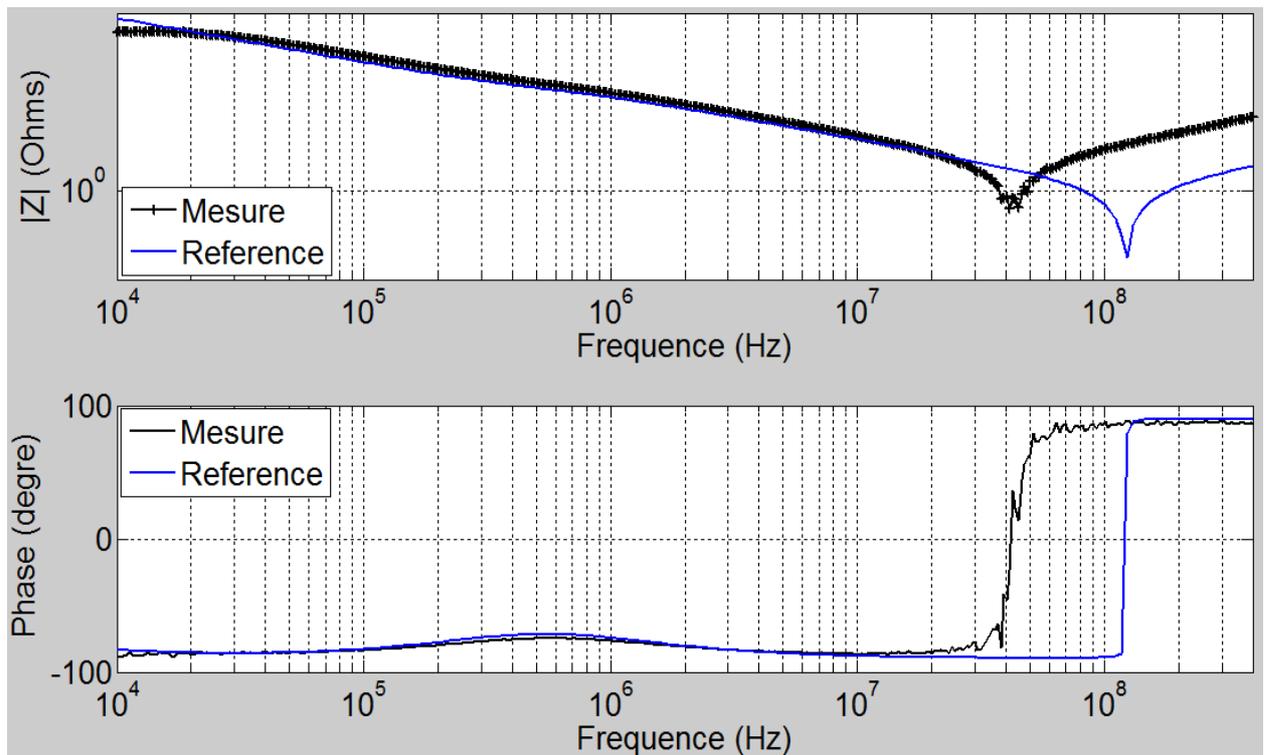


Figure II. 36 : Comparaison entre la mesure de l'impédance réalisée sur PCB et l'impédance de référence. Cas de l'accès discret

Conclusion

Au cours de cette étude sur les caractérisations des interfaces équipements, nous avons mis en lumière d'une part que face à la complexité des architectures des équipements, il est primordial de disposer d'un outil d'aide à la construction des matrices impédances, IMEA. Ces matrices générées automatiquement à partir de cet outil orienté métier peuvent aider à évaluer les contraintes conduites parvenant aux interfaces dans un scénario de modélisation mettant en œuvre des outils basés sur la méthode MTL. Un exemple a été donné avec l'outil CRIPTE en interaction avec IMEA. Une modélisation sur un calculateur aéronautique a fait l'objet d'une publication [GUE 11]. Celle-ci met en évidence le rôle majeur joué par IMEA.

Nous avons présenté une méthodologie efficace de modélisation des impédances qui se fonde sur des expressions analytiques à partir d'un modèle à composants passifs du type R-L-C. De très bons résultats ont été montrés sur des impédances de familles fonctionnelles génériques. Rappelons que le besoin d'élaborer une méthode de modélisation des impédances d'équipements répond à la nécessité d'obtenir des schémas circuits simulables via un solveur circuit de type SPICE et dont les valeurs des composants passifs permettent leur réalisation sur des circuits imprimés comme nous l'avons montré. Dans une problématique de modélisation des interfaces, les outils ou méthodes doivent être rapides, simples à utiliser et surtout efficaces. Il était donc primordial d'élaborer dans cette partie cet outil qui permet d'obtenir des valeurs de composants passifs disponibles sur le marché et qui répond à un besoin tant industriel qu'académique en terme de fittage et de réalisation des impédances d'interfaces comme exposé dans ce chapitre. De plus, cette méthodologie de fittage de courbes présente l'avantage d'être intégrable dans un code de modélisation (fréquentiel ou temporel) de contraintes conduites. Dans l'optique de mettre en œuvre ce code, il convient de se focaliser sur les outils d'analyse et de détermination des paramètres dédiés aux conducteurs.

Le chapitre III est ainsi consacré à l'étude des voies de propagation des perturbations conduites à savoir les liaisons.

Conclusion

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Nous avons présenté dans le chapitre précédent le modèle retenu pour la représentation des impédances terminales et en particulier celles des équipements. Afin de mettre en œuvre le modèle complet lié à la modélisation des injections BCI, le présent chapitre est dédié à la caractérisation des liaisons conductrices entre les équipements, c'est à dire les câblages. Ainsi, on s'intéresse dans cette partie à quantifier leurs paramètres primaires et secondaires en s'appuyant sur la théorie des lignes multiconductrices à travers des expressions analytiques et des outils de calculs dédiés (CRIPTE, LAMLIM, CATG) pour certains basés sur la méthode des moments. Pour ce faire, il est fondamental dans un premier temps de fournir une description de la géométrie (hauteur par rapport au plan de masse, rayon, longueur), puis des matériaux (diélectrique, conductivité, permittivité, perméabilité...) de chaque élément filaire. Nous constatons que la description complète des configurations de torons ou de harnais est très complexe car ces conducteurs intègrent une forte densité de conducteurs. Il devient ainsi délicat de déterminer avec exactitude les positions élémentaires des conducteurs le long du parcours du toron. Il est donc fondamental d'adopter des hypothèses simplificatrices permettant de décomposer cette complexité en plusieurs cas " simples ".

Dans ce chapitre, nous analysons d'une part les éléments théoriques et les outils de modélisation dédiés aux conducteurs sur une première configuration de quatre conducteurs.

Celle-ci nous permet de préparer l'analyse d'une injection de contraintes conduites sur un équipement industriel mettant en œuvre un toron complexe et dense constitué de 33 conducteurs. D'autre part, nous montrons la démarche d'intégration des paramètres primaires des lignes dans un code de modélisation des perturbations conduites dans la bande [10 kHz-400 MHz]. Ce code fait ensuite l'objet d'une première validation par comparaison avec l'outil CRIPTE.

Enfin, nous présentons une approche de compactage des lignes multi conductrices. En effet, dans cette partie de l'étude, nous identifions les conducteurs multifilaires à un conducteur équivalent.

III.1. Description de la complexité du câblage en aéronautique

Le câblage aéronautique de par la nature des conducteurs, leur forte densité d'intégration, le routage, les longueurs mises en œuvre (Figure III.1) est très complexe à caractériser. Ainsi, il est possible d'observer de possibles couplages existants entre les torons du câblage (diaphonie) dont les distances inter-centres ne cessent de diminuer au vu de leur forte intégration dans les systèmes.

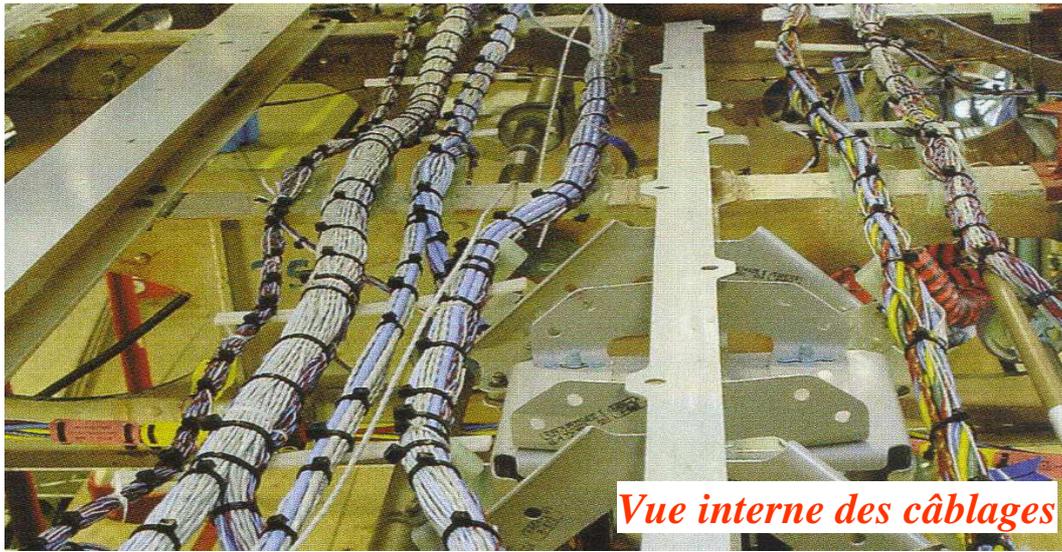


Figure III. 1: Représentation de la complexité des câblages dans un avion

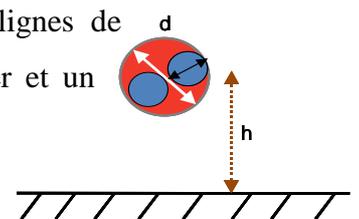
Il devient donc judicieux de décomposer ce câblage par groupes de conducteurs. On distingue donc le groupe des configurations canoniques, celui des torons et enfin le groupe associé aux harnais.

Afin d'explicitier les caractéristiques de chaque groupe de conducteurs, puis, de donner les éléments théoriques et les outils d'analyse associés à ces familles classées par ordre de complexité croissante, nous donnons au préalable une définition explicite de chaque terme.

III.1.1. Les configurations canoniques et leurs caractéristiques

Les configurations canoniques des conducteurs sont identifiées à des lignes de transmissions simples. Ces lignes intègrent au moins un conducteur aller et un conducteur de retour.

Deux types de modes sont représentés dans ce groupe : le mode commun pour lequel le conducteur de retour est identifié au plan de masse. On peut citer le cas des conducteurs simples, gainés ou nus.



Le deuxième mode concerne les conducteurs en mode différentiel (utilisé pour l'étude fonctionnelle) dans cette configuration, le retour se fait par un conducteur dédié. C'est le cas des conducteurs torsadés.

Nous constatons que face aux niveaux des perturbations mis en jeu dans le cadre de l'agression d'un aéronef par une onde HIRF, les conducteurs blindés sont utilisés afin de permettre d'écouler le maximum de la perturbation conduite à travers la faible valeur de l'impédance de transfert.

a. Description des conducteurs blindés [DEG 90] [DEM 11] [SCH34]

Un conducteur blindé est un câble entouré d'un matériau très bon conducteur appelé blindage. Il en existe deux types : les blindages tubulaires ou homogènes et les blindages tressés. De façon générale, la tension qui apparaît aux extrémités d'un câble muni d'un blindage est due à la pénétration du champ électrique tangentiel à travers l'épaisseur du blindage. Afin de déterminer cette tension qui est étroitement associée à l'efficacité de blindage, on définit l'impédance et l'admittance de transferts dédiés aux câbles blindés respectivement Z_t et Y_t .

L'impédance linéique de transfert Z_t (Equation III.1) pour un câble blindé de longueur l représente le rapport entre la tension sur le conducteur central et le courant circulant sur le blindage. Elle devient d'autant plus grande que le blindage présente des imperfections (cas des blindages tressés) mais aussi en fonction de la conductivité des matériaux utilisés pour réaliser le blindage.

Le paramètre dual, l'admittance de transfert Y_t (Equation III.2), caractérise l'efficacité de blindage lorsque celui-ci est soumis à une tension perturbatrice sur le blindage. Il apparaît alors un courant sur l'âme centrale. Ce paramètre traduit la diffusion de la composante normale du champ électrique à travers les ouvertures.

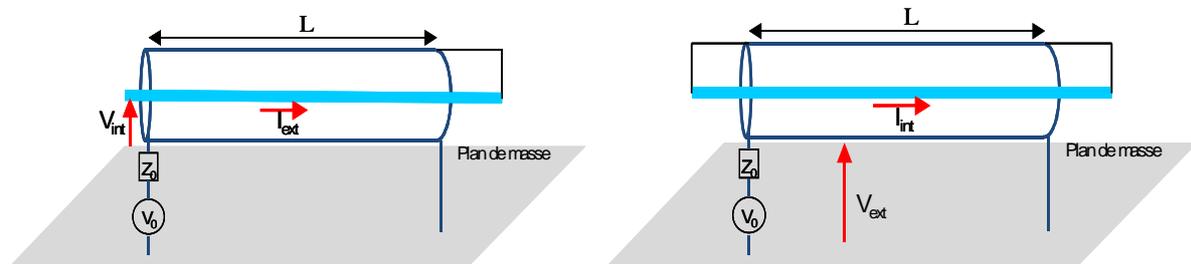


Figure III. 2 : Caractérisation de l'impédance et de l'admittance de transfert d'un câble blindé

$$Z_t = -\frac{V_{int}}{LI_{ext}} = \frac{1}{LI_{ext}} \left(\frac{\partial V_{int}}{\partial Z} \right)_{I_{int}=0} \quad \text{(Equation III. 1)} \quad Y_t = \frac{I_{int}}{LV_{ext}} = -\frac{1}{LV_{ext}} \left(\frac{\partial I_{int}}{\partial Z} \right)_{V_{int}=0} \quad \text{(Equation III. 2)}$$

En fonction des valeurs de l'impédance et de l'admittance de transfert Z_t et Y_t , des perturbations vont apparaître sur l'âme centrale des conducteurs blindés véhiculant les signaux. Ces perturbations peuvent alors induire des dysfonctionnements sur l'équipement connecté en extrémité de ligne. On s'assure alors durant la phase de conception des conducteurs blindés d'avoir de faibles valeurs de Z_t et Y_t et de connecter leurs extrémités au plan de masse. La caractérisation expérimentale de ces paramètres est présentée sur la Figure III.2.

Les travaux présentés dans [SCH 34], permettent de donner une expression approchée de l'impédance de transfert d'un câble coaxial (Equation III.3) dont l'épaisseur du blindage est supposée inférieure à la fois à son diamètre ($e_b \ll D$) et à l'épaisseur de peau ($\delta \ll D$).

$$Z_t = \left(\frac{R_0(1+j)e_b}{\sinh \left[(1+j)\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma} \cdot e_b \right]} \right) \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma} \quad \text{Equation III. 3}$$

avec

$$R_0 = \frac{1}{\pi \cdot \sigma \cdot (r_{ext} - r_{int})(r_{ext} + r_{int})} \quad \text{Equation III. 4}$$

La Figure III.3, synthétise le module de deux câbles blindés, le premier possède une simple tresse (conducteur RG-58), le second, un blindage double tresse (câble RG-55).

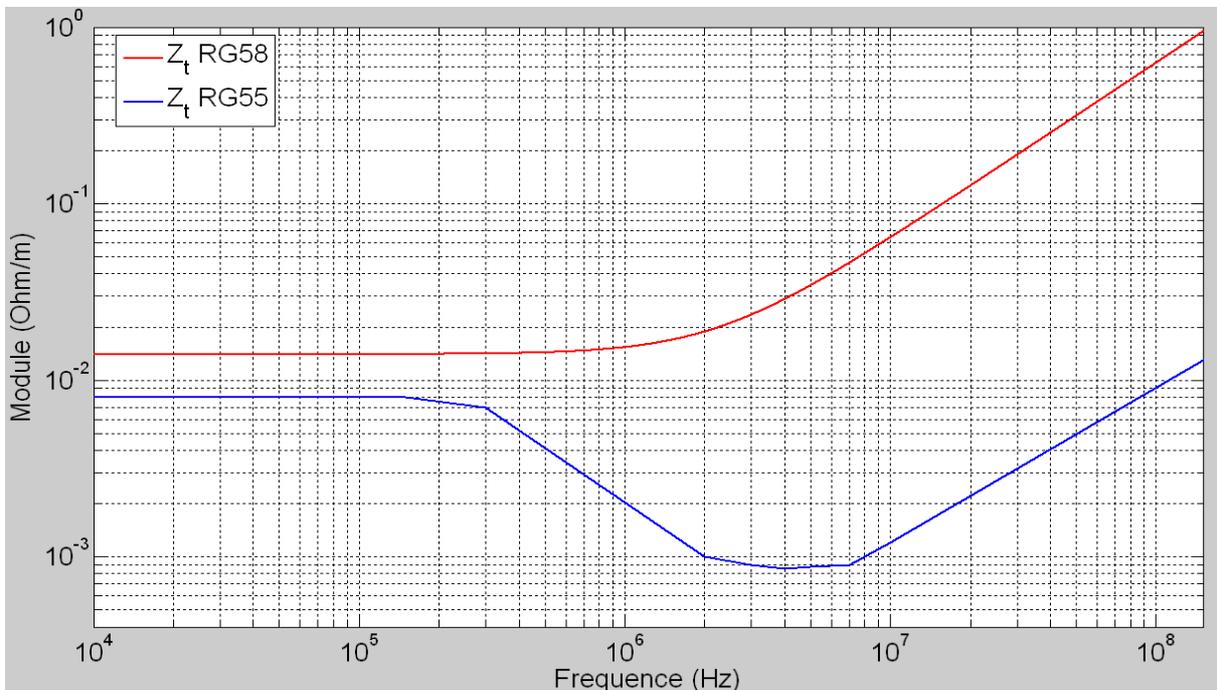


Figure III. 3: Impédance de transfert de conducteurs blindés

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

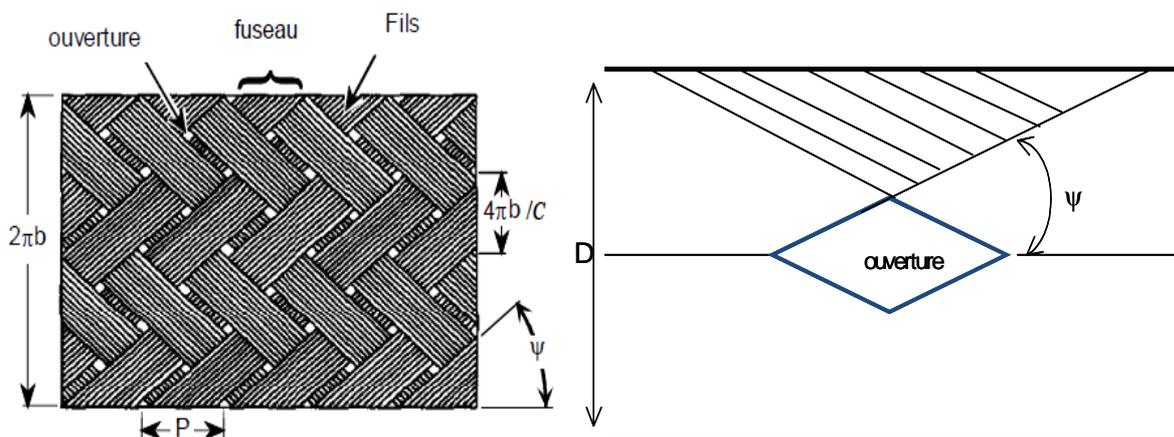
Nous déduisons de ce graphique que l'efficacité du blindage d'un conducteur à blindage homogène diminue avec la fréquence. Trois zones sont à distinguer ; une première zone dans laquelle le comportement du blindage est principalement résistif quelle que soit sa structure (homogène ou tressé). Ce comportement est identifié en basse fréquence puis, la fréquence augmentant, le comportement capacitif (effet de diffusion) devient prépondérant jusqu'à environ 10 MHz. Au-delà, on constate une remontée (comportement inductif) de la valeur de l'impédance de transfert.

Le blindage tressé de par sa structure offre une moins bonne efficacité que le blindage homogène surtout en haute fréquence. Nous pouvons donner une représentation d'une tresse de blindage sur la [Figure III.4](#) dans laquelle nous identifions l'angle ψ de la tresse. Cet angle de tresse et les ouvertures schématisées sur cette structure externe entraînent des phénomènes d'induction, de diffraction et/ou de diffusion. De ce fait, des perturbations peuvent se propager sur l'âme centrale du conducteur blindé.

La diffusion est caractérisée par la pénétration à l'intérieur du blindage de la composante longitudinale du champ électrique issue de l'agression rayonnée. Ces ouvertures dues aux imperfections du blindage mettent en œuvre les mêmes mécanismes de diffraction que dans le cadre de l'illumination d'une fente ou d'une ouverture par une onde (Chapitre I).

Le mécanisme d'induction est principalement dû à des phénomènes induisant des courants de Foucault sur la face intérieure du blindage. Ce phénomène est clairement décrit dans [MAR 92].

La détermination rigoureuse de l'impédance de transfert des blindages tressés est très complexe car elle nécessite de caractériser complètement la position (angle de tresse ψ) de chaque brin de la tresse. De plus, le recouvrement des brins a une importance capitale dans l'efficacité de blindage.



CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Figure III. 4 : Illustration de la géométrie d'un blindage tressé

Dans [MAR 92], on trouve une expression analytique approchée de l'impédance de transfert pour 1m de câble (Equation III.5), dans laquelle R_t représente la résistance ohmique de la tresse et L_t son inductance de transfert qui donne des informations sur les imperfections du blindage. En effet, L_t représente l'inductance de fuite entre les nappes de la tresse du blindage et le conducteur interne. La relation (Equation III.5) est dédiée aux blindages tressés tandis que l'expression (Equation III.6) est dévolue aux blindages homogènes.

$$Z_t = R_t + j.L_t.2.\pi.f \quad (\text{Equation III. 5})$$

$$Z_t = \frac{R_t}{1 - \exp\left(-\frac{\delta}{e_b}\right)} \quad (\text{Equation III. 6})$$

C'est le lieu de rappeler que, l'impédance linéique de transfert est valide pour des longueurs de conducteurs inférieures ou égales à la demi-longueur d'onde (Equation III.7). Au-delà, il convient de multiplier cette impédance par la demi-longueur d'onde afin d'obtenir l'impédance de transfert du câble (Equation III.8).

$$Z_t \Big|_{\Omega} = Z_t \Big|_{\Omega.m^{-1}} . l \quad (\text{Equation III. 7})$$

$$Z_t \Big|_{\Omega} = Z_t \Big|_{\Omega.m^{-1}} . \frac{C_0}{2.f} \quad (\text{Equation III. 8})$$

avec C_0 la célérité de la lumière : 3.10^8 m.s^{-1}

Dans toute l'étude, nous considérons que les blindages sont connectés au plan de masse ; de ce fait, nous pouvons négliger l'admittance de transfert devant l'impédance de transfert. L'admittance de transfert caractérise l'efficacité du blindage vis-à-vis d'une contrainte en tension.

III.2. La technologie haut débit Quadrax

Le Quadrax (Figure III.5) encore appelé liaison Ethernet est une technologie très avancée utilisée dans le domaine aéronautique en particulier pour les communications sur l'Airbus A380. Ce conducteur se décrit par deux liaisons « Twinax » (câble coaxial possédant deux conducteurs à l'intérieur de la gaine diélectrique). Il est principalement utilisé pour des transmissions hauts débits.

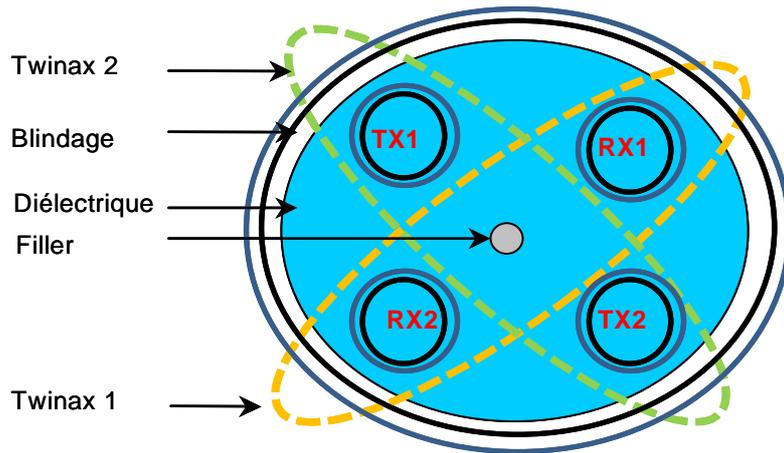


Figure III. 5: Représentation du conducteur aéronautique Quadrax

En effet, lors d'une transmission haut débit, il est nécessaire de minimiser les réflexions dues aux impédances terminales. Dans ce sens, l'adaptation des impédances qui se traduit par le fait que l'impédance caractéristique de la ligne doit être égale à l'impédance terminale est nécessaire. Dans la configuration Quadrax, la paire de twinax (Figure III.5) est disposée géométriquement et entourée d'un blindage de façon à minimiser les capacités mutuelles entre conducteurs [AFD05]. On augmente ainsi les valeurs des impédances de mode différentiel afin de se rapprocher des valeurs des impédances de mode différentiel des équipements connectés. La permittivité effective pour cette configuration est proche de 1 ; on suppose en outre que les pertes diélectriques sont négligeables.

La configuration Quadrax nous permet d'introduire les configurations plus complexes mises en œuvre dans les avions à travers les liaisons multifilaires.

III.3. Les torons et les harnais : définitions

Les torons sont constitués d'un assemblage de configurations canoniques. Les caractéristiques des torons dépendent de la complexité des interfaces des équipements auxquels ils sont interfacés. En effet, la plupart des configurations réelles de torons sont constituées d'au moins une dizaine de conducteurs.

Les harnais sont un assemblage de torons. Dès lors, on conçoit que l'étude d'un harnais (et d'un toron) ne puisse se faire sans hypothèses simplificatrices. Toutefois, ces approximations ne doivent pas influencer la qualité des modélisations.

Nous donnons sur la Figure III.6 une représentation schématique du toron et du harnais.

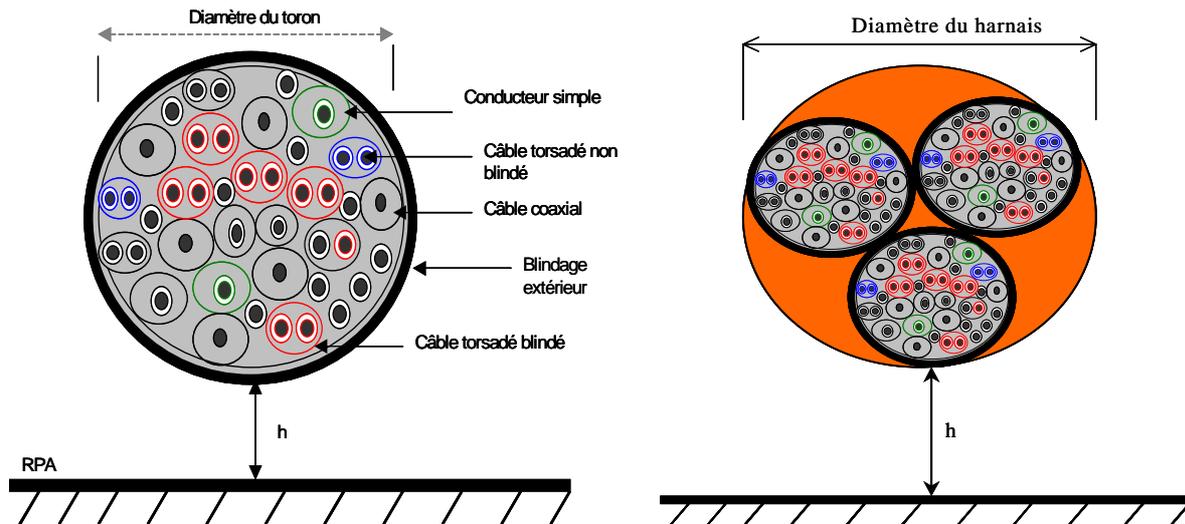


Figure III. 6: Illustration de la représentation d'un toron et d'un harnais

Tout au long de cette analyse, nous considérons que le mode TEM ou quasi-TEM est le mode prépondérant. Les conditions de ce mode sont résumées comme suit :

- les dimensions géométriques (rayon, longueur, hauteur) des conducteurs sont négligeables devant la plus petite longueur d'onde. On estime alors que pour toute dimension transversale inférieure au dixième de la longueur d'onde, le mode quasi-TEM est respecté.

Dans la bande de fréquence qui nous concerne, la plus petite longueur d'onde est de 75 cm.

On montre aussi que lorsque le rayon du conducteur est environ égal à la demi-longueur d'onde, des modes d'ordres supérieurs apparaissent sur la ligne [CLA 92].

- On admet que la densité de courant reste constante et surfacique. Hypothèse connue sous le nom de l'approximation des fils minces.

- La distance de séparation entre les conducteurs est négligeable devant la plus petite longueur d'onde.

- La ligne de transmission étant constituée de conducteurs aller, le courant se reboucle par un conducteur de retour. Dès lors, pour chaque section droite de la ligne la somme des courants dans le conducteur aller et de retour est nulle.

Ces hypothèses fondamentales permettent alors de déterminer les paramètres primaires et/ou secondaires qui sont les points d'entrées pour la modélisation des contraintes conduites parvenant aux interfaces des équipements.

III.4. Calcul des paramètres linéiques ou paramètres primaires

Nous retiendrons principalement deux approches pour le calcul des paramètres primaires des lignes (simples ou muticonductrices) : les expressions analytiques usuelles et la méthode des moments. Nous présentons donc les théories associées à ces méthodes de même qu'une description des outils orientés métiers (Interfaces Homme-Machine) utilisant ces méthodes.

III.4.1. Les expressions analytiques usuelles

Les expressions analytiques usuelles servent à quantifier les paramètres (primaires et secondaires) des lignes en configurations canoniques. Nous considérons que tous les conducteurs sont disposés au-dessus d'un plan de masse supposé infini. Deux configurations sont à considérer ; les câbles sans blindage et les conducteurs blindés.

a. Paramètres linéiques des conducteurs blindés [PAR 10] [TES 97]

La Figure III.7, synthétise le cas d'un conducteur blindé possédant un niveau unique de blindage et ne possédant pas de gaine diélectrique. Nous rappelons que dans le cas des configurations blindées, la référence de potentiel des conducteurs internes est le blindage (domaine interne). On comprend alors qu'une autre ligne de transmission est formée par le blindage et le plan de masse (domaine externe).

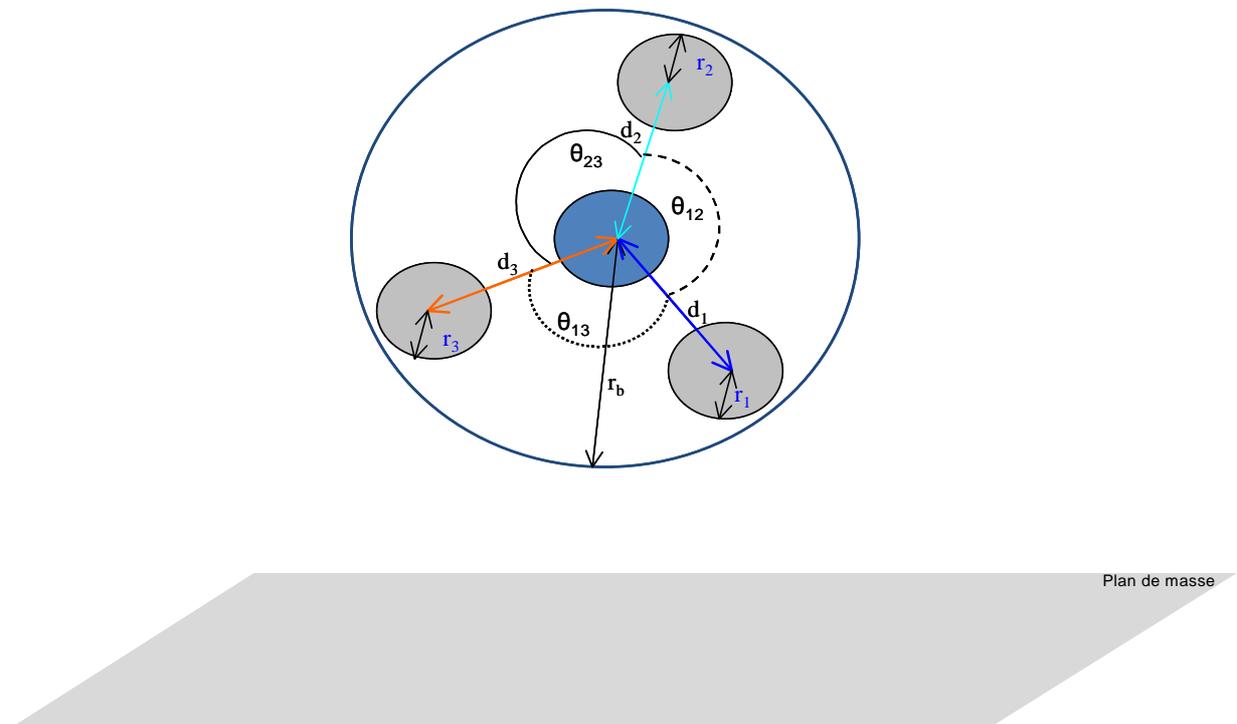


Figure III. 7 : Conducteur blindé possédant trois conducteurs internes

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Les paramètres primaires [L] & [C] sont donnés par les expressions (Equation III.9 à Equation III.12) :

$$[L] = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \quad (\text{Equation III. 9})$$

dans laquelle les termes diagonaux sont exprimés par :

$$a_{ii} = \ln \left(\frac{r_b^2 - d_i^2}{r_b \cdot r_i} \right) \quad (\text{Equation III. 10})$$

avec r_b : rayon du blindage et d_i : distance entre le centre du conducteur blindé et les conducteurs internes

les éléments extra-diagonaux sont donnés par:

$$a_{ij} = \ln \left[\frac{d_j}{r_b} \sqrt{\frac{(d_i \cdot d_j)^2 + r_b^4 - 2r_b^2 \cdot d_i \cdot d_j \cdot r_b^2 \cdot \cos(\Theta_{ij})}{(d_i d_j)^2 + d_j^4 - 2d_i \cdot d_j^3 \cdot \cos(\Theta_{ij})}} \right] \quad (\text{Equation III. 11})$$

Lorsque la permittivité diélectrique (ϵ_r) du matériau est homogène, la matrice capacité peut être exprimée en considérant le mode TEM par la relation (Equation III.13) :

$$[C] = \mu \epsilon [L]^{-1} \quad (\text{Equation III. 12}) \quad \text{avec } \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \text{ et } \mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

b. Paramètres linéiques des configurations sans blindage

La détermination des paramètres linéiques des configurations sans blindage peut être réalisée en prenant pour exemple le cas de trois conducteurs au-dessus d'un plan de masse dont la section droite est illustrée sur la Figure III.8.

On suppose alors par la méthode des images que chaque conducteur à son image située en position $-h$ en l'absence du plan de masse. On définit alors sur la Figure III.8 les dimensions utiles à la caractérisation analytique des paramètres primaires [L] et [C] définis respectivement par les Equation III.9 à Equation III.12.

Toutefois, dans cette configuration, on exprime les éléments diagonaux et extra-diagonaux par les Equation III.13 & Equation III.14.

$$a_{ii} = \ln \left(\frac{2h_i}{r_i} \right) \quad (\text{Equation III. 13})$$

$$a_{ij} = \ln \left(\frac{d'_{ij}}{d_{ij}} \right) \quad (\text{Equation III. 14})$$

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Les termes diagonaux de la matrice inductance (inductances externes des fils élémentaires en supposant l'inductance interne négligeable) traduisent la présence du champ magnétique entourant un conducteur i , du fait de la circulation du courant sur celui-ci. Ce champ magnétique génère un flux magnétique localisé sur la surface délimitée par le conducteur i et un conducteur j . L'inductance est alors le rapport entre ce flux et le courant qui lui a donné naissance. Les éléments extra diagonaux (les mutuelles) expriment les couplages inductifs entre conducteurs. En effet les mutuelles inductances caractérisent le rapport entre le flux entourant le conducteur i et le courant circulant sur le conducteur j .

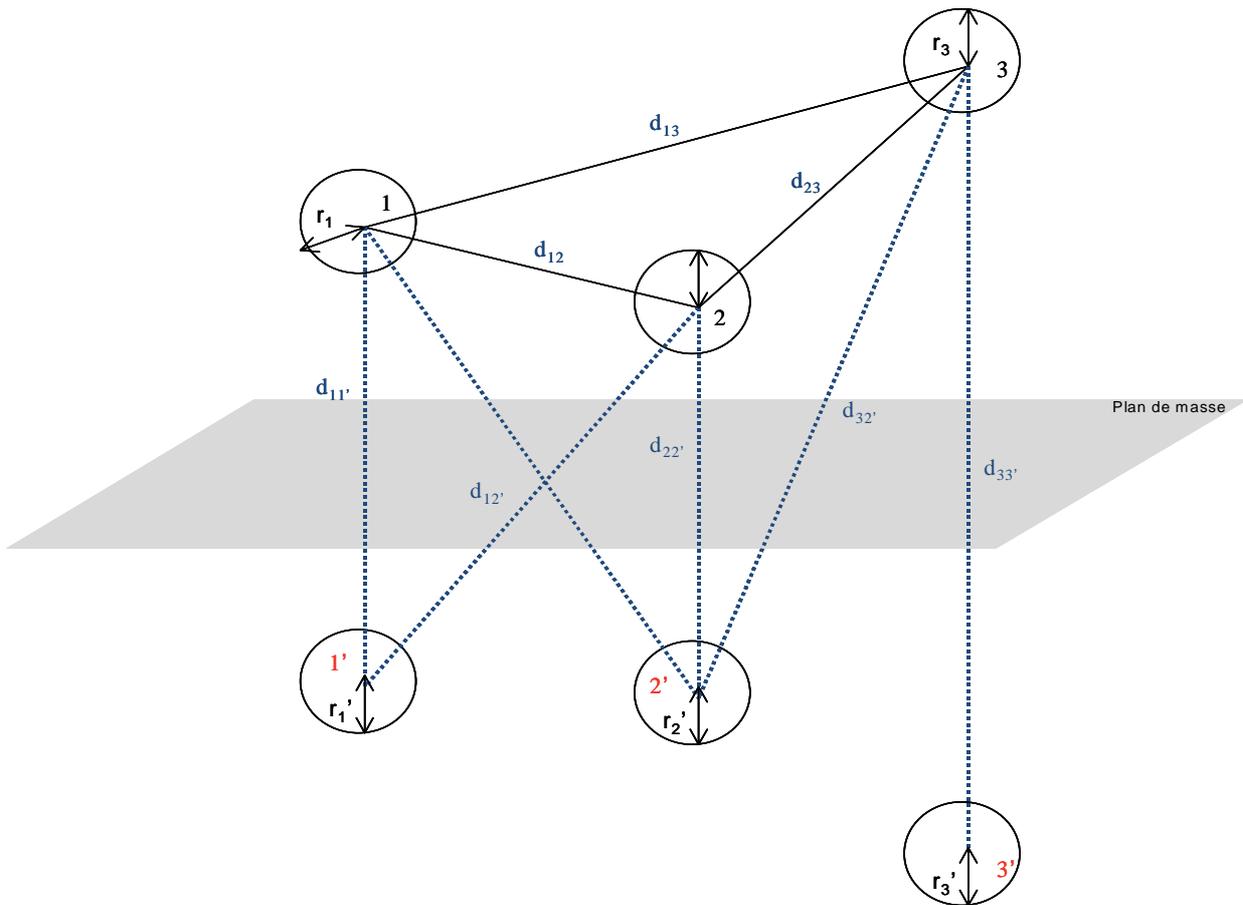


Figure III. 8 : Configuration des sections droites de trois conducteurs au-dessus d'un plan de masse

En considérant le cas de quatre conducteurs dont les paramètres sont donnés dans le [Tableau III.1](#), il est aisé de donner les matrices inductances et capacités associées.

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Conducteur		1	2	3	4
Hauteur par rapport au plan de masse		6,5 cm	6,5 cm	5 cm	5 cm
Diamètre extérieur		2,6mm			
Diamètre intérieur		2,4 mm			
Diélectrique	Permittivité	1			
	perméabilité	1			

Tableau III. 1 : Caractéristiques géométriques d'une configuration de quatre conducteurs au-dessus d'un plan de masse

Nous pouvons alors donner une représentation géométrique de ces conducteurs au-dessus du plan de masse (Figure III.9) sur laquelle nous caractérisons toutes les dimensions utiles pour les calculs des matrices inductance et capacité.

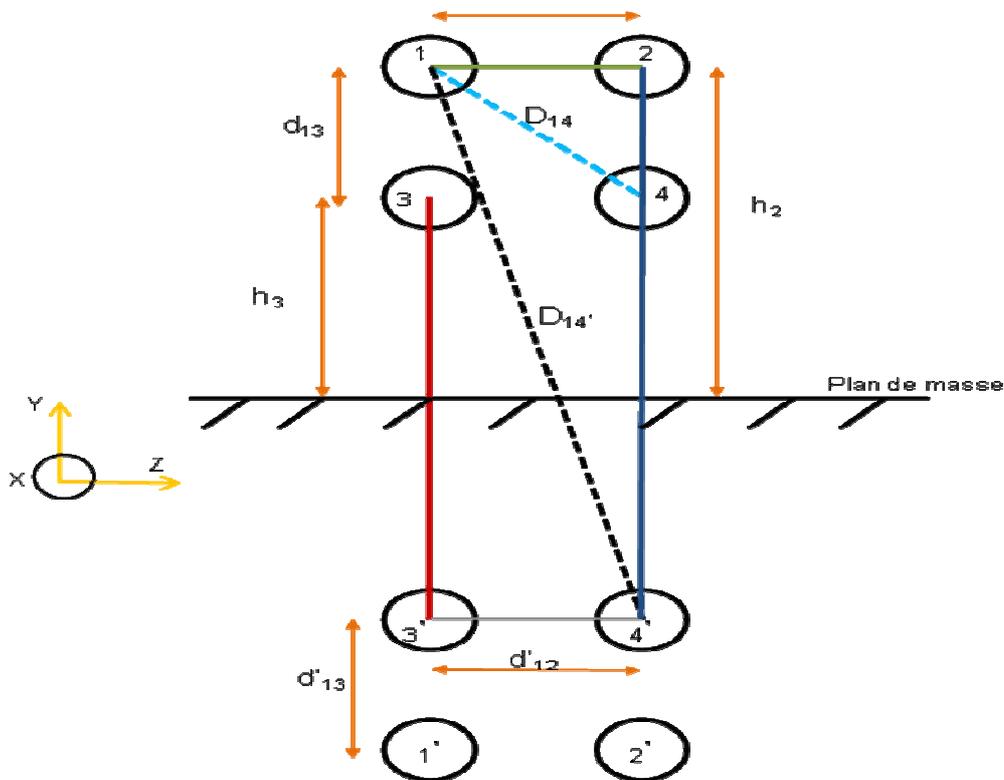


Figure III. 9 : Représentation de quatre conducteurs au-dessus d'un plan de masse

Rappelons que les termes de la matrice capacité représentent le rapport entre la charge totale produite sur le conducteur i (par tous les autres conducteurs) et la tension aux bornes de ce conducteur. Ces matrices (Matrice III.1 & Matrice III.2) sont alors calculées pour la configuration dont les caractéristiques sont consignées dans le Tableau III.1.

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

$$[L]=10^{-5} \begin{bmatrix} 0,1050 & 0,0417 & 0,0326 & 0,0391 \\ 0,0417 & 0,1050 & 0,0391 & 0,0324 \\ 0,0324 & 0,0391 & 0,0997 & 0,0393 \\ 0,0391 & 0,0324 & 0,0365 & 0,0997 \end{bmatrix} (H/m)$$

(Matrice III. 1)

$$[C]=10^{-10} \begin{bmatrix} 0,1398 & -0,0379 & -0,0176 & -0,0361 \\ -0,0380 & 0,1397 & -0,0361 & -0,0172 \\ -0,0172 & -0,0362 & 0,1438 & -0,0342 \\ -0,0362 & -0,0172 & -0,0341 & 0,1438 \end{bmatrix} (F/m)$$

(Matrice III. 2)

Afin de valider ces valeurs, nous les comparons aux résultats obtenus par la méthode des moments via l'utilisation des outils de modélisation CRIPTE et LAMLIM (LA Méthode des Lignes Multiconductrices).

III.4.2. LAMLIM, CRIPTE, la méthode des moments et les configurations complexes

Tout comme LAMLIM [LAM 07], CRIPTE est capable de déterminer des niveaux de contraintes conduites se propageant sur les conducteurs, nous présentons dans cette section, les modules dévolus au calcul des paramètres des lignes. Le premier outil s'utilisant principalement en lignes de commandes (dans sa version actuelle) nous présentons l'Interface Homme Machine (IHM) dédiée à l'outil CRIPTE.

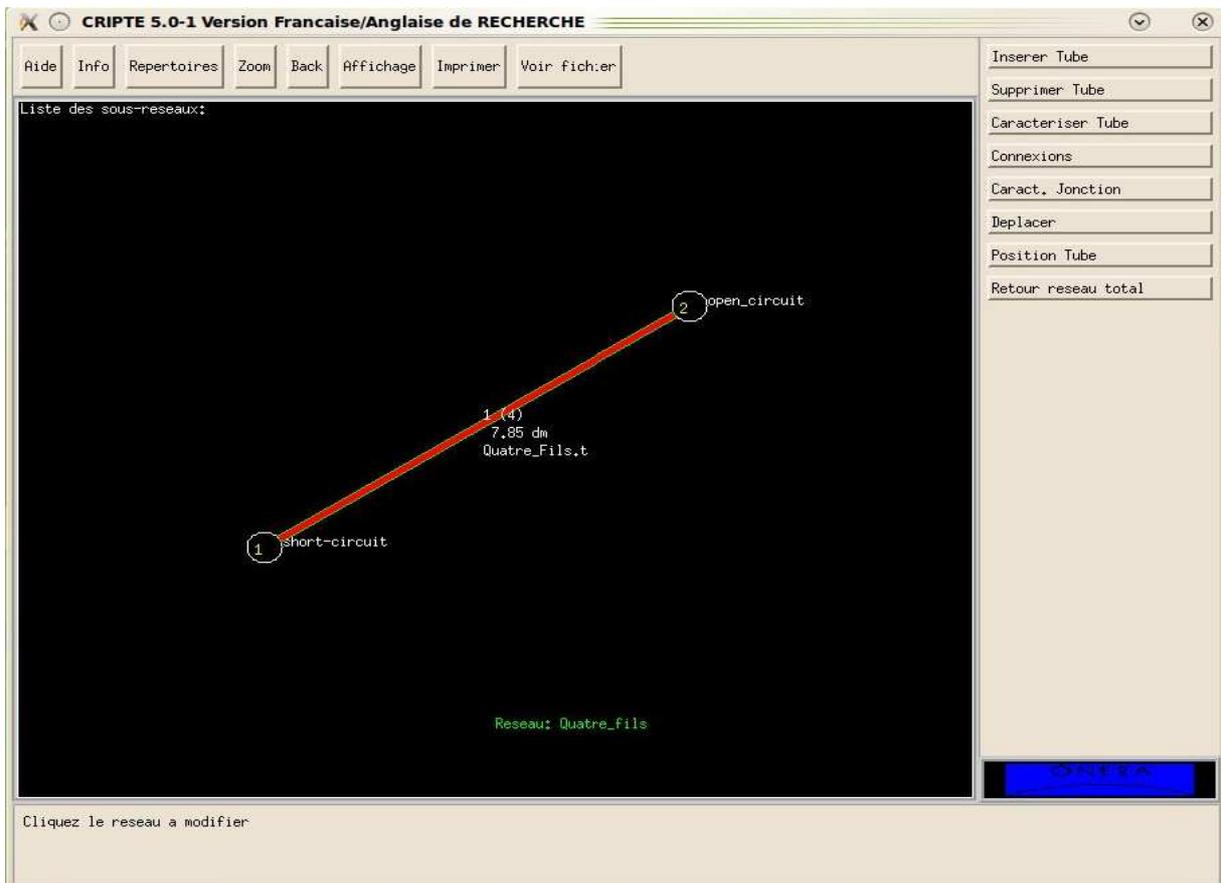


Figure III. 10 : Présentation de l'interface Homme-machine de l'outil CRIPTE

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Ces outils (CRIPTE et LAMLIM) s'appuient sur la méthode des moments (MOM) afin de déterminer les valeurs des paramètres primaires des lignes pour des configurations canoniques et complexes. Pour ce faire, on résout la forme intégrale des équations de Maxwell sur des structures (métalliques ou diélectriques) supposées électriquement courtes.

La MOM repose sur le calcul des potentiels ou des distributions de charges sur la surface des structures qui sont discrétisées. Ces paramètres (potentiel et charges) sont ensuite exprimés sous la forme d'une somme de fonctions de base dont les coefficients sont déterminés en appliquant les conditions aux limites.

La modélisation sous CRIPTE des conducteurs dont les caractéristiques sont présentées dans le [Tableau III.1](#) se fait à l'aide d'une description rigoureuse de la section droite de chaque câble élémentaire constituant le toron. Cette description fine intègre les rayons des conducteurs, les caractéristiques des matériaux, et des blindages (impédance et admittance de transfert) lorsque ceux-ci sont présents. La [Figure III.11](#) est une capture d'écran donnant la disposition des conducteurs au-dessus du plan de masse lors de la modélisation sous CRIPTE.

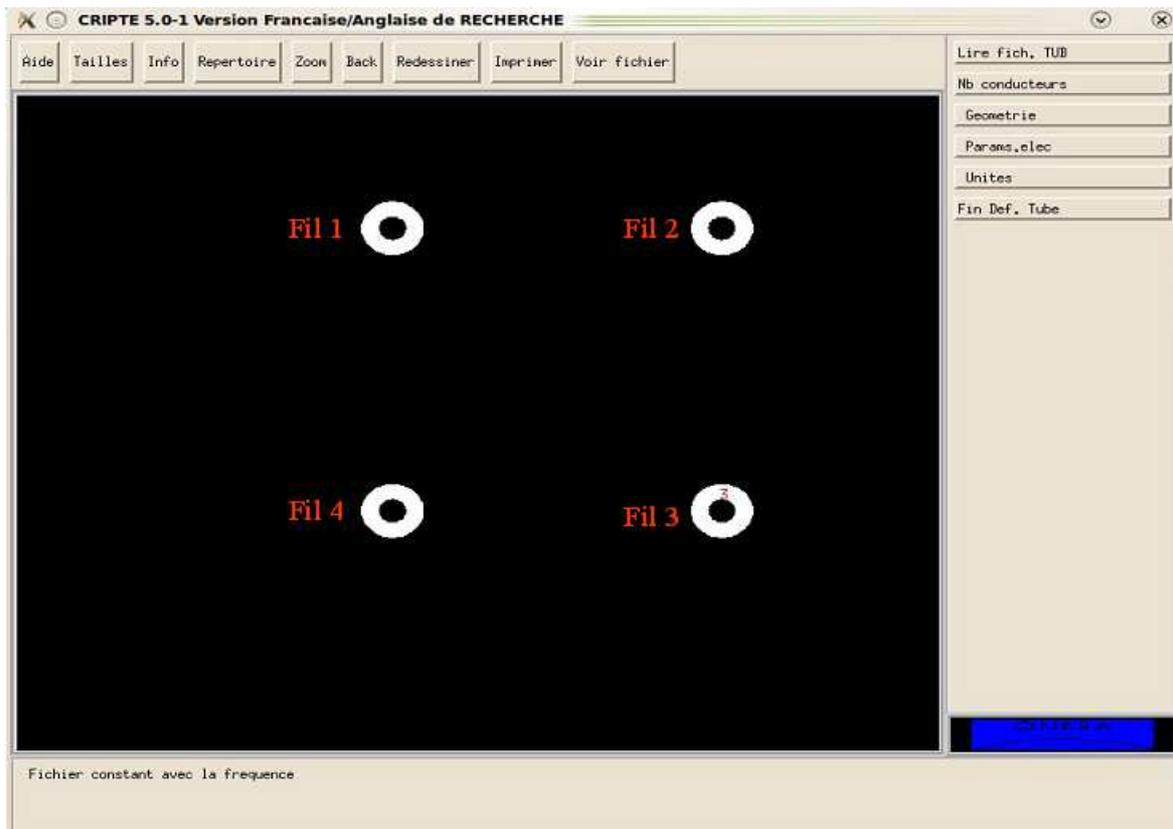


Figure III. 11 : Présentation de la disposition de quatre conducteurs au-dessus d'un plan de masse sous CRIPTE

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Le code de calcul LAPLACE [CRI 10] intégré dans l'outil permet alors de générer pour cette configuration les matrices [L] & [C]. Dans cette première phase d'analyse, la matrice résistance [R] est nulle car les pertes sont considérées nulles.

Nous donnons le résultat du calcul des paramètres [L] et [C] sur cette configuration.

$$[L] = 10^{-5} \begin{bmatrix} 0,1065 & 0,0437 & 0,0345 & 0,0412 \\ 0,0437 & 0,1065 & 0,0412 & 0,0345 \\ 0,0345 & 0,0412 & 0,1014 & 0,0387 \\ 0,0412 & 0,0345 & 0,0387 & 0,1014 \end{bmatrix} (H/m) \quad [C] = 10^{-10} \begin{bmatrix} 0,1405 & -0,0387 & -0,0178 & -0,0371 \\ -0,0387 & 0,1405 & -0,0371 & -0,0178 \\ -0,0178 & -0,0371 & 0,1442 & -0,0352 \\ -0,0371 & -0,0178 & -0,0352 & 0,1442 \end{bmatrix} (F/m)$$

La comparaison entre l'approche analytique et la méthode CRIPTE sur ce cas test donne de bonne concordance conformément à l'erreur calculée en % dans le cas de la matrice inductance [L]. Nous avons préféré représenter la différence entre les deux méthodes pour la matrice [C] car l'écart étant faible, l'erreur est de 1% pour cette matrice.

$$[\Delta C] = \begin{bmatrix} 0,09 & 0,07 & 0,01 & 0,16 \\ 0,04 & 0,09 & 0,07 & 0,19 \\ 0,19 & 0,15 & 0,08 & 0,42 \\ 0,05 & 0,04 & 0,08 & 0,08 \end{bmatrix} \cdot 10^{-12} (F.m^{-1}) \quad [\Delta C] = \begin{bmatrix} 0,09 & 0,07 & 0,01 & 0,16 \\ 0,04 & 0,09 & 0,07 & 0,19 \\ 0,19 & 0,15 & 0,08 & 0,42 \\ 0,05 & 0,04 & 0,08 & 0,08 \end{bmatrix} \cdot 10^{-12} (F.m^{-1})$$

(Matrice III. 3) (Matrice III. 4)

Il est tout à fait possible de caractériser entièrement un conducteur par la connaissance de ses paramètres secondaires représentés principalement par son impédance caractéristique. Nous avons résumé dans le [Tableau III.2](#) les expressions analytiques permettant de déterminer ce paramètre pour différentes configurations de conducteurs.

L'outil simplifié CATG (Circuit Approach to estimate Thevenin Generators) que nous présentons dans la section suivante utilise principalement la valeur de l'impédance caractéristique des conducteurs pour des configurations canoniques afin de déterminer des niveaux de contraintes conduites se propageant sur les conducteurs.

III.4.3. CATG (Circuit Approach to estimate Thevenin Generators) [USG 12]

L'objectif premier de l'outil CATG est la modélisation des contraintes conduites parvenant aux équipements. Pour ce faire, nous présentons dans cette partie l'étape primordiale qui consiste à déterminer les paramètres (primaires et/ ou secondaires des lignes). La [Figure III.12](#) présente une capture d'écran de l'interface homme-machine associée à cet outil.

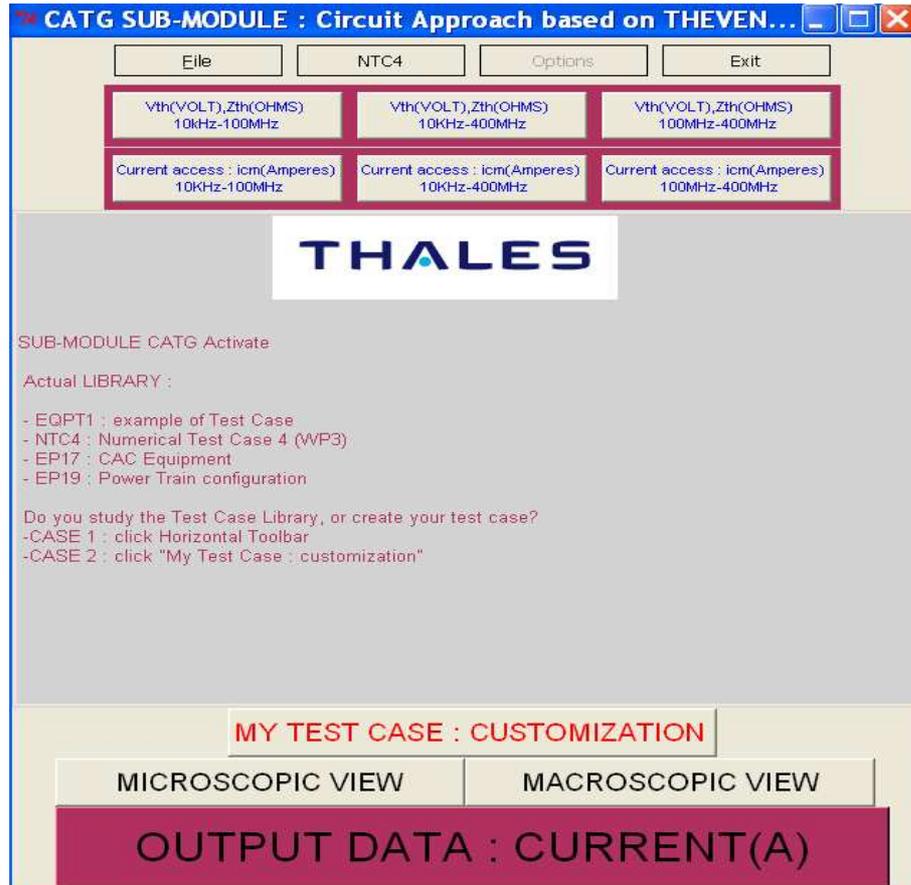


Figure III. 12: Fonctionnalités intégrées dans l'outil CATG

Les configurations canoniques représentées dans cet outil synthétisent les types de conducteurs présents sur le marché. Il s'agit des fils simples, torsadés blindés et du QuadraX. Dans les deux derniers cas, le blindage est considéré comme parfait ; on suppose alors que le câble blindé est représenté par un fil nu dont le diamètre est celui du blindage et que l'admittance de transfert est nulle.

Les blindages sont considérés raccordés à la masse mécanique aux deux extrémités. La composante inductive de l'impédance des fils de descente (résistance R_{ce} en série avec une self inductance L_{ce}) est déterminée par l'expression rigoureuse de l'inductance d'un fil [GUE 01]. Cette expression générale permet de prendre en compte la longueur finie de la queue de cochon (bonding).

$$Z_{ce} = R_{ce} + j.L_{ce}.2.\pi.f \text{ Equation III. 15}$$

avec

$$L_{ce} = \frac{\mu_0}{2.\pi} \ln \left[\left(\frac{l_{ce}}{r_{ce}} \right) + \sqrt{\left(\left(\frac{l_{ce}}{r} \right)^2 + 1 \right)} - \left(\left(\frac{r_{ce}}{l_{ce}} \right) + \sqrt{\left(\left(\frac{r_{ce}}{l_{ce}} \right)^2 + 1 \right)} \right) \right] \text{ Equation III. 16}$$

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Dans le cas des configurations avec blindage monocouche, cet outil, ne s'intéresse qu'aux perturbations véhiculées sur le blindage et non à celles circulant sur le conducteur central. Les conducteurs torsadés non blindés sont traités comme des conducteurs canoniques en considérant un diamètre équivalent égal à deux fois le rayon d'un conducteur de la paire.

Le Tableau III.2 synthétise les différentes configurations abordées dans l'outil CATG.

	Configurations des conducteurs	Paramètre caractéristique
Fil simple		$Z_c = 60 \ln \left(\frac{2h}{r} \right)$
STP		$Z_{ce} = R_{ce} + j.L_{ce} \omega$
Quadrax		$Z_{ce} = R_{ce} + j.L_{ce} \omega$

Tableau III. 2: Expressions analytiques de l'impédance caractéristique de diverses configurations de conducteurs pris en compte dans l'outil CATG

Dans ce qui précède, nous avons mis en œuvre des modèles basés sur des expressions analytiques des paramètres primaires et secondaires de configurations canoniques. Puis nous avons présenté des outils (CATG, LAMLIM, CRIPTÉ) à même de déterminer ces paramètres et donné un exemple sur une configuration de quatre conducteurs.

Toutefois, nous comprenons que les configurations réelles de conducteurs s'intéressent à des torons complexes. Face à la densité de ces torons et au temps prohibitif de la modélisation, il devient judicieux d'élaborer des approches rapides et efficaces permettant de caractériser ces configurations complexes de conducteurs.

Ainsi, dans ce qui suit, nous présentons deux méthodologies permettant d'atteindre cet objectif ; la première est basée sur un algorithme mettant en œuvre la diagonalisation des produits matriciels [L] et [C], il s'agit de l'approche modale [BRO 12]. La seconde approche s'intéresse à une méthode de compactage des conducteurs multifilaires [AND 06]. Les deux

méthodes sont alors comparées en prenant comme point d'appui, une configuration de quatre conducteurs.

III.5. Modélisation des lignes multifilaires par l'approche modale

Dans une configuration multiconductrice, le nombre de modes se propageant est égal au nombre de conducteurs du faisceau. La résolution par l'approche modale permet d'identifier les caractéristiques de ces modes. Pour ce faire, on définit deux matrices de passage [Q], [P] permettant de diagonaliser respectivement les matrices impédance $[Z] = [R] + j.\omega.[L]$ et admittance $[Y] = j.\omega.[C]$ (lorsque les pertes diélectriques [G] sont négligées) d'une part. D'autre part, ces matrices de passage permettent de déterminer (par diagonalisation des produits matriciels $[L].[C]^{-1}$ et $[L].[C]$) l'impédance caractéristique et la constante de propagation modales associées à la configuration multiconductrice. Ce principe est résumé par les Equation III.18 & Equation III.19 pour un nombre i de modes.

$$\begin{bmatrix} \gamma_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_2^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_{(i-1)}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \gamma_i^2 \end{bmatrix} = P^{-1} [Y] [Z] [P]$$

Equation III. 17

$$\begin{bmatrix} Zc_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Zc_2^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Zc_{(i-1)}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Zc_i^2 \end{bmatrix} = [Q]^{-1} [Z] [Y] [Q]$$

Equation III. 18

Nous donnons une application de cette méthode sur la configuration de quatre conducteurs précédemment identifiée. Pour ce faire, nous rappelons les matrices [L] et [C] obtenues par calculs sur la configuration de quatre conducteurs.

$$[L] = 10^{-5} \begin{bmatrix} 0,1050 & 0,0417 & 0,0326 & 0,0391 \\ 0,0417 & 0,1050 & 0,0391 & 0,0324 \\ 0,0324 & 0,0391 & 0,0997 & 0,0393 \\ 0,0391 & 0,0324 & 0,0365 & 0,0997 \end{bmatrix} (H/m) \quad [C] = 10^{-10} \begin{bmatrix} 0,1398 & -0,0379 & -0,0176 & -0,0361 \\ -0,0380 & 0,1397 & -0,0361 & -0,0172 \\ -0,0172 & -0,0362 & 0,1438 & -0,0342 \\ -0,0362 & -0,0172 & -0,0341 & 0,1438 \end{bmatrix} (F/m)$$

Les matrices impédance caractéristique $[Z_c]$ et vitesse de propagation $[V_\phi]$ (du mode commun) sont données par :

$$[Z_c] = \begin{bmatrix} 275 & 335 & 439 & 333 \\ 336 & 275 & 333 & 439 \\ 439 & 333 & 265 & 331 \\ 333 & 439 & 331 & 265 \end{bmatrix} \Omega \quad [V_\phi] = \begin{bmatrix} 2,99 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2,99 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2,99 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2,99 \end{bmatrix} \cdot 10^8 m.s^{-1}$$

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

La diagonalisation du produit [L] par [C] permet alors d'obtenir les vitesses de propagation sur chaque conducteur. La racine carrée du produit matriciel de [L] par l'inverse de [C], et sa diagonalisation nous permettent de donner l'impédance caractéristique modale de cette configuration.

$$V_{\phi} = 2,9981.10^8 \text{ m s}^{-1} \text{ et } Z_c = 165\Omega$$

De ces deux valeurs, on détermine à l'aide des relations (Equation III.22 & Equation III.23), l'inductance et la capacité modale.

L'impédance caractéristique modale Z_c est donnée par $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$ (Equation III. 19)

et la vitesse de phase associée $v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (Equation III. 20)

on peut alors donner l'expression de la self inductance modale : $L = \frac{Z_c}{V_{\phi}}$ (Equation III. 21)

et la capacité modale s'exprime par $C = \frac{1}{Z_c V_{\phi}}$ (Equation III. 22)

En appliquant ces relations à notre configuration, il vient :

$$L = 0,55246 \mu\text{H.m}^{-1} \text{ et } C = 0,20137 \text{ pF.m}^{-1}$$

Afin de vérifier la pertinence de ces valeurs, nous les confrontons à celles obtenues par la méthode du conducteur équivalent élaborée dans [AND 06].

III.6. Modélisation par l'approche du conducteur équivalent [AND 06]

La méthode élaborée consiste à définir un nombre de conducteurs équivalents lié à un toron par comparaison entre : l'impédance caractéristique de chaque ligne et l'impédance terminale sur chaque élément filaire. Puis on calcule avec l'approximation des milieux homogènes une inductance équivalente et une capacité associées à chaque groupe de conducteur équivalent en fonction des valeurs de l'impédance caractéristique Z_c d'après l'Equation III.24 et Equation III.25.

La Figure III.13 présente les principales approximations réalisées dans ce modèle dans lequel seul le mode commun est considéré.

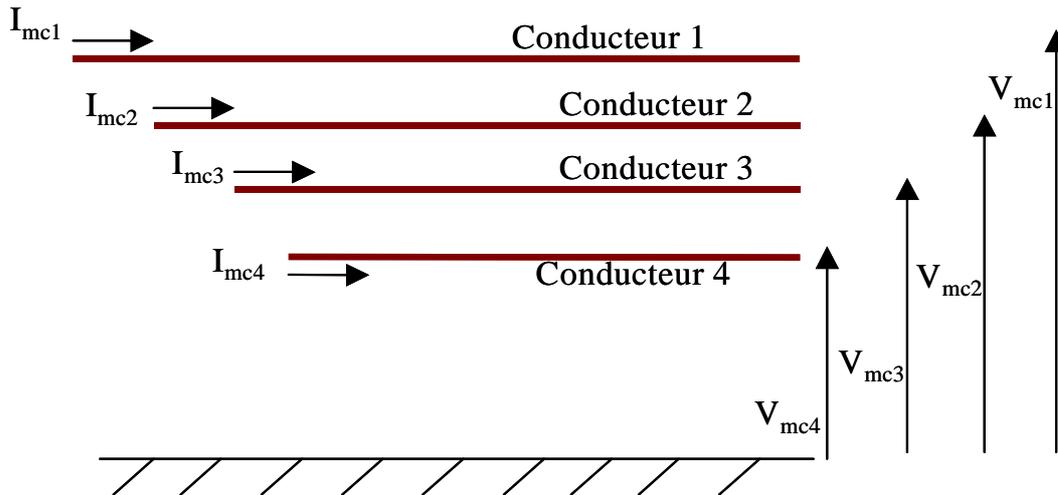


Figure III. 13 : Représentation d'un faisceau de conducteurs au-dessus d'un plan de masse : tension et courant de mode commun

Dans les conditions du mode commun, on a :

$$V_{mc1} = V_{mc2} = V_{mc3} = V_{mc4} = V_{mc} \text{ et } I_{mc1} = I_{mc2} = I_{mc3} = I_{mc4} = I_{mc}$$

Lorsqu'on court-circuite les extrémités (Figure III.14) des conducteurs, on peut exprimer

l'impédance de mode commun Z_{mc} du faisceau par : $Z_{mc} = \frac{V_{mc}}{I_{mc}}$

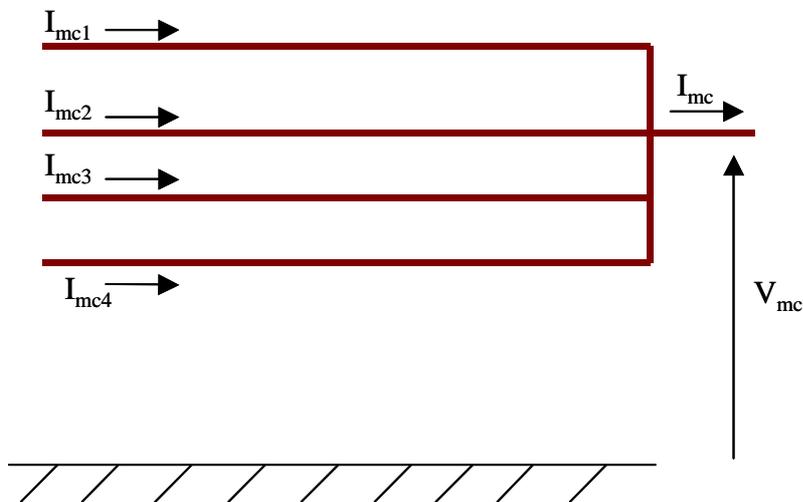


Figure III. 14 : Impédance caractéristique de mode commun sur une configuration de quatre conducteurs

On donne alors les expressions de l'inductance (Equation III. 23) et la capacité équivalentes (Equation III. 24).

$$L_{ii_equivalent} = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N L_{ij}}{N^2}$$

(Equation III. 24)

$$C.L_{ii_equivalent} = \mu_0 \cdot \epsilon_0$$

(Equation III. 25)

Une application de ce principe sur la configuration de quatre conducteurs permet d’obtenir les valeurs consignées dans le Tableau III.3. Nous comparons ces valeurs à celles obtenues par la méthode modale.

Conducteur équivalent	L (μH.m ⁻¹)	C (pF.m ⁻¹)
Approche modale	0,55246	0,20137
Moyenne arithmétique	0,55206	0,20186
Ecart	4.10 ⁻¹⁰	5.10 ⁻¹⁴

Tableau III. 3: Comparaison entre l’approche modale et celle du conducteur équivalent sur une configuration de quatre conducteurs

Nous pouvons apprécier la bonne concordance des résultats entre ces deux approches.

La Figure III.15 présente le schéma de principe qui permet de passer de la configuration de quatre conducteurs à une configuration dans laquelle on identifie un conducteur unique dont les paramètres primaires sont ceux du Tableau III.3.

Le rayon équivalent associé à ce câble est obtenu à l’aide de l’Equation III.26. Un exemple peut être donné pour une hauteur (h) de 5 cm, ainsi, le rayon équivalent à la configuration des quatre conducteurs est de 6,3 mm.

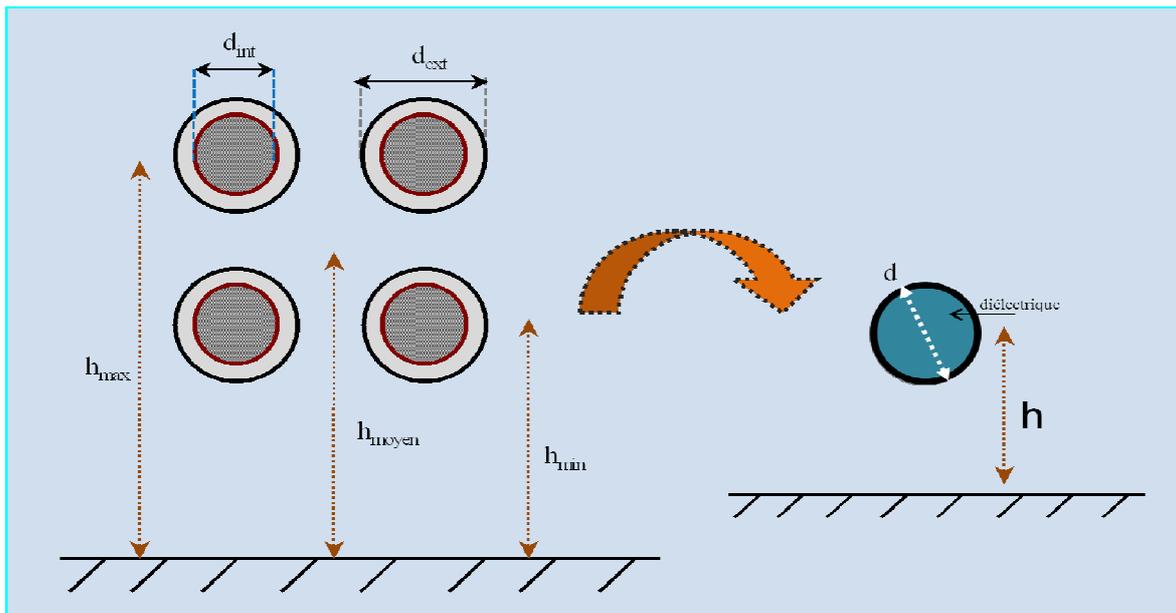


Figure III. 15 : Principe d’identification d’une configuration de quatre conducteurs à un conducteur unique

$$r_{equivalent} = \frac{2.h}{\exp\left(\frac{2.\pi.L_{ii_equivalent}}{\mu_0}\right)} \quad (\text{Equation III. 26})$$

Les modèles de lignes sans pertes sont valides pour des configurations canoniques. Toutefois, nous notons que la présence d'autres conducteurs à proximité et la désadaptation des lignes entraînent l'apparition de résonances et des couplages entre les lignes. De plus, avec l'augmentation de la fréquence, la longueur d'onde se rapproche des dimensions longitudinales puis transversales des lignes ; le mode TEM n'est alors plus le seul mode de propagation. En outre, on montre [CLA 92] qu'autour de 100 MHz, et au-delà, la densité de courant dans les conducteurs n'est plus homogène, les câbles se comportent comme des antennes. Ainsi, il est fondamental de prendre en compte les pertes dans la modélisation des conducteurs.

III.7. Prise en compte des pertes résistives dans les conducteurs

Afin de déterminer les pertes dans les conducteurs, nous définissons la matrice constante de propagation $[\gamma]$. Celle-ci s'exprime à travers l'Equation III.27 :

$$[\gamma] = \sqrt{[Z].[Y]} \quad (\text{Equation III. 27})$$

dans laquelle les matrices impédance $[Z]$ et admittance $[Y]$ linéiques de la ligne multiconductrice sont respectivement identifiées par:

$$[Z] = [R] + [L]s \quad \text{et} \quad [Y] = [G] + [C]s \quad (\text{Equation III. 28})$$

Nous donnons alors cette constante de propagation en fonction des matrices des constantes d'atténuation $[\alpha]$ et de phase $[\beta]$.

$$[\gamma] = [\alpha] + j[\beta] \quad (\text{Equation III. 29})$$

Après factorisation de l'Equation III.29 on détermine la nouvelle expression de $[\gamma]$:

$$[\gamma] = \sqrt{[L]s \left(1 + \frac{[R]}{[L]s}\right) .s.[C] \left(1 + \frac{[G]}{[C]s}\right)} \quad (\text{Equation III. 30})$$

Suite à un développement limité au premier ordre de l'Equation III.30, il vient :

$$[y] = \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{[R]}{[L].s} + \frac{[G]}{[C].s} \right) \right] . s . \sqrt{[L][C]} \quad (\text{Equation III. 31})$$

En arrangeant l'Equation III.31 on obtient :

$$[y] = \left[\frac{[R]}{2} \sqrt{\frac{[C]}{[L]}} + \frac{[G]}{2} \sqrt{\frac{[L]}{[C]}} \right] + s . \sqrt{[L][C]}$$

On déduit respectivement les matrices associées aux pertes diélectriques α_d et résistives α_R :

$$[\alpha_d] = \frac{[G]}{2} \sqrt{\frac{[L]}{[C]}} \quad (\text{Equation III. 32}) \quad \& \quad [\alpha_R] = \frac{[R]}{2} \sqrt{\frac{[C]}{[L]}} \quad (\text{Equation III. 33})$$

Dans la suite, nous supposons que seules les pertes diélectriques sont négligeables. En effet, les câbles rencontrés sur le marché présentent de faibles pertes liées au diélectrique. Le Quadrax en est une illustration.

III.7.1. Calcul de la matrice résistance linéique

La résistance linéique d'un conducteur élémentaire de la ligne multiconductrice traduit les pertes par effet joule induit par échauffement du conducteur dû à la circulation d'un courant dans celui-ci. En basse fréquence, cette impédance est purement résistive car la densité de courant est supposée constante. Pour une détermination large bande de ce paramètre, il est nécessaire de prendre en compte l'effet de peau. On exprime alors cette résistance linéique pour un conducteur de rayon r et de section (πr^2) en large bande par l' Equation III.34.

$$R_{ii} = \frac{1}{\sigma \pi r^2} + \frac{1}{2.r} \sqrt{\frac{f . \mu_0}{\pi . \sigma}} \quad (\text{Equation III. 34})$$

On donne alors la matrice résistance $[R]$ en fonction de la résistance R_0 du plan de masse (dont la valeur de la conductivité est considérée finie) pour une configuration de quatre conducteurs:

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{11} + R_0 & R_0 & R_0 & R_0 \\ R_0 & R_{22} + R_0 & R_0 & R_0 \\ R_0 & R_0 & R_{33} + R_0 & R_0 \\ R_0 & R_0 & R_0 & R_{44} + R_0 \end{bmatrix} \quad (\text{Matrice III. 5})$$

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Le Tableau III.4 synthétise les paramètres utilisés pour déterminer la résistance linéique d'un fil élémentaire de la configuration avec les quatre conducteurs décrite précédemment.

Paramètre	Valeur
Rayon	1,2 mm
Permittivité du vide (ϵ_0)	$1/(36.\pi.10^9) \text{ F.m}^{-1}$
Perméabilité du vide (μ_0)	$4.\pi.10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$
Conductivité (σ) du cuivre	$59,6.10^6 \text{ S.m}^{-1}$

Tableau III. 4 : Caractéristiques d'un conducteur élémentaire pour le calcul de la résistance linéique

Conformément à la Figure III.16, on constate que la résistance linéique a une valeur de $3,7 \text{ m}\Omega.\text{m}^{-1}$ en basse fréquence. Son comportement devient alors inductif en haute fréquence.

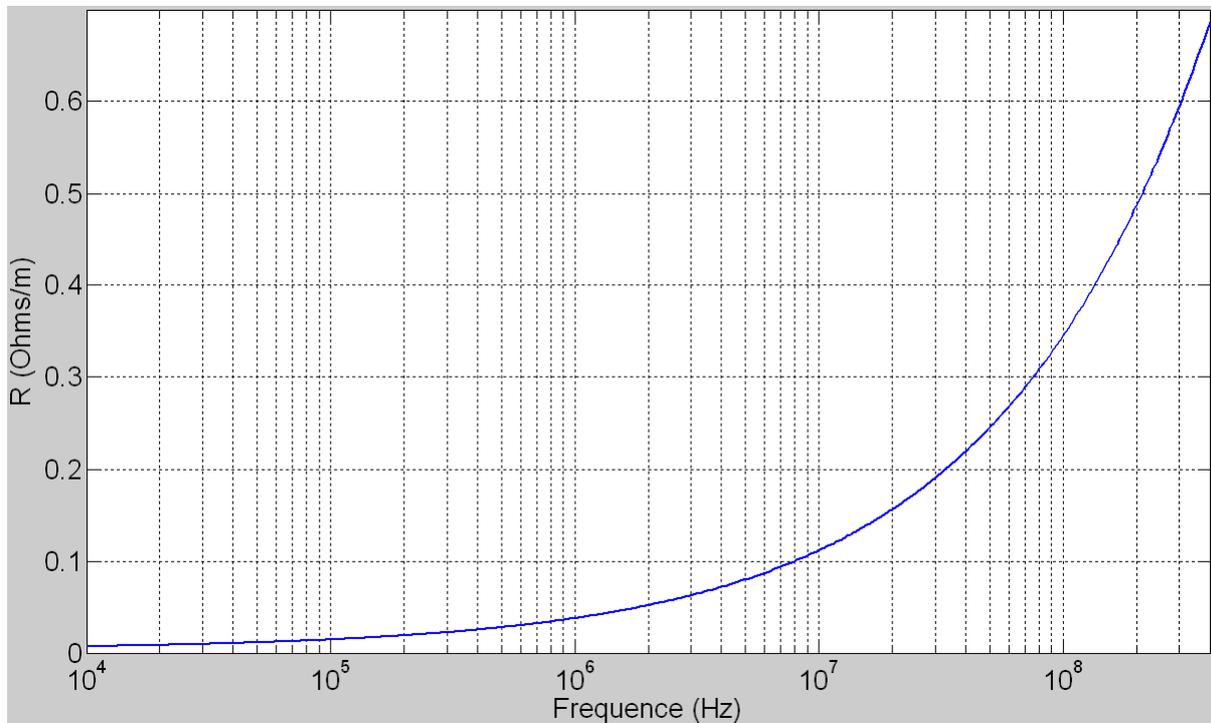


Figure III. 16 : Allure d'une résistance linéique large bande

La mise en évidence expérimentale des pertes est possible à travers la mesure des paramètres S de la ligne. Ces paramètres S sont principalement identifiés aux coefficients de transmission S_{21} , et de réflexion S_{11} . En effet, nous rappelons qu'une ligne de transmission peut être représentée par un dipôle (Figure III.17) pour lequel on définit le système matriciel :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \text{ avec } S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \& \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

Les ondes $a_{1,2}$ et $b_{1,2}$ sont respectivement les ondes incidentes (entrantes) et réfléchies (sortantes) du dipôle représenté sur la Figure III.17. Lorsque celui-ci est réciproque et symétrique, on a : $S_{11} = S_{22}$ et $S_{21} = S_{12}$.

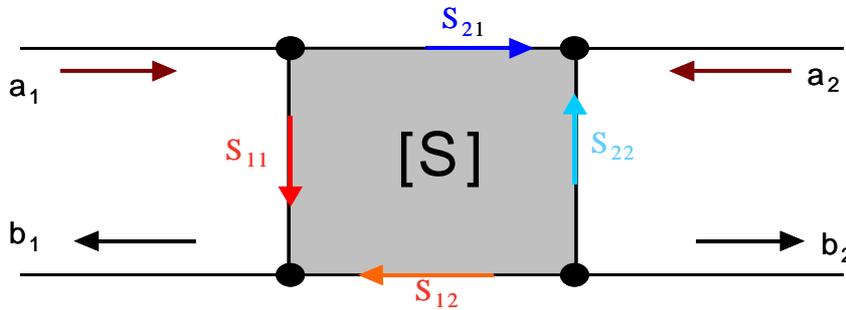


Figure III. 17 : Représentation dipolaire d'une ligne de transmission

Les pertes exprimées en % s'obtiennent alors par la relation (Equation III.35):

$$Pertes (\%) = 100 * (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \text{ (Equation III. 35)}$$

Nous verrons dans la suite une application de la mesure des pertes sur un toron représentatif de la complexité des topologies d'équipements embarqués.

Après avoir déterminé les paramètres linéiques des lignes de transmissions, il convient de considérer le calcul des courants et tensions aux extrémités. Pour ce faire, nous rappelons la théorie des lignes multifilaires en particulier les méthodes de détermination du courant.

III.8. Résolution de la théorie des lignes multifilaires

La théorie des lignes multifilaires ou MTL (Multiconductor Transmission Lines) est l'utilisation de la forme matricielle des configurations canoniques des conducteurs.

L'analyse dans le domaine fréquentiel met en œuvre plusieurs approches, nous retiendrons:

La méthode BLT (Baum Liu Tesche); l'approche de résolution par les variables d'état associées aux matrices chaînes.

Nous présentons dans ce qui suit, une méthode de résolution par approche symplectique qui permet de compacter un toron afin d'évaluer les niveaux de contraintes conduites.

III.8.1. Présentation des équations BLT dans le domaine fréquentiel [TES 07] [PAR 10]

L'équation BLT utilise les paramètres S pour caractériser les conducteurs identifiés dans ce cas à des tubes ; les impédances terminales sont représentées par des nœuds. Supposons une

ligne de transmission simple excitée par une source électromagnétique en une position définie en X . Cette configuration peut être représentée par un générateur de tension en série sur la ligne et un générateur de courant en parallèle. Il est alors possible d'associer à cette représentation un tube conformément à la Figure III.18 sur lequel on identifie des ondes incidentes et des ondes réfléchies.

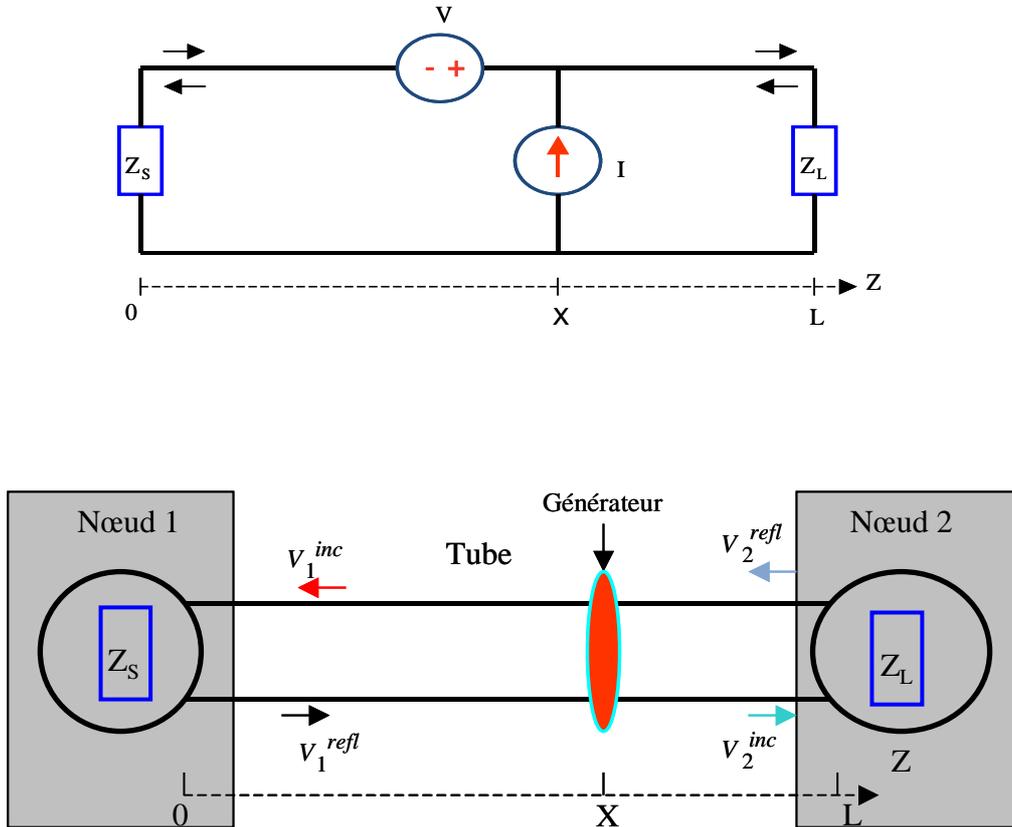


Figure III. 18 : Illustration du générateur de contrainte lors d'une agression rayonnée sur un conducteur (haut) et sa représentation sous forme de tube dans l'approche topologique

On peut alors lier les tensions incidentes et réfléchies aux extrémités de la ligne (nœuds du tube) à la source d'excitation à travers l'Equation III.36 :

$$\begin{bmatrix} V_1^{inc} \\ V_2^{inc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_2^{refl} \cdot \exp(-\gamma L) - \frac{1}{2}(V_s - Z_c \cdot I_s) \cdot \exp(-\gamma X) \\ V_1^{refl} \cdot \exp(-\gamma L) + \frac{1}{2}(V_s + Z_c \cdot I_s) \cdot \exp(-\gamma(L - X)) \end{bmatrix} \quad (\text{Equation III. 36})$$

on exprime les tensions réfléchies aux nœuds en fonction des tensions incidentes et des coefficients de réflexion d'après :

$$V^{refl} = \rho.V^{inc} \quad \text{avec} \quad \rho = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (\text{Equation III. 37})$$

la résolution de ces équations aboutit au courant aux nœuds :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_c} \begin{bmatrix} 1 - \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 - \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \exp(-\gamma L) \\ \exp(-\gamma L) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 \\ 0 & \rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}(V_s - Z_c.I_s).\exp(-\gamma X) \\ \frac{1}{2}(V_s + Z_c.I_s).\exp(-\gamma(L - X)) \end{bmatrix}$$

(Equation III. 38)

III.8.2. Résolution de la méthode MTL par le formalisme des variables d'état [CLA 96]

La méthode de résolution des lignes multiconductrices par le formalisme des variables d'état introduite dans [CLA 96] et [ROB 07] permet de déterminer les tensions et courants aux extrémités des lignes à l'aide de l'approche circuit. Pour ce faire, il est fondamental de réunir les conditions de propagation du mode TEM ou quasi-TEM. On peut alors définir la ligne multiconductrice par ses matrices des paramètres primaires et secondaires respectivement [R], [L], [C], [G] et [Vφ], [γ].

Ainsi, la matrice [R] traduit les pertes par effet Joule dans les conducteurs. Il apparaît que l'effet Joule correspond à une dissipation de l'énergie électrique (due à la circulation du courant dans les conducteurs) sous forme d'énergie thermique. En effet, lorsqu'un courant circule sur un conducteur, celui-ci crée un champ magnétique. Si ce champ est variable des mécanismes de couplages sont mis en œuvre (chapitre I). Ces couplages magnétiques et électriques induits sont exprimés à travers les matrices inductance [L] (présence du champ magnétique) et capacité [C] (champ électrique). La conductance [G] exprime alors les pertes dans le diélectrique.

Dans la suite on considère que les pertes diélectriques sont négligeables, et que les conducteurs ont des sections droites homogènes (ils ne sont pas coudés).

Dans le cadre d'un scénario basse fréquence (longueur d'onde supérieure aux dimensions de la ligne) on peut représenter un tronçon de conducteurs sous la forme d'une matrice impédance série et d'une matrice admittance parallèle Figure III.19 qui dépend de ses paramètres primaires.

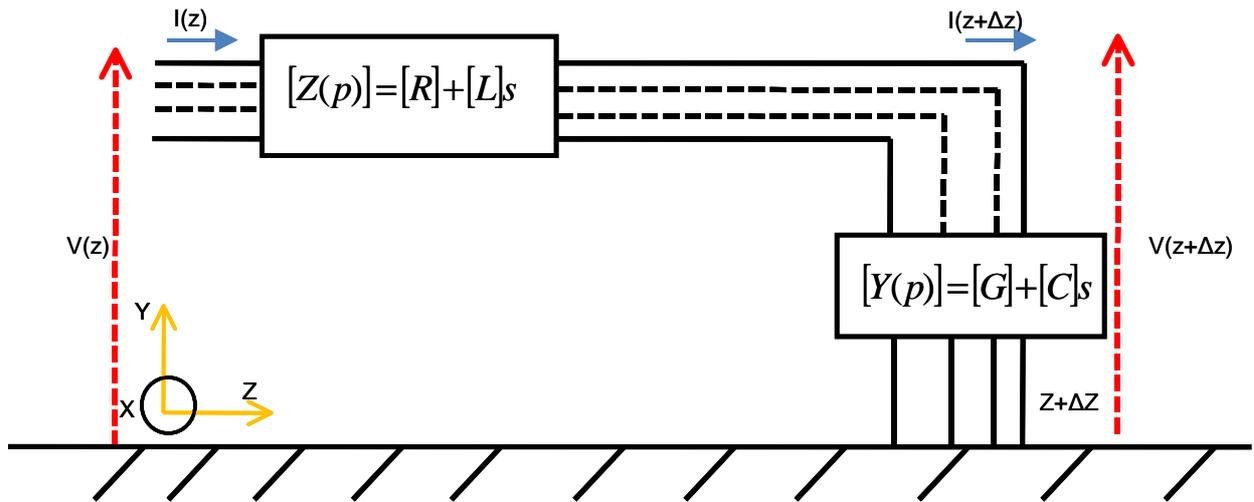


Figure III. 19 : Représentation d'une configuration de ligne multiconductrice par ses paramètres primaires

Nous rappelons que les paramètres primaires précédemment évoqués sont exprimés par unité de longueur.

L'équation couplée des télégraphistes peut se mettre sous la forme (Equation III.39) lorsqu'on applique un générateur de contrainte identifié à un générateur de tension série (V_s) et un générateur de courant (I_s) en parallèle sur la ligne.

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} V(z, s) \\ I(z, s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Z \\ -Y & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(z, s) \\ I(z, s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} \quad (\text{Equation III. 39})$$

Les équations découplées en tension et en courant peuvent s'écrire en considérant V_s et I_s nuls:

$$\frac{d^2[V(z, s)]}{dz^2} = [Z][Y][V(z, s)] \quad (\text{Equation III. 40})$$

$$\frac{d^2[I(z, s)]}{dz^2} = [Y][Z][I(z, s)] \quad (\text{Equation III. 41})$$

La résolution de ces équations nécessite de diagonaliser les produits $[Z][Y]$ et $[Y][Z]$ afin d'obtenir les valeurs propres de la matrice de propagation permettant de résoudre l'Equation III.42 en courant (variable d'intérêt dans notre cas). Pour ce faire, nous définissons la matrice P_I qui permet de passer des courants de mode aux courants propres.

Cette matrice P_I carrée dite de passage dont le nombre de ligne et de colonne est égal au nombre de conducteur du faisceau est telle que :

$$[P_I]^{-1}[Y][Z][P_I] = [\gamma]^2 \quad (\text{Equation III. 42})$$

avec $[\gamma]$ la matrice diagonale de propagation qui est la somme de la constante d'atténuation et celle de propagation. On montre que la relation entre les courants de mode et les courants réels du faisceau sont reliés par la relation :

$$[I]_{\text{faisceau}} = [P_I][I]_{\text{modes}} \text{ (Equation III. 43)}$$

La matrice $[I]_{\text{faisceau}}$ des courants sur chaque fil élémentaire du faisceau est une matrice colonne dont le nombre de ligne dépend du nombre de conducteurs.

D'après le schéma de la Figure III.20, on identifie la ligne multi conductrice à sa matrice chaîne donnée par le système de relations matricielles (Equation III. 44).

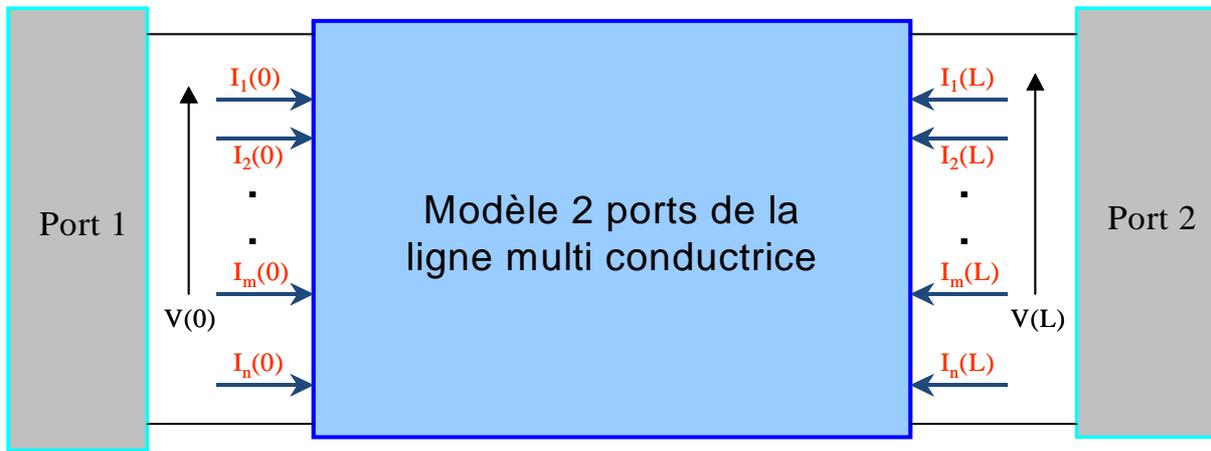


Figure III. 20 : Modèle deux ports d'une ligne de transmission multiconductrice

$$\begin{bmatrix} V(L) \\ I(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \text{ (Equation III. 43)}$$

Dans le cas du formalisme des variables d'état, les coefficients de la matrice chaîne s'écrivent :

$$\phi_{11} = [Y]^{-1}[P_I] \cosh ([\gamma]L)[P_I]^{-1} \cdot [Y] ; \phi_{12} = -[Y]^{-1}[P_I][\gamma] \sinh ([\gamma]L)[P_I]^{-1}$$

$$\phi_{21} = -[P_I] \sinh ([\gamma]L)[\gamma]^{-1}[P_I]^{-1}[Y] ; \phi_{22} = [P_I] \cosh ([\gamma]L)[P_I]^{-1}$$

$$\text{(Equation III. 44)}$$

Les conditions initiales aux extrémités de la ligne multiconductrice permettent d'obtenir l'expression du courant et de la tension sur les fils élémentaires.

Dans les conditions du mode commun, le courant global est la somme des courants de chaque fil élémentaire.

III.8.3. Mise en place de l'approche symplectique pour une résolution rapide

L'approche symplectique permet de résoudre l'équation des télégraphistes dans le cas mono ou multi conducteurs. Pour ce faire, la diagonalisation du produit matriciel qui permet d'en déterminer les valeurs propres se fait par le calcul d'une exponentielle de matrice définie dans Matlab et dont l'utilisation est entièrement transparente pour l'utilisateur.

Nous présentons l'approche sur une configuration de n conducteurs, puis un exemple sur quatre.

Supposons une ligne multi conductrice de longueur L sur laquelle on identifie un générateur de tension conformément à la représentation schématisée sur la Figure III.21. Ce générateur de tension non idéal est disposé à une distance L_1 de l'interface 1. Deux tronçons sont à expliciter ; le premier, de longueur L_1 est identifié entre le générateur et l'interface 1. Le second, de longueur $L_2 = L - L_1$ est situé entre le générateur et l'interface 2. Nous identifions alors 2 matrices chaînes dédiées aux tronçons de ligne 1 & 2. Ces deux matrices sont nommées respectivement $[\Phi_1]$ & $[\Phi_2]$; de même que les deux matrices impédances d'extrémités $[Z_1]$ & $[Z_2]$. Les hypothèses du mode TEM sont toujours en vigueur.

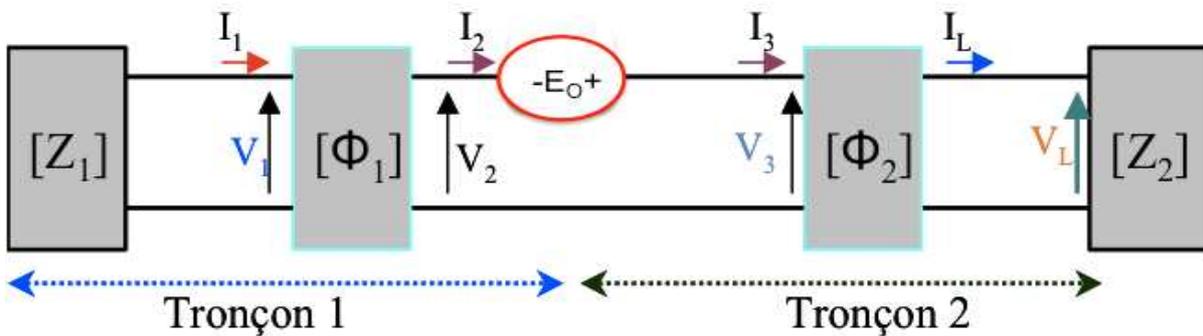


Figure III. 21 : Générateur de tension disposé sur une ligne représentant une perturbation

Les relations qui relient la tension et le courant entre les entrées et les sorties des dipôles du tronçon 1 sont données par l'Equation III.45. Le dipôle des tronçons 1 et 2 est considéré réciproque et symétrique conformément à la Figure III.22.

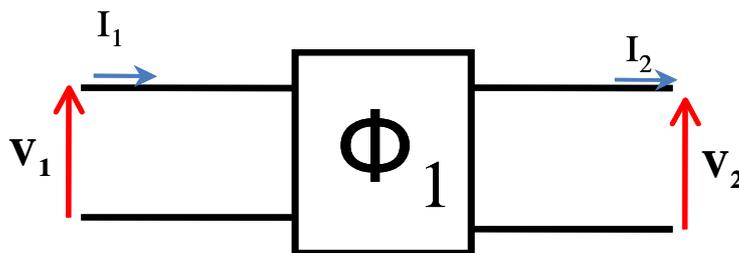


Figure III. 22 : Représentation de la matrice chaîne d'un dipôle

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \text{ et pour la matrice } \Phi_2 \text{ on a : } \begin{bmatrix} V_L \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi'_{11} & \Phi'_{12} \\ \Phi'_{21} & \Phi'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

(Equation III. 45)

De l'Equation III.45, on peut écrire le système d'équations:

$$V_2 = \Phi_{11} \cdot V_1 + \Phi_{12} \cdot I_1 \text{ et } I_2 = \Phi_{21} \cdot V_1 + \Phi_{22} \cdot I_1 \text{ (Equation III. 46)}$$

De la même façon, on exprime V_L et I_L en fonction de V_3 et I_3 .

$$V_L = \Phi'_{11} \cdot V_3 + \Phi'_{12} \cdot I_3 \text{ et } I_L = \Phi'_{21} \cdot V_3 + \Phi'_{22} \cdot I_3 \text{ (Equation III. 47)}$$

Les coefficients Φ'_{11} et Φ'_{12} indiquent qu'il s'agit de la matrice chaîne Φ_2 associée au tronçon 2. La matrice chaîne Φ_1 ou Φ_2 est alors donnée par :

$$[\Phi_{1,2}] = \exp \left(\begin{bmatrix} 0 & -Z \\ -Y & 0 \end{bmatrix} l \right) \text{ (Equation III. 48)}$$

l représente la longueur des tronçons élémentaires

Notons que les matrices $[Z]$ et $[Y]$ sont des matrices carrées $N \times N$ avec N le nombre de conducteurs. Dans notre cas, il s'agit de matrices $n \times n$. Afin de déterminer la tension en bout de ligne V_L et donc I_L (le courant de mode commun), il est fondamental de résoudre les équations en considérant les conditions initiales exprimées par.

$$V_3 = V_2 + E_0 ; I_3 = I_2 \text{ (Equation III. 49)}$$

On a : $V_1 = Z_1 \cdot I_1$ et $V_L = Z_2 \cdot I_L$ (Equation III. 50).

En remplaçant l'une des Equation III.50 dans l'expression de V_2 , il vient :

$$V_2 = \Phi_{11} Z_1 I_1 + \Phi_{12} I_1 \text{ (Equation III. 51)}$$

on peut aussi réécrire cette expression sous la forme :

$$V_2 = I_1 (\Phi_{12} + \Phi_{11} Z_1) \text{ (Equation III. 52)}$$

De la même façon, en remplaçant (Equation III.51) dans (Equation III.47) on détermine I_2 :

$$I_2 = I_1 (\Phi_{21} Z_1 + \Phi_{22}) \text{ (Equation III. 53)}$$

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

En considérant le tronçon N°2, on peut écrire :

$$V_L = \Phi'_{11} \cdot V_3 + \Phi'_{12} \cdot I_3 \text{ et } I_L = \Phi'_{21} \cdot V_3 + \Phi'_{22} \cdot I_3 \text{ (Equation III. 54)}$$

En substituant (Equation III.50 & Equation III.51) dans (Equation III.55), il vient :

$$V_L = \Phi'_{11} (V_2 + E_0) + \Phi'_{12} (\Phi_{21} Z_1 + \Phi_{22}) I_1 \text{ puis}$$

$$V_L = I_1 [Z_1 \Phi'_{11} \Phi_{11} + Z_1 \Phi'_{12} \Phi_{21} + \Phi'_{11} \Phi_{12} + \Phi'_{12} \Phi_{22}] + \Phi'_{11} E_0 \text{ (Equation III. 55)}$$

De la même façon, il est possible d'exprimer I_L d'après les conditions initiales :

$$I_L = I_1 [Z_1 \Phi'_{22} \Phi_{21} + Z_1 \Phi'_{21} \Phi_{11} + \Phi'_{21} \Phi_{12} + \Phi'_{22} \Phi_{22}] + \Phi'_{21} \cdot E_0 \text{ (Equation III. 56)}$$

Nous avons exprimé à ce stade V_L et I_L en fonction de I_1 .

On utilise alors la relation Equation III.51 ($V_L = Z_2 \cdot I_L$) pour la détermination de I_1 .

$$I_1 [\Phi'_{11} (Z_1 \Phi_{11} + \Phi_{12}) + \Phi'_{12} (Z_1 \Phi_{21} + \Phi_{22})] + \Phi'_{11} \cdot E_0 - Z_2 \{ I_1 [\Phi'_{21} (Z_1 \Phi_{11} + \Phi_{12}) + \Phi'_{22} (Z_1 \Phi_{21} + \Phi_{22})] + \Phi'_{21} E_0 \} = 0$$

(Equation III. 57)

Il devient trivial de déterminer I_1 qui s'exprime par :

$$I_1 = [\Phi'_{11} (Z_1 \Phi_{11} + \Phi_{12}) + \Phi'_{12} (Z_1 \Phi_{21} + \Phi_{22}) - Z_2 [\Phi'_{21} (Z_1 \Phi_{11} + \Phi_{12}) + \Phi'_{22} (Z_1 \Phi_{21} + \Phi_{22})]]^{-1} [(\Phi'_{21} Z_2 - \Phi'_{11}) E_0]$$

(Equation III. 58)

a. Application sur une configuration de quatre conducteurs

La validation du code qui s'appuie sur la théorie précédemment décrite se fonde sur une comparaison avec l'outil CRIPTE pour une modélisation réalisée dans les conditions du Tableau III.5. Les matrices [L] et [C] sont celles qui ont été déterminées par CRIPTE et par les calculs (§ III.4.2).

Paramètres	Valeurs
Longueur de la ligne	0,8 m
L_1	0,17 m
L_2	0,63 m
Tension E_0	0,5 V
[Z_1]	$\begin{bmatrix} CC & 0 & 0 & 0 \\ 0 & CC & 0 & 0 \\ 0 & 0 & CC & 0 \\ 0 & 0 & 0 & CC \end{bmatrix}$
[Z_2]	$50 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Omega$

Tableau III. 5 : Conditions expérimentales d'injection d'une perturbation sur une configuration de quatre conducteurs

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Le générateur est disposé à une distance de 9 cm de l'interface 1 ; la ligne a une longueur totale de 80 cm conformément à la représentation donnée sur la [Figure III.21](#) et [Figure III.23](#).

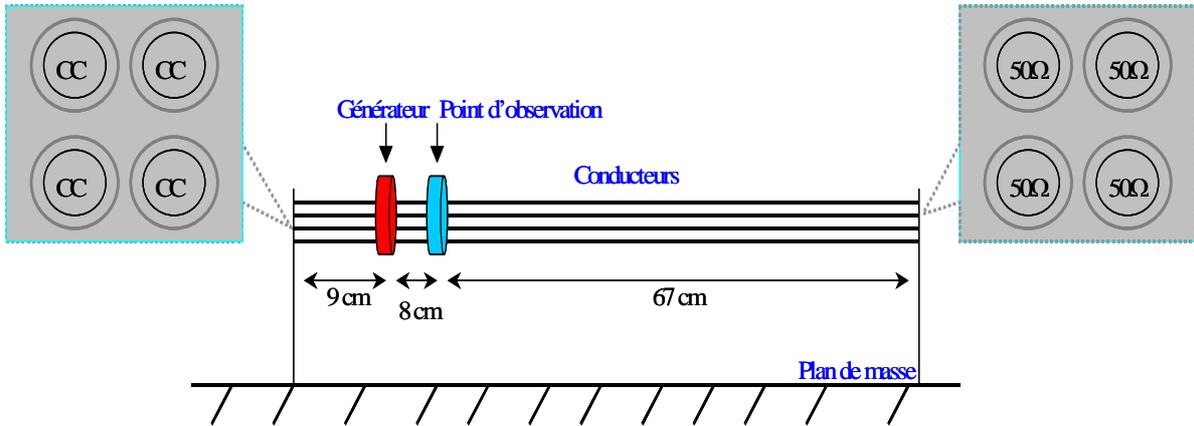


Figure III. 23 : Synthèse des paramètres de l'injection de contraintes sur une configuration de quatre conducteurs

La tension injectée est de 0.5 V. La [Figure III.24](#) présente la comparaison du courant de mode commun disponible sur l'interface 1 entre les outils CRIPTE et le code symplectique.

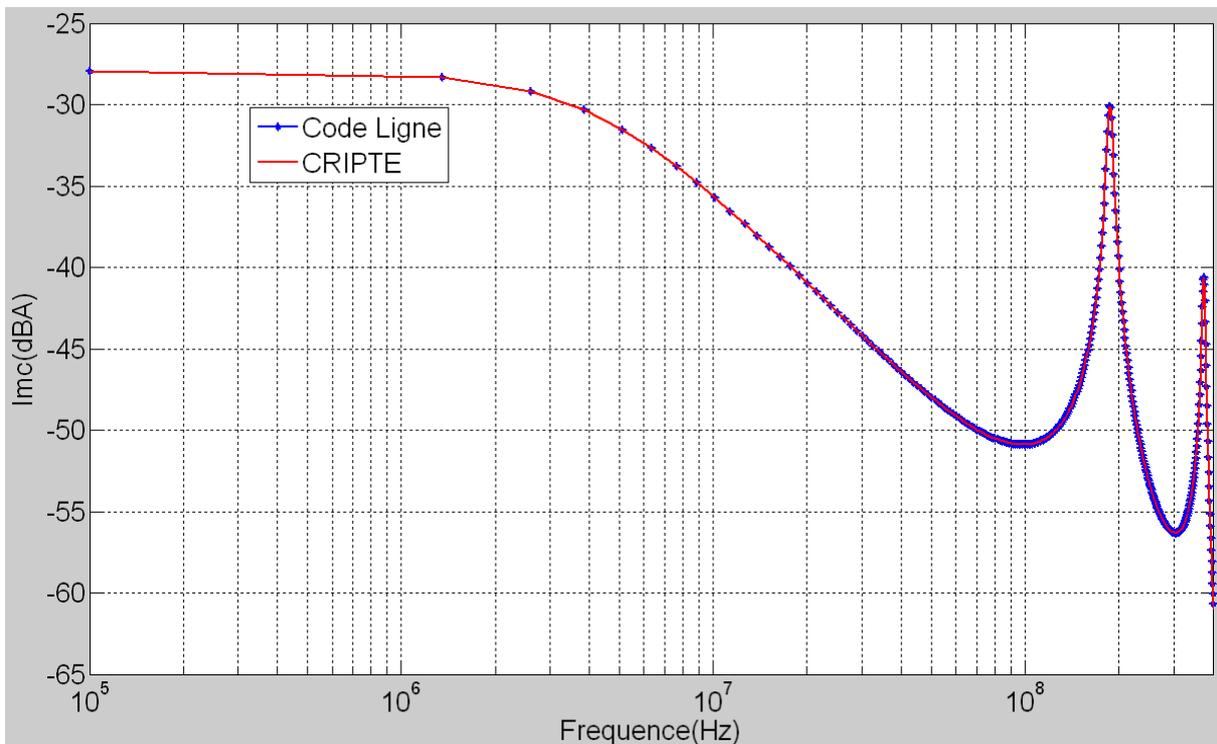


Figure III. 24 : Comparaison du courant de mode commun sur une configuration de quatre conducteurs entre les outils CRIPTE et l'approche symplectique (extrémité 1).

La comparaison du courant à l'extrémité 2 entre ces deux méthodes est présentée sur la Figure III.25.

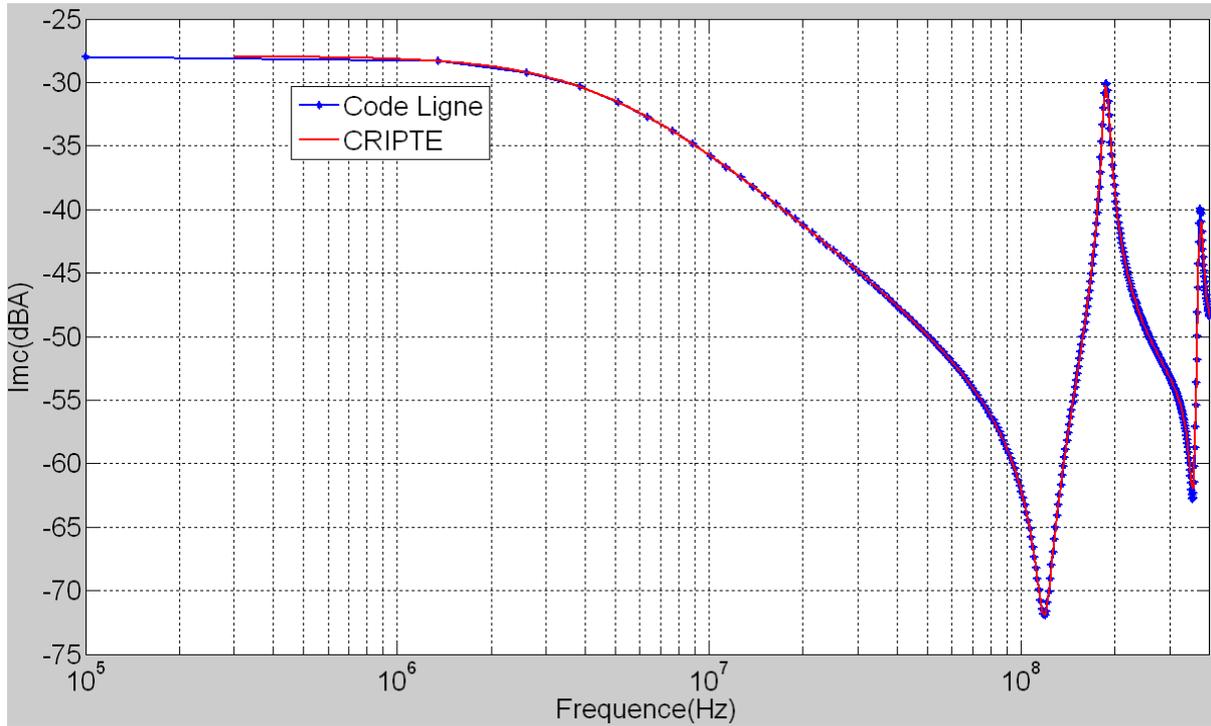


Figure III. 25 : Comparaison du courant de mode commun sur une configuration de quatre conducteurs entre les outils CRIPTE et l'approche symplectique (extrémité 2).

Nous pouvons apprécier sur ces comparaisons une très bonne corrélation entre ces deux outils sur cette configuration. L'analyse des courbes montre bien qu'avec la condition de court-circuit, la première résonance est située au quart de la longueur d'onde.

III.9. Application sur un cas réel : description d'un toron représentatif d'une configuration réelle

Nous entendons par configuration réelle, un toron dédié à un connecteur aéronautique particulier : l'ARINC 404 présenté au chapitre IV et susceptible d'être utilisé afin de connecter deux équipements. Il est constitué de 28 fils torsadés non blindés (UTP), de 5 conducteurs torsadés blindés (STP). En regroupant ces conducteurs dans le même toron, il est possible de déterminer son diamètre équivalent de 1,1 cm pour une longueur de 1,70 m.

Nous donnons sur la Figure III.26 une vue en coupe puis une représentation de profil de ce toron disposé au-dessus d'un plan de masse.

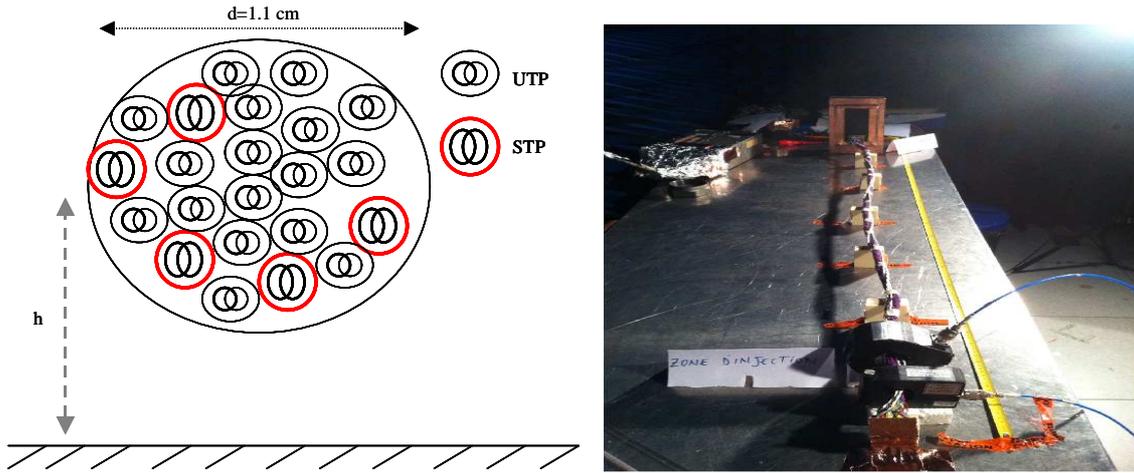


Figure III. 26 : Représentation du toron (vue de coupe) et photographie au-dessus d'un plan de masse

Face à la complexité d'analyse de cette configuration nous choisissons de déterminer les paramètres primaires à l'aide de l'outil CRIPTE.

III.10. Détermination expérimentale de l'impédance caractéristique du toron

La notion d'impédance caractéristique d'un toron est introduite dans le cadre de ce sujet de recherche afin de vérifier l'hypothèse selon laquelle on peut assimiler tout toron à un conducteur unique en fonction des charges terminales connectées aux extrémités.

Afin de mettre en place toutes les étapes qui permettent de confirmer ou d'infirmer cette hypothèse, nous décidons de mettre en place une manipulation à même de déterminer l'impédance caractéristique du toron.

Dans ce but, nous réalisons une interface afin de connecter ensemble tous les conducteurs élémentaires du toron (Figure III.27). Nous identifions alors le toron à un conducteur équivalent de diamètre 1.1 cm.

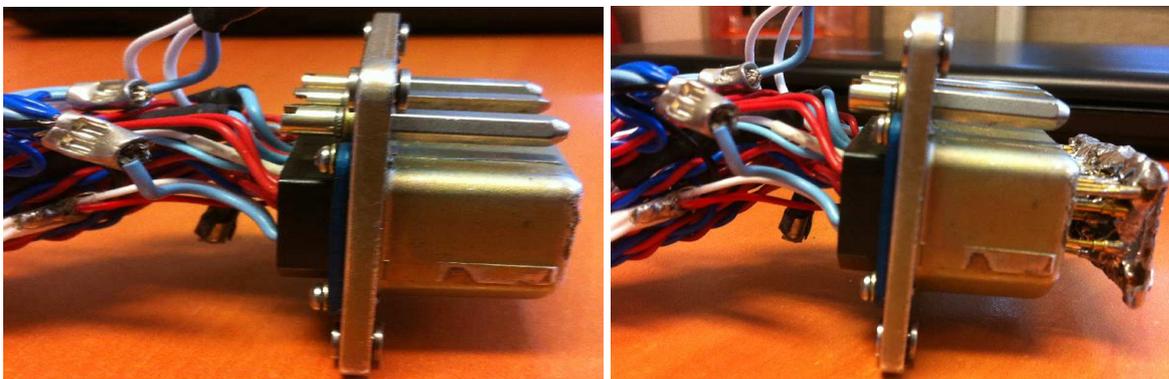


Figure III 27 : Présentation de l'extrémité du toron sans interface métallique (gauche) et avec l'interface (droit). Mise en évidence du foisonnement des câbles

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Dans cette configuration, l'une des extrémités du conducteur est connectée à l'analyseur de réseau ; l'autre extrémité est successivement connectée à un circuit ouvert puis à un court-circuit pour la mesure des impédances dans ces configurations de charge.

L'intersection des deux courbes lues sur l'appareil de mesure détermine la valeur de l'impédance caractéristique. Les graphes de la mesure sont présentés sur la [Figure III.28](#) que nous comparons à la simulation. Rappelons que cette impédance caractéristique se détermine via la relation.

$$Z_c = \sqrt{Z_{CC} * Z_{CO}} \quad (\text{Equation III. 59})$$

avec Z_{CC} : impédance de court-circuit et Z_{CO} : impédance de circuit-ouvert

Ainsi, en condition de court-circuit (CC) et de circuit ouvert (CO), l'impédance terminale (cas d'une ligne sans perte) ramenée sur une longueur de ligne (L) peut se mettre sous la forme [Equation III.60](#), et [Equation III.61](#).

$$Z_{CC} = jZ_c \cdot \tan\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot L}{\lambda}\right) \quad (\text{Equation III. 60}) \quad Z_{CO} = -jZ_c \cdot \cot\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot L}{\lambda}\right) \quad (\text{Equation III. 61})$$

La mesure et la modélisation figurées ci-dessous nous donne une valeur de 153 Ω pour l'impédance caractéristique.

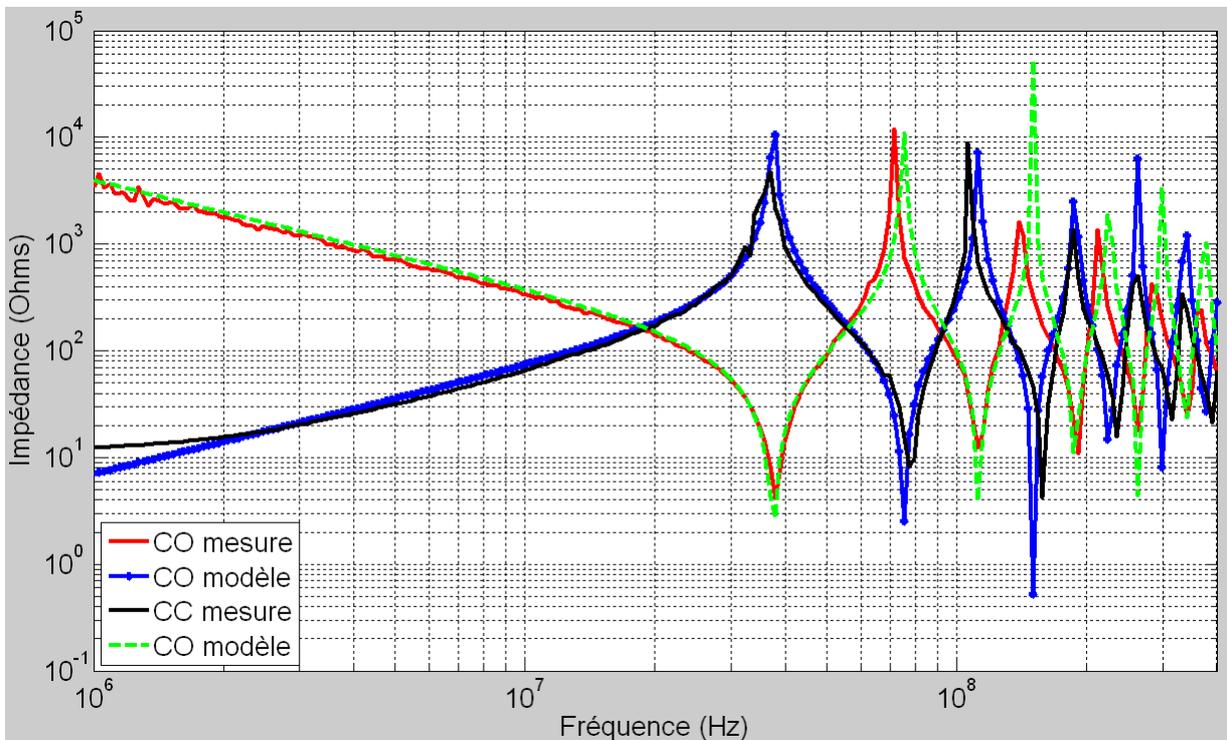


Figure III. 28: Mesure et modélisation de l'impédance caractéristique du toron de 33 conducteurs

L'on constate Figure III.28 que la modélisation diverge sensiblement avec l'augmentation de la fréquence. Nous comprenons que l'approximation de la ligne sans pertes trouve ses limites rapidement (autour de 70 MHz) pour cette densité de toron. Il convient alors de quantifier de façon rigoureuse ces pertes. De plus, ce décalage peut s'expliquer par la difficulté de réaliser des courts-circuits de haute qualité.

III.11. Mise en évidence expérimentale des pertes dans le toron

La caractérisation expérimentale des pertes est réalisée en déterminant le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient de transmission S_{21} du toron dont le principe de mesure est présenté sur la Figure III.29.

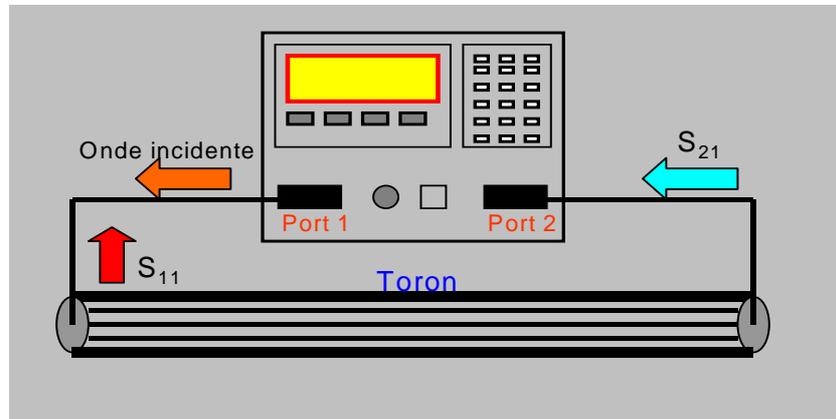


Figure III. 29 : Principe de caractérisation des paramètres S_{11} et S_{21} liés au toron

A partir de ces paramètres, nous utilisons la relation (Equation III.34) afin de déterminer les pertes liées au toron. On peut donner la relation entre le coefficient de réflexion S_{11} ; l'impédance caractéristique Z_c de la ligne et l'impédance terminale Z_L (supposée 50 Ω) dans le cas d'une ligne dont les pertes ne sont pas négligées (Equation III.63) :

$$S_{11} = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \text{ avec } Z_{\text{ramené}} = Z_c \cdot \frac{Z_L + Z_c \tanh(\gamma L)}{Z_c + Z_L \tanh(\gamma L)} \text{ (Equation III. 62)}$$

après arrangement des expressions précédentes, il vient :

$$S_{11} = Z_c \left(\frac{Z_L + Z_c \tanh(\gamma L)}{Z_c + Z_L \tanh(\gamma L)} - 1 \right) \left(Z_c \left(\frac{Z_L + Z_c \tanh(\gamma L)}{Z_c + Z_L \tanh(\gamma L)} + 1 \right) \right)^{-1}$$

(Equation III. 63)

en simplifiant, on trouve :

$$S_{11} = \frac{Z_L + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot L) - Z_c - Z_L \cdot \tanh(\gamma \cdot L)}{Z_L + Z_c \cdot \tanh(\gamma \cdot L) + Z_c + Z_L \cdot \tanh(\gamma \cdot L)}$$

(Equation III. 64)

finalement on peut donner l'expression de S_{11}

$$S_{11} = \frac{Z_L (1 - \tanh(\gamma \cdot L)) - Z_c (1 + \tanh(\gamma \cdot L))}{Z_L (1 + \tanh(\gamma \cdot L)) + Z_c (1 - \tanh(\gamma \cdot L))}$$

(Equation III. 65)

nous rappelons que lorsque les pertes ne sont pas considérées, $\tanh(\gamma \cdot L) = j \cdot \tan(\beta \cdot L)$.

Le paramètre de transmission S_{21} se déduit des coefficients de la matrice chaîne normalisés (indice n) associée à la ligne de transmission [FRI 94].

$$S_{21} = \frac{2}{A_n + B_n + C_n + D_n} \text{ tel que : } \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & \frac{B}{50} \\ C \cdot 50 & D \end{bmatrix}$$

$$\text{On rappelle que : } \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma) & Z_0 \sinh(\gamma) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma) & \cosh(\gamma) \end{bmatrix}$$

(Equation III. 66)

avec Z_0 l'impédance de source ou de charge (généralement 50 Ω).

La [Figure III.30](#) présente une comparaison entre la mesure et le modèle des pertes fondé sur les [Equation III.34](#) ; [Equation III.65](#) et [Equation III.66](#) sur la configuration de 33 conducteurs précédemment décrite.

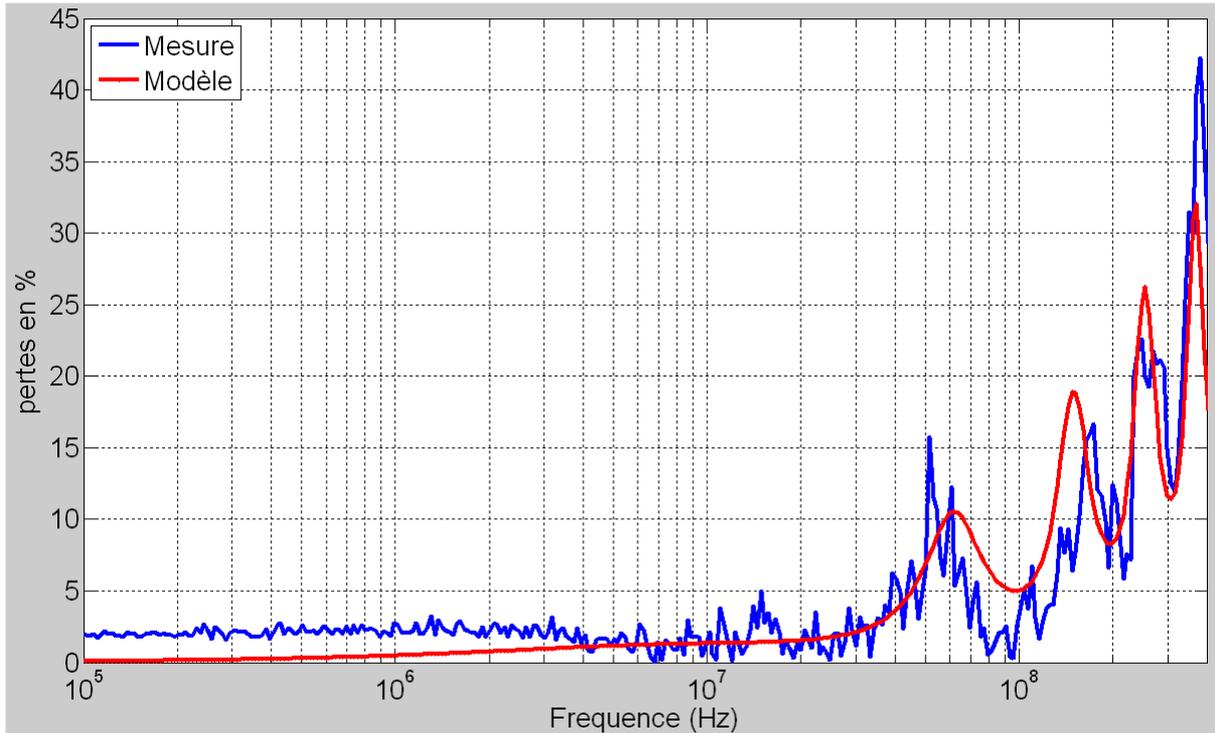


Figure III. 30: Mesures et modélisation du rayonnement d'un toron de 33 conducteurs

On constate que les pertes sur le toron apparaissent autour de 80 MHz, elles augmentent avec la fréquence jusqu'à atteindre 40% autour de 400 MHz. Ceci confirme bien les divergences observées autour de cette fréquence lors de la modélisation de l'impédance caractéristique du toron (§ III.5). Celui-ci n'étant pas entouré de gaine diélectrique, nous pouvons supposer que ces pertes se produisent principalement par effet thermique (pertes par effet joule) et par rayonnement.

Nous comprenons que la modélisation d'un toron s'avère être un processus très complexe car outre la difficulté de déterminer avec une grande précision la position exacte de chaque élément filaire dans le toron, les pertes apparaissent comme nous venons de le mettre en évidence. De plus, la proximité des conducteurs induit des couplages entre eux. Les diaphonies inductives et capacitives sont des phénomènes qui sont à prendre en compte en plus des dissymétries entre l'impédance caractéristique de la ligne et les charges terminales.

Afin de déterminer les paramètres primaires de ce toron à l'aide de l'outil CRIPTE, nous considérons le toron du point de vue du connecteur auquel il est attaché.

III.12. Détermination des paramètres primaires du toron sous CRIPTE

L'étude de l'injection de contraintes conduites sur une configuration mettant en œuvre un équipement aéronautique permet de se rapprocher au mieux d'une configuration normative d'injection rencontrée dans le cadre de l'intégration des équipements à bord des avions. La modélisation de cette configuration complexe nécessite la détermination des paramètres primaires du toron. La Figure III.31 est une capture d'écran de la représentation des sections droites des conducteurs sous CRIPTE du point de vue de l'interface du connecteur. Des hypothèses simplificatrices sont réalisées durant cette phase de détermination des paramètres linéiques du toron :

- les conducteurs torsadés sont vus comme des conducteurs dont le diamètre est égal à la somme des diamètres des conducteurs unitaires de la paire.
- Les conducteurs internes aux câbles blindés ne sont pas représentés. Cette hypothèse trouve tout son sens car ce chapitre n'aborde pas l'aspect fonctionnel c'est à dire l'évaluation des contraintes sur les conducteurs internes.

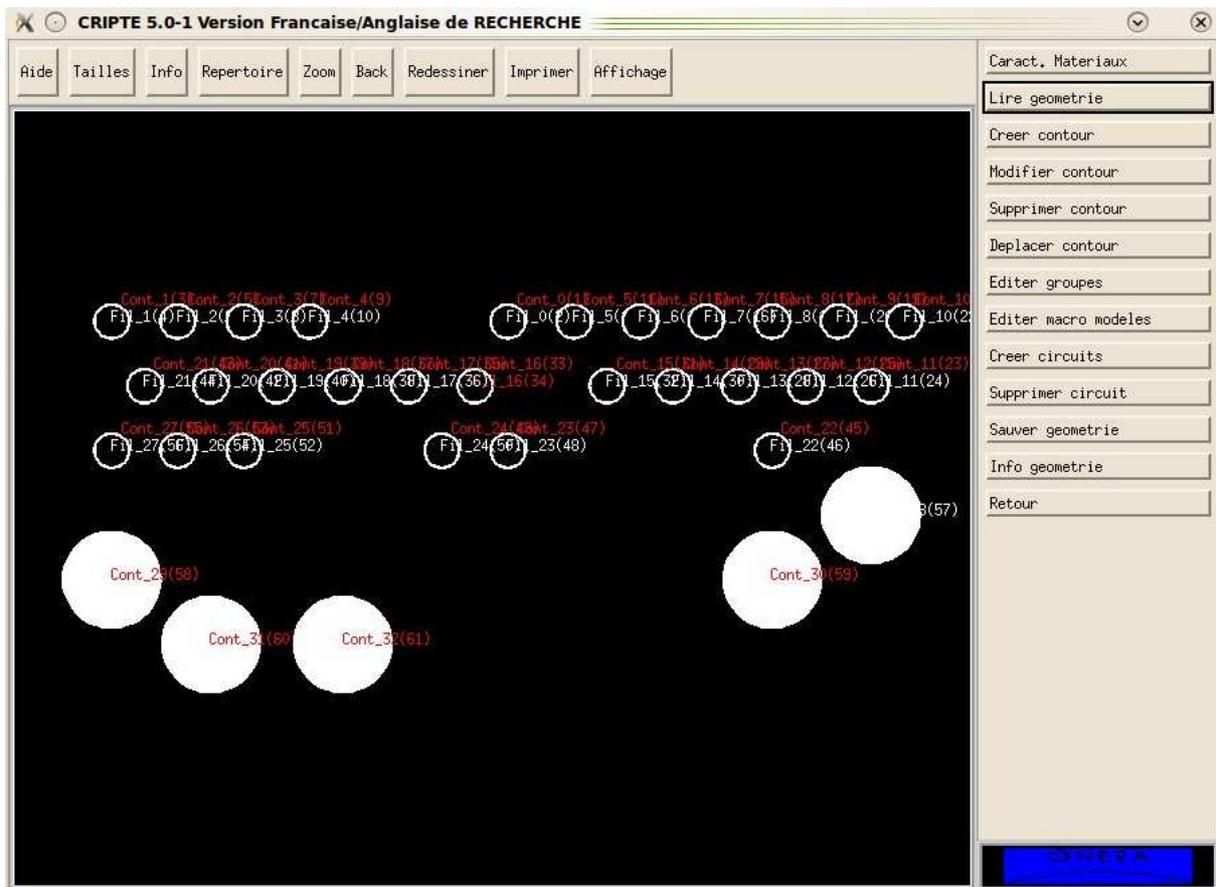


Figure III. 31 : Capture d'écran de la représentation sous CRIPTE de la section droite des conducteurs élémentaires du toron du point de vue du connecteur

CHAPITRE III. LA MODELISATION DES LIAISONS

Cette représentation s'appuie sur les caractéristiques du toron représentées dans le Tableau III.6.

Types de conducteur	UTP	STP
Nombre	28	5
Diamètre élémentaire	1 mm	4 mm
Longueur de continuité	non	9 cm
Diamètre du toron	1,1 cm	
Longueur du toron	1,7 m	

Tableau III. 6 : Caractéristiques des paramètres géométriques du toron

Les petits cercles de la Figure III.31 représentent les conducteurs de diamètre 1 mm. Les grandes sections matérialisent le domaine externe du blindage dont le diamètre élémentaire est de 4 mm.

Il est possible à partir des conditions du Tableau III.7 de modéliser le courant de mode commun pour le cas des 33 conducteurs en considérant qu'un générateur de tension constante, égale à 0.5 V sur la bande de fréquence [10 kHz-400 MHz], est disposé à 17 cm de l'interface présentant un court-circuit. Chaque conducteur élémentaire est chargé par 50 Ω à l'autre extrémité. La Figure III.23 permet de faire l'analogie entre le cas avec 4 conducteurs, dont la ligne mesure 80 cm et la configuration de 33 conducteurs.

Paramètres	Valeurs
Longueur de la ligne	1,7 m
L_1	0,17 m
L_2	1,53 m
Tension E_0	0,5 V
$[Z_1]$	1 m Ω Matrice (33*33)
$[Z_2]$	50 Ω Matrice (33*33)

Tableau III. 7 : Principales caractéristiques de l'injection de contraintes conduites sur 33 conducteurs

Nous avons représenté sur la Figure III.32 l'allure de $I_{mc}(f)$ pour laquelle nous identifions en basse fréquence, un comportement principalement influencé par la faible impédance (1 m Ω). En haute fréquence, $I_{mc}(f)$ est dicté par les résonances des lignes ; on distingue une légère décroissance dû à la charge terminale de 50 Ω .

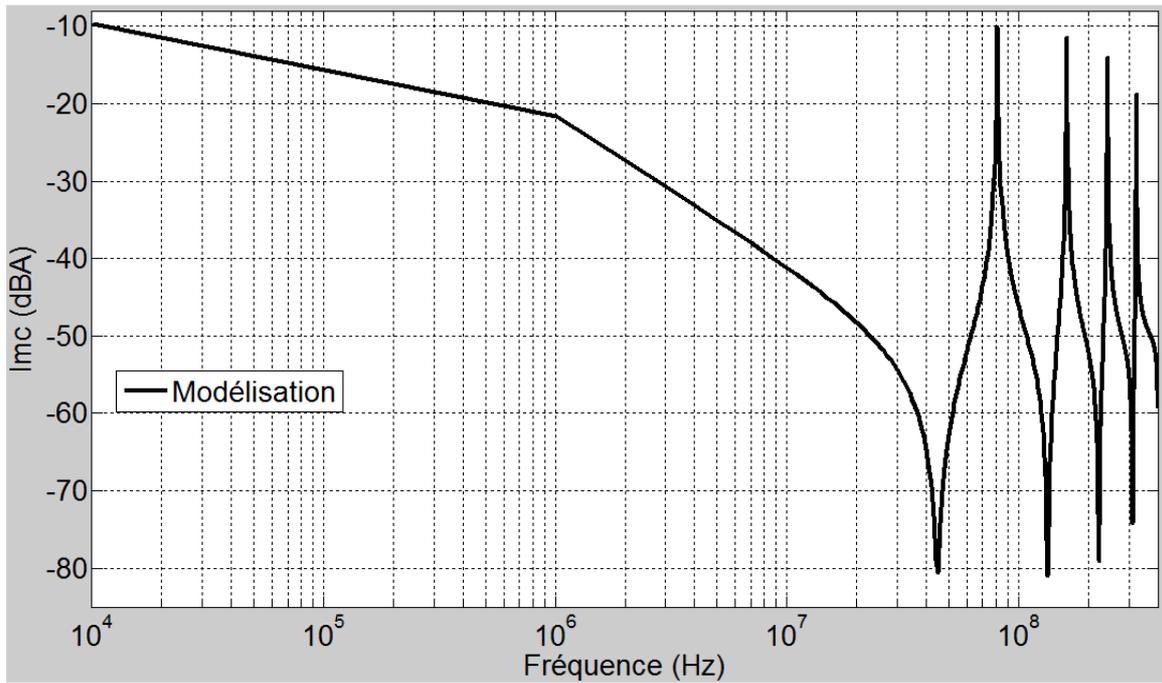


Figure III. 32 : Représentation du courant de mode commun sur une configuration de 33 conducteurs. Cas du générateur de tension constant

Conclusion

Dans ce qui précède, nous avons présenté des outils d'analyse des conducteurs pour des configurations canoniques et dans des cas plus complexes (les torons). Nous avons passé en revue certains outils qui se fondent pour certains sur la méthode des moments pour d'autres sur des expressions analytiques usuelles et qui sont à même de déterminer les paramètres linéiques des lignes en fonction de la complexité de l'étude. Ces paramètres sont ensuite utilisés comme des variables d'entrées dans le cadre de l'élaboration de codes de modélisation de perturbations conduites propagées par les conducteurs. De plus, nous avons exposé deux méthodes de réduction de la complexité des configurations multiconductrices et montré leur intérêt dans le cadre de la modélisation des essais BCI en mode commun. La première approche se fonde sur le découplage des modes (commun et différentiel) par diagonalisation des matrices des paramètres primaires. La seconde technique s'appuie sur la moyenne dite arithmétique de la matrice inductance. Nous avons aussi décrit les éléments théoriques qui ont permis d'élaborer un code de calcul des perturbations conduites pour lequel nous avons réalisé une première validation par comparaison avec l'outil CRIPTE.

Dans le but de réaliser la modélisation d'un essai BCI abordé dans le chapitre suivant sur une configuration réelle mettant en œuvre au moins un équipement aéronautique, nous adoptons une approche graduelle qui consiste à réaliser des injections de contraintes conduites BCI [10 kHz-400 MHz] sur une configuration de quatre conducteurs dans un premier temps. Cette phase d'analyse progressive nous permet d'appréhender les phénomènes qui se produisent lors des injections BCI d'une part. D'autre part, elle permet de confronter le code de ligne à la mesure et ainsi réaliser une seconde validation. Ensuite, la manipulation d'injection de contraintes conduites BCI sur l'équipement aéronautique fait l'objet d'une modélisation qui nous permet de mettre en évidence les limites de la méthode déterministe adoptée. Enfin, le chapitre IV dans lequel nous abordons ces points nous permet de comparer les résultats de la modélisation entre l'approche globale et la méthode de compactage sur ces différents cas-tests.

Il convient alors de décrire en détail les couples de pinces injections-mesures utilisés dans le cadre des différentes expérimentations.

Conclusion

CHAPITRE IV. LES ESSAIS BCI : DE LA MANIPULATION A LA MODELISATION

Les chapitres précédents nous ont permis de mettre en œuvre les modèles associés à la boucle locale d'injection de perturbations conduites représentée par les éléments filaires, les reprises de potentiels et les charges terminales d'extrémités.

Dans ce chapitre, consacré à l'expérimentation BCI et à sa modélisation, il est important d'explicitier pour le lecteur notre démarche d'analyse. Nous rappelons que cette injection BCI répond à des spécifications normatives définies dans la norme DO-160E. Celle-ci spécifie les niveaux des contraintes ; la position des différentes pinces (injection, mesure) et le matériel utilisé en fonction de la catégorie de l'équipement.

Notre analyse se veut générale en permettant l'étude des essais BCI quelle que soit la catégorie de l'équipement. Pour ce faire, la représentation normative est simplifiée par l'utilisation d'un analyseur de réseau, connecté aux différents couples de pinces injection-mesure utilisés. Ainsi, les niveaux de puissances injectés sont constants sur tout l'intervalle [10 kHz - 400 MHz] et définis à l'analyseur de réseau. Afin de simplifier cette analyse nous imposons une puissance de 1mW au cours de toutes les expérimentations. Il paraît judicieux pour la compréhension de notre démarche de décrire dans les sections suivantes le banc expérimental qui permet de réaliser une injection sur une configuration de quatre conducteurs, puis sur un toron dense, représentatif des configurations aéronautiques. Cette description se concentre sur l'analyse des fonctions et des impédances de transfert liées aux pinces d'injection et de mesure. Ces paramètres sont fondamentaux pour la modélisation des essais BCI comme nous le verrons. Ensuite, nous présentons dans ce chapitre, toute la démarche qui permet d'aboutir à une modélisation déterministe de l'injection BCI pour ces configurations. Après avoir montré les limites fréquentielles de la modélisation, notre attention se porte sur des modèles de la pince d'injection et de l'impédance terminale équivalente. Nous verrons comment l'association de ces modèles appliquée à la configuration de quatre conducteurs permet d'obtenir de bons résultats en comparant le modèle à la mesure.

Enfin, l'analyse des essais BCI sous leur aspect déterministe s'achève par la comparaison entre les modélisations des configurations représentées par le toron en prenant en compte chaque conducteur (approche globale) et celle du modèle compacté.

IV.1. Mise en place de l'expérimentation BCI sur quatre conducteurs : caractérisation du banc expérimental

La configuration de quatre conducteurs nous permet d'appréhender les phénomènes basses et hautes fréquences d'une part liés à l'injection BCI. D'autre part, elle sert à identifier les paramètres topologiques susceptibles d'influencer la réponse de l'injection BCI identifiée au courant de mode commun.

La Figure IV.1 présente un synoptique de la manipulation BCI simplifiée ; on peut y voir de gauche à droite : l'équipement sous test représenté par une boîte noire à proximité duquel est disposée la pince de mesure. La connexion avec la boîte de charge est faite à l'aide de conducteurs disposés à une hauteur minimale de 5 cm au-dessus d'un plan de masse métallique supposé parfait. L'injection et la mesure sont alors réalisées grâce à un analyseur de réseau dont les ports 1 & 2 sont connectés respectivement à la pince d'injection et à celle de mesure. Notons que le courant total de mode commun sur une configuration multifilaire est la somme des courants sur chaque conducteur élémentaire (fil isolé, bifilaire non blindé, bifilaire blindé) dont les paramètres linéiques ont été décrits dans le Chapitre III.

Une analyse microscopique peut alors être réalisée en s'intéressant aux perturbations sur chaque configuration canonique constituant le toron. Nous pensons à l'importance du nombre de conducteurs blindés qui drainent une partie importante de la perturbation selon que leurs extrémités sont correctement raccordées au plan de masse. Il est ainsi possible d'associer à chaque essai BCI un générateur de Thévenin équivalent. Celui-ci est défini par les caractéristiques intrinsèques à la pince d'injection qui sont décrites explicitement dans la suite de ce document.

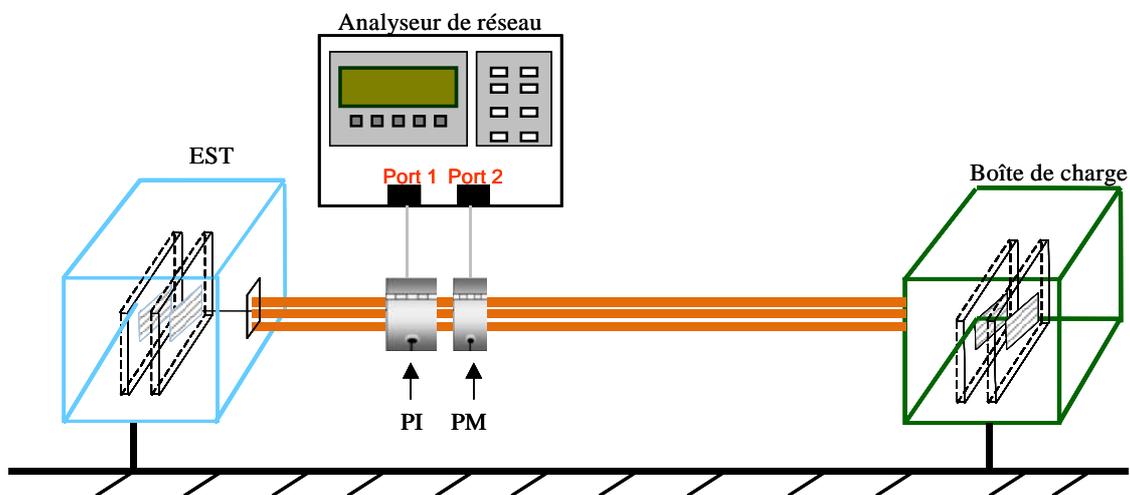


Figure IV. 1 : Synoptique d'une injection BCI simplifiée

La première injection s’intéresse donc à une configuration dans laquelle on identifie quatre conducteurs non torsadés et sans blindage (Figure IV.2).

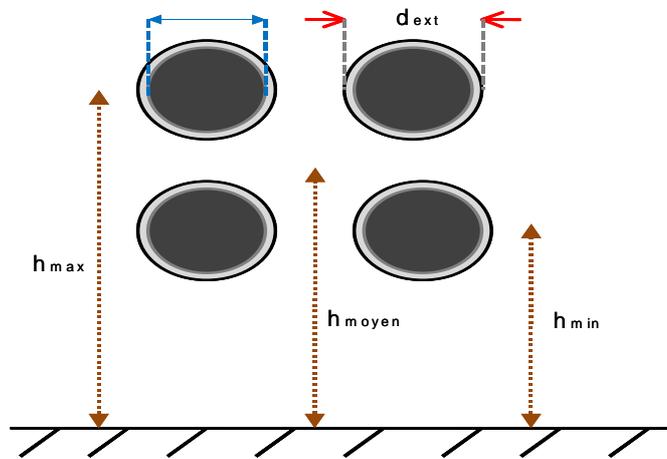


Figure IV. 2: Configuration de quatre conducteurs au-dessus d'un plan de masse

En s’aidant de la Figure IV.1, on caractérise entièrement l’injection BCI pour laquelle, la pince de mesure (PM) est disposée à une distance de 9 cm de l’interface présentant un court-circuit sur chaque conducteur. La seconde extrémité des conducteurs étant connectée sur des charges de 50Ω . La PM est séparée de la pince d’injection (PI) d’une distance de 4 cm ; chaque conducteur élémentaire ayant une longueur totale de 80 cm. La configuration multiconductrice ainsi constituée est disposée à une hauteur moyenne de 5 cm au-dessus du plan de masse à l’aide d’équerres métalliques.

Afin de mesurer la fonction de transfert de cette manipulation (qui nous sert à déterminer $Imc(f)$) nous caractérisons la pince d’injection et celle de mesure à travers la mesure de leur impédance de transfert respective. Les paramètres électriques et géométriques de cette manipulation simplifiée sont résumés dans le Tableau IV.1.

Pince d’injection (PI)	Pince de mesure (PM)	Distance PM interface 1	Distance PI-PM	Longueur du conducteur/ Hauteur
FCC 101456 10 kHz-400 MHz	FCC 101454 10 kHz-500 MHz	9 cm	4 cm	80 cm/5 cm
Puissance VNA	Moyen de mesure	Diamètre élémentaire	Interface1	Interface2 (Ω)
0 dBm	Analyseur vectoriel (300 kHz-4 GHz)	1.26 mm	$\begin{bmatrix} CC & 0 & 0 & 0 \\ 0 & CC & 0 & 0 \\ 0 & 0 & CC & 0 \\ 0 & 0 & 0 & CC \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 50 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 50 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 50 \end{bmatrix}$

Tableau IV. 1 : Synthèse des paramètres de l’injection BCI simplifiée sur quatre conducteurs

Les charges terminales sont montées sur les équerres métalliques qui permettent d'assurer une bonne reprise de potentiel avec le plan de masse métallique de l'expérimentation.

IV.1.1. Caractérisation des pinces d'injection et de mesure

La pince d'injection et/ou la pince de mesure est caractérisée par sa fonction de transfert S_{21} mesurée au JIG qui traduit le rapport d'énergie entre elle et la ligne sous test. Nous donnons sur la [Figure IV.3](#) une représentation d'une pince d'injection montée sur un JIG qui contient une ligne d'impédance caractéristique 50Ω ; les ports 1 et 2 sont connectés respectivement à un analyseur de réseau ; le port 3 étant alors chargé sur une impédance de 50Ω . Une description complète de la procédure de mesure est donnée dans la suite de ce chapitre.

De façon générale, la pince d'injection peut être considérée comme un transformateur pour lequel le primaire est identifié au conducteur entourant le tore de ferrite constituant le cœur de la pince ; la ligne sous test sert alors de secondaire.

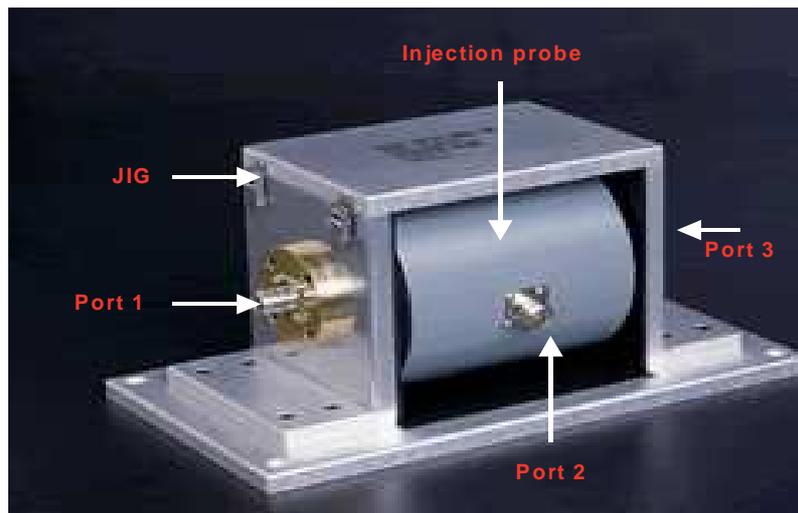


Figure IV. 3 : Pince d'injection montée sur son JIG

Il est possible de donner une représentation équivalente dédiée à la caractérisation de la fonction de transfert S_{21} . Celle-ci s'appuie sur le synoptique représenté par la [Figure IV.4](#) sur laquelle nous avons représenté la pince d'injection par un générateur équivalent qui intègre une source de tension V_{th} en série avec son impédance Z_{th} . Le conducteur central du JIG est chargé sur des impédances de 50Ω correspondants respectivement à l'impédance vue par l'analyseur de réseau d'une part (R_s : résistance de source). D'autre part, à la charge de 50Ω (R_c : résistance de charge), comme précédemment décrit.

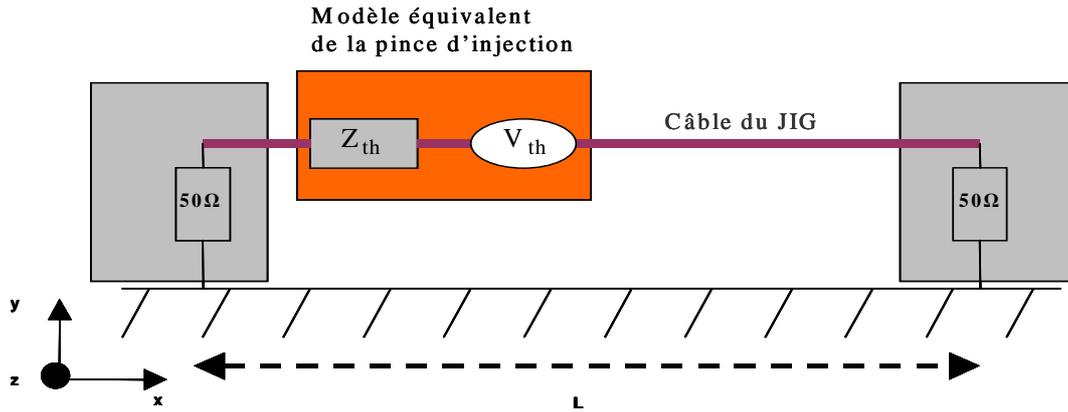


Figure IV. 4 : Représentation par un schéma circuit de la pince d'injection montée sur un JIG

A cette fonction de transfert S_{21} , on associe une impédance de transfert de pince Z_{th} dite « facteur de pince » via la relation (Equation IV.1).

$$Z_{th}(s) = \sqrt{R_s \cdot R_c} \cdot S_{21}(s) \text{ avec } R_s = R_c = 50 \Omega, \text{ il vient } Z_{th} = 50 \cdot S_{21} \text{ (Equation IV. 1)}$$

Les manipulations BCI ayant été réalisées d'une part au laboratoire Xlim de Limoges et d'autre part au sein du laboratoire DIS de Thales Communications & Security, (chaque entité disposant de ses propres équipements) nous caractérisons et décrivons donc deux pinces d'injection et leurs pinces de mesures associées de même que les appareils de mesure.

a. Le couple de pince FCC 10145X

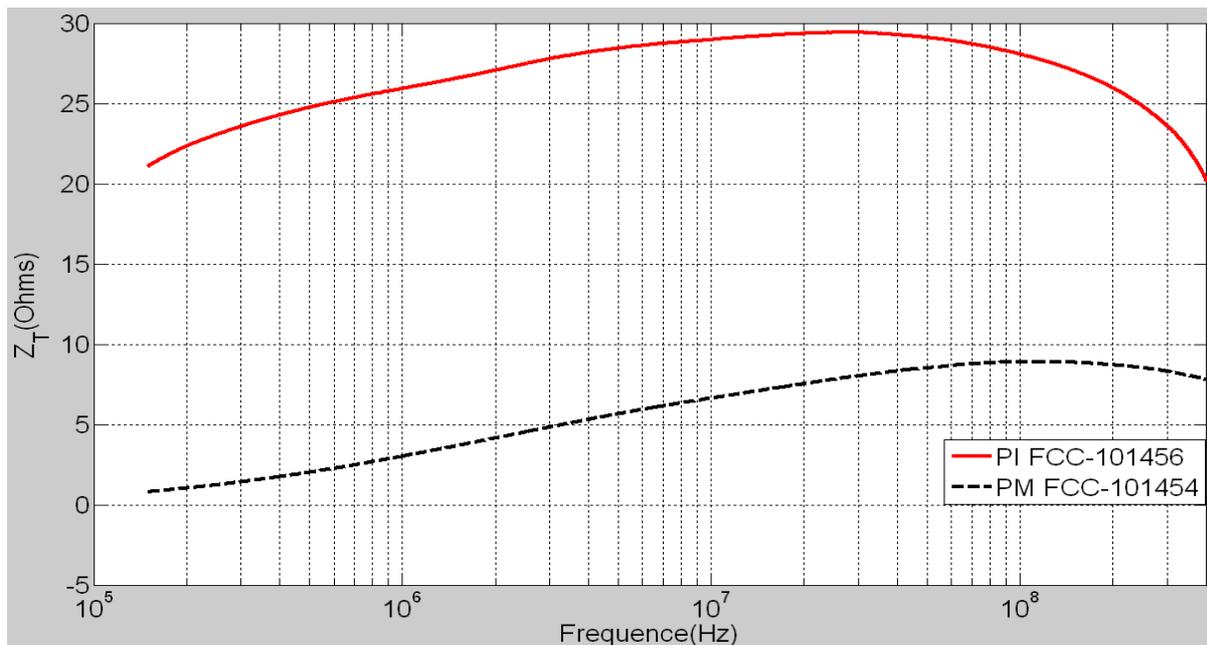


Figure IV. 5 : Impédance de transfert du couple de pince injection-mesure FCC 10145X

Nous donnons sur la Figure IV.5, l'impédance de transfert déduite de la mesure de la fonction de transfert S_{21} de la pince d'injection (PI) **FCC 101456** et de la pince de mesure (PM) **FCC 101454**.

b. Le couple de pince injection-mesure EATON 91242-1N et 9123-1N

Le second couple de pinces que nous caractérisons à une fréquence de fonctionnement identifiée à partir de 10 MHz pour la pince d'injection et valide dans l'intervalle [10 kHz-400 MHz] pour la pince de mesure. Ces pinces du constructeur EATON sont respectivement nommées 91242-1N et 9123-1N. Nous donnons sur la Figure IV.6 l'allure de leur impédance respective de transfert.

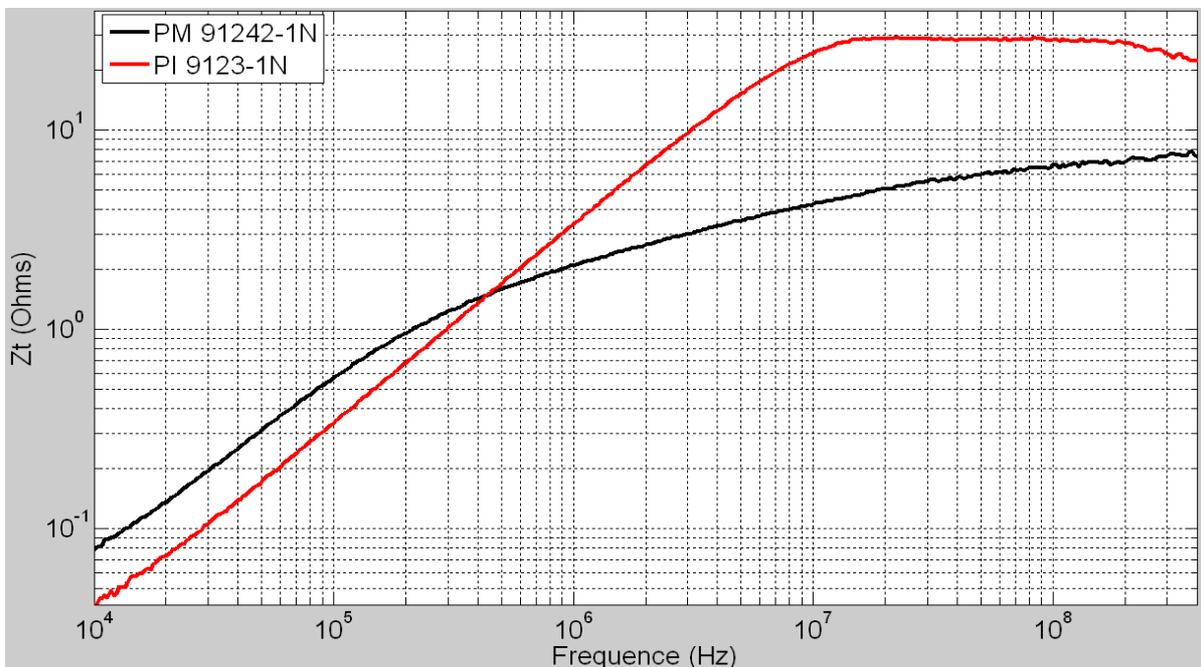


Figure IV. 6 : Impédances de transferts de la pince d'injection EATON 91242-1N et de la pince de mesure EATON 9123-1N

Les appareils de mesure sont dans un cas un analyseur de réseau vectoriel Rohde & Schwarz disponible au laboratoire Xlim de Limoges et un analyseur de réseau vectoriel HP utilisé au sein du laboratoire DIS de Thales Communications & Security. Dans le premier cas, la bande de mesure de l'appareil est valide à partir de 300 kHz. Dans le second cas, elle couvre tout le domaine [10 kHz-400 MHz]. Ainsi, deux bandes de fréquences sont présentées au cours de ce chapitre et dans les suivants. La première : [300 kHz-400 MHz] est due à l'utilisation dans cette bande de l'appareil de mesure (Rohde & Schwarz). La seconde gamme de fréquence

couvre l'intervalle [10 MHz-400 MHz], en raison du domaine de validité fréquentiel de la pince d'injection EATON 91242-1N.

Cette caractérisation des outils de l'injection est utile pour préparer la modélisation de l'injection BCI et permet également de se rendre compte du domaine fréquentiel de validité des pinces utilisées. En effet, c'est le lieu de rappeler que lors des injections BCI normatives, au moins deux pinces d'injections sont utilisées afin de couvrir la bande [10 kHz-400 MHz].

IV.2. Résultats de l'expérimentation BCI sur quatre conducteurs

La pince d'injection et celle de mesure (couple de pinces FCC10145X) sont respectivement connectées aux ports 1 et 2 de l'appareil de mesure (analyseur de réseau). Cette mesure est réalisée conformément au schéma de principe décrit sur la [Figure IV.7](#) sur lequel nous avons figuré les conditions de charge.

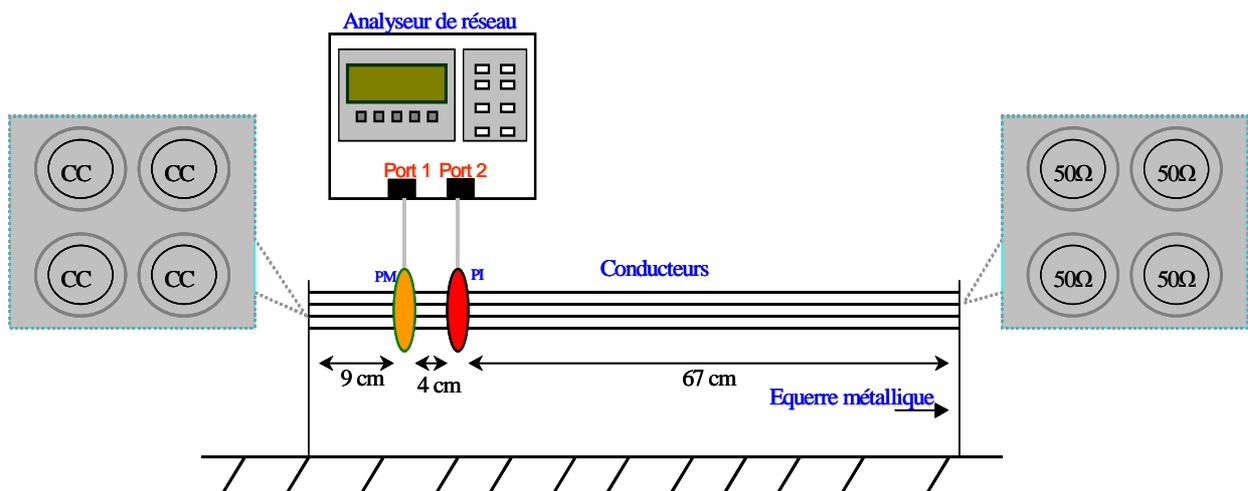


Figure IV. 7 : Manipulation BCI sur quatre conducteurs avec les conditions de charge

On mesure dans un premier temps à l'aide de la pince de mesure la fonction de transfert S_{21} de l'injection qui représente ici le rapport entre l'énergie transmise à la pince de mesure et l'énergie appliquée à la pince d'injection via l'analyseur de réseau. La [Figure IV.8](#) présente le résultat de la mesure obtenu sur la configuration décrite précédemment.

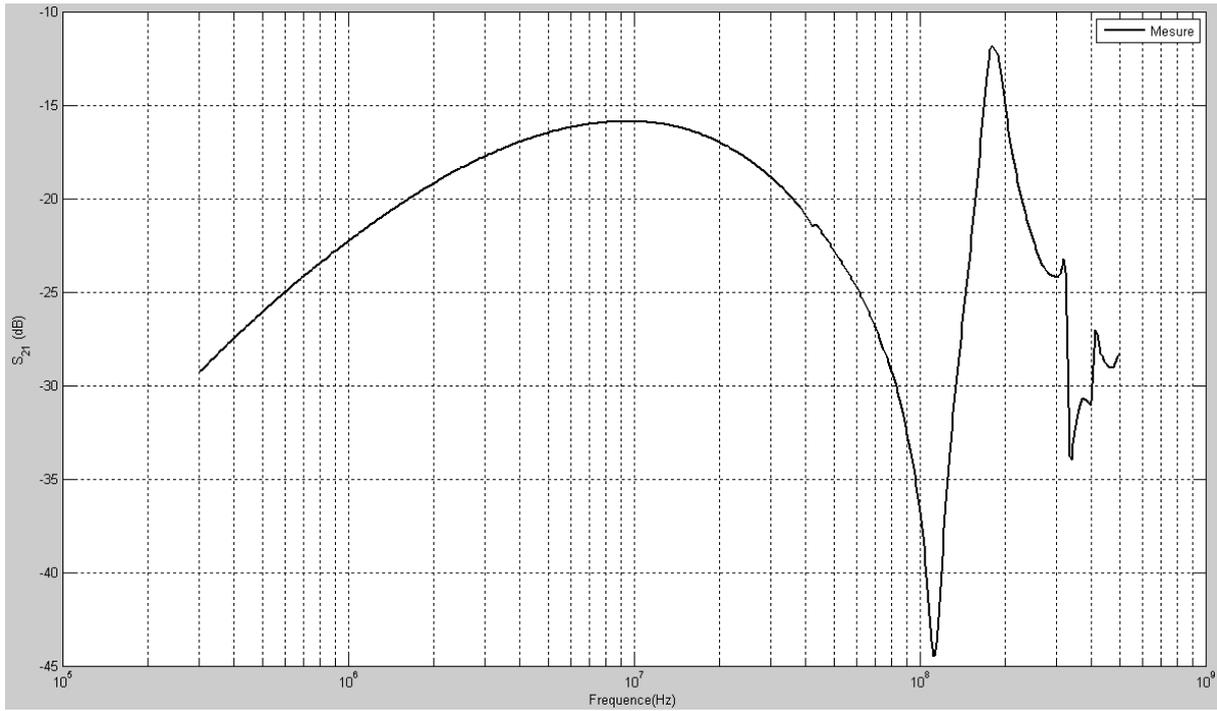


Figure IV. 8 : Mesure de la fonction de transfert sur une configuration BCI avec quatre conducteurs

En basse fréquence, on constate que l'écart de niveau entre l'impédance de transfert de la pince d'injection et de la pince de mesure conformément à la [Figure IV.5](#) induit une difficulté à injecter les contraintes conduites sur cette configuration. La première résonance apparaît pour une ligne quart-d'onde d'après la condition de court-circuit à une extrémité. En haute bande (300 MHz), l'effet de la pince d'injection apparaît et devient prépondérant devant les résonances des lignes. Nous explicitons ce point dans les chapitres suivants.

On peut exprimer cette fonction de transfert de l'injection BCI (S_{21_BCI}) liée à la boucle d'injection en fonction de la tension appliquée sur le toron (V_{inj}) et celle évaluée à l'aide de la pince de mesure (V_{mes}) d'après :

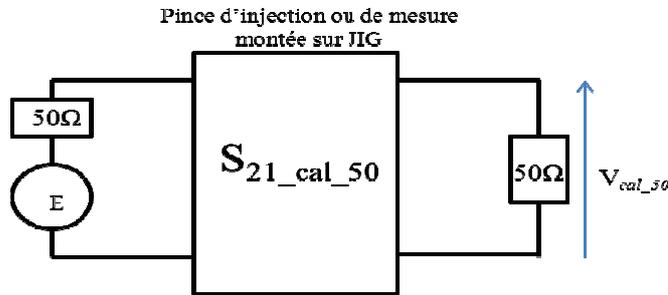
$$S_{21_BCI} = \frac{V_{mes}}{V_{inj}} \text{ (Equation IV. 2)}$$

V_{mes} : tension mesurée sur le toron

V_{inj} : tension injectée sur le toron via la pince d'injection qui dépend de la puissance (dBm) disponible sur l'analyseur de réseau.

$$V_{inj} = 2\sqrt{50.10^{\left(\frac{P_{dBm}-30}{10}\right)}} \text{ (Equation IV. 3)}$$

On rappelle que la fonction de transfert de l'injection BCI (S_{21_BCI}) Equation IV.2 est à différencier de la fonction de transfert de la pince d'injection ou de mesure ($S_{21_Cal_50}$) qui est calibrée au JIG et s'exprime par $S_{21_cal_50} = \frac{2V_{cal_50}}{E}$ d'après la figure suivante [DEG 07].



Ainsi, la relation (Equation IV.3) lie la puissance injectée par l'analyseur de réseau P_{dBm} à la tension disponible sur la pince d'injection V_{inj} . Cette tension injectée est associée au courant de mode commun mesuré (qui est la grandeur d'intérêt dans notre cas) et à l'impédance de transfert de la pince de mesure par l'expression (Equation IV.4).

$$I_{mes} = I_{mc}(f) = V_{inj} \cdot \frac{S_{21_BCI}}{2 \cdot Z_{T|PM}} \pm \varepsilon \text{ avec } Z_{T|PM} = 50 \cdot S_{21|PM} \text{ (Equation IV. 4)}$$

Il est important de définir de façon explicite les termes sus-mentionnés.

S_{21} représente la fonction de transfert de la manipulation BCI (Figure IV.8). Elle représente le rapport d'énergie entre les deux pinces.

$S_{21|PM}$ est la fonction de transfert de la pince de mesure déterminée lors de la phase de calibration au JIG.

$Z_{T|PM}$ représente l'impédance de transfert de la pince de mesure.

On peut exprimer la mesure du courant en fonction d'une incertitude ε liée aux variations des paramètres topologiques susceptibles d'intervenir entre deux mesures.

Nous avons représenté l'allure de $I_{mc}(f)$ sur la Figure IV.9 déduite de la mesure du S_{21} . Il apparaît clairement (tout comme dans le cas de la fonction de transfert), deux comportements fréquentiels ; l'un en basse et l'autre en haute fréquence sur le $I_{mc}(f)$. En basse bande, $I_{mc}(f)$ est principalement le fait de la contribution des impédances terminales ; cet effet est visible jusqu'au voisinage de la première résonance, où l'effet de la ligne est prépondérant. Ainsi donc, en fonction des conditions de charges et de la longueur de la ligne, il est possible d'évaluer les différentes résonances (série et/ou parallèle). En haute fréquence, l'effet de la pince est prépondérant.

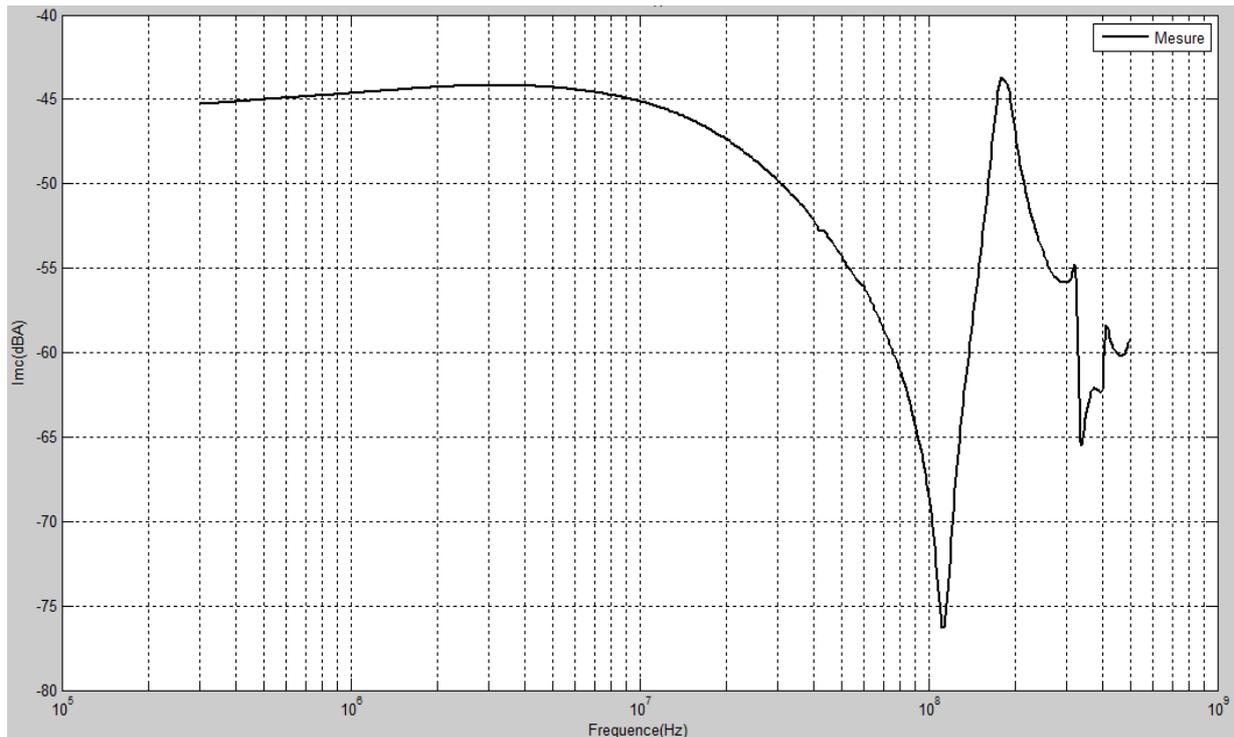


Figure IV. 9 : Courant de mode commun dans le domaine fréquentiel sur une configuration de quatre conducteurs

On peut supposer en première analyse d'après la [Figure IV.9](#) qu'en basse fréquence, $I_{mc}(f)$ est principalement influencé par la partie réelle des impédances terminales puisque dans notre cas, les charges d'extrémités sont purement résistives. En outre, la condition de charge CC (court-circuit) à une extrémité suggère une fréquence de résonance au quart de la longueur d'onde.

En effet, d'après l'expression de l'impédance terminale ramenée d'une longueur l exprimée par l' [Equation IV.5](#):

$$Z_r = Z_c \frac{Z_l + j.Z_c \cdot \tan(\beta.l)}{Z_c + j.Z_l \cdot \tan(\beta.l)} \quad (\text{Equation IV. 5})$$

en condition de charge en court-circuit ($Z_l \rightarrow 0$), il vient:

$$Z_r = j.Z_c \cdot \tan(\beta.l) \quad (\text{Equation IV. 6}) \quad \text{avec : } \beta.l = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} l ;$$

- lorsque $l \rightarrow 0$; on trouve que : $Z_r \rightarrow 0$
- pour $l = \frac{\lambda}{4} = \frac{C_0}{4 \cdot f_r}$ on a : $Z_r \rightarrow \infty$ (en considérant le module de l'impédance)

- quand $l = \frac{\lambda}{2} = \frac{C_0}{2.f_r}$ il vient : $Z_r \rightarrow 0$
- si $l = \frac{3.\lambda}{4} = \frac{3.C_0}{4.f_r}$ on a : $Z_r \rightarrow \infty$ (en considérant le module de l'impédance)

avec C_0 la célérité de la lumière (3.10^8 m.s^{-1})

D'après la configuration de charge en court-circuit, il apparaît donc que la ligne entre en résonance série lorsque :

$$l = \frac{(2n+1)\lambda}{4} \text{ (Equation IV. 7)}$$

Pour notre ligne de longueur 80 cm, cette première fréquence de résonance série, théorique est située autour de 93 MHz. Cependant, lors de la mesure on obtient une fréquence de résonance située autour de 112 MHz (Figure IV. 9). Cette différence entre la théorie et le modèle s'explique par le fait que la longueur réelle vue par la perturbation est égale à la longueur de la ligne (80 cm) diminuée de la distance d'injection (13 cm). On détermine alors une longueur de 67 cm réellement parcourue par la perturbation véhiculée via la pince d'injection. Nous avons synthétisé les différentes longueurs sur la Figure IV.7.

En appliquant la relation (Equation IV.7) avec $n = 0$ à cette nouvelle valeur, on obtient une fréquence de résonance de 113 MHz. On comprend ici clairement que la position de la pince d'injection identifiée à un générateur de tension est fondamentale pour la détermination des fréquences de résonances dont les valeurs sont déterminées en fonction des conditions de charge.

IV.3. Modélisation de l'injection BCI [POM 05] [ORL 03] [PIG] [GRA 05] []

Dans ce qui suit, nous décrivons pas à pas toutes les étapes qui permettent de modéliser l'essai BCI précédemment décrit ; une attention particulière est portée sur la recherche d'une modélisation haute fréquence. Disposant du code de modélisation de contraintes conduites présenté dans le chapitre III, des paramètres de transfert des pinces d'injection et de mesure ; nous pouvons donner (Figure IV.10) une représentation purement électrique de cette injection BCI mettant en œuvre les quatre conducteurs.

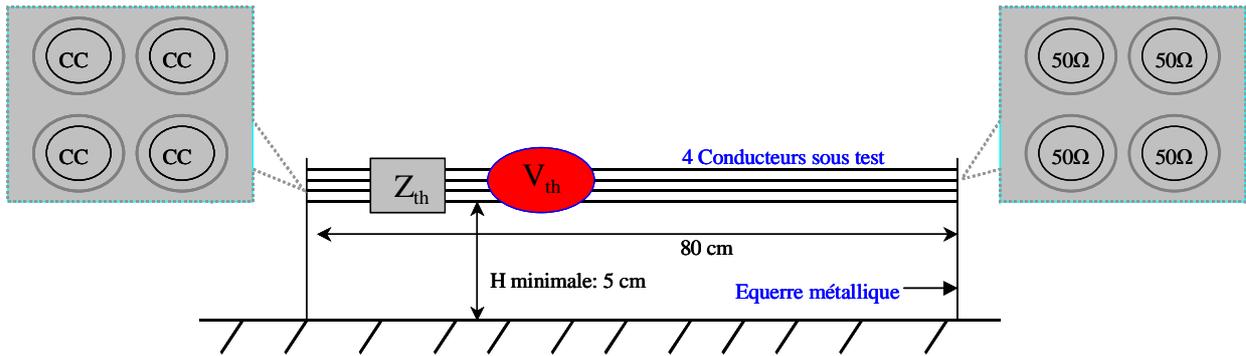


Figure IV. 10 : Représentation équivalente d'un essai BCI par un modèle de générateur dit de Thévenin : Cas de quatre conducteurs sous test

Dans cette représentation, la pince d'injection est remplacée par son générateur équivalent V_{th} . Celui-ci n'étant pas parfait, possède une impédance Z_{th} déterminée à partir de la mesure du coefficient de réflexion S_{11} . La Figure IV.11 explicite le protocole expérimental de caractérisation du paramètre de réflexion S_{11} réalisée au JIG. On peut y voir que le port 1 de la pince d'injection montée sur le JIG est connecté à l'un des ports de l'analyseur de réseau. Dans notre cas, nous donnons comme exemple une connexion entre les ports N°1. Les deux autres extrémités de la pince d'injection sont chargées sur des impédances de 50Ω .

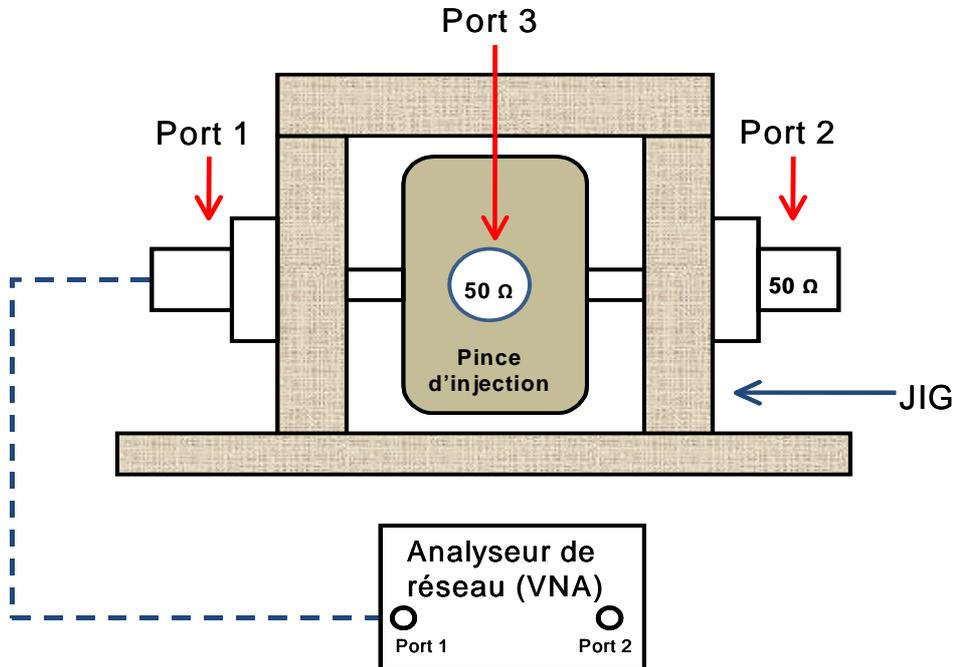


Figure IV. 11 : Présentation de la mesure du coefficient de réflexion de la pince d'injection FCC 101456

A partir de ce coefficient S_{11} , on détermine via l'Equation IV.8 l'impédance Z_{th} série du modèle de générateur de tension associé à la pince d'injection. On peut alors donner à l'aide de l'Equation IV.9 l'expression de la tension équivalente délivrée par la pince d'injection.

$$Z_{th} = 50 \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \text{ (Equation IV. 8) et } V_{th} = V_{inj} \cdot S_{21|PI} \text{ (Equation IV. 9)}$$

avec $s_{21|PI}$: fonction de transfert de la pince d'injection déterminée sur 50 Ω au JIG

L'effet de la pince de mesure est pris en compte dans la mesure à travers son impédance de transfert.

Sur la base de ces données, deux approches de modélisation sont présentées. La première consiste à prendre en compte les quatre conducteurs et les matrices des interfaces terminales ([50 Ω] et [CC]) associées dans le cas du scénario de la Figure IV.7. Dans ce modèle, aucune simplification n'étant faite sur les impédances ou sur le toron, nous la nommerons l'approche globale.

La seconde méthode s'intéresse à la simplification de l'essai par la méthode du conducteur équivalent ou compacté présentée au chapitre III. Dans le cadre de cette simplification, on associe un modèle d'impédance équivalente que nous présentons dans la suite.

IV.3.1. Modélisation de l'injection BCI par l'approche globale

A partir de la connaissance des paramètres de la boucle d'injection (V_{th} , Z_{th} de la pince d'injection ; Z_c de chaque conducteur ; impédances terminales côté charge et source ...) et disposant du code de ligne décrit au chapitre III, il est possible de modéliser l'essai BCI réalisé sur cette configuration de quatre conducteurs.

La Figure IV.12 présente une comparaison entre la mesure et la modélisation sur cette configuration dont les quatre conducteurs sont tous chargés à une extrémité par un court-circuit et à l'autre par une impédance de 50 Ω . Les caractéristiques dédiées à cette injection sont rappelées dans le Tableau IV.1.

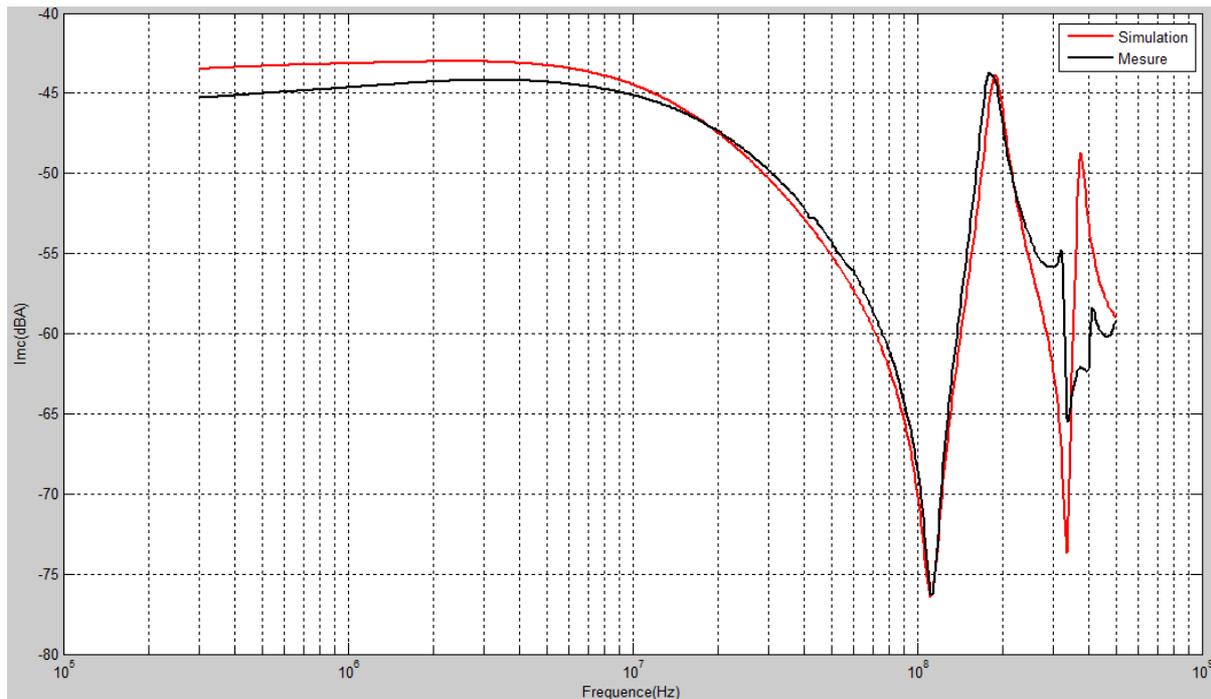


Figure IV. 12 : Comparaison entre la mesure et la simulation du courant de mode commun sur quatre conducteurs

On constate qu'en basse et haute bande, le modèle qui reste valide par comparaison avec la mesure s'en écarte très légèrement pour différentes raisons. La première concerne la prise en compte de l'impédance de réflexion de la pince d'injection. En effet, pour caractériser la pince d'injection, il est fondamental de mesurer son coefficient de réflexion (au JIG chargé sur 50Ω) puis de déterminer son impédance de réflexion (Equation IV.8) qui est ensuite intégrée dans les calculs. Cette impédance de réflexion est alors considérée en série sur l'impédance de charge (Figure IV.10). En utilisant cette méthode de caractérisation (de la pince) et de modélisation de l'essai BCI, les couplages sur les quatre fils ne sont pas fidèlement représentés. On constate alors les limites observées principalement en haute fréquence du modèle.

Afin de confirmer cette hypothèse, nous appliquons à cette configuration la méthode de compactage des paramètres primaires, couplée à l'impédance terminale équivalente.

On peut supposer de prime abord qu'un tel modèle est plus à même de représenter au mieux les interactions entre la PI et les conducteurs sous test lors de la modélisation. Cette hypothèse trouve tout son sens car le modèle aboutit à un conducteur unique.

Pour ce faire, nous utilisons dans la prochaine modélisation le modèle du conducteur unique ou conducteur équivalent.

IV.3.2. Modélisation par l’approche simplifiée : compactage des impédances terminales

Nous avons décrit au chapitre III les différentes méthodes qui permettent de déterminer les paramètres linéiques dédiés à une configuration multiconductrice. On rappelle que la première méthode s’appuie sur la diagonalisation des matrices [L] et [C] quand la seconde se fonde sur la moyenne des paramètres linéiques, ceci aboutit à un conducteur unique. Il convient alors de mettre en œuvre une méthode permettant de connecter une charge équivalente aux extrémités du conducteur condensé. Cette charge équivalente est étroitement liée aux charges sur les conducteurs élémentaires.

a. Modèle équivalent associé aux paramètres électriques

Dans le cadre d’un scénario d’injection BCI (Figure IV.7), nous considérons d’emblée que l’influence des impédances de mode différentiel reste négligeable devant celle de mode commun. Il est alors possible de donner une représentation des impédances de mode commun sous la forme d’un réseau d’impédances vues en parallèle. A partir de cette considération, on donne la relation (Equation IV.10) entre ce réseau d’impédances terminales et l’impédance équivalente correspondante.

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_i} \text{ (Equation IV. 10)}$$

Nous illustrons ce principe à travers la Figure IV.13. Dans le cas qui nous préoccupe, une application sur le réseau de quatre impédances de 50 Ω en parallèles nous donne une impédance équivalente de 12.5 Ω.

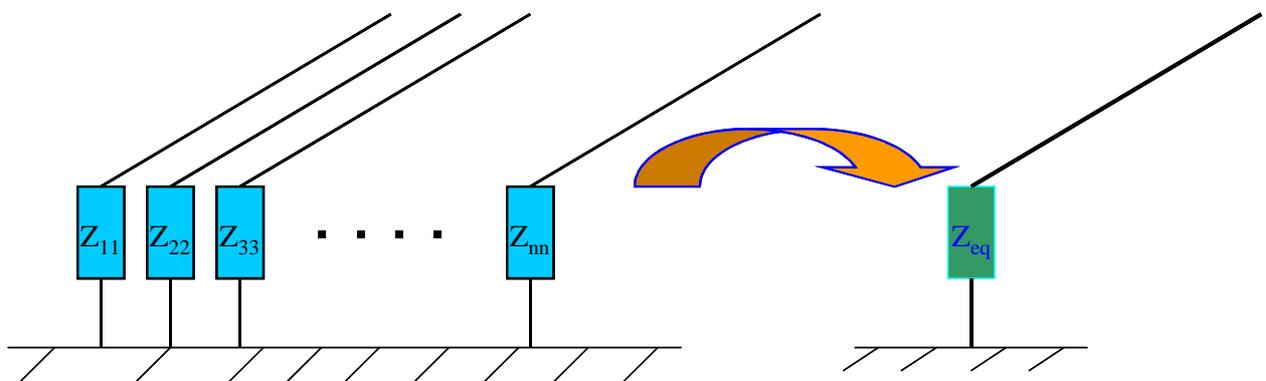


Figure IV. 13 : Modèle équivalent d’un réseau d’impédances en parallèle

L'interface 1 qui comprend un réseau exclusivement en configuration de court-circuit reste inchangée par cette méthode. En effet, cette approche influence principalement les impédances comprises entre un court-circuit et un circuit ouvert.

IV.3.3. Modélisation par l'approche simplifiée : courant de mode commun

Nous appliquons alors l'un des modèles de condensation du toron couplé à celui de l'impédance équivalente sur cette représentation afin de déterminer le courant de mode commun. La (Figure IV.14) donne une comparaison entre la mesure et la modélisation alliant le compactage des paramètres géométriques et électriques.

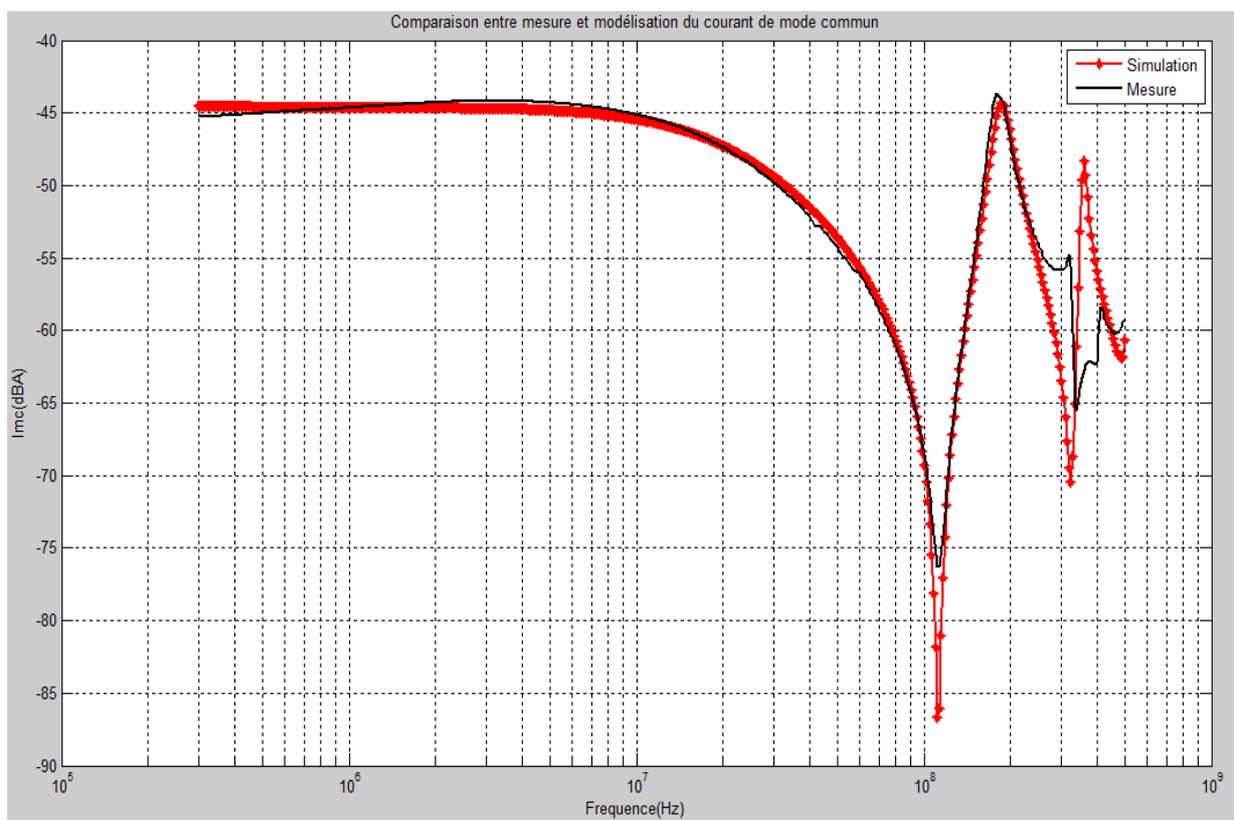


Figure IV. 14 : Comparaison de $I_{mc}(f)$ entre la mesure et le modèle équivalent appliqué aux conducteurs et aux charges terminales

On constate qu'en basse bande, le modèle donne de très bons résultats par rapport à la mesure jusqu'à la première résonance parallèle (environ 200 MHz). Au-delà, le modèle de la pince ne suffit toujours pas à représenter les interactions entre la pince d'injection et les conducteurs sous test.

Nous confirmons ainsi le fait que pour modéliser un essai BCI sur une large bande de fréquence, il est primordial d'élaborer un modèle de pince d'injection distribué ou localisé sur les fils élémentaires afin de reproduire les phénomènes de couplages. Ces couplages existent entre fils mais aussi entre le cœur de la pince d'injection (noyau en ferrite dont la perméabilité dépend de la fréquence) et les conducteurs sous la contrainte.

IV.4. Modèle de la pince d'injection FCC 101456

L'élaboration du modèle de la pince d'injection répond au fait que le générateur de tension V_{th} et Z_{th} ne suffit pas à décrire les interactions pince-conducteurs induisant une limite fréquentielle dans la modélisation haute fréquence de l'essai BCI précédemment présenté. Le modèle de la pince d'injection présenté dans cette partie s'appuie sur les travaux décrits dans [GRA 05]. La première étape d'élaboration du modèle de pince d'injection consiste à mesurer tous les paramètres S de la pince d'injection disposée sur un JIG à l'aide d'un analyseur de réseau. Nous rappelons qu'une pince d'injection montée sur un JIG (Figure IV.15) possède 3 entrées identifiées aux ports 1,2 et 3, de ce fait, la matrice des paramètres S est une matrice 3*3.

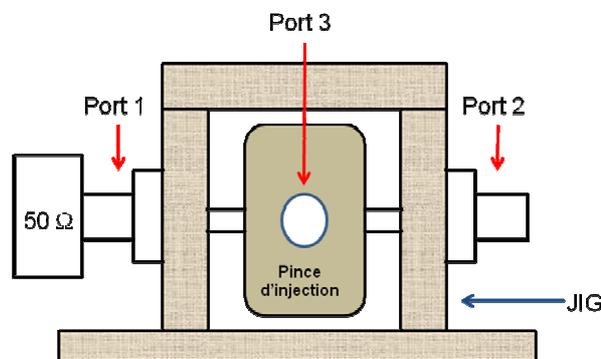


Figure IV. 15 : Synoptique de la pince d'injection montée sur un JIG

La mesure des paramètres de transfert est réalisée en connectant simultanément 2 ports de la pince d'injection aux ports 1 & 2 de l'analyseur de réseau. Le dernier port (de la pince d'injection) est chargé sur 50 Ω conformément à la Figure IV.16.

La mesure des coefficients de réflexion est faite en connectant un port de la pince d'injection au 1 port 1 du VNA. Les deux autres ports (2 & 3) de la pince d'injection sont terminés par des charges de 50 Ω. Le protocole expérimental de caractérisation des paramètres de transfert est présenté sur la Figure IV.16 (gauche) celui des paramètres de réflexion est décrit sur la Figure IV.16 (droite).

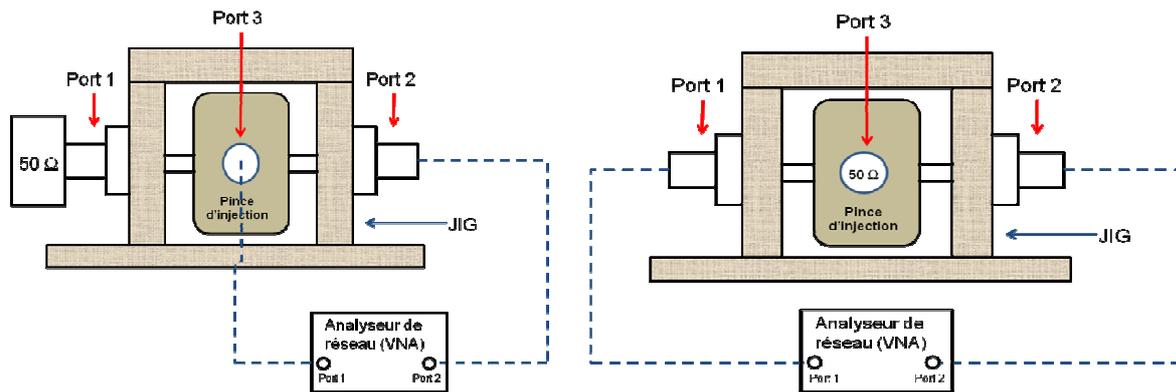


Figure IV. 16 : Principe de la mesure de tous les coefficients de la matrice chaîne de la pince d'injection

On décrit alors la matrice S dédiée à la pince d'injection sous la forme :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \text{ (Matrice IV. 1)}$$

la calibration au JIG entraîne des symétries et des réciprocity dans les coefficients de cette matrice ; de ce fait, elle peut se mettre sous la forme

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{13} \\ S_{21} & S_{11} & -S_{13} \\ S_{13} & -S_{13} & S_{33} \end{bmatrix} \text{ (Matrice IV. 2)}$$

on comprend alors que cela revient à mesurer 4 paramètres :

- deux paramètres de réflexion S_{11} et S_{33}
- deux paramètres de transmission S_{21} , S_{13} .

Une simplification de taille peut être apportée à cette représentation tripolaire en substituant le port alimenté sur la pince d'injection par un générateur de tension non parfait (source de tension en série avec sa résistance interne). Ceci permet de passer d'une représentation matricielle (3*3) à une matrice (2*2).

La Figure IV.17 présente le modèle de la pince d'injection dans lequel nous avons substitué l'un des ports de la pince d'injection par son générateur de tension équivalent qui dépend de la puissance injectée [PIG] [GRA 05] [SPA 04].

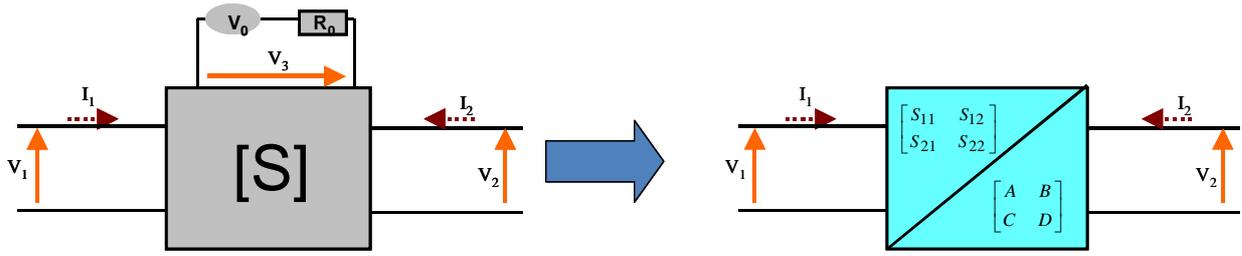


Figure IV. 17 : Modèle de paramètres S de la pince d'injection

La relation de passage de la configuration 3*3 à un modèle 2*2 (après avoir substitué l'un des ports alimentés par un générateur de tension) est donnée par l'Equation IV.11 :

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{S_{13} \cdot V_0}{2 \cdot \sqrt{R_0}} \\ -\frac{S_{13} \cdot V_0}{2 \cdot \sqrt{R_0}} \end{bmatrix} \quad (\text{Equation IV. 11) avec } R_0 = 50 \Omega.$$

Il devient alors possible d'associer les matrices chaînes à cette configuration deux ports :

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \Phi^{PI} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{S_{13} \cdot V_0}{2 \cdot S_{21}} (S_{11} + S_{21} + 1) \\ \frac{S_{13} \cdot V_0}{2 \cdot S_{21} \cdot R_0} (S_{11} + S_{21} + 1) \end{bmatrix} \quad (\text{Equation IV. 12})$$

Nous rappelons les expressions des relations de passage entre paramètres S vers la matrice chaîne.

$$\Phi_{11}^{PI} = \frac{Z_1^* + S_{11} \cdot Z_1 - Z_1 \cdot S_{22} - Z_1 \cdot (S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12})}{2 \cdot S_{21} \cdot \sqrt{\text{Re}(Z_1) \cdot \text{Re}(Z_2)}} \quad (\text{Equation IV. 13})$$

en considérant $Z_1 = Z_2 = 50\Omega$; $S_{11} = S_{22}$, il vient :

$$\Phi_{11}^{PI} = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2 \cdot S_{21}} \quad (\text{Equation IV. 14})$$

Nous donnons les résultats pour les autres coefficients de la matrice Φ^{PI} .

$$\left[\Phi^{PI} \right] = \begin{bmatrix} \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2 \cdot S_{21}} & \frac{(S_{12}^2 - S_{11}^2 - 2S_{21}^2 - 1) \cdot 50}{2 \cdot S_{21}} \\ \frac{S_{21}^2 - S_{11}^2 + 2 \cdot S_{11} - 1}{2 \cdot S_{21} \cdot 50} & \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2 \cdot S_{21}} \end{bmatrix} \quad (\text{Equation IV. 15})$$

La pince d'injection peut alors être représentée par un modèle en Pi (π) décrit sur la Figure IV. 18. Celui-ci intègre la tension série V_{PI} et une source de courant en parallèle sur la ligne.

Afin de simplifier la représentation et d'après les faibles valeurs de la source de courant I_s , nous ne faisons pas figurer cet élément sur le modèle de la pince synthétisé ici.

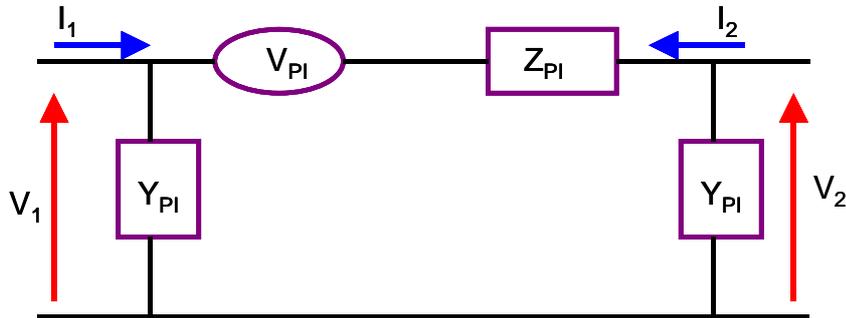


Figure IV. 18 : Modèle en PI de la pince d'injection

Les expressions des termes définis dans ce modèle sont données par :

$$Z_{PI} = -\Phi_{12}^{PI} ; \quad Y_{PI} = \frac{1 - \Phi_{11}^{PI}}{\Phi_{12}^{PI}} ;$$

$$V_{PI} = \frac{1 + \Phi_{11}^{PI}}{2} \cdot F_{11}^{PI} - \frac{\Phi_{12}^{PI}}{2} \cdot F_{21}^{PI} ; \text{ avec } F^{PI} = -\frac{S_{13}}{2 \cdot S_{21}} \cdot V_g \cdot \left[\frac{S_{11} + S_{21} + 1}{(S_{11} + S_{21} - 1) / R_0} \right] = K_1 \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^{PI} \\ F_{21}^{PI} \end{bmatrix}$$

Les [Figure IV.19](#) à [Figure IV.21](#) présentent l'allure des paramètres liés au modèle de la pince d'injection.

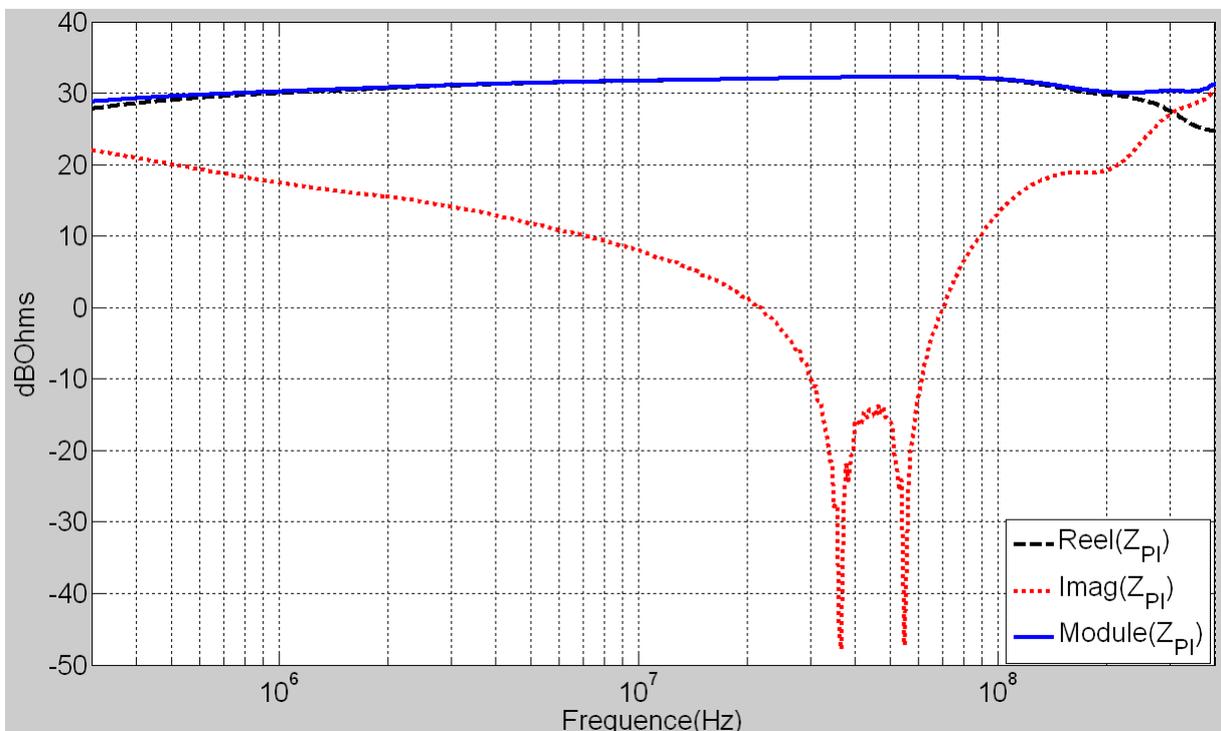


Figure IV. 19 : Mesure de l'impédance Z_{PI} de la pince d'injection

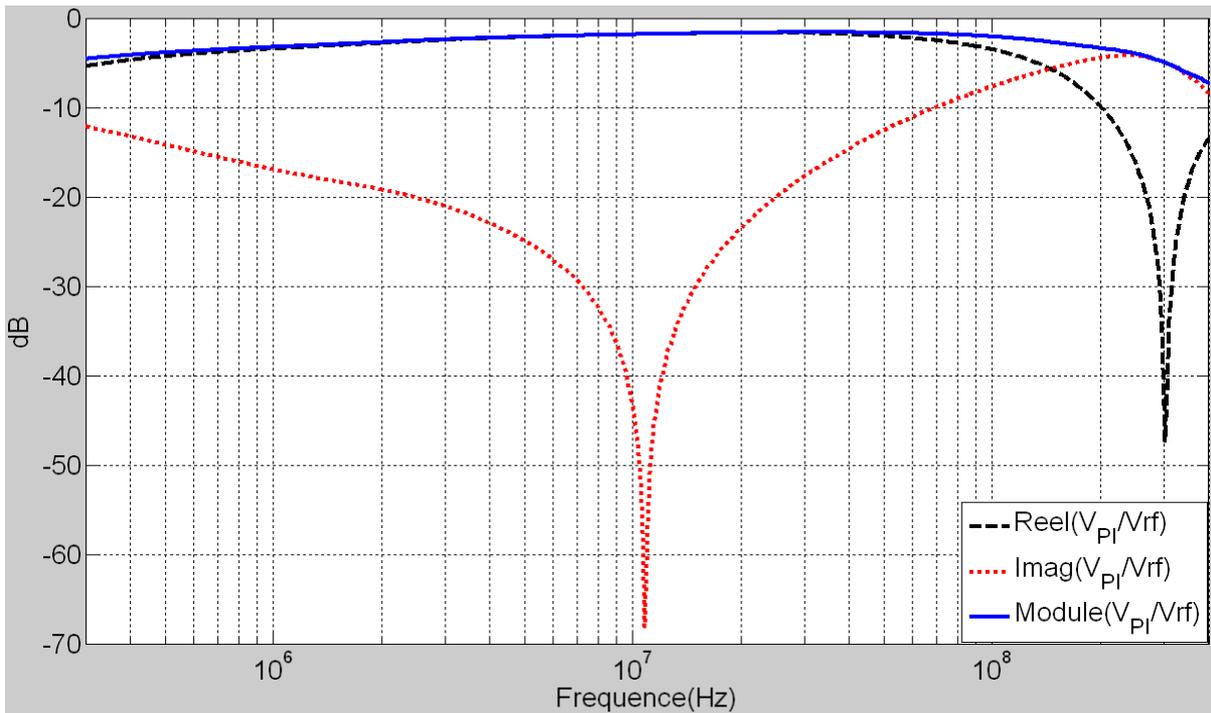


Figure IV. 20 : Source de tension normalisée par rapport à celle du générateur du modèle de la pince d'injection

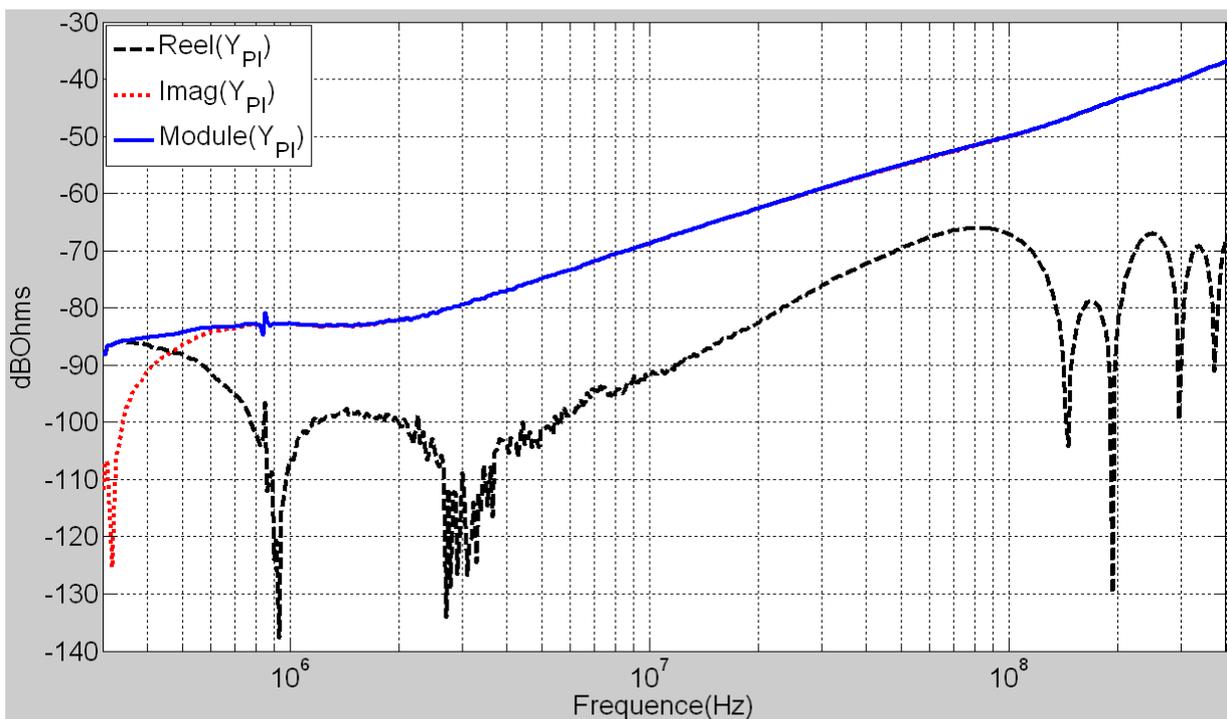


Figure IV. 21 : Représentation de l'admittance terminale associée au modèle de la pince d'injection

On constate d'après ces figures que la pince d'injection FCC ramène une impédance de l'ordre de 30Ω sur toute la bande de fréquence. La tension disponible, délivrée par cette pince est approximativement 0.6 fois supérieure à la tension du générateur.

Conformément à l'allure de Y_{PI} (Figure IV.21), on remarque qu'au-delà de 1 MHz, une pente d'environ 20 dB/décade qui nous permet d'estimer la valeur de la charge terminale (capacité) à 2 pF.

Le modèle de la pince d'injection est alors entièrement défini par la connaissance des paramètres sus-cités. Toutefois, son utilisation dans un scénario de modélisation d'un essai BCI mettant en œuvre de multiples conducteurs n'est possible qu'en utilisant les méthodes de condensation (conducteurs d'une part et impédance d'autre part). Car, lorsqu'on utilise plusieurs conducteurs, il faut au préalable déterminer de façon explicite les valeurs des mutuelles qui existent entre la pince d'injection et chaque conducteur du toron. Notons que ces valeurs de mutuelles sont différentes pour chaque conducteur et difficilement quantifiables.

IV.5. Validation du modèle BCI avec prise en compte du modèle de la pince FCC 101456

La Figure IV.22 présente la comparaison entre la mesure et la modélisation de l'essai BCI avec la prise en compte du modèle de la pince d'injection appliqué sur le conducteur condensé. On peut apprécier la bonne concordance des résultats sur toute la bande de fréquence. Nous étendons ainsi la modélisation déterministe de l'essai BCI à 400 MHz.

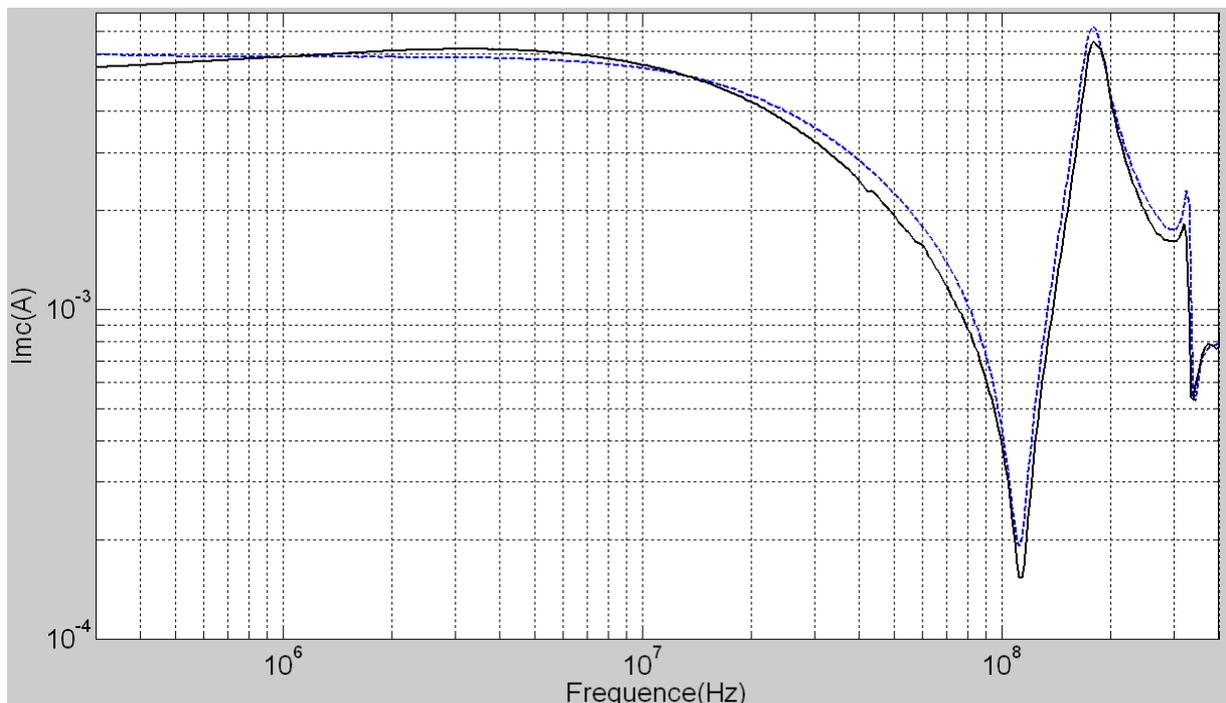


Figure IV. 22 : Comparaison mesure –modélisation de $I_{mc}(f)$ avec prise en compte du modèle de la pince d'injection FCC 101456

Comparé à la Figure IV.14, on remarque que l'effet capacitif (effet principal) de la pince d'injection apparaît au-delà de 200 MHz. Il est à noter que la prise en compte du modèle de la pince d'injection nécessite de retrancher la largeur de la pince d'injection (7 cm) de la longueur totale du conducteur car le modèle ainsi élaboré est équivalent à un générateur localisé.

Dans ce qui précède, nous avons réalisé la modélisation haute bande d'un essai BCI sur une configuration de quatre conducteurs dont les charges terminales varient très peu ou pas en fonction de la fréquence. Nous supposons toutefois dans la suite (objet du chapitre V) qu'une charge de 50 Ω peut varier au moins entre une valeur minimale que nous fixons à 49 Ω et une valeur maximale de 51 Ω dans notre hypothèse.

Nous comprenons que pour se rapprocher au mieux des configurations réelles d'installations rencontrées dans les aéronefs, il convient d'étudier une injection BCI mettant en jeu des équipements réels. Cette analyse requiert donc l'utilisation d'un toron dense lié à la taille des interfaces (EST et Boîte de charge) connectées aux extrémités.

Cette étude démarre donc par une description de l'expérimentation d'injection sur un cas réel.

IV.6. La manipulation BCI avec un équipement représentatif (EVR)

La manipulation BCI que nous présentons dans cette section met en œuvre l'équipement aéronautique EVR non alimenté lié au toron dense (objet du Chapitre III) à une boîte de charge présentant un connecteur aéronautique ARINC 404 conçue pour les besoins de ce sujet de recherche. L'injection réalisée au sein du laboratoire DIS de Thales est présentée sur la Figure IV.23.

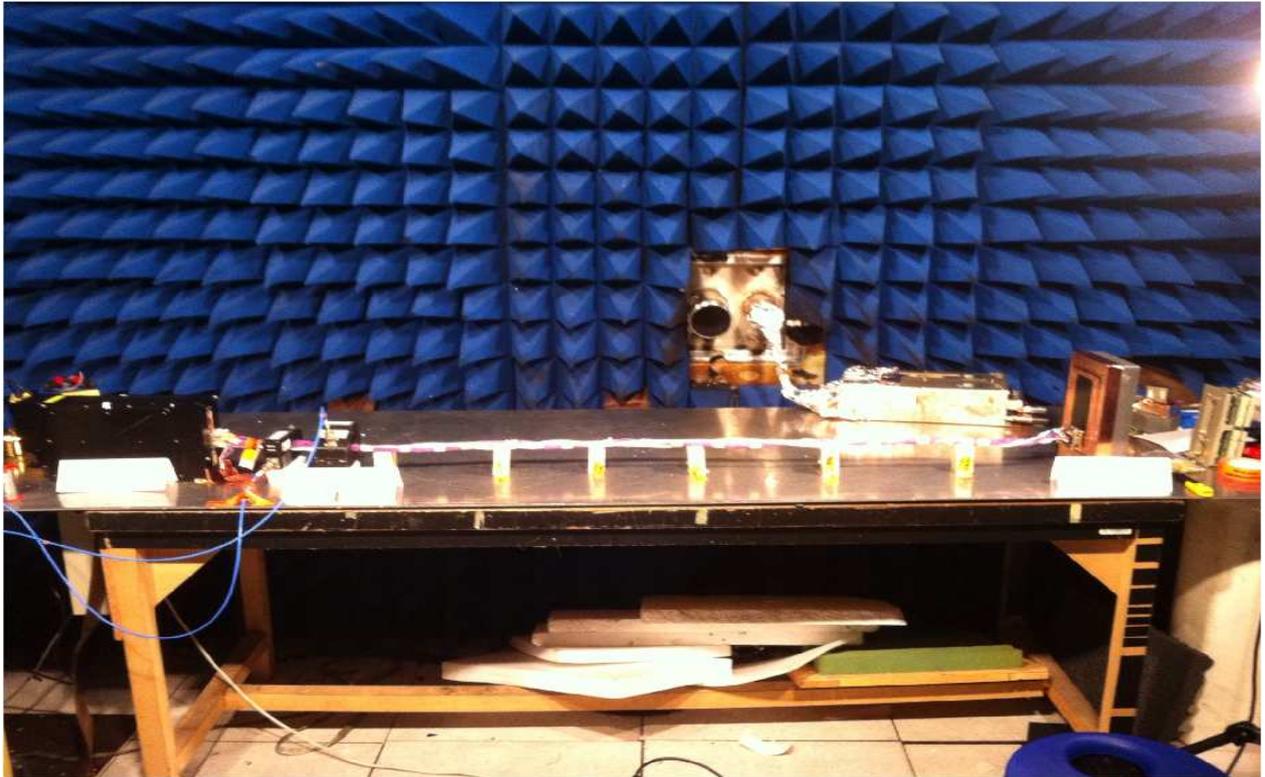


Figure IV. 23 : Injection BCI sur un équipement aéronautique

Nous pouvons y voir de gauche à droite : l'équipement EVR, disposé à une distance de 9 cm de la pince de mesure 9123-1N ; celle-ci est espacée par rapport à la pince d'injection d'une distance de 6 cm. Le toron est disposé au-dessus du plan de masse à une hauteur de 5 cm à l'aide de matériaux non réfléchissants. Le synoptique de la manipulation représentée sur la Figure IV.24 nous permet de caractériser les dimensions de l'injection synthétisées dans le Tableau IV. 2.

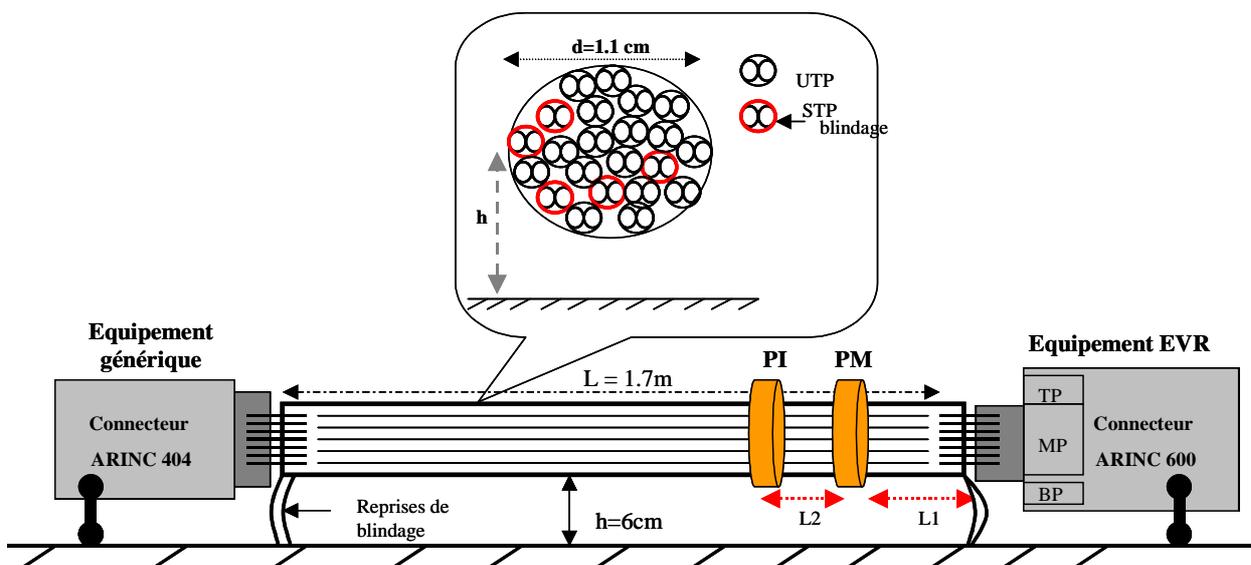


Figure IV. 24 : Synoptique de l'injection BCI sur l'équipement aéronautique

Paramètres	L1 (m)	L2 (m)	Longueur Totale (m)	[Z1] (Ω)	[Z2] (Ω)	diamètre (m)	Puissance (dBm)
Valeurs	6.10^{-2}	6.10^{-2}	1,7	EVR	ARINC404	$1.1.10^{-2}$	0
Pince d'injection	EATON 91242						
Pince de mesure	EATON 9123						
Appareil de mesures	Analyseur de réseau et de spectre HP 4195A						
Paramètre de sortie	Fonction de transfert S_{21} liée à la boucle d'injection						

Tableau IV. 2 : Résumé des caractéristiques géométriques et électriques de la manipulation BCI sur l'équipement aéronautique

La première étape consiste donc à mesurer la fonction de transfert S_{21} liée à la boucle d'injection pour laquelle nous avons rappelé le protocole expérimental dans les sections précédentes. La mesure de ce paramètre conformément aux valeurs consignées dans le Tableau IV. 2 nous permet de donner la courbe présentée sur la Figure IV.25. Cette fonction de transfert quantifie le rapport d'énergie entre les pinces d'injection et celle de mesure dédiée à la boucle locale d'injection identifiée aux équipements (EVR et sa boîte de charge) ainsi qu'à leurs reprises de potentiels. Dans notre cas, la fonction de transfert couvre le domaine fréquentiel [10 MHz-400 MHz] conformément à la bande de validité du couple de pinces injection-mesure EATON. Celle-ci est mesurée pour une configuration dans laquelle toutes les reprises de blindages sont connectées au plan de masse.

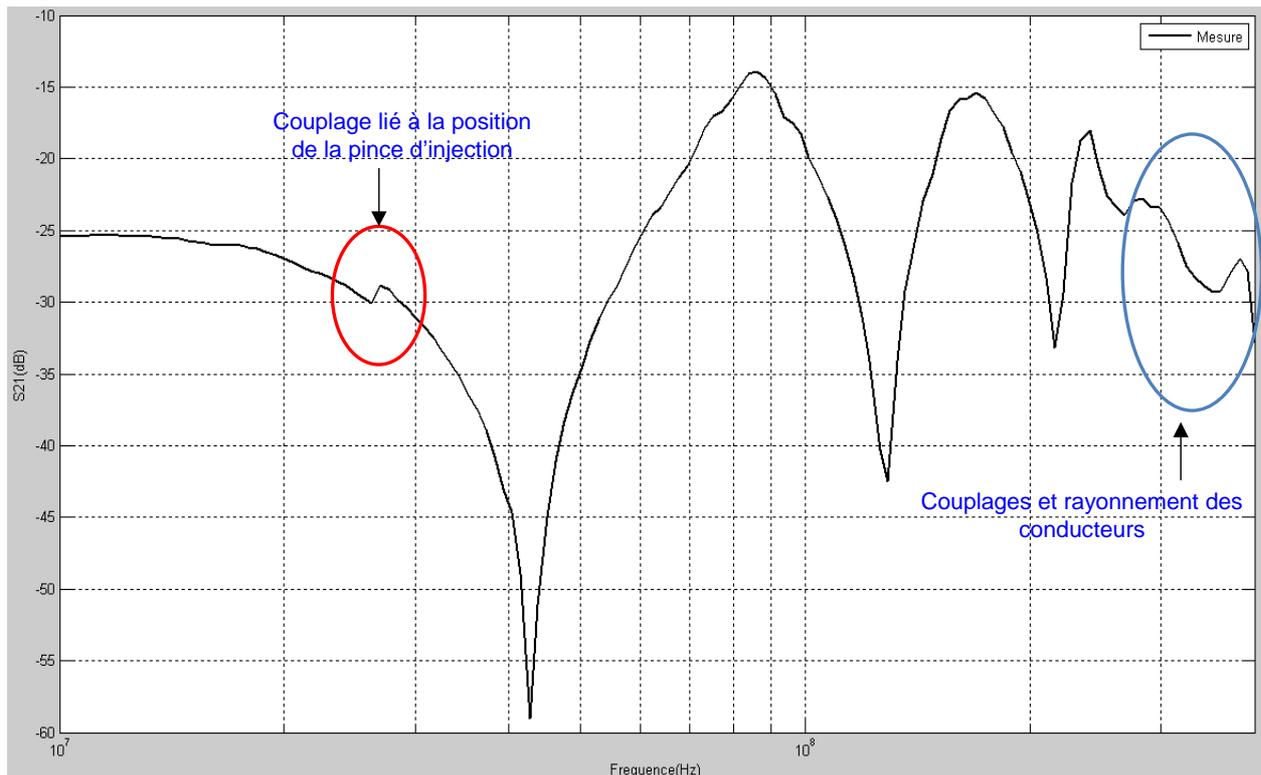


Figure IV. 25: Fonction de transfert de la manipulation BCI sur l'équipement aéronautique EVR lié à sa boîte de charge

L'analyse de la [Figure IV.25](#) montre un couplage lié à la hauteur de la pince d'injection par rapport au plan de masse entre 20 et 30 MHz. En effet, lors d'une injection BCI, la pince d'injection doit être disposée au plus près du plan de masse. A défaut, des phénomènes de résonances plus ou moins marqués apparaissent au voisinage de la bande de fréquence [20-30 MHz] quelle que soit la longueur du conducteur sous test. La décroissance en fonction de la fréquence des amplitudes de la fonction de transfert de l'injection qui intervient fortement à partir de 200 MHz laisse supposer que les pertes liées aux conducteurs ne sont pas négligeables. Ces pertes se traduisent principalement par le rayonnement des conducteurs qui intervient à partir de 100 MHz. Cette décroissance est aussi en partie imputable à des phénomènes additionnels intrinsèques à l'injection BCI qui induisent la prédominance des couplages entre la pince et les conducteurs sous test.

Afin de réaliser la modélisation de cette configuration, il est fondamental d'identifier et de caractériser complètement toutes les inconnues, en l'occurrence la boîte de charge.

IV.7. Caractérisation de la boîte de charge

La boîte de charge est assimilée à un équipement présentant une interface identifiée à un connecteur ARINC 404 ; les dimensions de cet équipement (longueur, hauteur, largeur) sont données dans le Tableau IV.3.

La Figure IV.26 gauche est une photographie de la face avant de la boîte de charge sur laquelle nous identifions un connecteur ARINC 404. La Figure IV.26 droite reprend toutes les caractéristiques géométriques de l'équipement sur sa représentation.

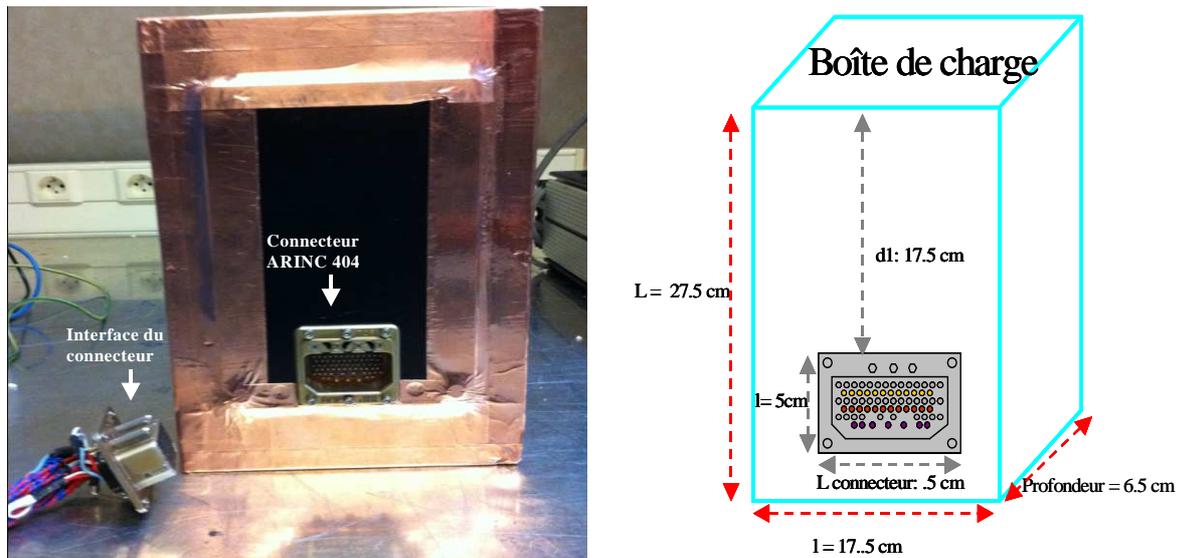


Figure IV. 26 : Photographie et représentation de la boîte de charge et l'interface du connecteur ARINC 404

Dimensions	Longueur	Largeur	Profondeur
Valeur (cm)	27,5	17,5	6,5

Tableau IV. 3: Paramètres géométriques de la boîte de charge

Le connecteur ARINC 404 dont une représentation peut être donnée sur la Figure IV.27 dispose de 6 rangées d'accès nommées de A à F représentant un nombre total de 67 pins.

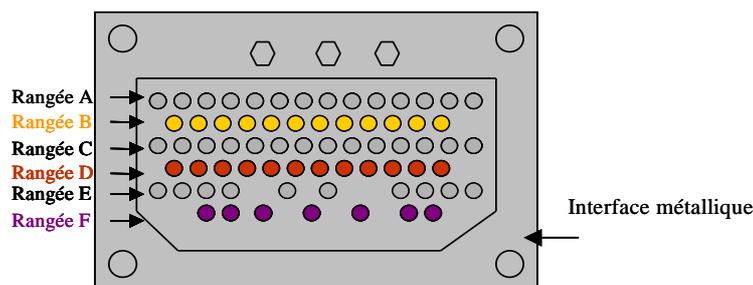


Figure IV. 27: Représentation de la disposition des pins sur le connecteur ARINC 404

La cartographie des impédances élémentaires de mode commun dans la bande [10 kHz - 400 MHz] sur ce connecteur est donnée sur la [Figure IV.28](#). La procédure expérimentale de caractérisation de ces impédances est identique à celle que nous avons présentée au chapitre II pour l'équipement EVR.

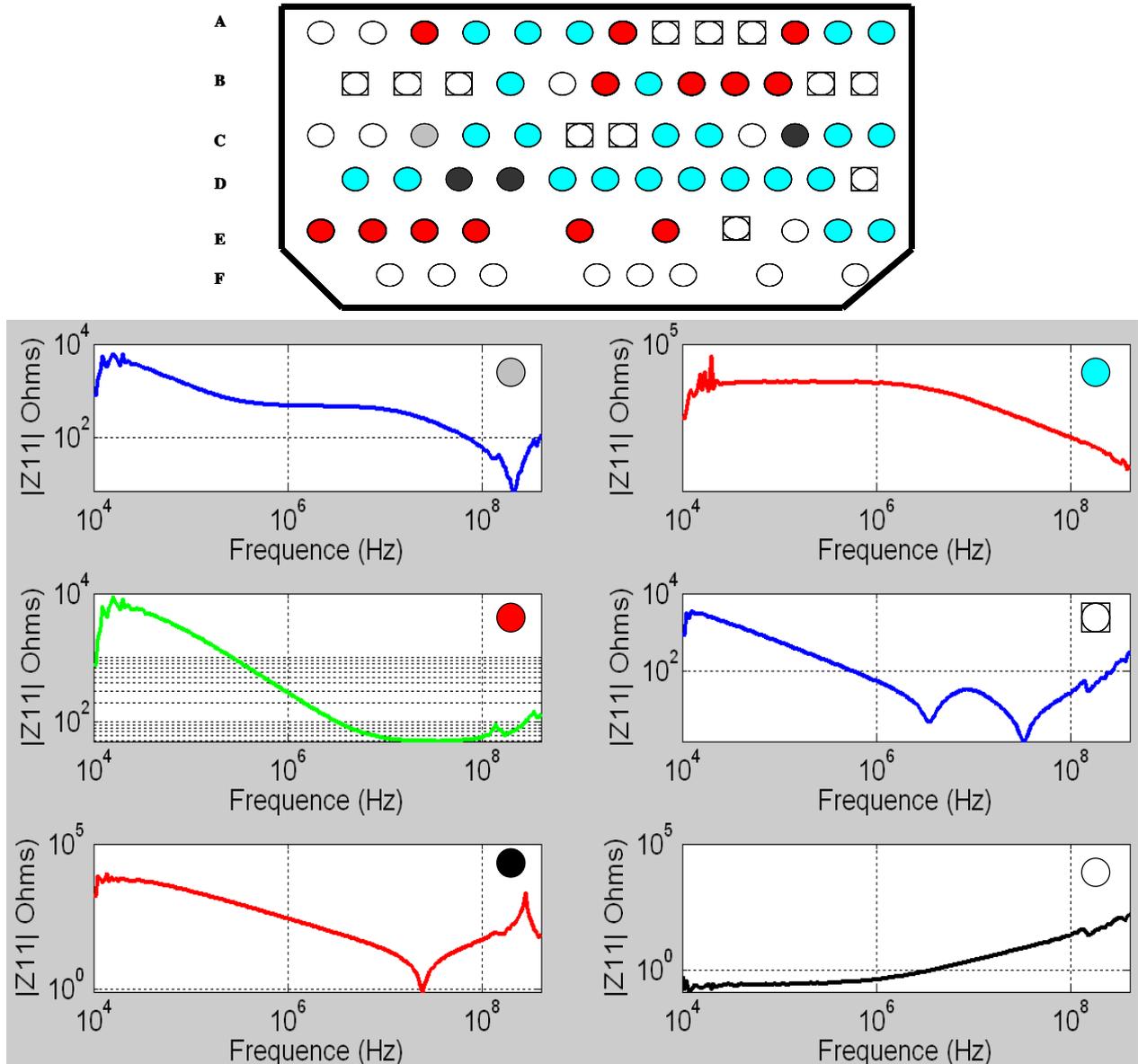


Figure IV. 28 : cartographie des impédances élémentaires de MC sur le connecteur A404

Nous distinguons 6 familles d'impédances réparties de façon non uniforme sur le connecteur. Afin de caractériser plus finement notre expérimentation, nous identifions l'inductance et la capacité parasites ramenées par l'interface métallique du connecteur. Cette interface dont nous donnons une photographie sur la [Figure IV.29](#) est utilisée pour la connexion du toron à la boîte de charge.

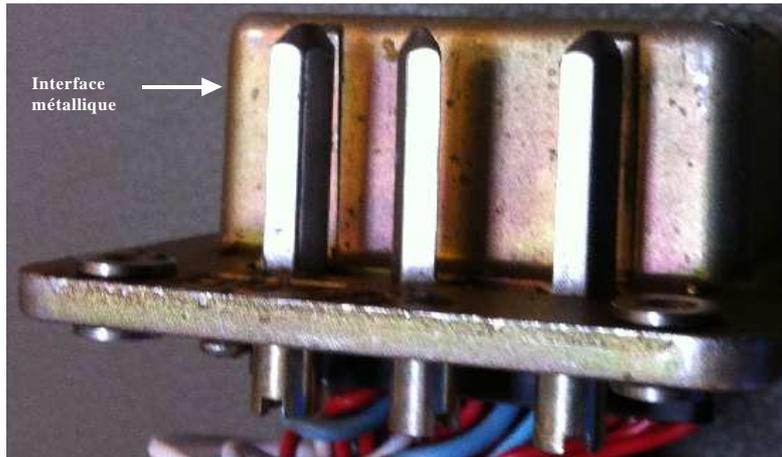


Figure IV. 29 : Photographie de l'interface du connecteur ARINC 404

Afin de mesurer ces paramètres, l'interface est court-circuitée d'une part, ce qui permet de déterminer son inductance parasite. D'autre part, elle est laissée en circuit ouvert afin de quantifier la valeur de la capacité parasite ramenée. Nous présentons sur la [Figure IV.30](#) les résultats de la comparaison entre la mesure et le calcul de cette capacité parasite. De la même manière, la [Figure IV.31](#) présente une comparaison entre la mesure et la modélisation lors de la détermination de l'inductance ramenée par l'interface métallique.

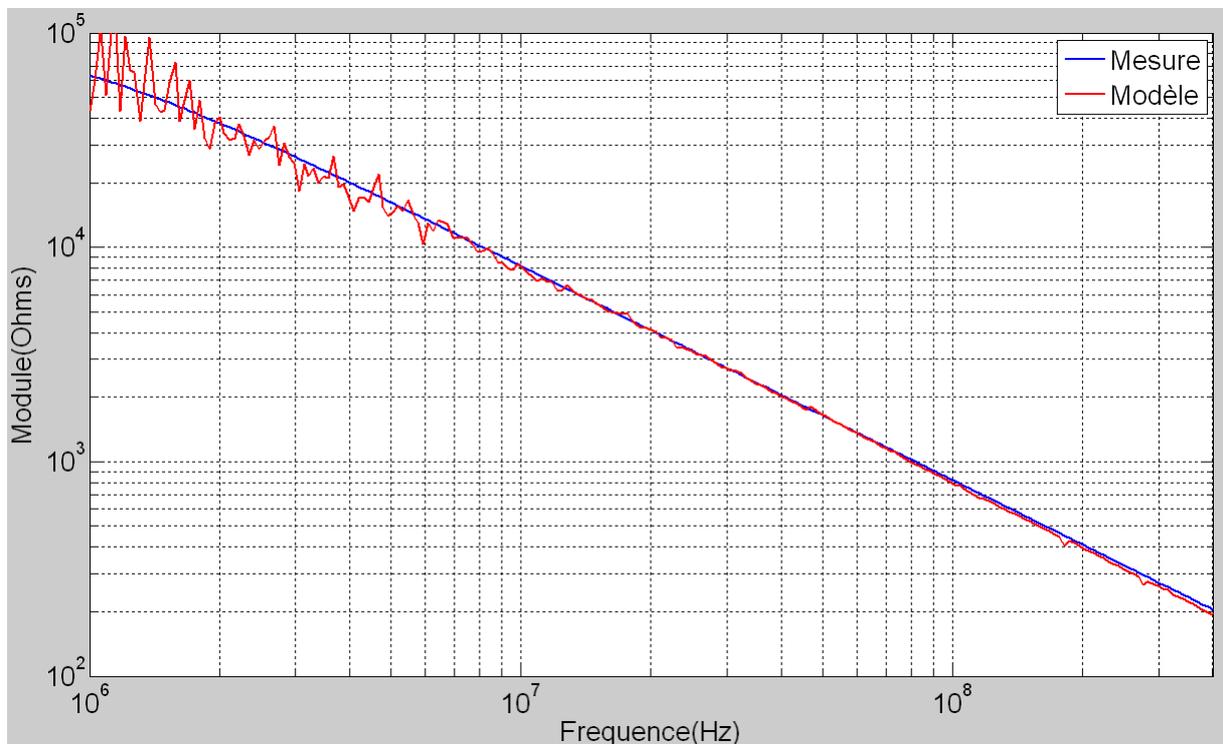


Figure IV. 30 : Modèle de la Capacité parasite de l'interface du connecteur ARINC 404

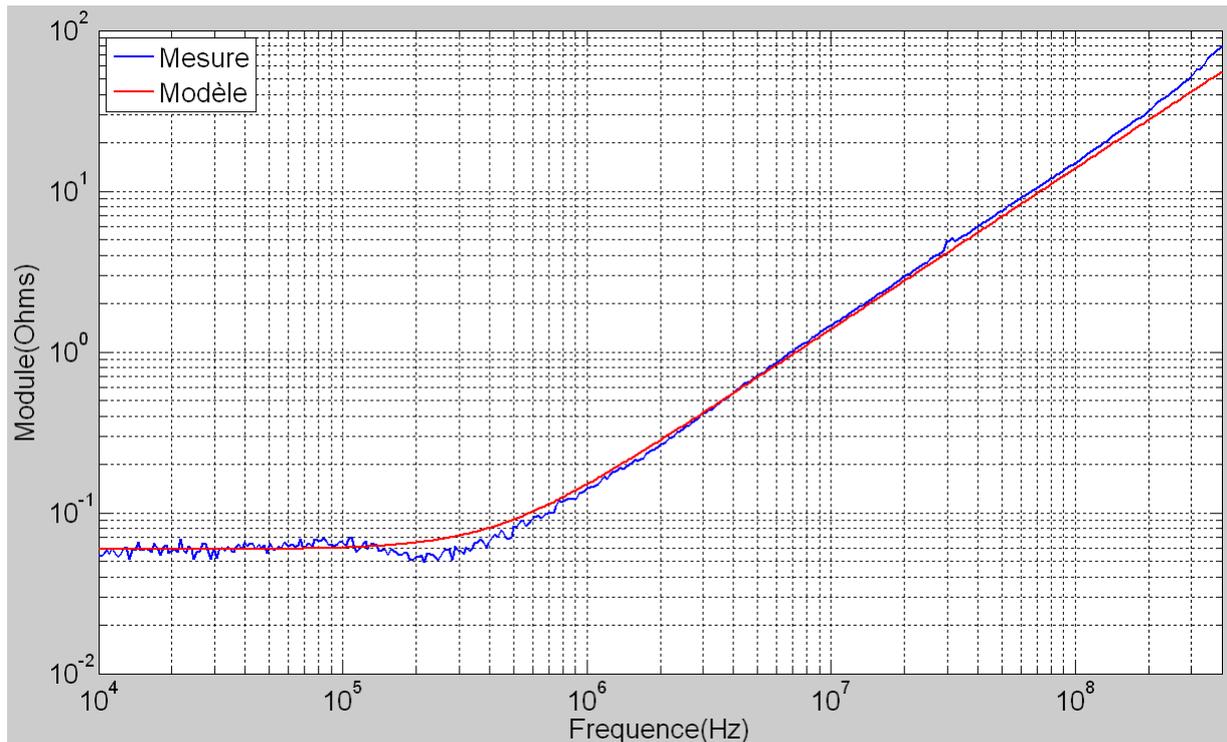


Figure IV. 31 : Comparaison entre mesures et modèle de l'inductance ramenée par l'interface métallique du connecteur

Nous donnons les valeurs identifiées pour la capacité de l'interface métallique 2 pF et celle de l'inductance estimée à 4 nH.

Après avoir caractérisé toutes les grandeurs liées à la manipulation, nous choisissons l'outil CRIPTE pour la détermination des paramètres [L] & [C] associés au toron. Retenons que l'outil CRIPTE présente l'avantage de prendre en compte des configurations complexes de toron. De plus, il peut être couplé à l'outil de construction automatique des matrices impédances IMEA lors de la modélisation d'un essai BCI présentant une architecture complexe et qui met en œuvre des équipements réels.

IV.8. Association IMEA & CRIPTE dans une modélisation BCI

La [Figure IV.32](#) donne une représentation de l'interaction entre les outils IMEA et CRIPTE au cours d'un scénario de modélisation d'un essai BCI. Nous rappelons qu'IMEA utilise les impédances élémentaires des accès dédiés aux interfaces de chaque équipement (EVR et boîte de charge) afin de construire leurs matrices impédances associées. Ces matrices multidimensionnelles sont ensuite utilisées comme impédances de charge dans l'outil de résolution des lignes multifilaires CRIPTE afin de déterminer le courant de mode commun se propageant sur les éléments filaires.

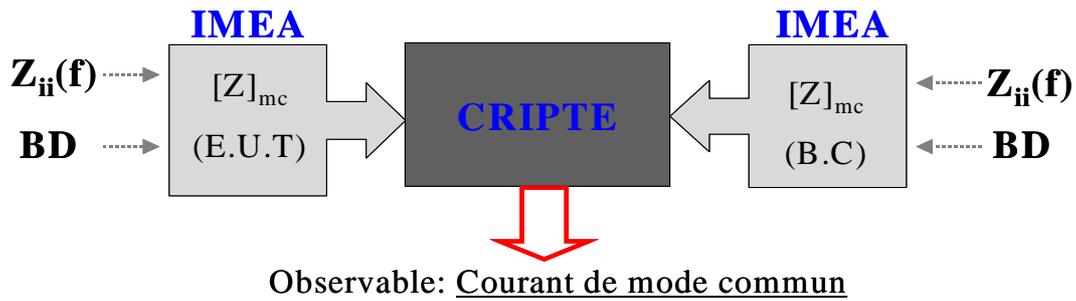


Figure IV. 32 : Interaction entre les outils IMEA et CRIPTE lors d'une modélisation d'un essai BCI

A ce stade de l'étude, nous disposons donc des matrices impédances de l'équipement sous test EVR et celle de la boîte de charge à l'aide de l'outil IMEA et des paramètres primaires du toron.

IV.9. Résultats de la modélisation de l'injection BCI sur la configuration réelle

A l'aide des relations liant la tension équivalente de la pince d'injection et les différents facteurs de pince, nous déduisons une première comparaison entre la mesure et la modélisation du courant de mode commun sur le toron considéré sans perte. Cette première comparaison est illustrée sur la Figure IV.33 et concerne l'approche globale dans laquelle chaque élément filaire du toron est considéré.

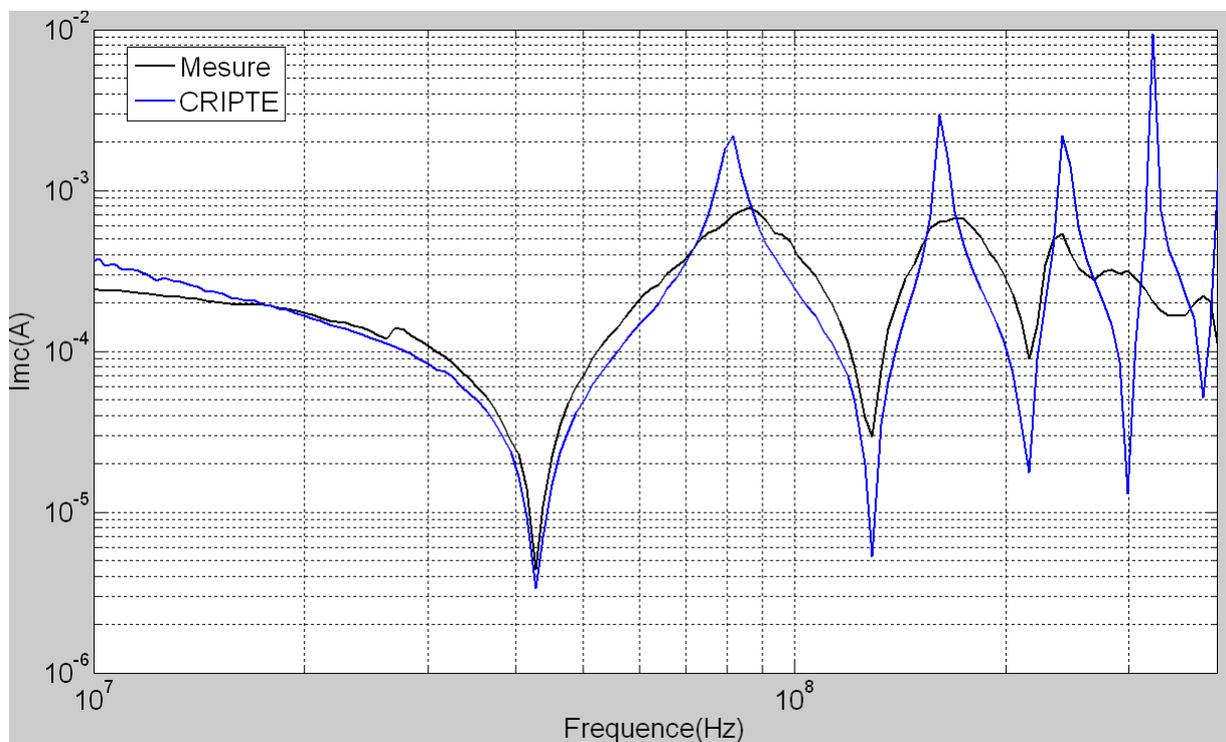


Figure IV. 33 : Comparaison entre la mesure et la modélisation de $I_{mc}(f)$ par l'approche globale

On constate un écart entre la modélisation et la mesure particulièrement aux fréquences de résonances qui s'explique par le fait que le modèle ne prend pas en compte les pertes.

Ici aussi, on peut noter que les interactions entre la pince d'injection et les conducteurs ne sont pas fidèlement représentées à travers l'utilisation des impédances de transfert. Nous poursuivons donc notre analyse à travers la modélisation du courant de mode commun par l'approche condensée.

IV.9.1. Approche de simplification du toron : Modélisation par la méthode du conducteur condensé

Nous rappelons que la mise en œuvre de la méthode condensée s'appuie sur deux méthodes qui donnent le même résultat: l'approche modale et la moyenne arithmétique du paramètre primaire inductance linéique. Ces deux méthodes nécessitent donc comme point d'entrée, la détermination des matrices [L] & [C] associées au toron. En appliquant le procédé décrit au Chapitre III, nous pouvons synthétiser dans le tableau, les valeurs des paramètres linéiques correspondants au conducteur équivalent sur cette configuration de toron.

Conducteur équivalent	Approche modale	Moyenne arithmétique	Ecart
L ($\mu\text{H.m}^{-1}$)	0,498	0,496	2.10^{-3}
C (pF.m^{-1})	22,36	22,43	7.10^{-2}
Vitesse de phase (m.s^{-1})	$2,99.10^8$	$2,99.10^8$	1.10^{-10}
Z_c (Ω)	149	148	1
Rayon équivalent (mm)	8,3	8,4	0,1

Tableau IV. 4 : Comparaison du compactage du toron par la méthode de la moyenne et par l'approche modale

La bonne concordance entre ces méthodes est appréciée en comparant les valeurs expérimentales de l'impédance caractéristique du toron. En effet, l'impédance du toron mesurée est de 153Ω , elle diffère d'une valeur inférieure à 5Ω par rapport aux méthodes modale et à celle de la moyenne arithmétique.

Une comparaison entre la modélisation du courant de mode commun pour la configuration complète (toron) et celle du conducteur condensé (Figure IV.34) d'une part, et entre ces configurations et la mesure d'autre part nous donne une bonne concordance pour ces approches.

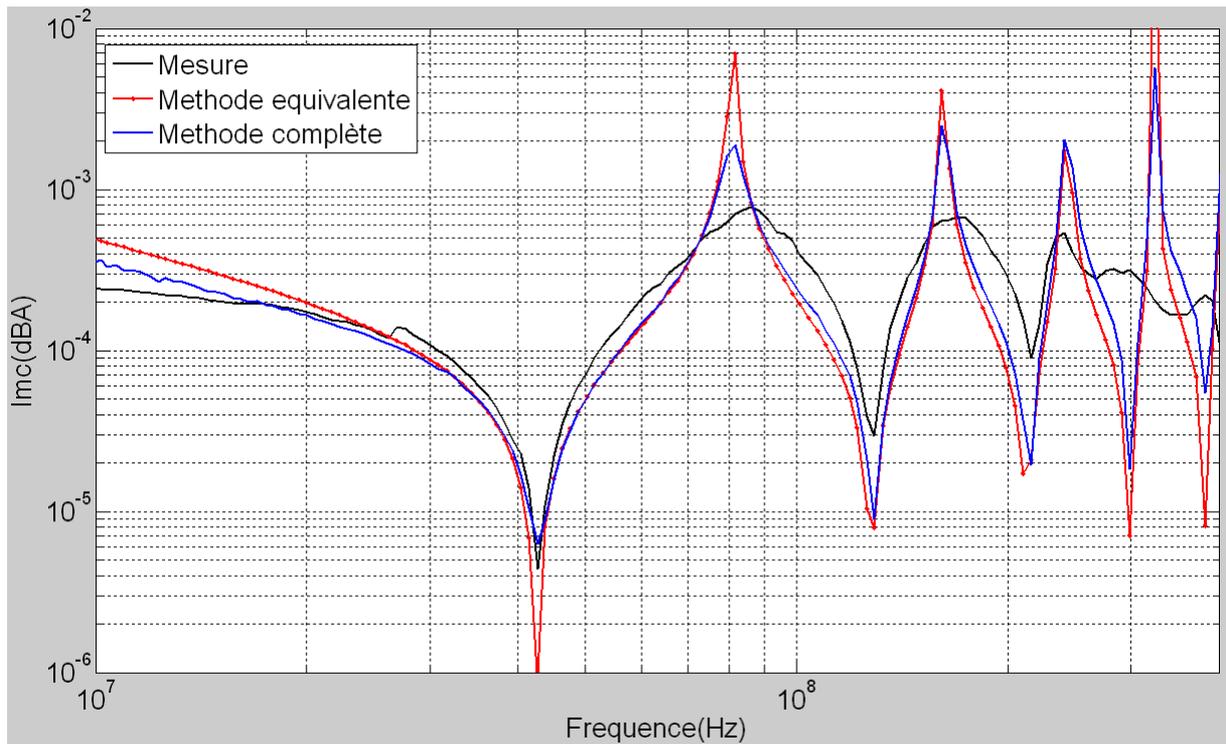


Figure IV. 34 : Comparaison de $I_{m(c)}(f)$ entre la mesure et les approches compactée et la configuration complète

On constate que les résonances apparaissent pour une longueur de ligne multiple du quart d'onde. Les pertes n'ayant pas été intégrées dans la modélisation, on remarque que les écarts qui sont principalement concentrés aux résonances sont prononcés pour le modèle du conducteur équivalent. La même observation a été faite dans le cadre de la modélisation sur la configuration avec quatre conducteurs (§ IV.3.2).

Nous confirmons ainsi le fait que la modélisation large bande d'un essai BCI nécessite de modéliser finement les interactions entre la pince d'injection et les conducteurs sous test. Il est aussi primordial de prendre en compte les pertes et les éléments parasites liés au parcours de la perturbation. Comme nous l'avons évoqué, la très forte atténuation du courant en haute bande lors de la phase expérimentale laisse supposer que les pertes ne soient pas négligeables sur cette configuration.

IV.10. Prise en compte des pertes dans la modélisation de $I_{m(c)}(f)$ sur le cas réel

La prise en compte et l'intégration des pertes résistives, et des pertes par rayonnement présentées dans [NIT 04] lors de la modélisation de $I_{m(c)}(f)$ est présentée sur la [Figure IV.35](#) pour la configuration complète du toron et [Figure IV.36](#) pour l'approche compactée.

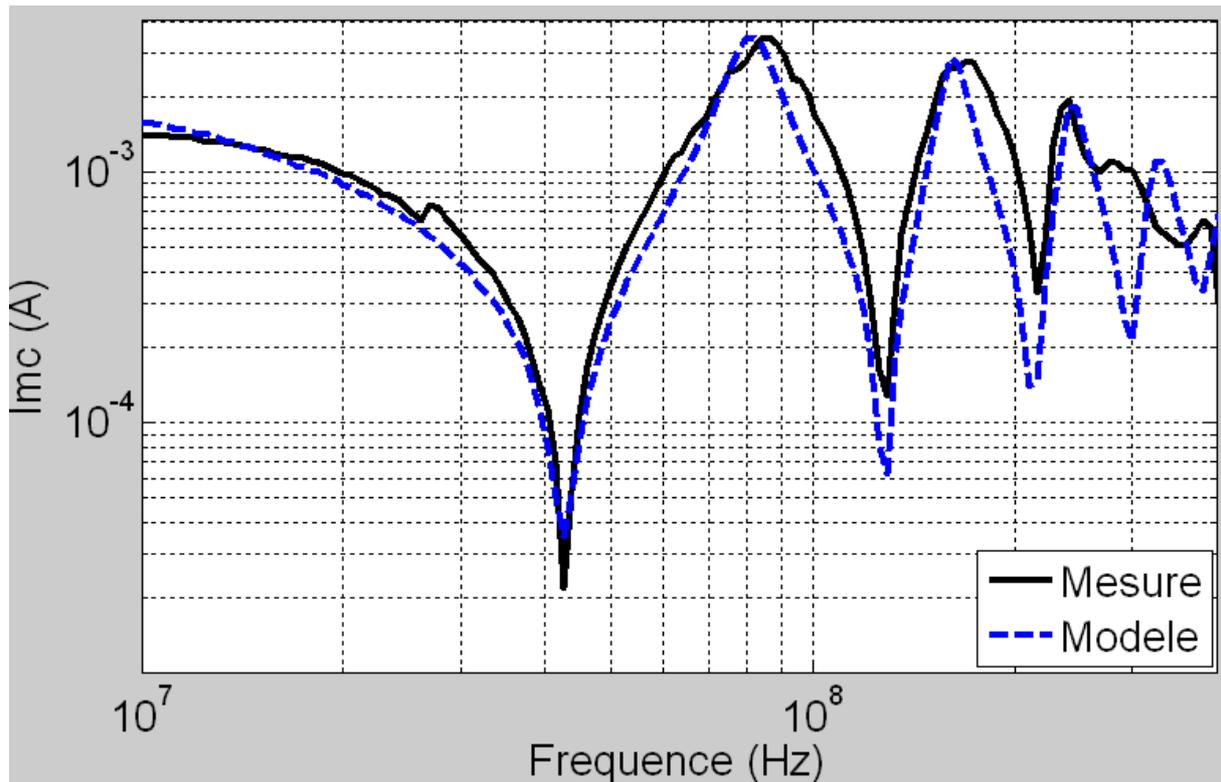


Figure IV. 35: Comparaison de $I_{mc}(f)$ entre la mesure et la modélisation avec prise en compte des pertes du toron

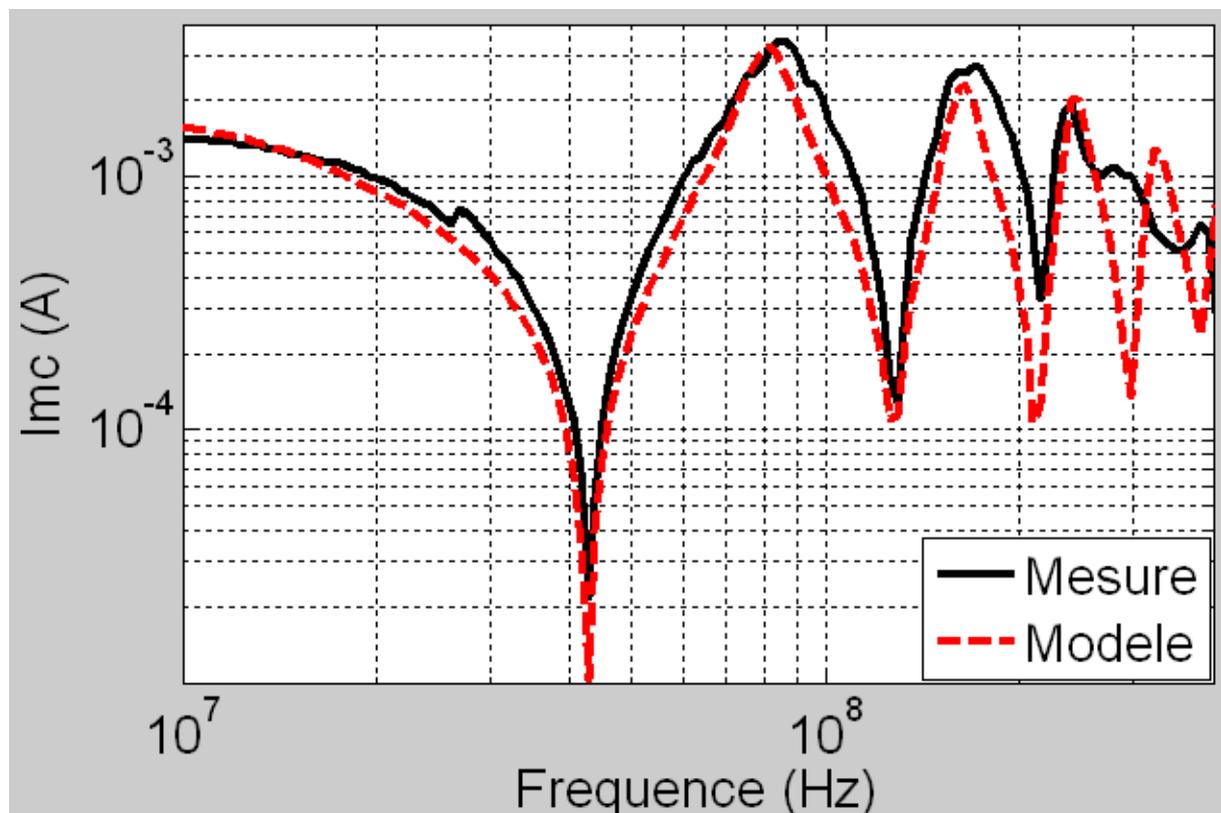


Figure IV. 36 : Comparaison de $I_{mc}(f)$ entre la mesure et la modélisation avec prise en compte des pertes sur le modèle du toron compacté

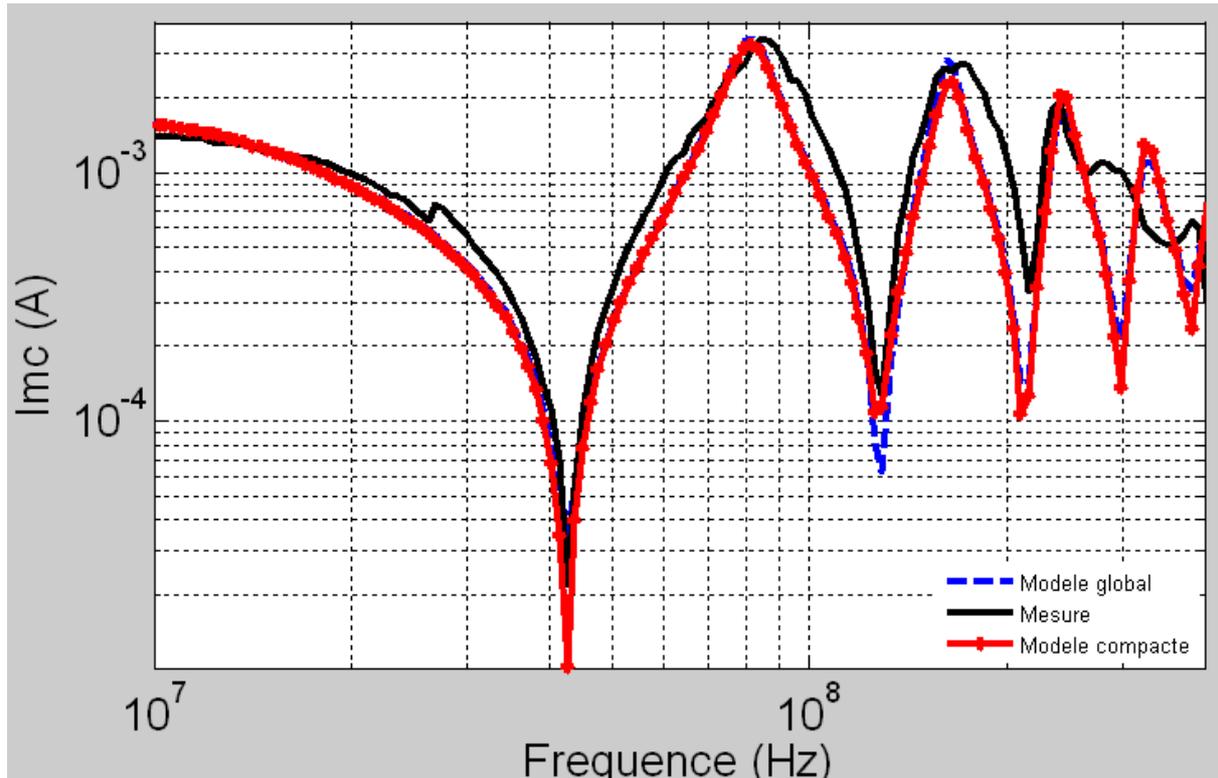


Figure IV. 37 : Comparaison entre les modèles et la mesure de $I_{mc}(f)$

La [Figure IV.37](#) résume la comparaison entre ces deux approches (modèle global, approche compactée) et la mesure.

Nous comprenons d'après ces différentes comparaisons que la modélisation large bande d'un essai BCI sur une configuration réelle revêt une complexité très grande. Celle-ci s'explique par le fait que les hauteurs des conducteurs élémentaires dans le toron varient le long de son parcours. La très grande proximité de différents types de câbles accroît fortement les mécanismes de couplages de même que les effets de proximité (ce dernier point n'est pas traité dans le cadre de cette analyse). On constate que l'incertitude liée à la détermination exacte des paramètres géométriques des conducteurs élémentaires croît avec leur nombre dans le toron.

De plus, les mesures réalisées à des instants donnés (correspondants au montage puis au démontage complet du banc expérimental) pour la même configuration peuvent être différentes. Nous en voulons pour preuve la comparaison ([Figure IV.38](#)) de $I_{mc}(f)$ sur l'équipement EVR pour des injections à des temps différents.

Pour toutes ces raisons, il devient judicieux d'analyser les essais BCI non pas d'un point de vue déterministe mais plutôt statistique.

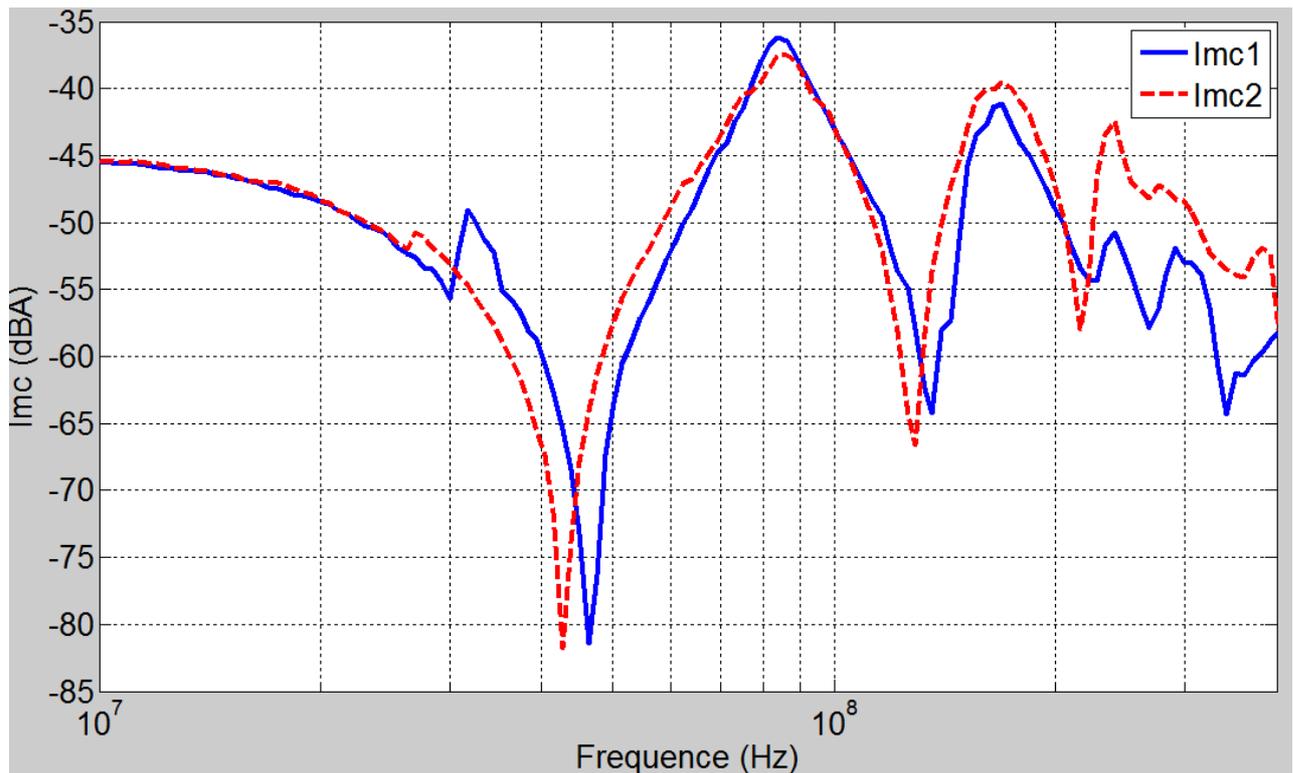


Figure IV. 38 : Comparaison de $Imc(f)$ sur l'équipement aéronautique pour des injections à des temps différents

A l'aide de la [Figure IV.38](#), on peut apprécier entre deux mesures (sur la même configuration) d'une part le décalage des fréquences de résonances séries et parallèles qui s'explique par la difficulté de réaliser de bonnes reprises de blindage sur des configurations complexes. D'autre part, les écarts de niveaux pouvant atteindre 10 dB en haute fréquence.

Ainsi, « l'artéfact » observé autour de 30 MHz et décrit précédemment s'explique par la position (hauteur) de la pince d'injection vis-à-vis du plan de masse.

C'est le lieu de rappeler qu'une bonne reprise de potentiel doit être assurée entre les différents éléments (appareils de mesure, pince d'injection) de la manipulation BCI.

Conclusion

La modélisation déterministe d'un essai BCI sur une configuration de quatre conducteurs nous a permis d'appréhender les phénomènes liés à chacun des intervalles fréquentiels dans la bande [10 kHz-400 MHz]. Ainsi, nous avons pu mettre en évidence les phénomènes basse fréquence influencés principalement pas les impédances terminales. Puis les résonances de lignes liées à leur longueur et aux conditions de charges d'extrémités apparaissent. Enfin, la prédominance des phénomènes associés à la pince d'injection apparaît en haute fréquence. Ces observations peuvent être faites sur la configuration réelle dans laquelle on identifie l'équipement aéronautique EVR. Cependant, nous constatons que le foisonnement des conducteurs sur cette configuration et les pertes masquent les phénomènes aux hautes fréquences. On observe alors comme corolaire une décroissance rapide du courant du fait de ces deux facteurs. Dès lors, la complexité de modélisation d'un essai BCI réel nécessite la prise en compte des pertes du toron et celles intrinsèque au banc expérimental d'une part. D'autre part, puisqu'il est délicat voire impossible de déterminer avec précision la position exacte de chaque conducteur dans le toron il devient alors judicieux d'introduire la notion de variables aléatoires associées à la détermination des paramètres linéiques des torons.

Dès lors, on peut judicieusement se poser la question de l'influence de la variation des paramètres géométriques et électriques propre à la topologie des essais d'injection BCI sur les niveaux du courant de mode commun.

Nous retenons alors que la modélisation déterministe d'un essai BCI trouve ses limites dans le cas des configurations mettant en œuvre des équipements aéronautiques. Ainsi, on conclut sur la pertinence d'adopter une modélisation statistique de ces essais dont les variables aléatoires sont identifiées dans un premier temps aux paramètres géométriques.

Afin d'atteindre cet objectif avec à la clé, l'association d'une loi statistique associée à la variation de $I_{mc}(f)$, il convient dans un premier temps de présenter quelques outils dédiés à l'analyse statistique.

Conclusion

CHAPITRE V. L'ASPECT STATISTIQUE DES ESSAIS BCI

Nous avons montré au chapitre IV que dans de cadre de la modélisation des essais BCI sur une configuration réelle, l'aspect déterministe trouve ses limites autour de 200 MHz pour plusieurs raisons : le mode TEM sur lequel se fondent la plupart des modèles doit prendre en compte le rayonnement des conducteurs en particulier lorsque ceux-ci ont des configurations à forte densité d'intégration des conducteurs élémentaires. Aussi, on constate qu'en raison de ce foisonnement des éléments filaires, il devient délicat d'évaluer avec exactitude la position de chaque élément filaire le long du parcours du toron. Des incertitudes apparaissent alors sur l'évaluation des paramètres primaires et secondaires associés à cette configuration. Enfin, chaque conducteur ne reçoit pas le même niveau de perturbation lors de l'injection de contraintes conduites. On conçoit alors aisément que les niveaux de perturbations générés par la pince d'injection doivent être quantifiés en fonction de la position des éléments filaires dans le toron lorsqu'on désire réaliser des modélisations d'injections BCI sur ces cas complexes.

Nous comprenons que la somme de ces incertitudes concourt à limiter en fréquence la modélisation d'une injection BCI représentative d'une configuration normative.

Dans ce qui suit, nous aborderons la modélisation des essais BCI sous un aspect statistique prenant en compte l'évaluation de l'influence de la variation des paramètres de la boucle d'injection sur le courant qui se propage sur les torons. Deux configurations sont étudiées : celle de quatre conducteurs pour laquelle il est possible de supposer que les incertitudes sur les paramètres géométriques sont faibles en raison de la configuration dite "simple". Puis, le cas test complexe intégrant 33 conducteurs, pour lequel les incertitudes peuvent croître considérablement.

Il convient donc, en prélude à toute cette analyse, de présenter des méthodes de l'analyse statistique.

V.1. Les Méthodes de l'analyse statistique

Les méthodes de l'analyse statistique appliquées à une distribution de variables aléatoires (continues ou discrètes) permettent de déterminer des paramètres globaux comme d'une part la moyenne et d'autre part l'écart type.

D'une part, lorsqu'on tire au hasard y_i réponses dans n échantillons, la moyenne (Equation V.1) ou l'espérance mathématique de la distribution à laquelle est associée une variable aléatoire s'exprime par :

$$\bar{Y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i \quad (\text{Equation V. 1})$$

D'autre part, la combinaison de toutes les valeurs d'un ensemble de données permet de traduire la dispersion autour de sa valeur moyenne. Ce paramètre se définit par l'écart type ; celui-ci se calcule en réalisant le rapport entre : le carré de la somme des écarts à la moyenne de la distribution et le nombre de valeur auquel on retranche 1. La relation (Equation V.2) explicite cette notion d'écart type.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} \quad (\text{Equation V. 2})$$

Une distribution est entièrement définie par la moyenne de la population, son écart-type (par rapport à la moyenne). Cette distribution peut alors être représentée sous la forme d'un histogramme, qui est caractérisé par la largeur de ses classes et traduit le nombre d'échantillon compris dans un intervalle. Ainsi, on peut à partir de la représentation en forme d'histogramme déduire une loi statistique liée à la variation de l'échantillon.

V.2. Les lois statistiques

Une variable aléatoire x de moyenne μ et d'écart-type σ suit une loi statistique si sa densité de probabilité (PDF) peut être exprimée sous l'une des formes du type de celles présentées dans le Tableau V.1 et qui sont les plus courantes :

Loi statistique	Densité de probabilité (PDF)
Uniforme	$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & \text{pour } \begin{cases} x \in [a, b] \\ \text{ailleurs} \end{cases} \\ 0 & \end{cases}$
Laplace-Gauss	$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2\right]$
Log normale	$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\left(\frac{\ln x - \mu}{\sigma}\right)^2\right]$
Rayleigh	$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$
Gamma	$f(x) = \frac{x^{a-1}}{\Gamma(a)\beta^a} \exp\left(-\frac{x}{\beta}\right)$
Chi-deux	$f(x) = \frac{2}{\Gamma\left(\frac{c}{2}\right)} \left(\frac{x}{2}\right)^{\frac{c}{2}-1} \exp\left(-\frac{x}{2}\right)$
exponentielle	$f(x) = \beta \cdot \exp(-dx)$
Laplace (première loi)	$f(x) = \frac{1}{2} \exp(- x)$

Tableau V. 1 : Synthèse des principales lois statistiques et leur densité de probabilité

L'analyse de la PDF liée à la loi de Gauss (courbes en forme de cloche) permet de mettre en évidence trois zones caractérisées par rapport à la moyenne μ et l'écart type σ . La première de largeur 2σ est située dans l'intervalle $[m - \sigma ; m + \sigma]$; on établit une présence des échantillons de l'ordre de 68% dans cette région. Ainsi, 95% des échantillons sont contenus dans la région $[m-2\sigma ; m + 2\sigma]$ quand la quasi-totalité des échantillons, soient 99% des effectifs, appartiennent à l'intervalle $[m-3\sigma ; m + 3\sigma]$.

Les outils permettant d'aboutir à des analyses statistiques sont nombreux, chacun d'eux présentant des avantages et inconvénients. Nous avons choisi d'en présenter quelques-uns.

V.3. La Collocation Stochastique [FOO 08] [NOB 08] [BON 09]

Supposons qu'une variable aléatoire dont la distribution $f(p)$ suive une loi soit gaussienne ou uniforme. On peut alors écrire la valeur moyenne $\langle F \rangle$ de cette distribution sous la forme :

$$\langle F \rangle = \int F(p) f(p) dp \quad (\text{Equation V. 3})$$

En faisant l'hypothèse que cette moyenne F est décomposée en un nombre limité de points, alors en développant F sur un polynôme de Lagrange d'ordre égale au nombre de points p_i de collocation, il vient :

$$\langle F \rangle = \sum_i F(p_i) \int L_i(p) f(p) dp \quad (\text{Equation V. 4})$$

Dans cette expression, L_i est un polynôme du développement de Lagrange.

On constate que si le paramètre suit une loi particulière alors l'intégrale peut être évaluée de manière exacte à condition que les points de collocation correspondent aux points de Gauss. Par exemple dans le cas d'une distribution gaussienne, on montre que le choix des polynômes de Hermite aboutit à une formule de quadrature de Gauss-Hermite. Ainsi, connaissant les poids ω_i , la valeur moyenne prend alors la forme simple :

$$\langle F \rangle = \sum_i \omega_i F(p_i) \quad (\text{Equation V. 5})$$

Cette technique est très efficace lorsque le nombre de paramètres statistiques est inférieur ou égal à trois. En effet, au-delà de ce nombre, le choix des points de collocation devient complexe à mettre en œuvre. On remarque alors que cette méthode fonctionne efficacement lorsque l'on peut utiliser une méthode de quadrature adaptée. Autrement dit, il n'est pas toujours possible d'utiliser cette approche dans le cas de lois quelconques.

V.4. Les polynômes de chaos [STEV 04] [CAM 47]

Pour prendre en compte l'incertain dans les simulations, une solution est de travailler dans le domaine spectral en utilisant le développement fréquentiel d'une fonction stochastique (fonction présentant une variable aléatoire). Par exemple, pour résoudre les équations des lignes, on peut se focaliser sur une variabilité des paramètres linéiques des lignes que l'on peut développer suivant une base de polynômes orthogonaux.

$$H(\xi) = \sum_{k=0}^P H_k \cdot \phi_k(\xi) \text{ (Equation V. 6)}$$

Ainsi, dans le cas d'une ligne de transmission, on peut développer la self inductance et la capacité linéique suivant ces polynômes.

En supposant une loi de variation de ces paramètres sur une plage donnée, on fait un choix des polynômes orthogonaux adaptés à la loi statistique :

- pour une loi uniforme, ce sont les polynômes de Legendre,
- pour une loi gaussienne, on préférera les polynômes de Hermite.

Ainsi, en fonction des lois choisies, on va définir des produits scalaires appropriés qui vont permettre d'évaluer les poids lors de la projection sur cette base. Pour une loi gaussienne et donc des polynômes de Hermite, on définit un produit scalaire comme étant :

$$\langle \phi_k, \phi_j \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_k(\xi) \cdot \phi_j(\xi) \cdot \exp\left(-\frac{\xi^2}{2}\right) d\xi \text{ (Equation V. 7)}$$

Maintenant supposons que l'on veuille appliquer la méthode à la théorie des lignes. Rappelons tout d'abord les équations des lignes :

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} V(z, s) \\ I(z, s) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & R + sL \\ G + sC & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(z, s) \\ I(z, s) \end{bmatrix} \text{ (Equation V. 8)}$$

Supposons une fois de plus que l'on veuille développer cette équation sur trois termes et intéressons-nous à l'équation en courant ; il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} (I_0(z, s)\phi_0 + I_1(z, s)\phi_1 + I_2(z, s)\phi_2) = \\ - [G_0\phi_0 + G_1\phi_1 + G_2\phi_2 + s(C_0\phi_0 + C_1\phi_1 + C_2\phi_2)] (V_0(z, s)\phi_0 + V_1(z, s)\phi_1 + V_2(z, s)\phi_2) \end{aligned} \text{ (Equation V. 9)}$$

En projetant cette équation sur les trois fonctions, on obtient un système linéaire à trois équations et six inconnues. Les trois autres équations supplémentaires sont simplement données en effectuant le même développement pour la seconde équation des lignes.

Nous mettons ainsi en évidence le fait que le problème revient à surdimensionner le système afin d'évaluer tous les coefficients du développement. Puis, à partir des résultats obtenus en résolvant les différents poids du développement de la tension et du courant sur la base choisie, on peut facilement évaluer la PDF par simple tirage de la variable aléatoire et construction de la solution. De plus, le calcul des intégrales (Equation V.7) est lourd et complexe à mettre en œuvre.

V.5. Méthode des plans d'expériences [GOU 06] [JIJ 03] [FAU 06] [TAR 08]

La méthode des plans d'expériences est une technique non intrusive qui permet la détermination des paramètres influents (facteurs) sur un observable. Il existe plusieurs variantes de la méthode des plans d'expériences comme cela sera détaillé plus loin. Ce qu'il est important de retenir est qu'elle permet d'aboutir à un modèle mathématique utilisable dans une étude statistique. Même si la construction d'un plan n'est pas toujours simple et demande une certaine expertise, elle est tout à fait générale et permet la prise en compte d'un nombre de facteurs importants.

Pour cette dernière raison, nous avons retenu la technique des plans d'expérience pour l'étude du paramétrage des essais BCI.

V.5.1. Présentation

Supposons que plusieurs paramètres d'entrée d'une simulation varient entre plusieurs états et que nous souhaitons étudier d'une part leur influence et déterminer le paramètre prépondérant sur les variations d'un observable clairement identifié. D'autre part, supposons qu'il soit possible de régler les paramètres dans le but d'optimiser la réponse par rapport aux facteurs.

Le paramètre qui influence potentiellement la réponse est le *facteur*. Dans certains cas, ce facteur peut prendre des valeurs discrètes (réelles) quelconques dans un intervalle donné ; on dit que le facteur est quantitatif. Dans d'autres cas, il peut avoir des valeurs du type chaîne de caractères ; il est alors qualitatif. Dans le premier cas, il est possible de définir une valeur située au centre de l'intervalle de variation du facteur. Les valeurs liées aux facteurs sont les *niveaux*, définis par deux états. Un *état bas* qui correspond au minimum de l'intervalle de

variation du facteur et un *état haut* qui correspond au maximum. Tout facteur est donc entièrement caractérisé par des niveaux qui peuvent prendre plusieurs états.

Afin d'étudier l'influence des facteurs sur les réponses dans le cadre des expérimentations classiques, on fait varier tous les facteurs dans le domaine d'étude. Toutefois, ce procédé n'est pas adapté pour un grand nombre de facteurs et/ou de niveaux car il génère un nombre considérable d'expériences.

Ainsi, les plans d'expériences introduits par Ronald A. Fisher au cours des années 1920 permettent de résoudre cette problématique en réduisant le nombre des essais tout en permettant d'étudier l'influence d'un grand nombre de facteurs sur un observable d'intérêt.

Dans tout ce qui suit, nous limitons notre étude aux facteurs quantitatifs et nous utilisons les plans d'expériences afin de déterminer le paramètre prépondérant sur la réponse. Nous attachons donc une attention particulière à la description des plans factoriels (complets et factoriels).

V.5.2. Les plans factoriels complets

Si nous définissons par exemple cinq facteurs à six niveaux chacun, l'ensemble des combinaisons réalisables entre tous les niveaux de tous les facteurs qui définissent l'expérimentation est atteinte en faisant varier un facteur entre son niveau bas et son niveau haut ; les autres facteurs étant fixés à une valeur prise par un niveau. Le nombre total d'expérimentations ou de simulations est alors de 15625 sur cet exemple. La relation (Equation V.13) permet de calculer le nombre de simulations à réaliser en fonction du nombre de facteurs et de niveaux.

$$N_{simu} = p^q \text{ (Equation V. 10)}$$

avec q le nombre de facteurs et p le nombre de niveaux.

Ainsi, un plan factoriel complet prend en compte toutes les variations possibles de tous les facteurs définis dans le domaine d'étude. Nous pouvons illustrer notre propos à travers un exemple mettant en œuvre trois facteurs (A, B, C) à deux niveaux (-1, +1). Ces niveaux sont des variables centrées réduites définies dans [GOU 06].

Dans ce cas simple, la matrice d'expérience peut être décrite par la Matrice V. 1. Celle-ci intègre les facteurs (A, B, C) et leurs niveaux (+1 ; -1) de même que les résultats de l'expérimentation (Y).

Essai	Facteurs			Réponses
	A	B	C	Y
N°1	-1	-1	-1	Y ₁
N°2	+1	-1	-1	Y ₂
N°3	-1	+1	-1	Y ₃
N°4	+1	+1	-1	Y ₄
N°5	-1	-1	1	Y ₅
N°6	+1	-1	1	Y ₆
N°7	-1	+1	1	Y ₇
N°8	+1	+1	1	Y ₈

Matrice V. 1 : Matrice d'expériences de 3 facteurs à 2 niveaux

A partir de la définition de la matrice d'expérience, il est possible d'évaluer l'effet de chaque facteur sur la réponse. Cet effet que nous noterons E est calculé en multipliant les niveaux du facteur sélectionné par la réponse d'une part et en sommant les termes d'autre part. La moyenne de l'effet du facteur est alors obtenue en divisant le résultat précédent par le nombre d'expérience. Ainsi, pour la Matrice V. 1 on peut donner un exemple du calcul de l'effet moyen du facteur A sur la réponse. Il vient :

$$E_A \Big|_{\text{complet}} = \frac{-Y_1 + Y_2 - Y_3 + Y_4 - Y_5 + Y_6 - Y_7 + Y_8}{8} \quad (\text{Equation V. 11})$$

L'interaction d'ordre 2 entre deux facteurs est déterminée en calculant la demi-différence entre l'effet moyen d'un facteur lorsque l'autre facteur est au niveau haut et l'effet moyen de ce facteur lorsque le second facteur est au niveau bas. Ainsi, l'effet moyen de B au niveau haut du facteur C vaut :

$$E_{Bh} = \frac{-Y_5 - Y_6 + Y_7 + Y_8}{4} \quad (\text{Equation V. 12})$$

L'effet moyen de B au niveau bas du facteur C s'exprime par

$$E_{Bb} = \frac{-Y_1 - Y_2 + Y_3 + Y_4}{4} \quad (\text{Equation V. 13})$$

on peut alors donner l'expression de l'interaction entre les facteurs B et C.

E_{Bh} représente l'effet du facteur B lorsque le facteur C est au niveau haut.

E_{Bb} effet du facteur B lorsque le facteur C est au niveau bas.

$$E_{BC} \Big|_{\text{complet}} = \frac{1}{2}(E_{Bh} - E_{Bb})$$

il vient $E_{BC} \Big|_{\text{complet}} = \frac{1}{8}(Y_1 + Y_2 - Y_3 - Y_4 - Y_5 - Y_6 + Y_7 + Y_8)$ (Equation V. 14)

Lorsque le nombre de facteurs et/ou de niveaux augmente, les plans factoriels complets peuvent s'avérer longs à mettre en œuvre expérimentalement. Toutefois, ils permettent de couvrir l'ensemble du domaine expérimental et contribuent à apporter des réponses plus fines à l'observable. Ainsi, il est beaucoup plus aisé d'élaborer un modèle mathématique associé à la variation de l'observable en fonction des effets des facteurs et des effets des interactions.

Dans ce cas, ce modèle mathématique (qui relie la réponse aux facteurs) postulé à priori se fonde sur un développement limité de Taylor-McLaurin dans lequel les dérivées sont supposées constantes et le polynôme auquel on aboutit est décrit par l'équation:

$$Y = a_0 + \sum_{i=1}^N a_i \cdot X_i + \sum_{\substack{i=1; j=2 \\ i \neq j}}^N a_{ij} X_i X_j + \dots + \sum_{i=1}^N a_{ii} X_i^2 + \varepsilon \quad (\text{Equation V. 15})$$

La réponse Y ou variable d'intérêt est déterminée en appliquant les paramètres spécifiés dans la matrice d'expérimentation. Les niveaux X_i sont attribués par l'expérimentateur conformément à la matrice des expériences.

Les effets des facteurs et les interactions sont exprimées à travers les coefficients a_i , a_{ij} , a_{ii} à partir des résultats de l'expérimentation et de la matrice associée. En particulier, a_0 traduit la réponse au centre du domaine expérimental.

Les plans d'expériences fractionnaires sont une alternative aux plans d'expériences complets car ils permettent de réduire de façon considérable le nombre d'expérience.

V.5.3. Les plans factoriels fractionnaires

Les plans fractionnaires ont pour point d'appui les plans complets ; ils servent à réduire le nombre d'expériences à réaliser afin de déterminer la prépondérance d'un facteur sur les autres. Pour un plan complet de 3 facteurs à 2 niveaux (8 essais) dont la matrice d'expérience est donnée par Matrice V. 1, il est possible d'aboutir à une matrice avec 4 essais conformément à la Matrice V. 2.

Essai	Facteurs			Réponse
	A	B	C	Y
N°5	-1	-1	+1	Y ₅
N°2	+1	-1	-1	Y ₂
N°3	-1	+1	-1	Y ₃
N°8	+1	+1	+1	Y ₈

Matrice V. 2 : Matrice d'expérience d'un plan fractionnaire de 3 facteurs à 2 niveaux

Cette matrice est donc une partie du plan complet. On en déduit qu'un plan factoriel fractionnaire, qui traduit le fait qu'une partie ou une fraction du plan complet est réalisée, à 2 ; 4 ; ou p^q fois moins d'essais que le plan factoriel complet correspondant d'après la relation (Equation V.16).

$$N_{simu} = p^{k-q} \text{ (Equation V. 16)}$$

avec k le nombre de facteurs et p le nombre de niveaux que prennent les facteurs

Il est alors possible à partir de la matrice d'expériences de calculer les coefficients du modèle d'après les expressions rappelées plus haut et conformément à la méthodologie suivante.

Pour le calcul des effets des facteurs :

- on multiplie respectivement la colonne des réponses par les signes correspondants à la colonne des facteurs ; on somme le tout et on divise par le nombre de réponses.

Ainsi on détermine dans cet exemple l'effet du facteur A :

$$E_A \Big|_{fractionnaire} = \frac{-Y_5 + Y_2 - Y_3 + Y_8}{4} \text{ (Equation V. 17)}$$

En réalité, l'effet du facteur A est un contraste puisque nous n'avons utilisé que la moitié des points expérimentaux.

Le calcul des interactions d'ordre 2 est réalisé en multipliant entre eux les signes des colonnes des facteurs puis ce résultat est multiplié par la colonne des réponses. La somme des termes obtenue est divisée par le nombre de réponses. Dans le cas de l'interaction entre les facteurs B et C, on a :

$$E_{BC} \Big|_{factoriel} = \frac{1}{4} (-Y_5 + Y_2 - Y_3 + Y_8) \text{ (Equation V. 18)}$$

On retrouve une partie des résultats présentés dans le cas du plan complet. En analysant les expressions (Equation V.11) et (Equation V.17) respectivement pour le plan complet et le

plan fractionnaire, on déduit que le contraste (effet du facteur A dans le plan fractionnaire) est l'effet du facteur A augmenté de l'interaction d'ordre 2 (E_{BC}) dans le cas complet.

$$E_A \Big|_{\text{fractionnaire}} = E_A \Big|_{\text{complet}} + E_{BC} \Big|_{\text{complet}} \quad (\text{Equation V. 19})$$

On dit que l'effet de A (plan fractionnaire) est aliasé à l'interaction d'ordre 2 (E_{BC}) du plan complet. On comprend tout de suite la difficulté d'interprétation et d'élaboration d'un modèle mathématique associés aux plans factoriels.

Pour réduire le nombre de simulation, la méthode des plans fractionnaires consiste à déterminer par itérations successives via un algorithme dédié, le maximum du déterminant associé à la matrice du plan fractionnaire choisie. En effet, à chaque plan d'expériences (fractionnaire ou complet) est associée une matrice d'expériences. Tous les logiciels de plans d'expériences se fondent donc sur le calcul du maximum du déterminant de cette matrice afin de déterminer la nouvelle matrice associée au plan fractionnaire.

V.5.4 Illustration de la démarche des plans d'expériences

Nous présentons dans ce paragraphe la méthodologie utilisée afin de mettre en œuvre une analyse des essais BCI à partir des plans d'expériences (PE). Dans cette illustration, concentrons nous sur les variations du courant de mode commun $Imc(f)$ en basse fréquence. On peut alors considérer une simple ligne terminée à une extrémité par une charge fixe de 50 Ω . La seconde extrémité est connectée sur une impédance qui varie de 1 Ω à 50 Ω . Ici on comprend que les niveaux bas et hauts associés aux facteurs électriques sont respectivement (-1 pour 1 Ω) et (+1 correspondant à 50 Ω). Il est alors possible de réaliser un plan d'expériences avec un nombre de niveaux égal à deux puis à trois.

Il apparaît conformément à la [Figure V.1](#) que pour retrouver l'allure non linéaire de $Imc(f)$ sur une large gamme de variation des impédances terminales, il faut définir un nombre de niveaux au moins égal à trois réduisant de ce fait l'erreur. Toutefois, on peut considérer que pour des variations légères d'impédances (par exemple entre 1 et 5 Ω) un nombre de niveau égal à deux suffit à approcher la courbe par tronçons. Ainsi, le fait de considérer deux niveaux revient finalement à linéariser par morceaux.

CHAPITRE V. L'ASPECT STATISTIQUE DES ESSAIS BCI

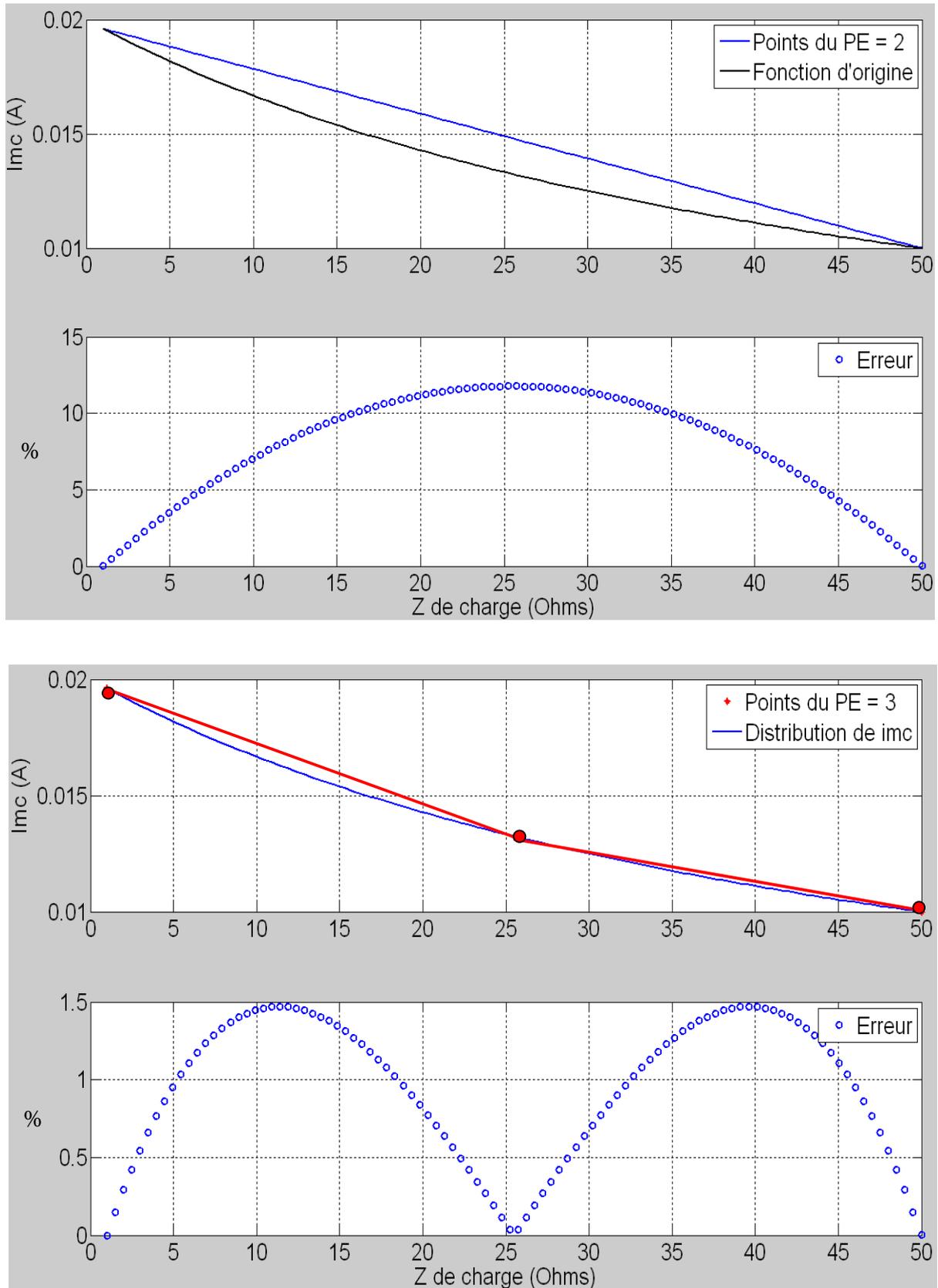


Figure V. 1 : Comparaison de la fonction liée à la distribution du courant (I_{mc}) et de l'erreur pour des PE à deux et trois niveaux

On comprend que la mise en œuvre des plans d'expériences dans une modélisation BCI nécessite de discrétiser finement la variation des impédances à travers le choix d'un grand nombre de niveau lorsqu'on souhaite couvrir de larges variations comme c'est souvent le cas dans les expérimentations BCI.

Dans un premier temps, afin d'appréhender le comportement de $I_{mc}(f)$ en fonction des impédances terminales, nous réalisons une série de simulations en conservant les paramètres géométriques constants.

V.6. Analyse physique de la variabilité de $I_{mc}(f)$

Nous allons maintenant analyser les courbes de courant sur la charge en partant d'une configuration simple pour arriver à un modèle représentatif de l'essai BCI. Ainsi, on considère un conducteur de diamètre 6 mm alimenté par une source de tension située à droite en série sur une charge d'abord réelle puis complexe. La ligne est chargée à gauche sur une impédance de 50Ω puis sur une impédance faible de valeur $1m\Omega$ représentative d'une mise à la masse. Nous représentons cette configuration sur la [Figure V. 2](#) qui nous sert de support pour analyser l'incidence sur le courant induit sur la charge.

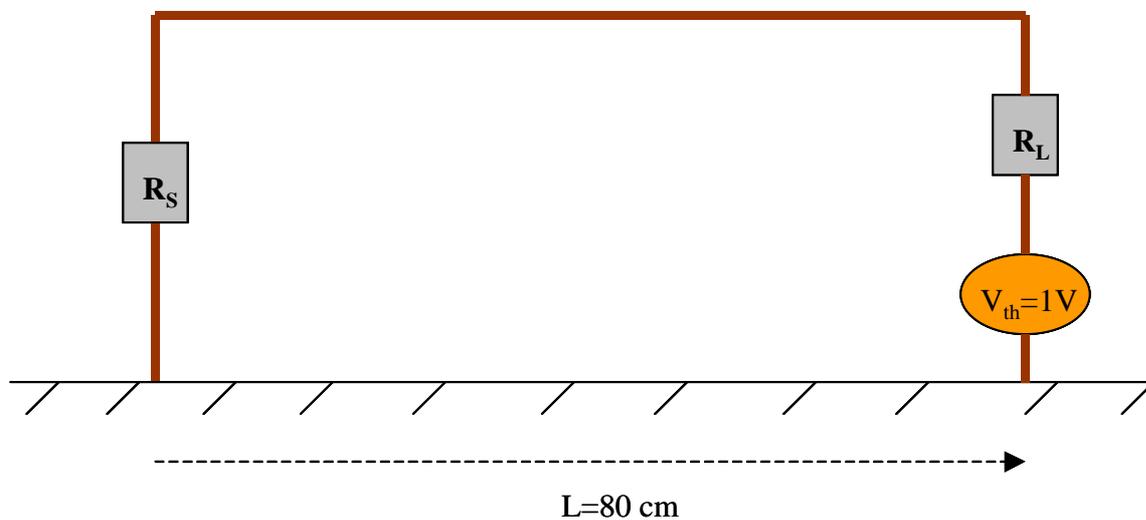


Figure V. 2 : Représentation d'une ligne excitée par un générateur de tension

Cas 1 : $R_s=50\Omega$; R_L varie de $1m\Omega$ à $Z_c=300\Omega$ (Z_c : impédance caractéristique de la ligne)

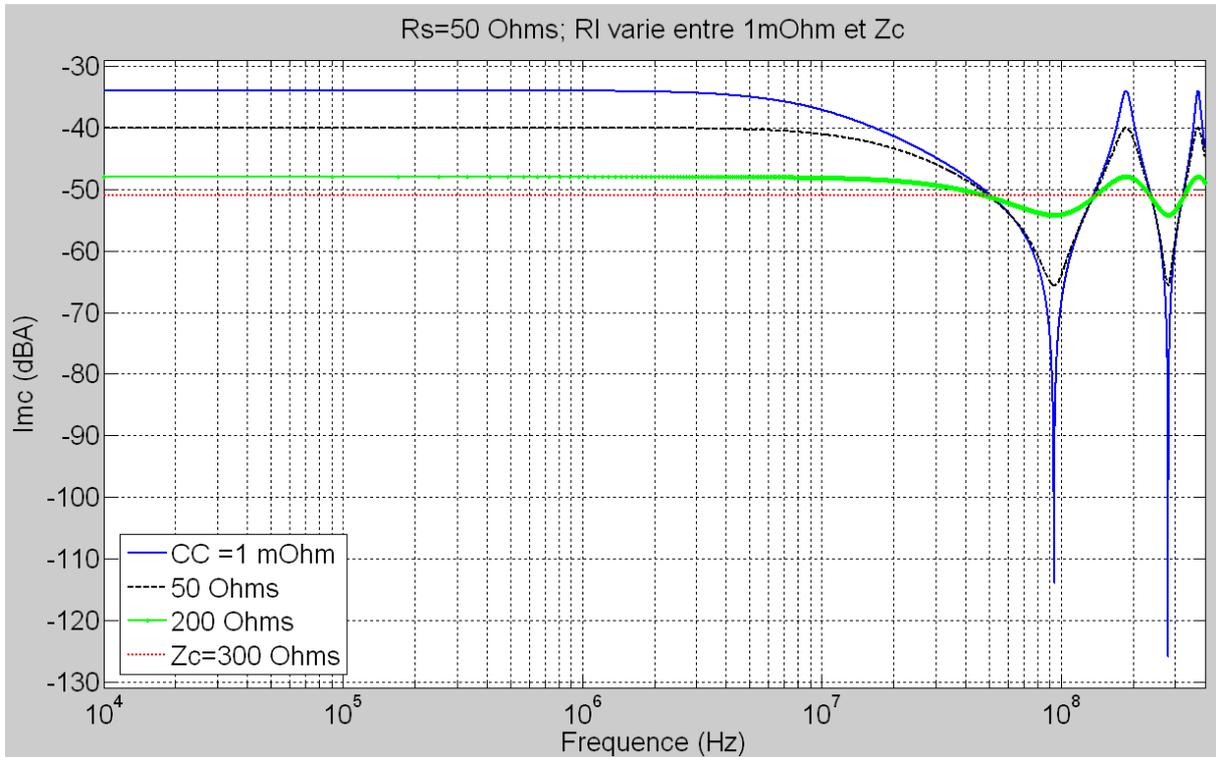


Figure V. 3 : Répartition du courant sur une ligne lorsque l'impédance de charge R_L varie de $1\text{ m}\Omega$ à l'impédance caractéristique (Z_c) de la ligne pour $R_s=50\Omega$

Pour différentes impédances de charge, on observe deux régions :

- une région basse fréquence (BF) où les courbes tracées en échelle logarithmique sont parallèles en dBA et décalées les unes par rapport aux autres. Le calcul du niveau peut se faire à la main car on se situe dans une région BF. Dans ce cas, il est alors possible de négliger les phénomènes de propagation dus à la ligne. Celle-ci se comporte donc comme un simple fil de connexion.
- Une région haute fréquence (HF) dans laquelle on observe les résonances de ligne. Ces résonances présentent des ventres ayant un même niveau dans le cas d'une ligne sans pertes. Ainsi, ce niveau est lié à la résistance de charge et à la valeur de la partie résistive ramenée à travers la ligne au niveau de la charge. Cette interprétation peut être faite pour les nœuds de $I_{mc}(f)$.

Cas 2 : $R_S=1\text{m}\Omega$; R_L varie de $1.\text{e-}3$ à $Z_c=300\ \Omega$

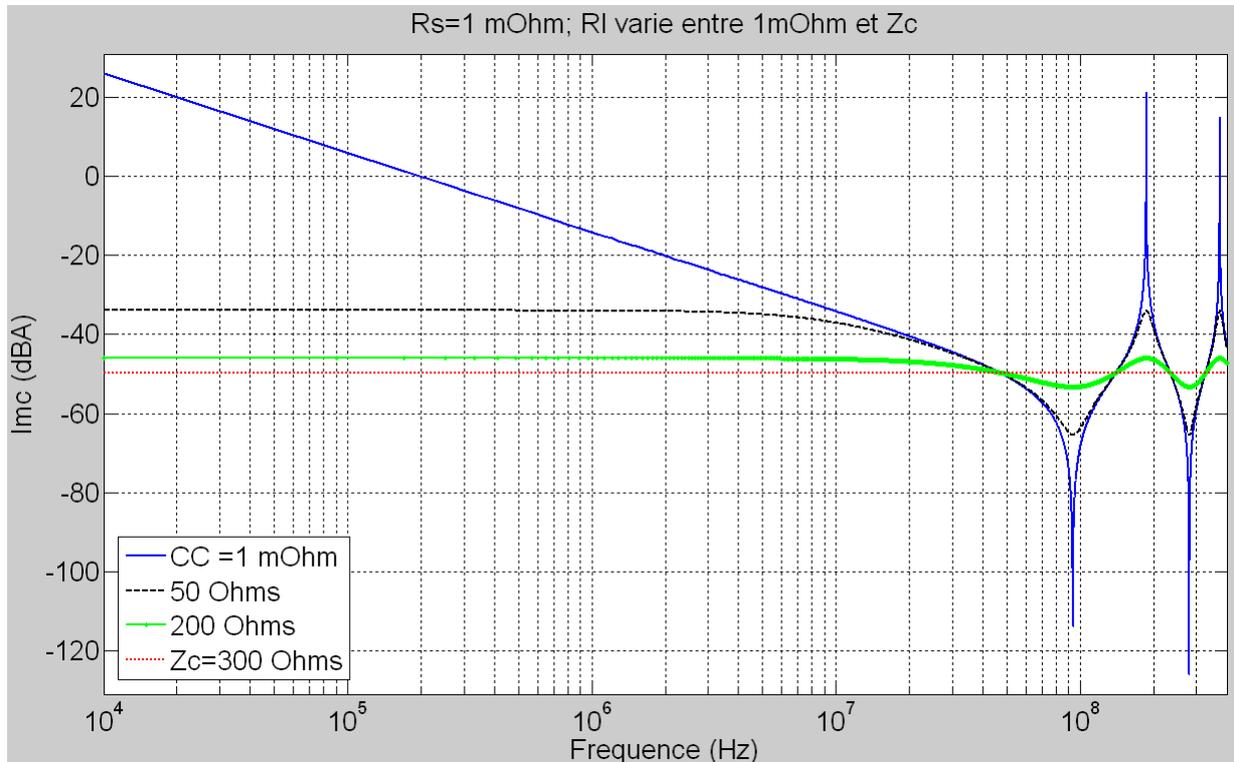


Figure V. 4 : Répartition du courant sur une ligne lorsque l'impédance de charge R_L varie de $1\ \text{m}\Omega$ à Z_c de la ligne pour $R_S=1\ \text{m}\Omega$

Lorsqu'on remplace l'impédance de source R_S par une charge de $1\text{m}\Omega$, on observe des phénomènes identiques à ceux décrits précédemment sauf pour le cas de l'impédance de charge R_L en basse impédance ($1\ \text{m}\Omega$). En effet, dans ce cas spécifique les ventres et les nœuds du courant sont plus prononcés car ceux-ci sont étroitement liés à la résistance de charge. De plus, en basse fréquence, on observe une décroissance du courant de $20\ \text{dB}/\text{décade}$ qui traduit une augmentation de l'impédance de $20\ \text{dB}/\text{décade}$. L'impédance ainsi ramenée par la ligne est identifiée à une impédance quasi inductive.

Considérons maintenant un cas plus complexe et plus proche de la manip BCI réalisée sur la configuration de quatre conducteurs. Nous rappelons sur la [Figure V. 5](#) la description de la section droite des conducteurs par rapport au plan de masse et la configuration d'injection décrite dans les chapitres précédents.

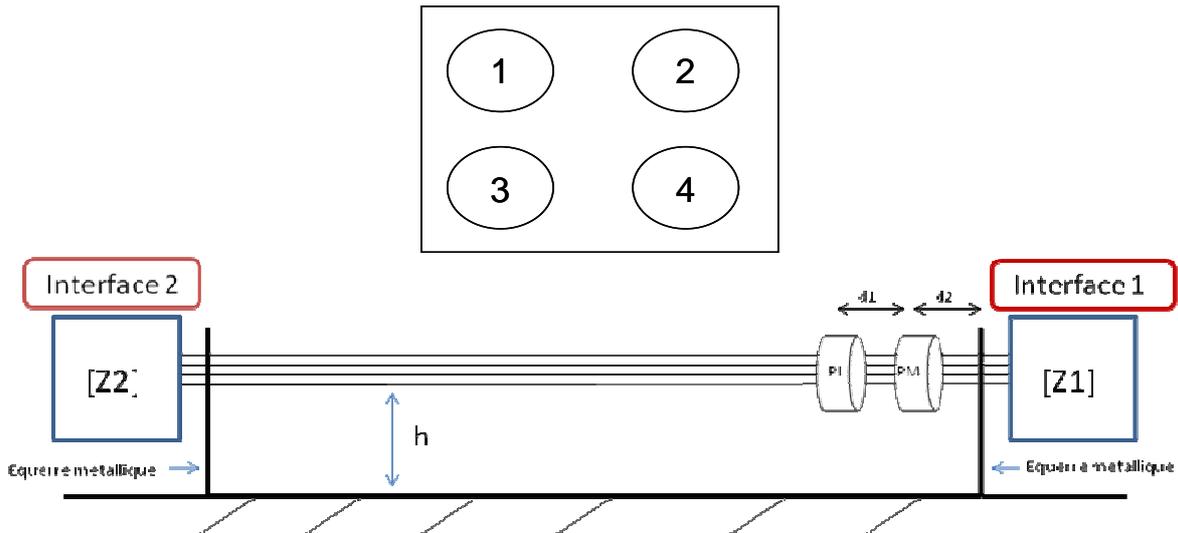


Figure V. 5 : Vue de coupe de la disposition de quatre conducteurs au-dessus d'un plan de masse. Manipulation d'injection de contraintes sur la configuration de quatre conducteurs

Pour cette configuration, les matrices inductance et capacité sont déterminées à l'aide de l'outil CRIPTE conformément à la description faite au chapitre III.

$$[L] = 10^{-5} \begin{bmatrix} 0,1065 & 0,0437 & 0,345 & 0,0412 \\ 0,0437 & 0,1065 & 0,412 & 0,0345 \\ 0,0345 & 0,0412 & 0,1014 & 0,0387 \\ 0,0412 & 0,0345 & 0,0387 & 0,1014 \end{bmatrix} (H / m) \quad [C] = 10^{-10} \begin{bmatrix} 0,1405 & -0,0387 & -0,0178 & -0,0371 \\ -0,0387 & 0,1405 & -0,0371 & -0,0178 \\ -0,0178 & -0,0371 & 0,1442 & -0,0352 \\ -0,0371 & -0,0178 & -0,0352 & 0,1442 \end{bmatrix} (F / m)$$

En outre, nous résumons dans le Tableau V.2 les caractéristiques des simulations.

Paramètres	Valeurs
Longueur de la ligne	0,8 m
L_1	0,17 m
L_2	0,63 m
Tension E_0	1 V
$[Z_2]$	Impédances faibles à 50Ω
$[Z_1]$	Impédances réelles puis complexes

Tableau V. 2 : Paramètres d'injection de contraintes conduites sur quatre conducteurs

Dans cette configuration de simulation, les interfaces 1 & 2 sont chargées sur 50Ω . La tension est constante sur toute la gamme de fréquence [10 kHz-400 MHz] et égale à 1V afin d'apprécier l'influence des impédances aussi bien en basse qu'en haute fréquence. Au cours de cette analyse et dans ce qui suit, nous évaluons l'influence de la variation des charges terminales sur $Imc(f)$.

Cas 3 : Configuration 50 Ω aux extrémités 1&2

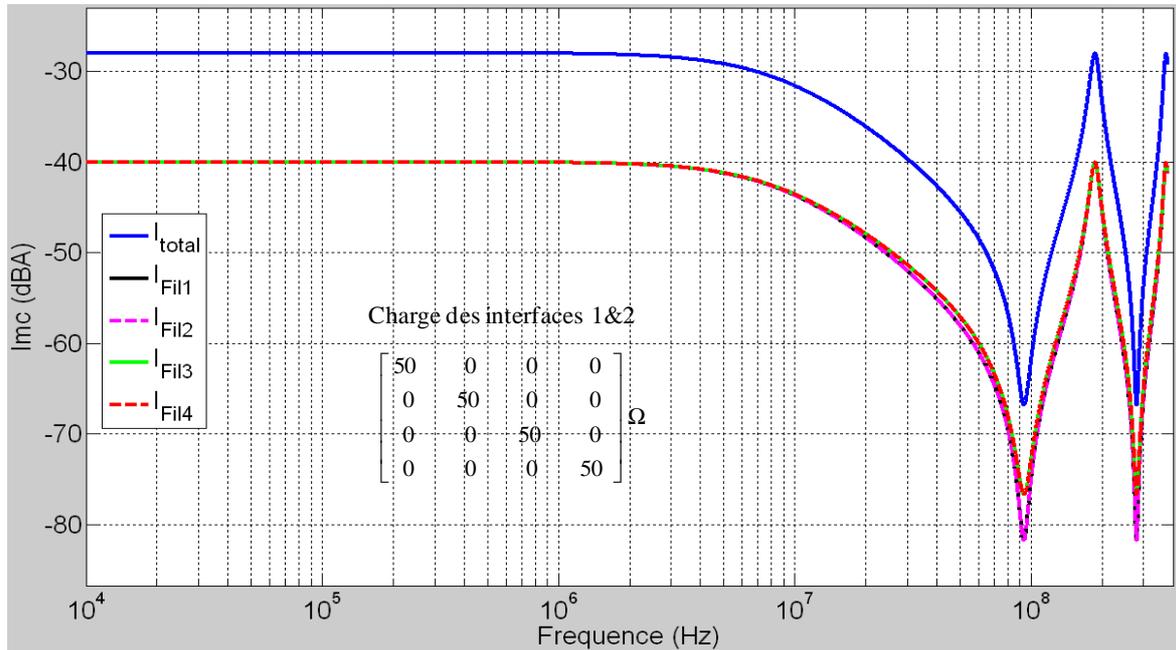


Figure V. 6 : $I_{mc}(f)$ sur des conducteurs élémentaires chargés par 50 Ω aux deux extrémités

Dans cette configuration de charge, on constate (Figure V. 6) que le courant total est la somme des courants élémentaires se propageant sur chaque conducteur. On comprend clairement que la hauteur à une influence sur le minimum du courant aux résonances. En effet, aux résonances séries, le minimum de $I_{mc}(f)$ est identique pour les conducteurs situés à la même hauteur. Dans notre cas, ce minimum est identique sur les fils 1 et 2 puis on retrouve un autre minimum identique sur les conducteurs 3 et 4.

Considérons le cas où les conducteurs de l'interface 2 sont connectés respectivement à une basse impédance de valeur 1 mΩ et à trois charges de valeur 200 Ω.

Nous représentons sur la Figure V. 7 pour chacun des conducteurs $I_{mc}(f)$ qui dépend de la fréquence et des conditions de charges.

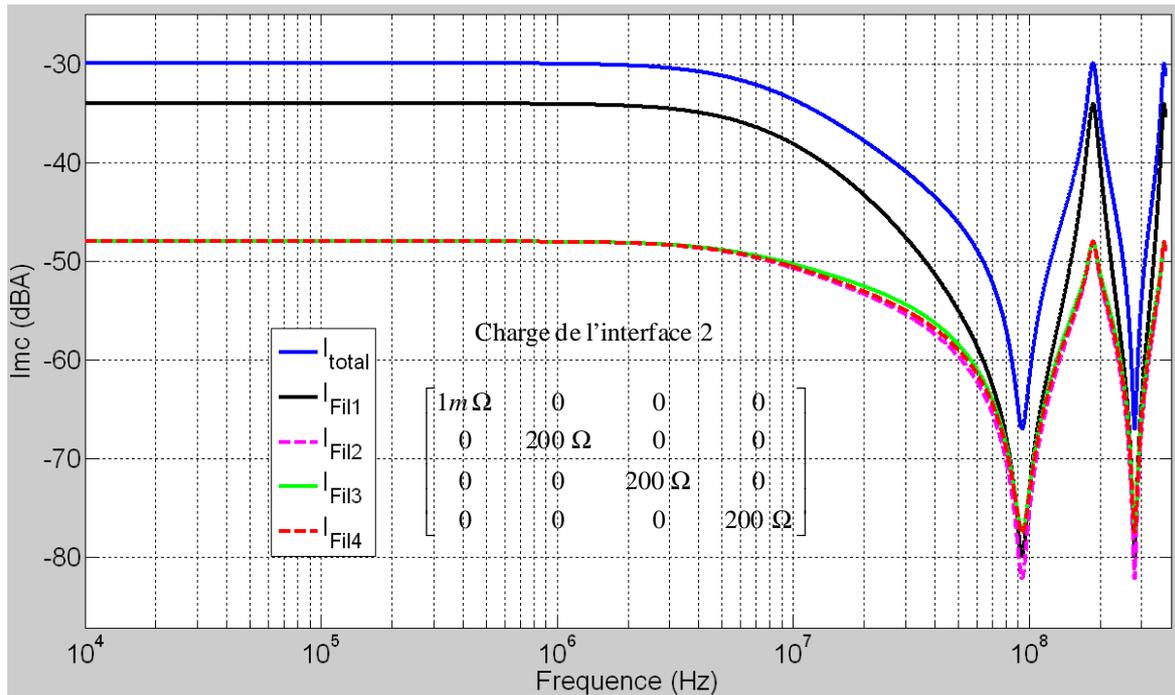


Figure V. 7 : $I_{mc}(f)$ sur quatre conducteurs élémentaires chargés par $50\ \Omega$ à une extrémité et au moins une basse impédance à l'autre

En considérant le mode commun, l'introduction d'une basse impédance au niveau des charges terminales à pour incidence de rapprocher le courant sur le fil basse impédance du courant total. Les deux courants deviendront identiques pour un contraste suffisant d'impédances.

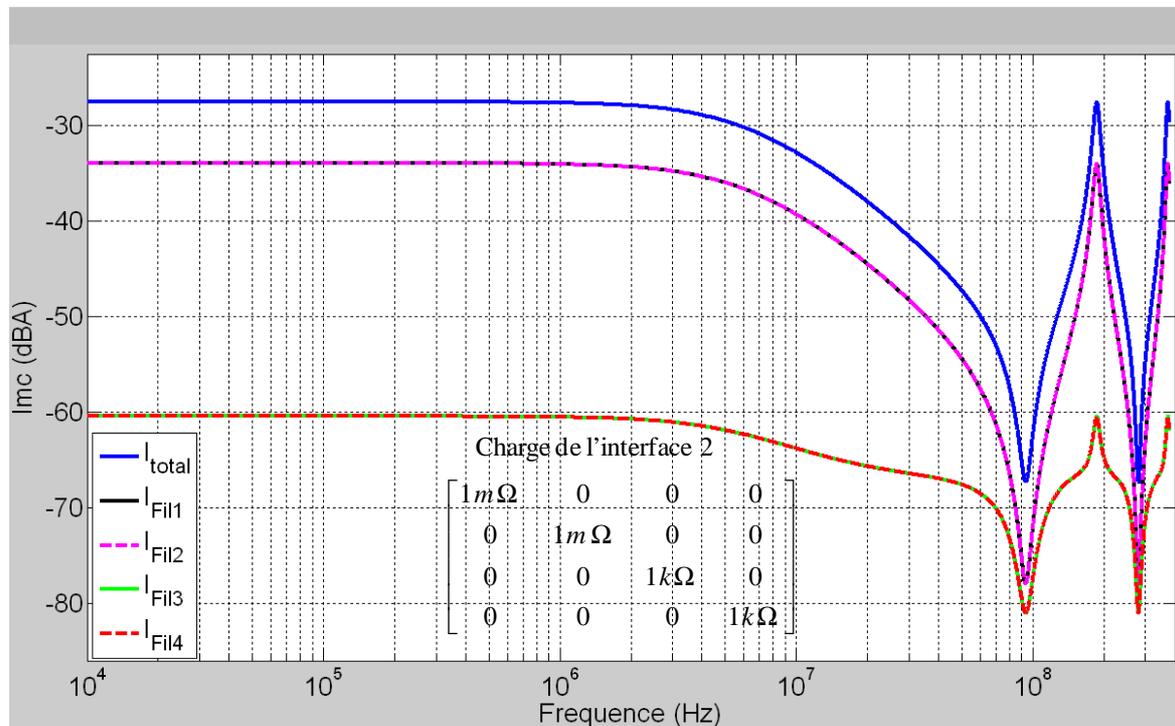


Figure V. 8 : $I_{mc}(f)$ sur quatre conducteurs élémentaires chargés par $50\ \Omega$ à une extrémité et au moins deux basses impédances à l'autre

CHAPITRE V. L'ASPECT STATISTIQUE DES ESSAIS BCI

En considérant deux conducteurs chargés par des impédances de faibles valeurs (Figure V.8), le courant total est égal au courant sur les deux fils basse impédance augmenté de 6 dB. En effet, on peut considérer que tout le courant circule sur ces deux fils et est identique sur les deux. Le courant total sera donc deux fois le courant sur un fil.

Lorsque la configuration de charge est de faible impédance, on observe pour 4 conducteurs, une allure identique à celle vue plus haut avec un seul fil. En plaçant des impédances basses (1 mΩ) sur 1 puis 2 fils, nous constatons que le courant total dit de mode commun a une valeur égale à 1 puis 2 fois le courant sur les fils chargés par cette basse impédance. De ces observations, on en déduit donc une loi simple mais importante notamment pour évaluer le courant de MC avec un nombre de fil important :

- en première approximation et pour des charges résistives, le courant de mode commun est drainé par les fils chargés par une basse impédance. Il est donc possible d'imaginer un faisceau équivalent comprenant tous ces fils qui sera donc parcouru par un courant égal au courant de MC. Pour avoir une bonne approximation, il faut capter dans ce faisceau les conducteurs qui sont sur une basse impédance, on peut par exemple se fixer une plage de variation de l'impédance comme par exemple

$$R \in [R_{\min} , (1+10\%)R_{\min}]$$

et placer tous les câbles dans le même faisceau.

Les cas que nous venons de traiter permettent de résoudre le problème du calcul de $I_{mc}(f)$ sur un faisceau de câbles lorsque les charges sont résistives. Toutefois, ceci ne correspond pas au cas réel comme nous l'avons vu au chapitre IV. Aussi, il nous faut compléter l'analyse en prenant en compte les charges complexes.

Analyse de $I_{mc}(f)$ pour des charges complexes

Considérons un premier cas où seule une capacité est présente sur un fil et une self sur les trois autres ; les impédances de la source demeurent toutes sur 50Ω .

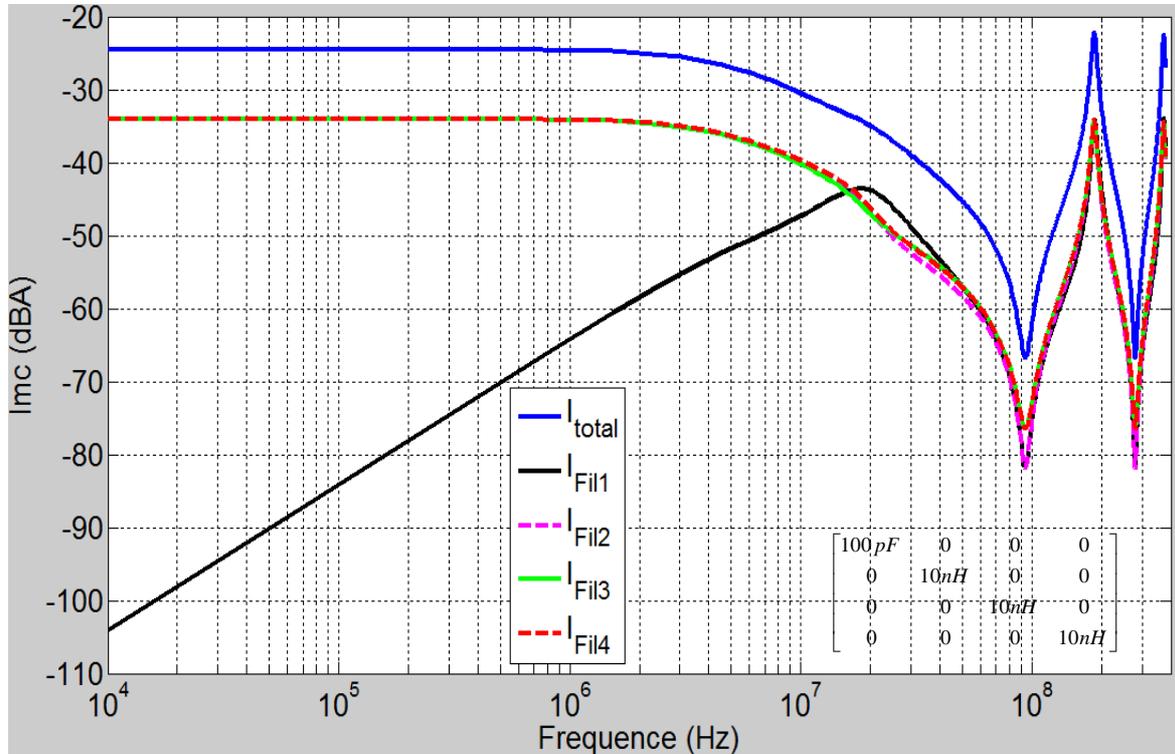


Figure V. 9 : $I_{mc}(f)$ sur quatre conducteurs chargés par 50Ω à une extrémité ; à l'autre extrémité par une capacité de 100 pF et des inductances de 10 nH

Pour ces conditions de charges, on observe (Figure V. 9) toujours deux régions, une région BF dans laquelle le courant est plus élevé sur le ou les fils chargés par les selfs inductances. Ce qui paraît logique puisque ce sont les fils de faible impédance.

Par contre lorsque l'on se focalise sur la partie HF, les impédances de charge les plus faibles correspondent soit aux inductances, soit aux capacités. Ainsi, le courant de mode commun peut reproduire la somme des courants sur les capacités comme cela se voit lorsque l'on prend une capacité de 100 pF et trois inductances de 200 nH . Sur la Figure V. 10, nous avons figuré $I_{mc}(f)$ pour chaque conducteur élémentaire du faisceau. Il apparaît alors clairement que, dans ce cas, la capacité détermine l'allure du courant en HF.

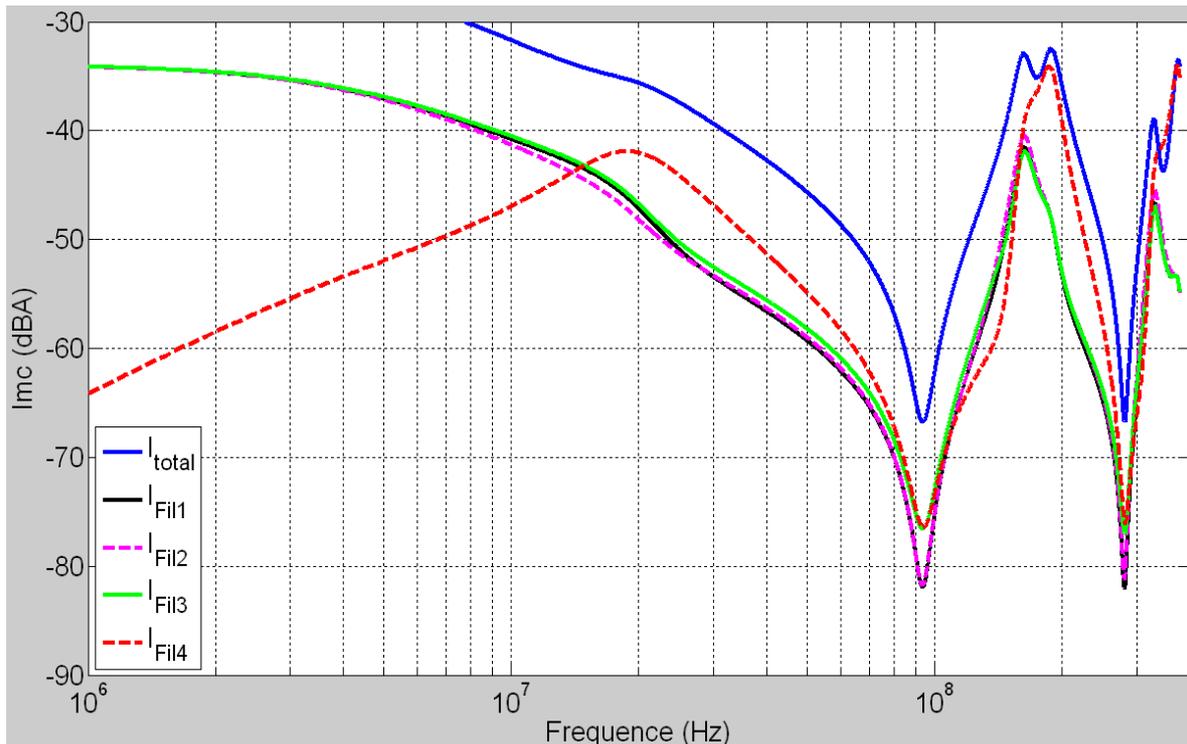


Figure V. 10 : $I_{mc}(f)$ sur quatre conducteurs chargés par 50Ω à une extrémité ; à l'autre extrémité par une capacité de 100 pF et des inductances de 200 nH

Par rapport au cas purement résistif, nous constatons qu'il n'est plus possible de définir un unique faisceau équivalent sur toute la bande de fréquence. Dans le cas présent, nous constatons qu'il est nécessaire de définir deux faisceaux :

- le premier pour les BF, comprenant les fils chargés par des selfs.
- le second pour les HF comprenant les fils chargés soit par les capacités soit par les selfs (suivant la valeur de la capacité dans la bande haute du spectre considérée).

En conclusion, le nombre de faisceaux équivalents va dépendre des valeurs relatives des impédances des éléments situés en extrémités lorsqu'il s'agit de self(s) ou de capacité(s) à la fréquence haute du spectre considéré.

Considérons maintenant des circuits résonants placés aux extrémités des lignes. Pour commencer, plaçons 3 résistances de 50Ω et 1 fil chargé par un circuit (L-C) tel que la fréquence de résonance série soit située à 10 MHz avec $L = 1 \text{ nH}$ et $C = 25,3 \text{ nF}$ du côté de la source R_s .

Ici, nous avons choisi la valeur de $1 \text{ m}\Omega$ pour la résistance de source (R_L) afin de ne pas atténuer fortement les résonances (R_L résistance éloignée de l'excitation et du circuit résonant).

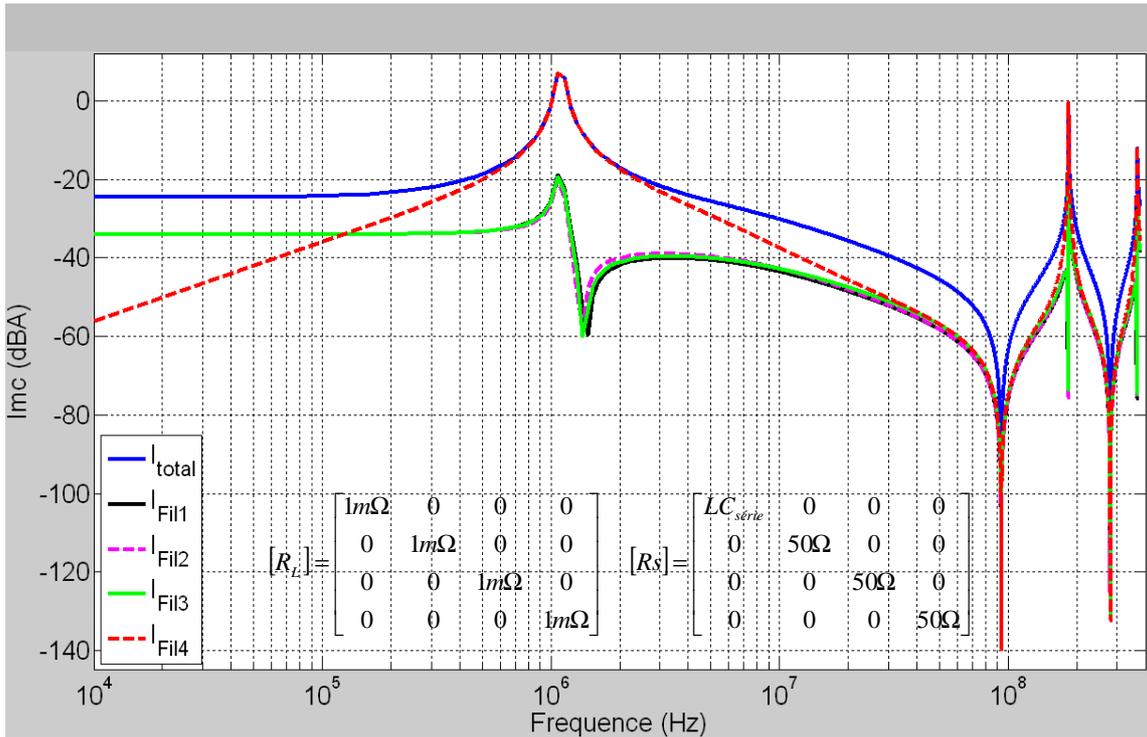


Figure V. 11 : $I_{mc}(f)$ sur quatre conducteurs chargés par $1 m\Omega$ à une extrémité ; à l'autre extrémité par un circuit résonant série et des charges de 50Ω

Dans le cas présent (Figure V.11), on constate encore des phénomènes plus complexes. En effet, on distingue une zone BF où $I_{mc}(f)$ est égal à la somme des courants des lignes chargées sur les impédances les plus faibles. Le fait d'avoir une capacité en série sur un fil fait que le courant est lié aux trois conducteurs chargés sur 50Ω .

Nous observons toujours la région HF liée aux résonances de la ligne. De plus, il apparaît une zone intermédiaire où des résonances apparaissent. Nous concluons que le fait de placer des circuits résonants aux extrémités (ce qui est le cas général), nous permet de délimiter trois régions du spectre :

- une région BF où le niveau du courant est dicté par les résistances disposées aux extrémités, la présence de capacités se traduisant dans ce cas par des circuits ouverts, le conducteur ne participe donc pas au MC. On choisit comme décrit plus haut les résistances les plus faibles pour former notre toron équivalent.
- Une région intermédiaire pour laquelle seul un calcul ligne à ligne permet de déduire la fréquence réelle de résonance du fait que la ligne ramène une impédance complexe sur les charges. Dans cette zone, on peut déjà supposer que la variabilité des niveaux de courant sera assez forte lorsque la variation des charges est grande.

CHAPITRE V. L'ASPECT STATISTIQUE DES ESSAIS BCI

- Une région HF où le courant est déterminé par les résonances de ligne. Les niveaux crêtes de résonances se produiront lorsque la partie imaginaire des impédances de charge et la partie imaginaire de l'impédance ramenées se compenseront pour produire une résonance. Dans ce cas, on retrouvera l'effet des résistances qui imite les ventres du courant

Remarque : en BF les lignes sont des supports de propagation qui peuvent être considérées comme étant séparées d'où la mise en parallèle des impédances. En HF, il se produit une répartition des courants entre les fils due aux couplages entre fils. De ce fait, les parties réactives des charges ont moins d'influence. Dans ce cas, les niveaux maximaux et minimaux seront plutôt liés aux résistances et les résonances décalées par les parties imaginaires de l'impédance de charge et de l'impédance ramenée. En ce qui concerne la zone intermédiaire, elle est plus délicate à traiter puisqu'on voit bien qu'elle constitue une transition entre des lignes considérées indépendamment et des lignes couplées.

Après avoir explicité le comportement de $I_{mc}(f)$ en fonction des charges terminales, analysons sa variation par rapport aux fluctuations des paramètres géométriques et électriques.

Dans ce qui suit, nous analysons la distribution de $I_{mc}(f)$ sur deux configurations :

- la première est purement théorique et consiste à évaluer cette distribution sur 4 conducteurs chargés à une extrémité par une impédance de reprise de continuité électrique et à l'autre par $1 \text{ m}\Omega$. Nous réalisons une étude identique sur 33 conducteurs afin d'apprécier l'influence du nombre de conducteur sur la répartition de $I_{mc}(f)$.
- Pour étudier l'effet de la complexité des interfaces, nous réalisons les modélisations statistiques des injections BCI réalisées sur 4 et 33 conducteurs fondées sur des spécifications d'incertitudes liées à la taille du toron et donc à la complexité des interfaces. Rappelons que ces deux injections ont fait l'objet d'une modélisation déterministe au chapitre IV. Cette partie de l'analyse nous permet d'appréhender les variations des distributions en fonction de la complexité de l'injection BCI.

V.7. La modélisation statistique des essais BCI

Afin d'analyser l'influence de la variation des paramètres électriques et géométriques sur $Imc(f)$ supposons que les conducteurs élémentaires de la configuration de quatre conducteurs soient terminés par des impédances de reprises de potentiel exprimées par l'Equation V.20:

$$Z_{ce} = R_{ce} + jL_{ce}\omega \text{ (Equation V. 20)}$$

Nous rappelons que R_{ce} traduit la résistance de continuité électrique et L_{ce} l'inductance associée. Ces termes sont clairement explicités dans le chapitre II. Ainsi, l'impédance de continuité électrique est liée au paramètre géométrique représenté par la hauteur. Nous considérons le rayon fixe. Analysons le cas d'une ligne de longueur 170 cm dont la L_{ce} varie entre 7cm et 20 cm. On suppose que les matrices inductance et capacité ne varient pas et toutes les autres variations sont réalisées à plus ou moins 10%.

La première configuration de simulation est alors résumée dans le Tableau V.3:

Paramètres	Valeurs
Longueur de la ligne	$[1,7 \pm 10\%]m$
L_1	0,17 m
L_2	0,63 m
Tension E_0	1 V
lce (longueur de continuité électrique)	[7-20] cm
$[Z_1]$	[50] Ω
$[Z_2]$	$Z_{ce} = R_{ce} + jL_{ce}\omega$ varie entre $Z_{ce} \text{ min}$ et $Z_{ce} \text{ max}$ liée à lce

Tableau V. 3 : Synthèse des paramètres d'une modélisation de contraintes conduites par approche statistique

Nous rappelons les matrices capacité et inductance pour cette configuration.

$$[L] = 10^{-5} \begin{bmatrix} 0,1050 & 0,0417 & 0,0326 & 0,0391 \\ 0,0417 & 0,1050 & 0,0391 & 0,0324 \\ 0,0324 & 0,0391 & 0,0997 & 0,0393 \\ 0,0391 & 0,0324 & 0,0365 & 0,0997 \end{bmatrix} (H / m) \quad [C] = 10^{-10} \begin{bmatrix} 0,1398 & -0,0379 & -0,0176 & -0,0361 \\ -0,0380 & 0,1397 & -0,0361 & -0,0172 \\ -0,0172 & -0,0362 & 0,1438 & -0,0342 \\ -0,0362 & -0,0172 & -0,0341 & 0,1438 \end{bmatrix} (F/m)$$

A l'aide d'une approche de modélisation statistique on calcule $Im(f)$ correspondant à chaque variation liée aux longueurs (de continuité électrique et de la ligne) et on détermine pour chaque fréquence le maximum, le minimum et la moyenne de $Imc(f)$.

La Figure V.12 résume l'allure de ces paramètres sur le domaine fréquentiel [300 kHz-400 MHz].

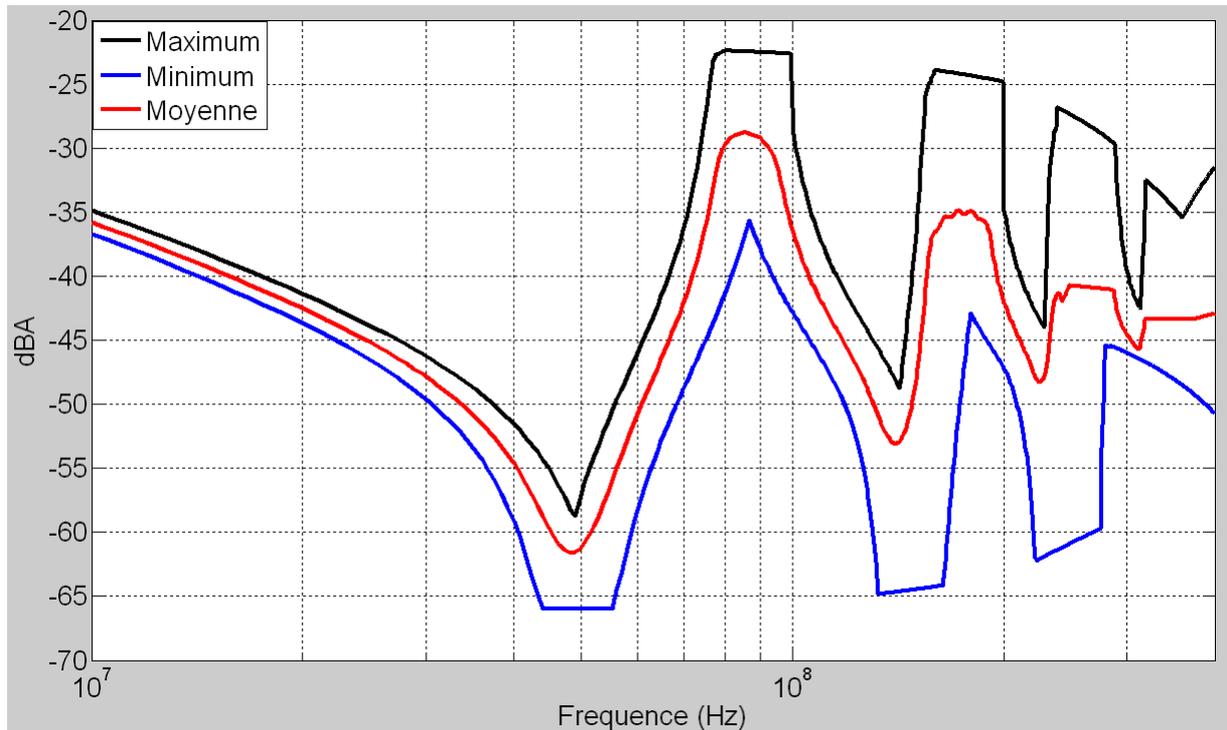


Figure V. 12 : Maximum, Minimum, et moyenne de la distribution de courant pour une configuration de quatre conducteurs: modélisation statistique appliquée à des reprises de continuités électriques

Il est alors possible pour cette distribution de déterminer l'écart type et de présenter ce paramètre sur la Figure V. 13. Nous constatons que pour cette configuration, les variations sont visibles et concentrées au-delà de 10 MHz principalement aux fréquences de résonances. Ceci confirme une fois de plus le rôle joué par les impédances en basse fréquence. En effet dans ce cas, les variations dues à la hauteur et à la longueur totale de la ligne entraînent des décalages des fréquences de résonances. En considérant une discrétisation fréquentielle, on constate alors une influence de ces paramètres sur le courant en HF (dû aux décalages d'amplitudes à chaque fréquence). En première approximation, la longueur de la ligne est le paramètre primordial en regard des différences de longueurs mises en œuvre.

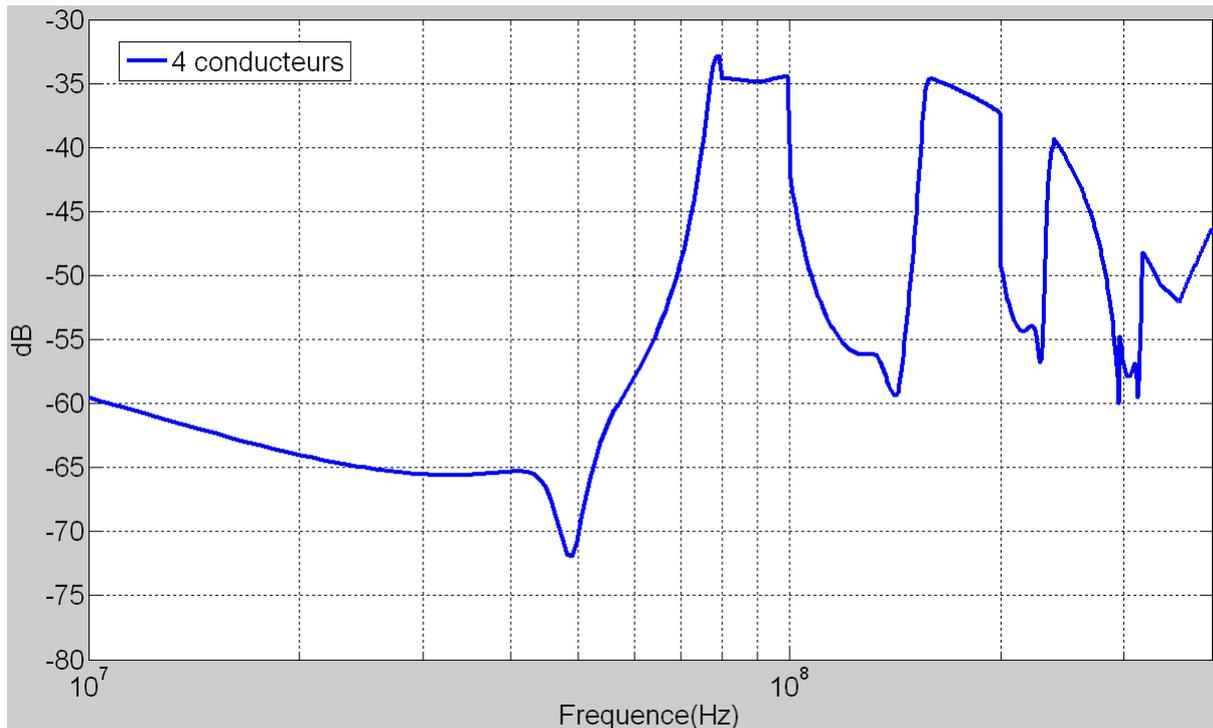


Figure V. 13 : Ecart type sur une configuration de quatre conducteurs prenant en compte des impédances de reprise de potentiel

Analysons maintenant l'effet des facteurs géométriques sur le courant de mode commun par la méthode des plans d'expériences.

V.8. La modélisation des essais BCI par les plans d'expériences

Une analyse statistique simple a permis de montrer l'influence des paramètres géométriques (longueur de la ligne et longueur de reprise de potentiel) et électriques (résistance de continuité électrique) sur le module du courant de mode commun. Nous constatons qu'il est possible de définir un gabarit associé à ce courant pour une plage donnée de variation de ces paramètres.

Ainsi, afin d'analyser plus finement le rôle joué par chacun de ces paramètres sur le courant de mode commun nous allons appliquer la méthode des plans d'expériences à la configuration BCI précédente. Etant donné que le nombre de paramètres se réduit à trois, nous pouvons appliquer un plan factoriel complet puisqu'il ne demande que 2^3 soit 8 simulations. Pour ce faire, plaçons-nous à une fréquence proche de la première résonance ; dans le cas présent, nous considérons la fréquence de 97 MHz.

Les facteurs sont alors :

CHAPITRE V. L'ASPECT STATISTIQUE DES ESSAIS BCI

- rce, la résistance du fil de mise au potentiel zéro,
- Long, la longueur de la ligne,
- lce, la longueur du conducteur de mise à la masse.

	$x_1 = \text{rce}$	$x_2 = \text{Long}$	$x_3 = \text{lce}$	$y = \text{Imc (mA)}$	Interactions
1	-1	-1	-1	19,7	$-x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
2	-1	-1	1	4,7	$-x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
3	-1	1	-1	5,9	$-x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
4	-1	1	1	5,5	$-x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
5	1	-1	-1	19,4	$x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
6	1	-1	1	4,5	$x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
7	1	1	-1	5,7	$x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
8	1	1	1	5,2	$x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$
	$-1 = 36 \text{ m}\Omega$	$-1 = 1.6 \text{ m}$	$-1 = 7 \text{ cm}$		
	$1 = 44 \text{ m}\Omega$	$1 = 2.2 \text{ m}$	$1 = 20 \text{ cm}$		

Tableau V. 4 : Matrice d'expérience de la modélisation d'un essai BCI mettant en œuvre quatre conducteurs chargés sur 50Ω et sur des reprises de continuité électriques

Afin d'analyser les résultats obtenus, étudions l'effet des facteurs ainsi que les interactions entre ceux-ci. Pour ce faire, nous donnons la matrice d'expérience nommée A (composée des facteurs et de leurs niveaux) représentée par le Tableau V.4 à laquelle on rajoute la colonne traduisant les interactions entre les trois facteurs (matrice B). Si l'on désire déduire un modèle mathématique polynomial de type :

$$y = a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 + a_{12} x_1 x_2 + a_{13} x_1 x_3 + a_{23} x_2 x_3 + a_{123} x_1 x_2 x_3 \quad (\text{Equation V. 21})$$

dans lequel les a_i représentent les effets des facteurs ; a_{ij} , et a_{ijk} , sont respectivement les interactions d'ordre deux et trois, il nous faut alors écrire les inconnues qui sont les composantes du vecteur A sous la forme :

$$BA = I \quad (\text{Equation V.22})$$

Sachant que la matrice B est de type Hadamard, son inverse est sa transposée divisée par le nombre de lignes. On déduit alors :

$$B^T BA = B^T I \quad \text{et} \quad A = \frac{1}{2^3} B^T I \quad (\text{Equation V.23})$$

On peut alors tracer le diagramme des effets et des interactions conformément à la Figure V.14.

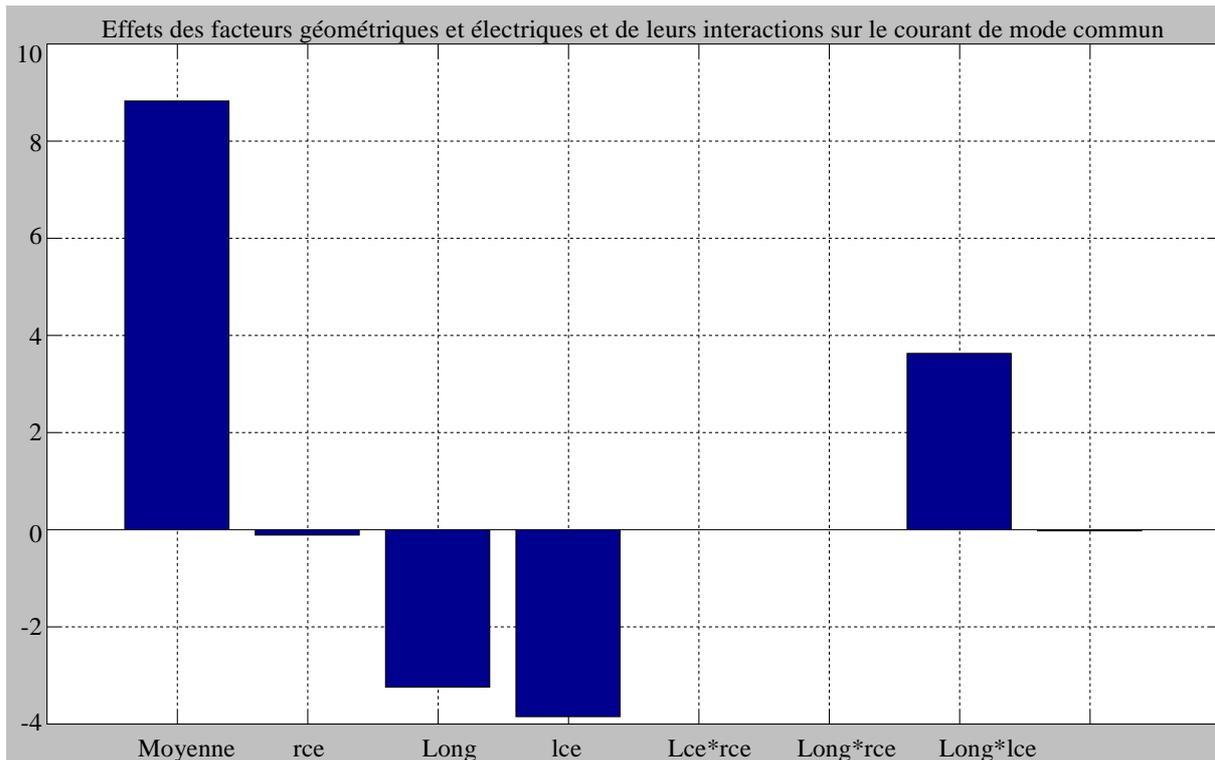


Figure V. 14 : Représentation des coefficients des effets des facteurs géométriques sur le courant de mode commun à la fréquence 97 MHz

Sur la Figure V14, nous constatons que :

- l'effet d'une variation de la résistance de reprise de potentiel rce est négligeable sur le courant de mode commun (à la fréquence de 97 MHz), de plus cette résistance de mise à la masse n'a pas d'interaction avec les autres facteurs. Il aurait été possible d'apprécier l'effet de rce si nous avions choisi d'observer le courant en très basse fréquence.
- Les effets de la longueur de la ligne (*Long*) et de la longueur de continuité électrique (*lce*) sont du même ordre de grandeur ; de plus il existe une interaction forte entre ces deux paramètres. Ce résultat est logique car la *lec* qui induit l'ajout d'une self inductance via l'Equation III.16 a pour effet de rallonger artificiellement la ligne. Ces deux paramètres ont donc la même influence sur le courant.

Toutefois, il faut faire attention de ne pas conclure trop hâtivement sur l'importance d'un facteur par rapport à l'autre car celle-ci dépend fortement des niveaux des facteurs choisis. Nous pouvons dire dans le cas présent que les facteurs géométriques ont des effets du même ordre de grandeur pour la fréquence que nous avons sélectionné.

Un des intérêts du plan d'expériences est de pouvoir déduire un modèle mathématique relativement simple à partir de la connaissance des coefficients des effets et des interactions. Aussi, après le calcul des coefficients comme décrit plus haut, nous avons la fonction mathématique suivante dont les valeurs sont normalisées et réduites :

$$Y = 8,082 - 3,250.Long - 3,850.lec + 3,625.Long.lec \text{ (Equation V.24)}$$

Celle-ci peut être utilisée pour effectuer des études de variabilité de façon très rapide. En effet, si nous choisissons une variation gaussienne des niveaux des facteurs autour d'une valeur moyenne et avec un certain écart type tous les deux fixés, il est possible de déterminer directement la plage de variation du courant et de ce fait le courant moyen et l'écart type du courant. Un des résultats intéressants est de pouvoir relier l'écart type de l'observable à l'écart type des facteurs :

$$\sigma_Y = f(\sigma_{rec}, \sigma_{Long}, \sigma_{lec}) \text{ (Equation V.25)}$$

ainsi donc, avec un écart type fixé à 0,2 sur les facteurs, on évalue l'écart-type sur le courant à 0,9851.

Nous pouvons aussi utiliser la relation (Equation V.24) pour évaluer la surface de réponse (ensemble des réponses pour les variations des facteurs), que nous représentons sur la Figure V.15. Cette figure représente la réponse en courant en fonction des facteurs les plus influents en considérant la résistance fixée à sa valeur médiane.

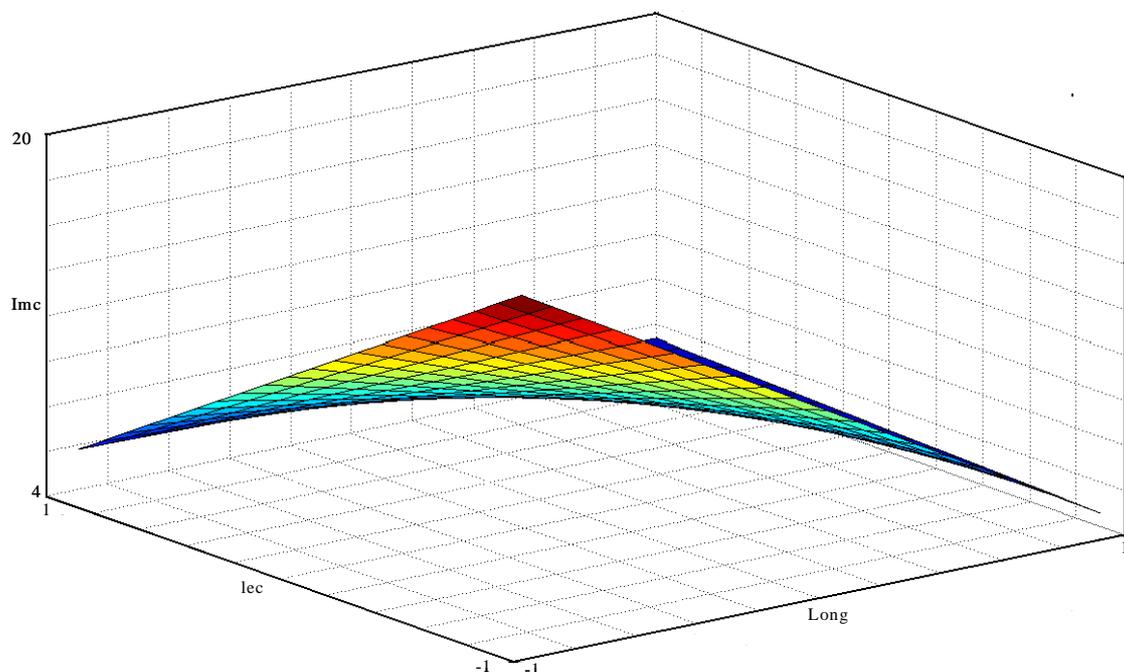


Figure V. 15 : Surface de réponse du courant de mode commun pour un plan d'expériences prenant en compte des facteurs géométriques

L'analyse de la surface de réponses décrit une décroissance du courant avec l'augmentation des niveaux des facteurs géométriques. Ainsi, I_{mc} est maximum lorsque les facteurs Long (longueur de la ligne) et longueur de continuité électrique (l_{ce}) sont au minimum (état bas du facteur).

V.9. L'analyse statistique appliquée à l'expérimentation d'injection sur 4 conducteurs

L'expérimentation BCI appliquée à la configuration de quatre conducteurs fait l'objet d'une modélisation statistique en considérant des incertitudes de 1% sur la détermination des paramètres géométriques. En effet, la configuration considérée nous permet de supposer que les incertitudes sont faibles sur la détermination de ces paramètres et que celles-ci augmentent avec la densité des conducteurs, comme précédemment décrit. Nous pouvons alors présenter sur la [Figure V.16](#) le maximum, le minimum et sur la [Figure V.17](#) l'écart type correspondants à la distribution considérée.

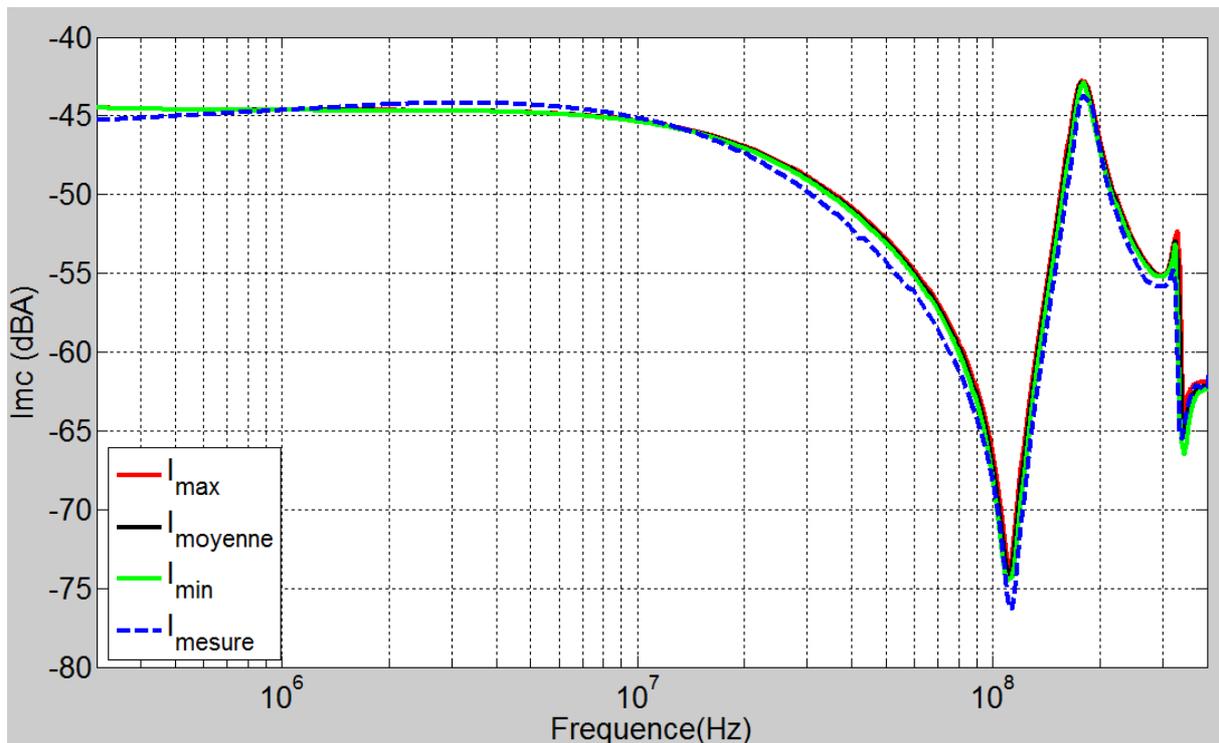


Figure V. 16 : Approche statistique appliquée aux paramètres géométriques d'une injection BCI sur quatre conducteurs. Comparaison mesure-modélisation

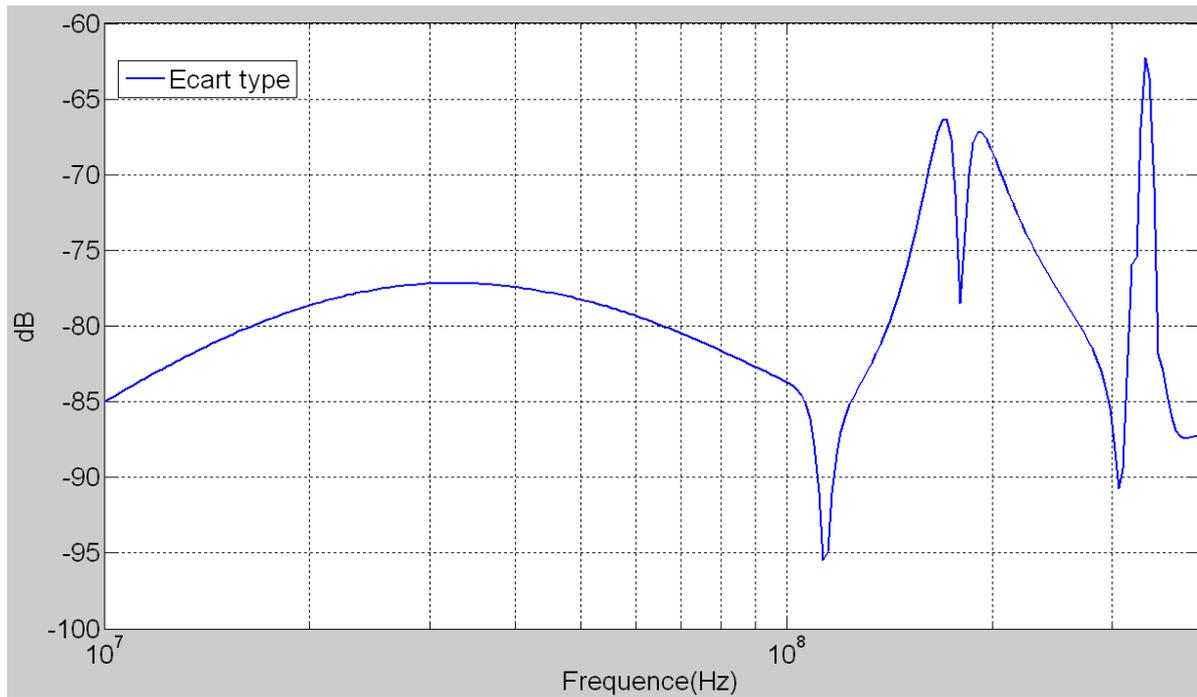


Figure V. 17 : Evaluation de l'écart type de l'approche statistique appliquée à l'injection BCI sur quatre conducteurs.

Pour des incertitudes de 1% sur la détermination des paramètres géométriques les variations de $Imc(f)$ sont aussi concentrées en HF. En BF, on comprend que $Imc(f)$ est influencé par les impédances terminales qui varient très peu pour apprécier un effet significatif.

Dans ce cas test issu de l'expérimentation, l'analyse est effectuée en réalisant des variations de longueur de l'ordre de 1%. On considère que les variations d'impédances autour des charges terminales (50 Ω et CC) jouent un rôle en basse fréquence (autour de 10 kHz). Nous rappelons que la fréquence de départ dans ce cas est de 300 kHz ; dès lors on peut négliger les variations de ce paramètre. On constate des différences au niveau des extrema entre l'analyse théorique (conducteurs connectés sur des reprises de potentiels) et la modélisation de l'expérimentation (conducteurs chargés sur 50 Ω) pour les raisons résumées dans le Tableau V.5:

Configuration	4 fils sur impédances de continuités électriques	4 fils sur 50 Ω
Tension (V)	1	Dépend de la fréquence
Matrice Z côté injection	CC	CC
Matrice Z côté charge	$Z_{ce} _{\min} \leq Z_{ce} \leq Z_{ce} _{\max}$	50 Ω
Longueur minimum de ligne	1,7 m	80 cm

Tableau V.5 : Caractéristiques des paramètres de la modélisation statistique sur deux configurations de charge et de longueur différentes. Cas de 4 conducteurs

$$\text{Avec } Z_{ce} = R_{ce} + jL_{ce}\omega$$

A présent, analysons l'influence de la taille de l'interface sur le cas théorique (conducteurs connectés sur des reprises de potentiels) en passant de 4 à 33 conducteurs avec un facteur d'incertitude de 10%.

V.10. Approche statistique sur un cas de 33 conducteurs

Nous supposons une incertitude de 10% sur les paramètres géométriques (en raison de la densité des conducteurs) pour le cas de 33 conducteurs de longueur 1,7 m. Il est alors possible d'évaluer sur la [Figure V.18](#) les paramètres suivants : maximum, minimum et écart type. Toutes les lignes du toron sont connectées à des impédances de continuité électrique définies précédemment.

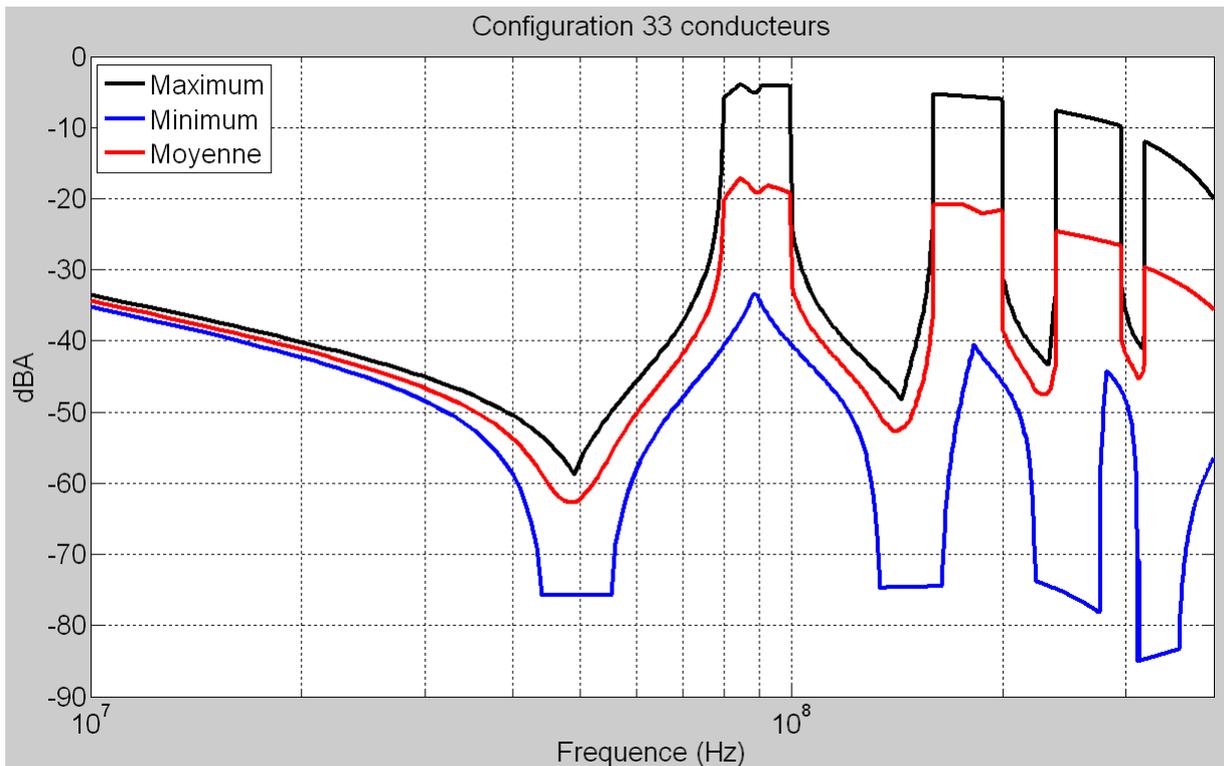


Figure V. 18: Distribution de $Imc(f)$ pour un toron de 33 conducteurs en considérant des impédances de continuités électriques à une extrémité et 50Ω à l'autre

On peut donner sur la [Figure V.19](#) l'écart type pour la configuration de 33 conducteurs et réaliser la comparaison avec le cas de 4 conducteurs [Figure V.20](#).

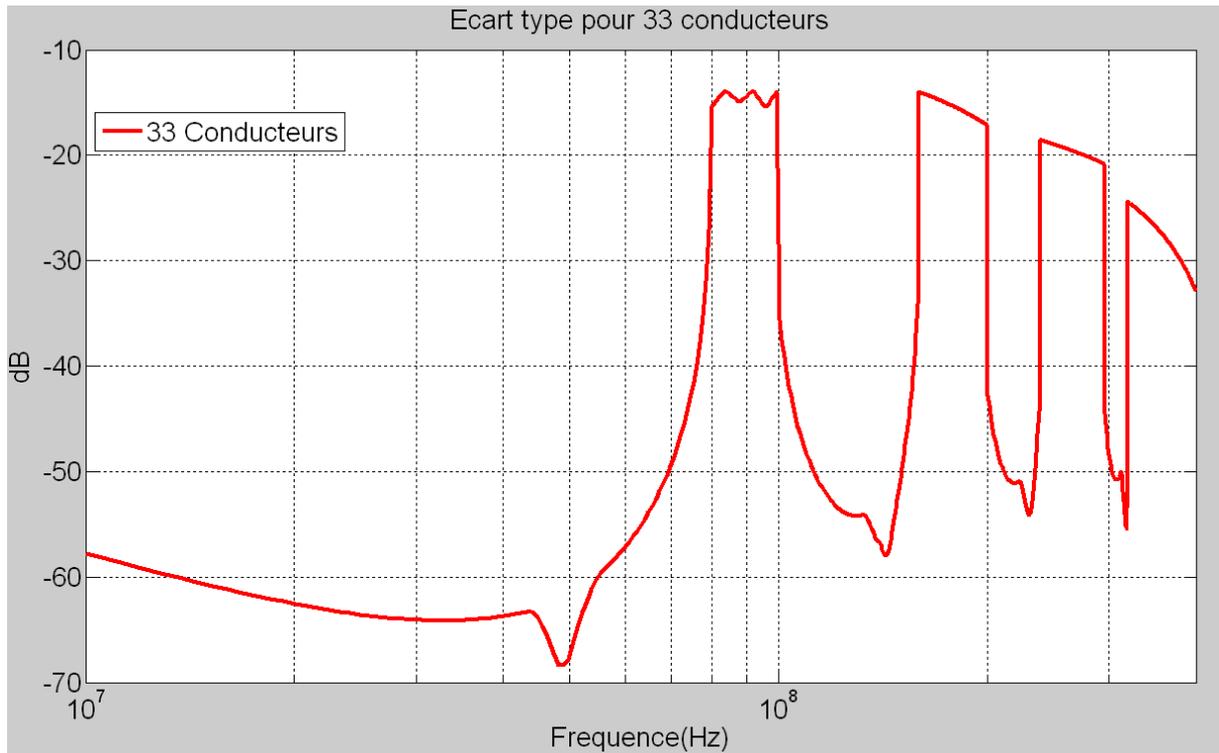


Figure V. 19: Ecart type de la distribution de $I_{mc}(f)$ pour 33 conducteurs avec des impédances de continuités électriques à une extrémité et 50Ω à l'autre

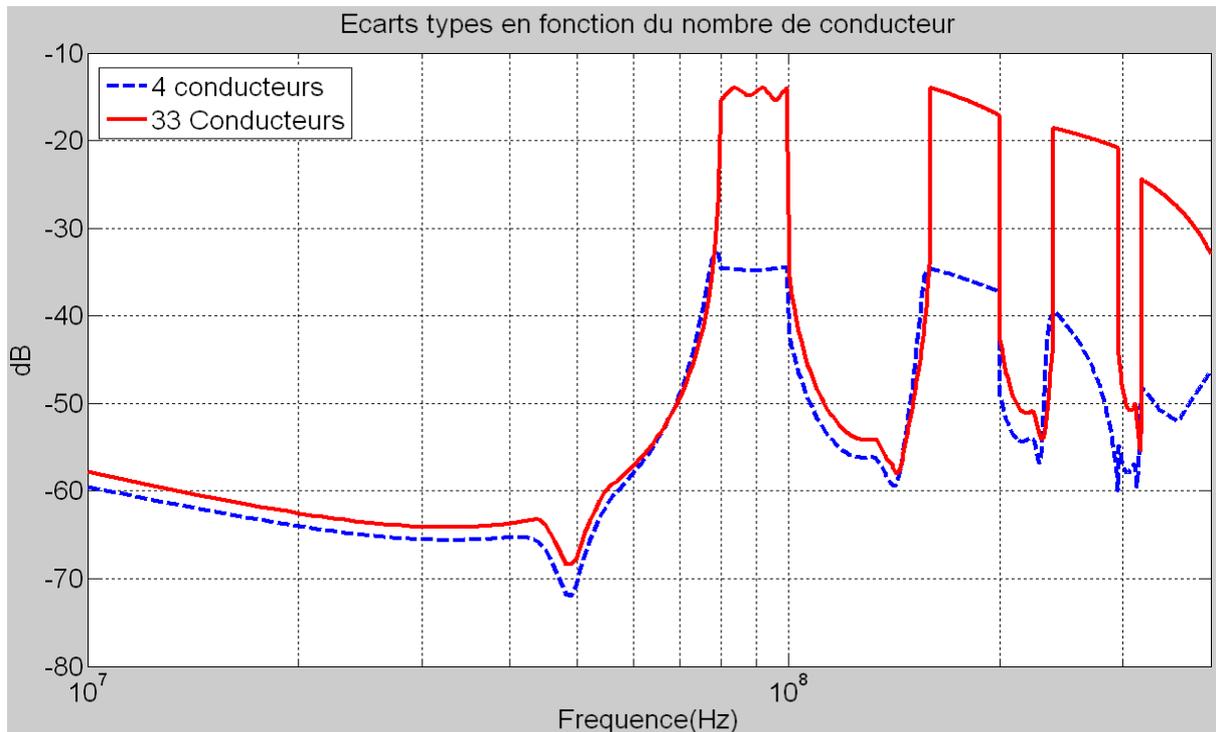


Figure V. 20: Comparaison des écarts types pour 4 et 33 conducteurs

En s'appuyant sur la [Figure V.20](#), on peut faire le constat général suivant : en BF, les variations de $I_{mc}(f)$ sont faibles car les résistances de continuité électrique ne varient pas de façon significative. On remarque que ces variations sont concentrées dans les deux cas

(théoriques) en haute fréquence principalement dues au fait que l'inductance L_{ce} de continuité électrique varie avec la fréquence et la variation de longueur entraîne un décalage des fréquences de résonances de la ligne.

L'écart type augmente ainsi de 20 dB en passant de 4 à 33 conducteurs aux fréquences où se situent les ventres de courant. Ceci traduit le fait que l'écart type sur un essai BCI augmente en fonction de la complexité des interfaces.

Nous donnons sur la [Figure V.21](#), les écart-types normalisés par rapport à la moyenne pour les configurations précédentes de 4 et 33 conducteurs.

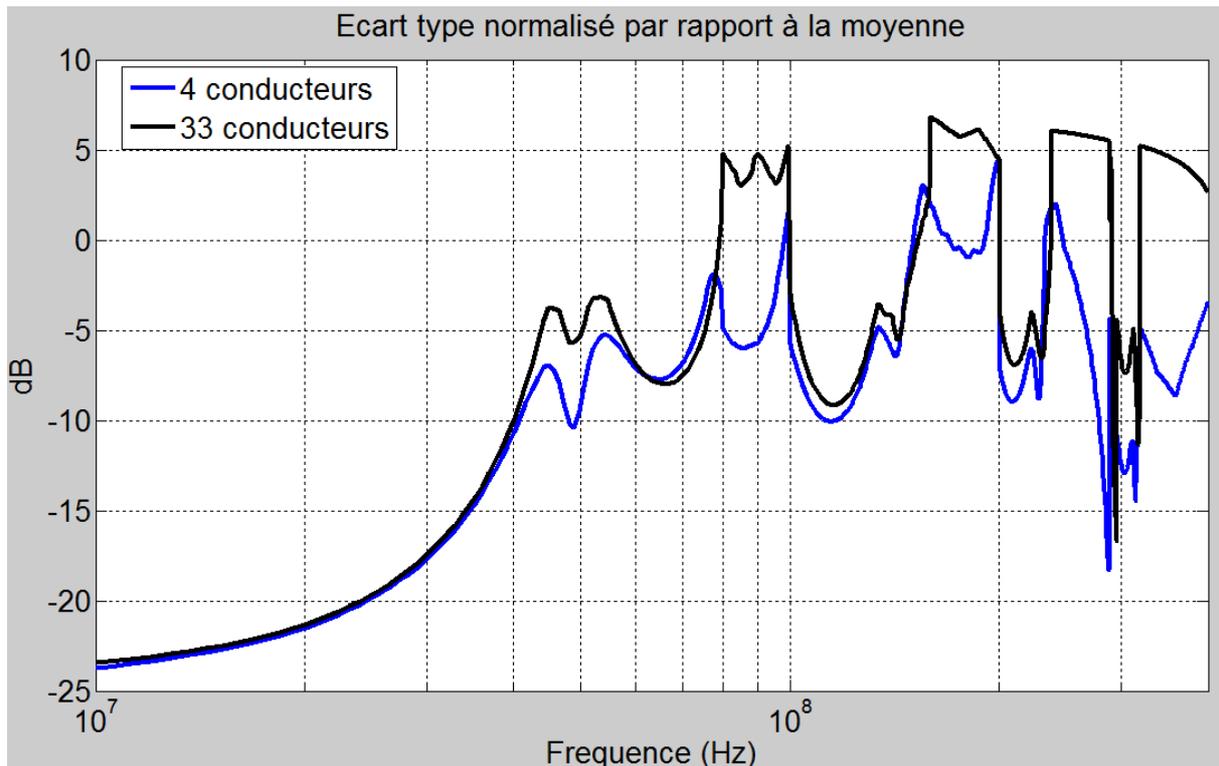


Figure V. 21: Ecart-types normalisés par rapport à la moyenne pour 4 et 33 conducteurs

Afin de mettre en évidence ces premières conclusions nous réalisons l'analyse statistique de l'expérimentation BCI réalisée sur l'EVR (33 conducteurs).

V.11. Analyse statistique de la modélisation BCI de la configuration réelle

L'injection BCI, réalisée sur l'équipement aéronautique EVR fait l'objet d'une modélisation statistique liée aux incertitudes sur les paramètres géométriques et électriques de la configuration sous test. Comme précédemment, nous focalisons notre attention sur les incertitudes des paramètres géométriques pour la configuration réelle. Le [Tableau V.6](#) rappelle les paramètres de l'expérimentation BCI sur lesquels s'appliquent les incertitudes.

Paramètres	Longueur l_{ec} de continuité électrique	Longueur des conducteurs blindés
Valeurs	[7-12] cm	[1,5-1,7] m
$[Z_1]$ (Ω)	EVR	
$[Z_2]$ (Ω)	ARINC404	

Tableau V.6 : Résumé des variations des paramètres de l'injection BCI sur la configuration réelle

La Figure V.22 synthétise la modélisation de l'injection BCI par comparaison avec la mesure en considérant des incertitudes de 10 % sur la détermination des paramètres géométriques. On rappelle que ces paramètres géométriques (en particulier la longueur de continuité électrique) induisent les variations de l'impédance de continuité électrique. Nous avons ainsi figuré le maximum, la moyenne et le minimum de la variation de $Imc(f)$ pour les variations infinitésimales des paramètres géométriques.

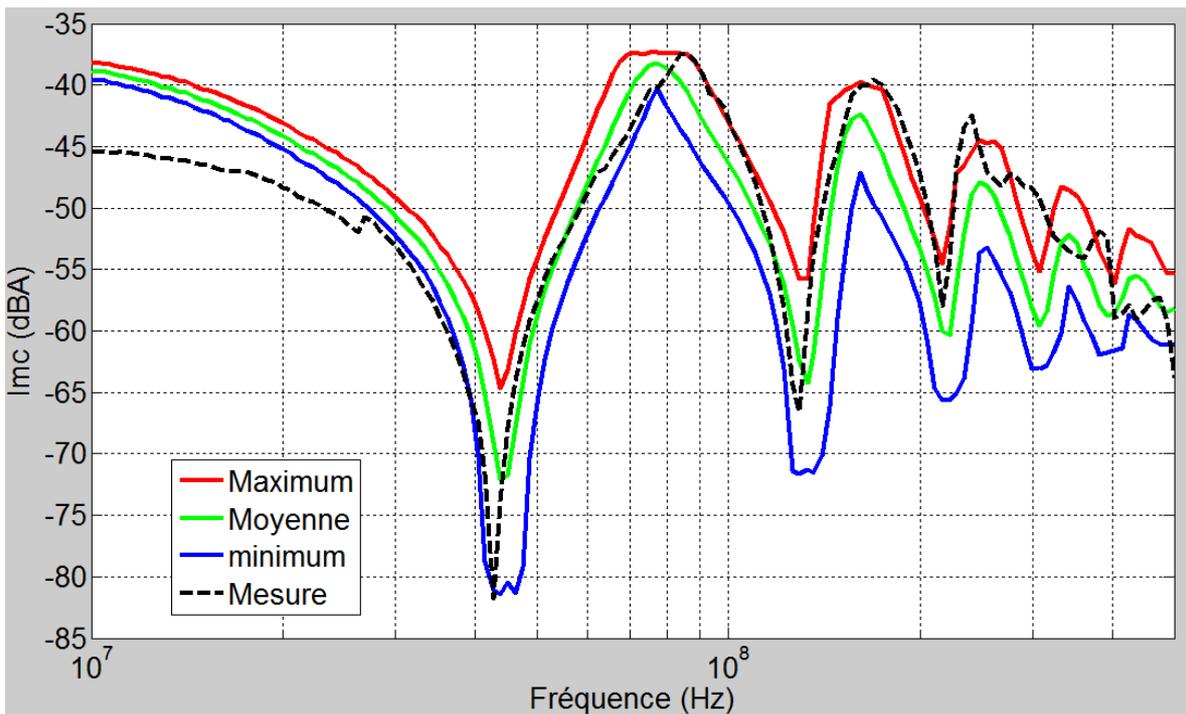


Figure V. 22 : Comparaison de $Imc(f)$ entre la mesure et l'approche statistique appliquée aux paramètres géométriques

L'analyse des graphes (Figure V.22) montre une réduction des écarts précédemment identifiés dans la bande haute. On constate que la mesure est encadrée par les extrema de la simulation sur une large bande de fréquence. En effet, la valeur moyenne de $Imc(f)$ pour des variations liées aux paramètres géométriques donne une bonne corrélation entre la modélisation et la

mesure. On comprend l'intérêt certain de la modélisation statistique particulièrement sur des configurations complexes.

Il est possible de représenter sur la [Figure V.23](#) l'écart type pour cette configuration expérimentale.

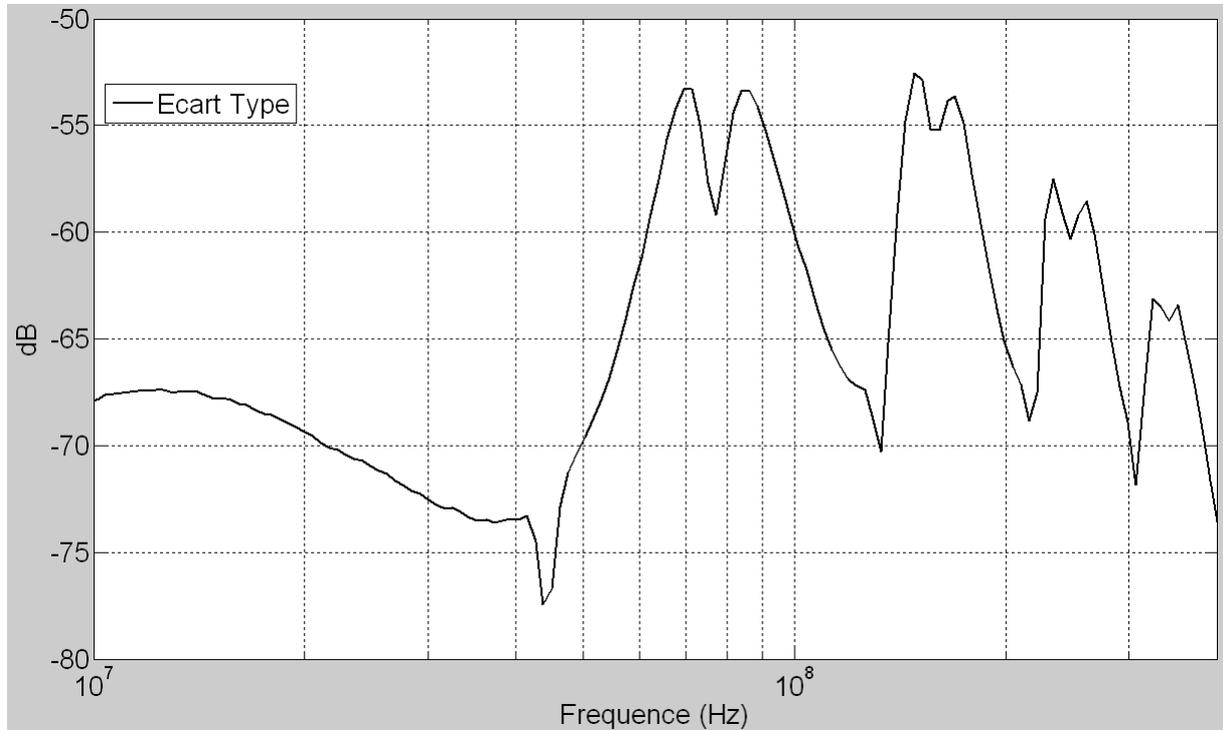


Figure V. 23: Ecart type de la distribution de $I_{mc}(f)$ sur l'expérimentation BCI mettant en œuvre l'équipement EVR

Ici encore, le constat est le même que précédemment ; les variations majeures de $I_{mc}(f)$ sont localisées en HF. Ainsi, quelle que soit la configuration de charge et de longueur, on remarque que l'écart type décrit la même allure. Ceci est valable aussi bien pour la modélisation (conducteurs chargés par des impédances de continuités électriques) que pour l'expérimentation BCI.

On note la validation par comparaison entre les mesures et les modélisations de l'approche statistique appliquée aux cas de quatre conducteurs et à l'équipement EVR. La configuration prenant en compte la variation des reprises de continuités électriques a pour objectif d'apprécier les écarts types en fonction du nombre de blindage.

Conclusion :

Nous avons présenté au cours de ce chapitre des méthodes d'analyses statistiques en mettant en lumière leurs avantages et leurs inconvénients de même que les lois statistiques courantes. La méthode des plans d'expériences s'avère être avantageuse pour réduire le nombre de simulations et quantifier les facteurs influents. Toutefois, comme nous l'avons montré, pour avoir une très bonne précision entre le modèle mathématique qui en découle et les points de l'expérimentation, il convient d'augmenter le nombre de facteur ; dans ce cas, on perd le bénéfice qu'apporte cette méthode.

Fort de ce constat, nous avons privilégié une modélisation statistique dans laquelle on détermine pour chaque variation des paramètres (géométriques et électriques), le courant de mode commun associé à la configuration sous test. La démarche d'analyse est claire : évaluer d'une part le maximum, le minimum, la moyenne et l'écart type de la distribution de $I_{mc}(f)$ en fonction du nombre de conducteurs. Pour ce faire, les résultats sur deux configurations de torons ont été exposés. Le premier résultat concerne 4 conducteurs et le second 33. On montre alors que le nombre de conducteurs et donc la complexité des interfaces influence fortement ces paramètres ; en se focalisant sur l'écart type, on remarque que les variations sont concentrées en haute fréquence et atteignent 20 dB en passant de 4 à 33 conducteurs. D'autre part, nous avons décrit la méthodologie permettant d'aboutir à un encadrement de $I_{mc}(f)$ dans le cas des injections réalisées sur les deux configurations de torons. Cette approche très intéressante permet à partir de la topologie de l'équipement, des incertitudes liées à la détermination des paramètres électriques et à ceux des câblages de prévoir à priori les extrémums des perturbations conduites véhiculés sur les liaisons.

Il était donc fondamental pour atteindre cet objectif d'analyser au cours de ce chapitre le comportement de $I_{mc}(f)$ en fonction des charges terminales. Il ressort de cette étude que les conducteurs chargés sur des basses impédances déterminent le comportement de $I_{mc}(f)$. Le courant de mode commun en BF, aux ventres, et aux nœuds est fortement influencé par la nature (résistive ou résonante) de la charge. En HF, $I_{mc}(f)$ est dicté en partie par les lignes et leurs résonances qui dépendent de la longueur et des conditions de charge.

Conclusion :

CONCLUSION GENERALE

La qualification des équipements aéronautiques fondée sur la norme DO-160 est une problématique industrielle importante car elle génère des coûts importants lorsque les équipements sous tests sont déclarés non conformes. Du point de vue de la CEM, il convient alors d'apporter des solutions à posteriori, qui dans certains cas, peuvent se traduire par la redéfinition complète de l'équipement.

Ce travail de thèse concentré sur la bande conduite [10 kHz – 400 MHz] apporte sa première contribution dans le cadre du projet européen HIRF-SE ; celle-ci se traduit par l'élaboration d'outils d'aide à la pré-qualification des équipements dans le cadre de leur intégration dans des avions. Afin d'élaborer ces outils, il était primordial de faire le bilan des principales menaces auxquelles sont soumis les avions et d'étudier la répartition de la contrainte induite. L'analyse de la norme aéronautique DO-160 réalisée dans le domaine conduit a permis de mettre au point une expérimentation simplifiée sur une configuration à quatre conducteurs puis sur un équipement aéronautique. Cet équipement l'EVR, et sa boîte de charge ont été entièrement caractérisés à travers la mesure de leurs impédances de mode commun. L'étude complexe des interfaces associées et de celle du calculateur aéronautique (CAC) nous a amené à spécifier et élaborer l'outil systématique de construction des matrices impédances : IMEA. Celui-ci a été validé et mis en application en interaction avec CRIPTE lors de la modélisation d'une injection BCI sur le CAC [GUE 11].

Au cours de ce travail de thèse nous avons élaboré un modèle permettant de représenter des impédances d'équipements présentant de multiples résonances. Ce modèle nous a permis de concevoir des impédances sur du PCB.

Afin de mettre au point un modèle lié à la boucle complète d'injection, nous avons analysé les méthodes permettant de déterminer les paramètres linéiques des conducteurs aussi bien pour des configurations canoniques que pour des torons. L'outil CRIPTE nous a permis de déterminer les matrices inductance et capacité d'un toron hétérogène de 33 conducteurs. Dans cette partie, nous avons explicité des méthodes de compactage des torons et élaboré un code de modélisation des perturbations conduites. La première validation de ce code a été réalisée par comparaison avec CRIPTE sur un cas de quatre conducteurs. Puis une seconde validation a été faite en comparant le modèle à la mesure. L'analyse par ordre de complexité croissante des injections BCI a donc démarré par la configuration de quatre conducteurs pour s'achever sur l'équipement aéronautique EVR. Dans les deux cas, notre observable, le courant de mode

CONCLUSION GENERALE

commun a été évalué. D'un point de vue déterministe dans lequel on considère que tous les paramètres électriques et géométriques sont identifiés sans incertitude, on montre que lorsque la configuration est complexe (cas de l'EVR), les limites de la modélisation pour l'approche globale comme pour le modèle compacté sont atteintes à environ 200 MHz.

S'agissant de la configuration de quatre conducteurs, une modélisation jusqu'à 400 MHz a été réalisée après avoir modélisé la pince d'injection FCC 101456.

Ces deux configurations et une mesure BCI réalisée à des temps différents sur l'équipement EVR mettent en évidence l'importance de prendre en compte un incertain sur les paramètres géométriques et électriques lié à la manipulation BCI. Celui-ci peut être défini en fonction de la densité du câblage et permet alors d'introduire la modélisation statistique des essais BCI dans laquelle on évalue le maximum, le minimum, la moyenne et l'écart type associés à la distribution de $I_{mc}(f)$.

La seconde contribution de ces travaux réside donc dans le fait qu'il soit possible à partir de la caractérisation de l'interface équipement (IMEA) d'évaluer à priori et à partir d'incertitudes cumulées des niveaux susceptibles de parvenir aux interfaces équipements. Ce point constitue l'analyse statistique des essais BCI et fait l'objet d'un des apports majeurs de cette thèse. Ainsi, on entrevoit là une aide précieuse dans le processus de qualification des équipements. Nous avons en outre mis en évidence l'augmentation de l'écart type en fonction de la complexité des interfaces des équipements.

Perspectives

Un premier apport à ce travail dans l'aide à la qualification des équipements serait de modéliser les niveaux normatifs d'injection définis dans la norme DO-160 à partir de la connaissance des caractéristiques des pinces d'injections (fonctions de transferts) utilisées et pour une puissance constante sur toute la bande.

En effet, cette tension à puissance constante peut alors être utilisée dans un code de modélisation des perturbations conduites et permettrait d'évaluer les niveaux normatifs attendus en fonction de la catégorie de l'équipement. Ainsi, ces niveaux issus des spécifications normatives permettraient de quantifier plus finement la tenue de l'équipement et ainsi réduire les coûts liés au surdimensionnement des protections.

De plus une analyse de la manipulation BCI à l'aide des plans d'expériences dans le but d'optimiser les paramètres liés à l'injection permettrait de déterminer la configuration pour laquelle $I_{mc}(f)$ est le plus faible. Cette étude serait un complément dans l'aide à la pré-

CONCLUSION GENERALE

qualification des équipements abordée au cours de ce sujet de thèse. Il est en outre envisageable d'évaluer les niveaux de perturbations sur un équipement en fonctionnement. On comprend dans cette partie que la prise en compte des éléments de protections est fondamentale. Pour ce faire, il serait utile d'aborder l'aspect temporel de la modélisation des essais BCI dans lequel les impédances de mode différentiel sont prises en compte.

CONCLUSION GENERALE

Annexe 1

Modélisation des impédances d'accès : cas de l'accès alimentation

Rappelons à l'aide de la [figure A1.1](#), l'allure du module et de la phase de l'impédance de l'accès alimentation.

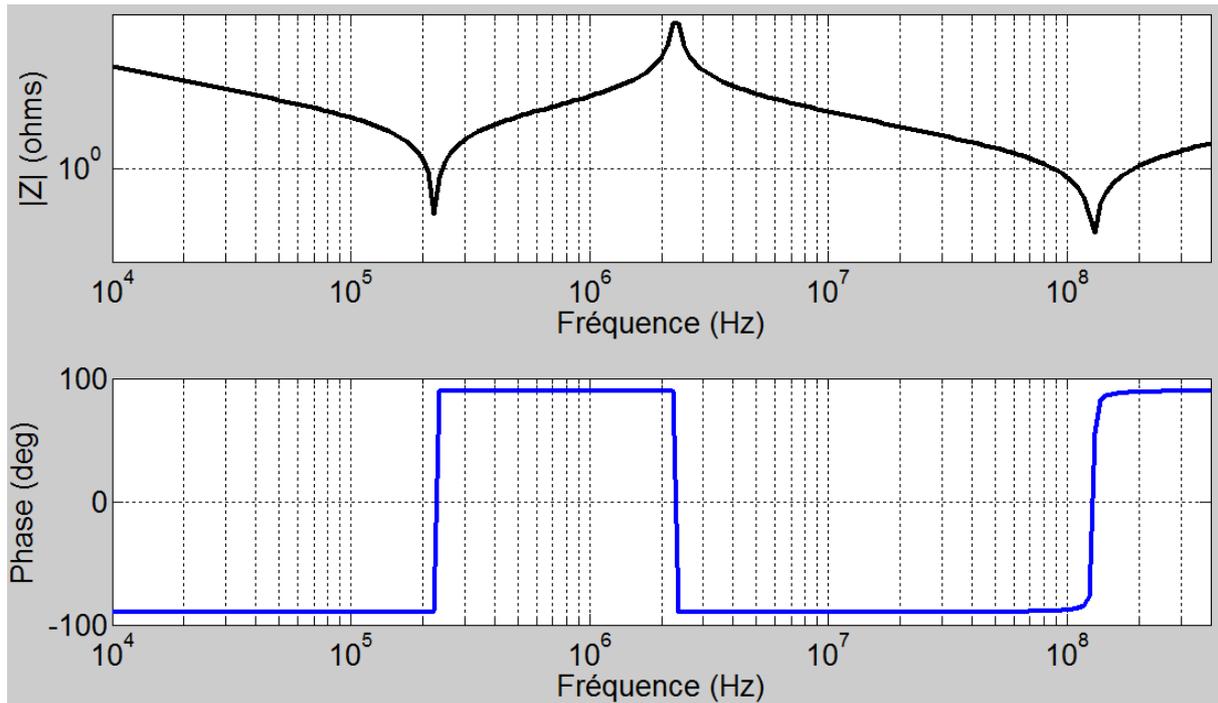


Figure A1.1 : Représentation de l'impédance de l'accès générique alimentation 28 V

Nous prenons la [Figure A1.2](#) comme point d'appui pour cette analyse. De l'[Equation A1.1](#), donnée ci-dessous (valable en basse fréquence), il est possible d'évaluer l'expression de la somme des capacités C_1 et C_3 . Dans le cas de l'accès Power, on a $f_0 = 10$ kHz et $Z_0 = 158 \Omega$.

$$C_1 + C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot Z_0} = 1.10^{-7} \text{ (Equation A1.1)}$$

Pour des questions de commodité, nous faisons figurer les unités des éléments passifs R-L-C au niveau du résultat final.

A la première fréquence de résonance série Fr_1 située à environ 230 kHz, l'impédance est déterminée via le couple L_1 , C_1 d'après :

$$L_1 \cdot C_1 = \frac{1}{(2\pi \cdot Fr_1)^2} = 4.8 \cdot 10^{-13} \text{ (Equation A1.2)}$$

Idem, pour la deuxième Fr_3 résonance série située à environ 120 MHz, l'impédance est dictée par le couple L_3, C_3 , on obtient :

$$L_3.C_3 = \frac{1}{(2\pi.Fr_3)^2} = 1.75.10^{-18} \text{ (Equation A1.3)}$$

Les couples L_1, C_3 et L_3, C_1 doivent satisfaire à l'Equation A1.4 afin de déterminer la fréquence de résonance parallèle $Fa2$ identifiée à environ 2.3 MHz. Il vient :

$$L_1.C_3 = \frac{1}{(2\pi.Fr_2)^2} = 4,8.10^{-15} \text{ ou encore } L_3.C_1 = \frac{1}{(2\pi.Fr_2)^2} = 4,8.10^{-15} \text{ (Equation A1.4)}$$

On dispose donc de 4 équations à 4 inconnues (L_1, L_3, C_1, C_3). La résolution de ce système nous donne : $C_3 \approx 0,99nF$ $C_1 \approx 99nF$ $L_3 \approx 1,76nH$ $L_1 \approx 4,8\mu H$

R	R1 = 100 mΩ	R3 = 100 mΩ
C	C1 = 99 nF	C3 = 0,99 nF
L	L1 = 4,8 uH	L3 = 1,76 nH

Tableau A1.1 : Valeurs des composants passifs pour la modélisation de l'impédance de l'accès alimentation

Les valeurs des composants R1 et R3 servent à limiter les amplitudes du module de l'impédance aux résonances. La figure A1.2 présente le schéma circuit réalisé sous Pspice.

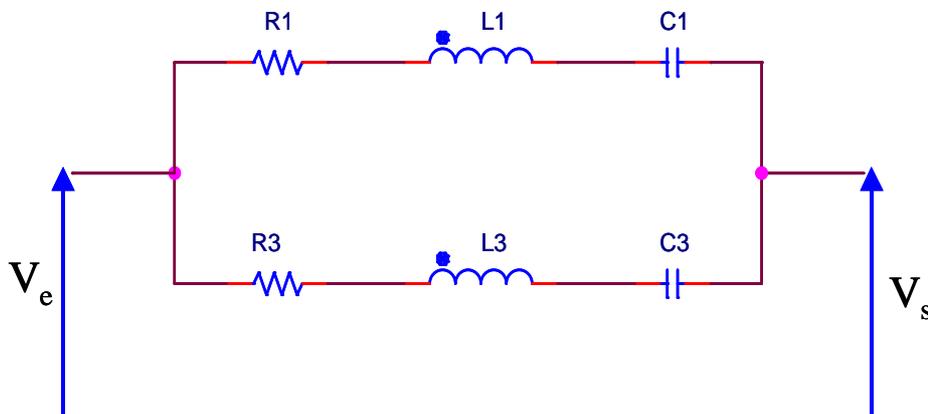


Figure A1.2 : Schéma Pspice de la simulation d'une impédance d'accès alimentation 28V

Nous présentons alors sur la Figure A1.3, la comparaison entre l'impédance de référence (impédance à modéliser) et le résultat obtenu par la simulation.

Annexe 1

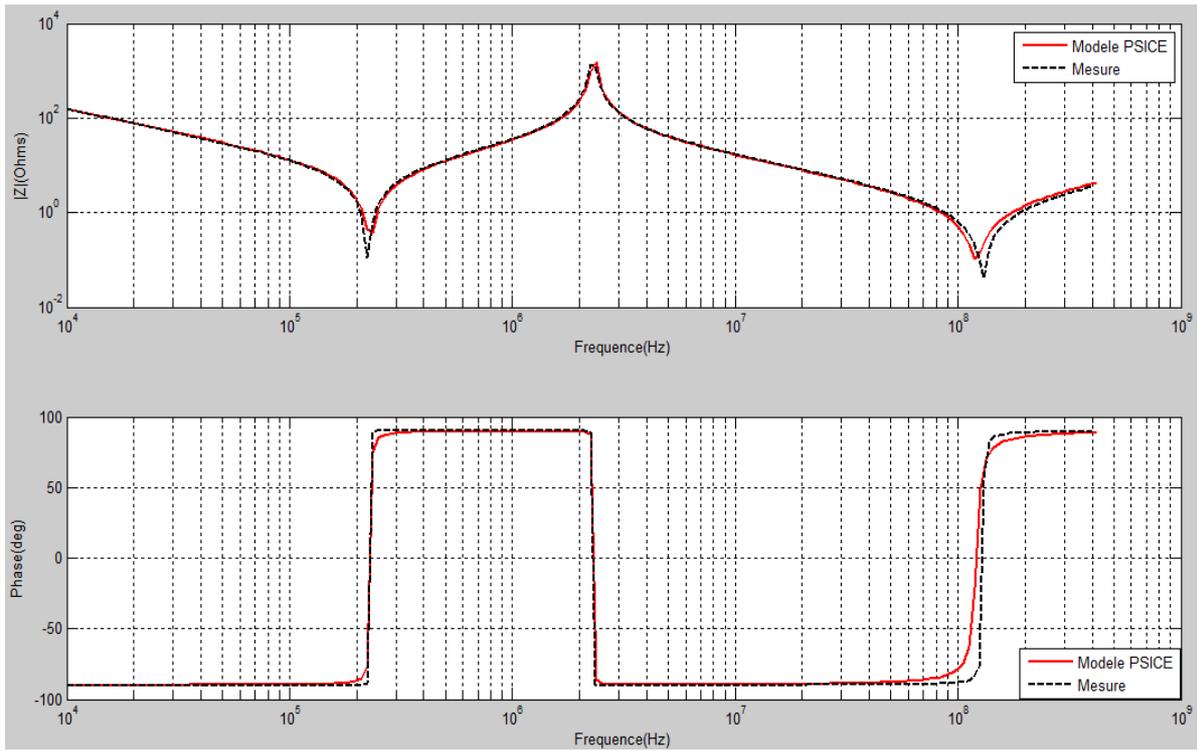


Figure A1.3 : Comparaison entre la simulation d'une impédance générique de type alimentation 28V et la courbe de référence

Annexe 1

Annexe 2

Prise en compte de la hauteur variable dans la modélisation des perturbations conduites

Supposons une ligne de transmission disposée au-dessus d'un plan de masse. Considérons que la hauteur soit discrétisée. On peut remarquer qu'il est possible de considérer plusieurs tronçons situés à la même hauteur ; et donc que le conducteur n'est pas exactement situé à une hauteur constante. Une analogie peut être faite en associant cette configuration à celle d'un toron disposé au-dessus d'un plan de masse et pour lequel il existe une incertitude sur la position exacte liée à la détermination de la hauteur le long de son parcours. Dans notre exemple, prenons 3 tronçons et disposons un générateur de tension V_s et d'impédance interne Z_s à l'extrémité droite ($x=0$). La seconde extrémité ($x=L$) étant connectée à une charge Z_L . La Figure 1 représente schématiquement la configuration décrite.

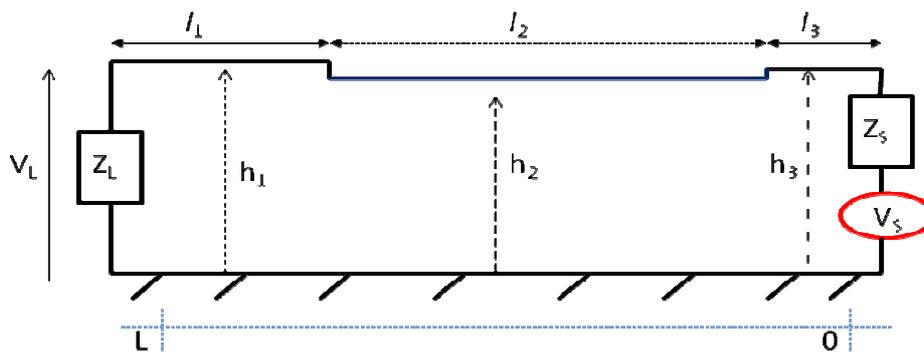


Figure A2.1 : Représentation d'un conducteur dont la hauteur varie par rapport au plan de masse sur trois tronçons

Il est possible d'analyser chaque tronçon de ligne à l'aide de la représentation par les matrices chaînes Φ . Les matrices chaînes ont la propriété d'être cascadiées, on exprime alors la matrice globale sous la forme du produit des matrices chaînes élémentaires d'après la représentation donnée sur la Figure A2.1. Dans cet exemple, on considère que chaque tronçon de la ligne est sans perte et que seul le mode TEM se propage.

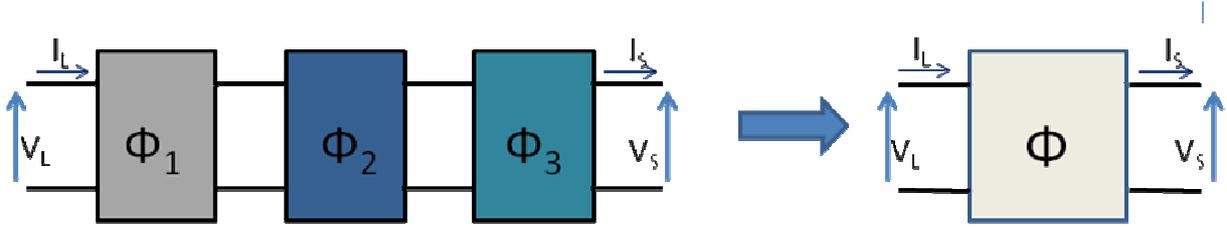


Figure 1 : Matrice chaîne associées aux tronçons de ligne en fonction de la hauteur

La relation qui lie la tension et le courant entre les entrées et les sorties du dipôle équivalent est alors donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_L \\ I_L \end{bmatrix} = [\Phi] \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \text{ avec } [\Phi] = \exp\left(\begin{bmatrix} 0 & -Z_1 \\ -Y_1 & 0 \end{bmatrix} l_1 + \begin{bmatrix} 0 & -Z_2 \\ -Y_2 & 0 \end{bmatrix} l_2 + \begin{bmatrix} 0 & -Z_3 \\ -Y_3 & 0 \end{bmatrix} l_3\right)$$

(Equation 1)

on peut expliciter la matrice chaîne Φ à travers : $\begin{bmatrix} V_L \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix}$ (Equation 2)

il vient : $V_L = \Phi_{11} \cdot V_0 + \Phi_{12} \cdot I_0$ et $I_L = \Phi_{21} \cdot V_0 + \Phi_{22} \cdot I_0$ (Equation 3)

On rappelle que les matrices élémentaires Φ_1 ; Φ_2 et Φ_3 s'expriment en fonction des longueurs l_i de chaque tronçon par

$$[\Phi_i] = \exp\left(\begin{bmatrix} 0 & -Z_i \\ -Y_i & 0 \end{bmatrix} l_i\right) \text{ avec } Z_i = jL_i \omega \text{ et } Y_i = jC_i \omega \text{ (Equation 4).}$$

On exprime alors les paramètres linéiques L_i & C_i de chaque tronçon de ligne qui dépendent des hauteurs élémentaires h_1 , h_2 et h_3 d'après :

$$L_i = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_i}{r}\right) \text{ et } C_i = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{L_i} \text{ (Equation 5)}$$

Pour $i=1, 2, 3$, on considère que le tronçon élémentaire est uniforme, homogène et de rayon r est constant. Introduisons à ce stade les conditions aux limites exprimées par :

$$V_0 = V_S - Z_S \cdot I_0 \text{ (condition 1) et } V_L = Z_L \cdot I_L \text{ (condition 2)}$$

En utilisant la condition 1, il vient :

$$V_L = \Phi_{11} V_S + (\Phi_{12} - \Phi_{11} Z_S) \cdot I_0 \text{ et } I_L = \Phi_{21} V_S + (\Phi_{22} - \Phi_{21} Z_S) \cdot I_0 \text{ (Equation 6)}$$

Après introduction de la condition 2, on obtient :

$$Z_L (\Phi_{21} V_S + (\Phi_{22} - \Phi_{21} Z_S) \cdot I_0) = \Phi_{11} V_S + (\Phi_{12} - \Phi_{11} Z_S) \cdot I_0 \text{ (Equation 7)}$$

Annexe 2

Il est possible de regrouper les termes pour avoir :

$$I_0(\Phi_{12} - \Phi_{11}Z_S - Z_L\Phi_{22} + Z_LZ_S\Phi_{21}) = V_S(Z_L\Phi_{21} - \Phi_{11}) \quad (\text{Equation 8})$$

$$I_0 = [V_S(Z_L\Phi_{21} - \Phi_{11})][(\Phi_{12} - \Phi_{11}Z_S - Z_L\Phi_{22} + Z_LZ_S\Phi_{21})]^{-1} \quad (\text{Equation 9})$$

En remplaçant Equation 9 dans Equation 6, on obtient :

$$I_L = [(\Phi_{21}V_S + (\Phi_{22} - \Phi_{21}Z_S))(V_S(Z_L\Phi_{21} - \Phi_{11}))][(\Phi_{12} - \Phi_{11}Z_S - Z_L\Phi_{22} + Z_LZ_S\Phi_{21})]^{-1}$$

Annexe 2

Annexe 3

Comparaison des impédances de mode commun et de mode différentiel: cas de la liaison haut débit Quadrax

La Figure A3.1 rappelle la vue de coupe d'une liaison haut débit Quadrax.

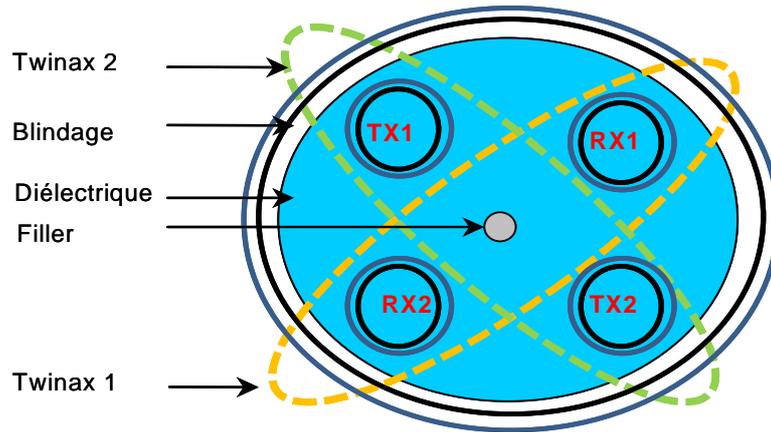


Figure A3.1: Représentation d'un conducteur Quadrax

Pour laquelle il est possible de donner un exemple de la mesure (Figure A3.2) d'une impédance de mode commun associée au conducteur Quadrax, en particulier pour les Twinax TX₁ et TX₂.

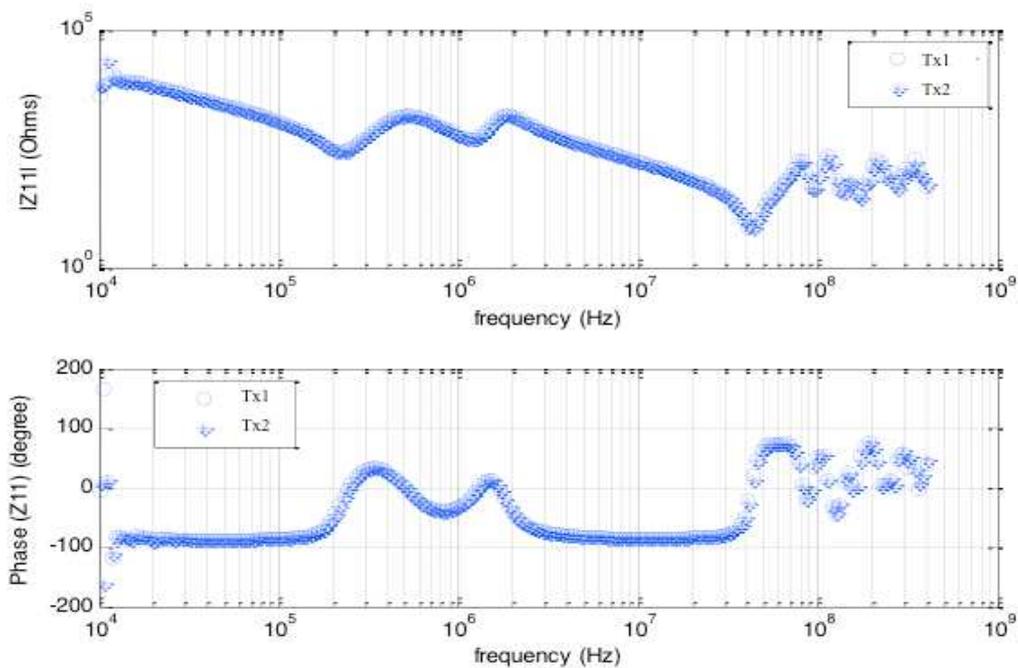


Figure 2: Mesure de l'impédance de mode commun d'un Twinax appartenant au Quadrax

Annexe 3

On peut apprécier de fortes valeurs de cette impédance qui présente un comportement capacitif en basse fréquence. Puis, après la résonance série identifiée autour de 40 MHz, on constate que la valeur de cette impédance oscille autour d'une valeur moyenne de 200 Ω . Il est alors possible à l'aide du Tableau A3.1 dans lequel nous avons synthétisé quelques valeurs de l'impédance de mode commun et de mode différentiel correspondants à ce conducteur de remarquer que les impédances de mode différentiel sont négligeables.

Configuration	Fréquence (Hz)	Mesure $Z_{11}(f)$ RX1 (Ω)	Mesure $Z_{11}(f)$ RX2 (Ω)	Mesure Z différentiel (Ω)
Quadrax	10^5	$1,3 \cdot 10^3 \pm \epsilon$	$1,3 \cdot 10^3 \pm \epsilon$	$0,030 \pm \epsilon$
	10^6	$240 \pm \epsilon$	$220 \pm \epsilon$	$0,031 \pm \epsilon$
	10^7	$123 \pm \epsilon$	$121 \pm \epsilon$	$0,2 \pm \epsilon$
	$2 \cdot 10^7$	$61 \pm \epsilon$	$62 \pm \epsilon$	$0,4 \pm \epsilon$

Tableau A3.1: Comparaison des valeurs des impédances de mode commun et de mode différentiel sur le Quadrax

Annexe 4

Comparaison entre les pertes résistives et les pertes par rayonnement

L'évaluation des pertes par rayonnement est issue des travaux de NITSCH & TKACHENKO [NIT 04]. Nous comparons ici les valeurs de la résistance de rayonnement à la résistance large bande en choisissant à chaque fois le pire cas.

La résistance de rayonnement avec l'approximation des fils minces est donnée par :

$$R_{ray} = \frac{\eta_0 2\pi}{4\lambda} \sin \theta \left(1 - J_0 \left(\frac{4\pi h}{\lambda} \sin \theta \right) \right)$$

Dans laquelle J_0 représente la fonction de Bessel de première espèce.

On rappelle donc l'expression de la résistance linéique large bande :

$$R = \frac{1}{\sigma \pi r^2} + \frac{1}{2r} \sqrt{\frac{f \mu_0}{\pi \sigma}}$$

En considérant donc le pire cas : un rayon de 1mm et un angle $\theta = \frac{\pi}{2}$, on peut donner sur la Figure A4.1, l'allure respective de chaque résistance.

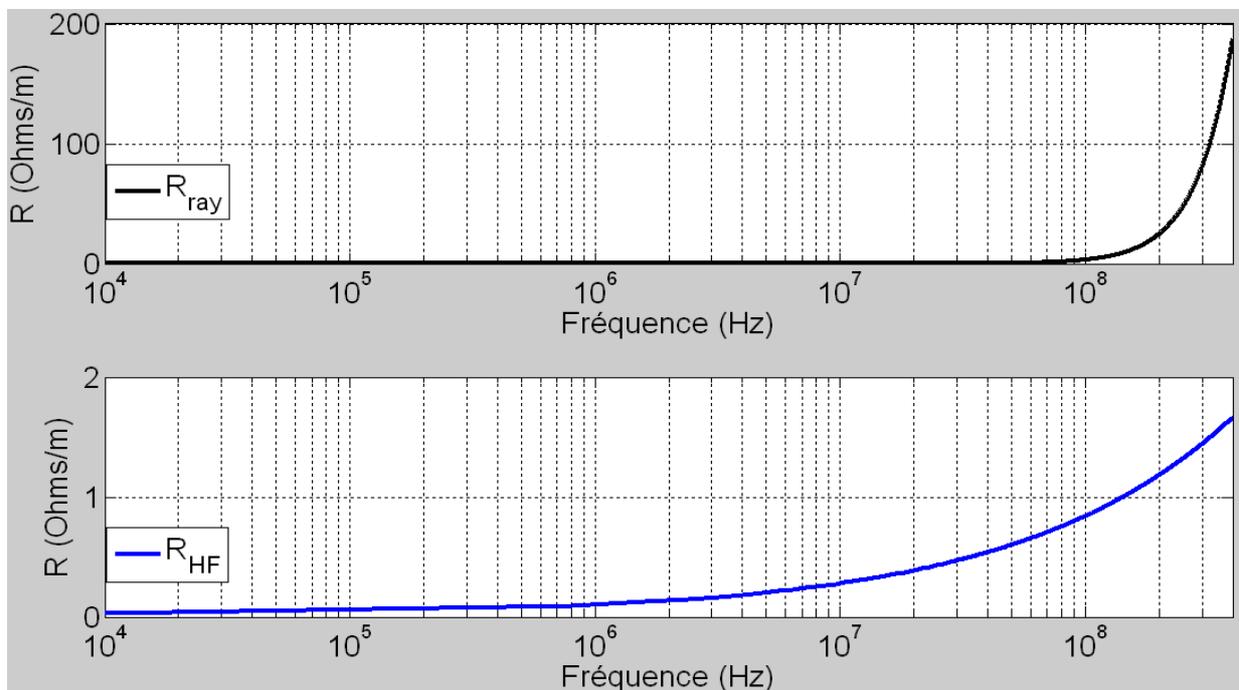


Figure A4. 1 : modélisation de la résistance de rayonnement et de la résistance ohmique large bande

Annexe 4

Références bibliographiques

[ADC 07] : Advisory Circular. The certification of aircraft electrical electronic systems for operation in the high intensity radiated field, Appendix 1, AC No: 20-158, 7/30/07

[AFD 05] : Condor Engineering. AFDX protocol tutorial, 2005

[AME 11] : C. GIRAUDON. Amelet-HDF Documentation-release 1.5.2, 2011

[AND 06] : G. ANDRIEU. Elaboration et Application d'une Méthode de Faisceau Equivalent pour l'Etude des Couplages Electromagnétiques sur Réseaux de Câblages Automobiles. Thèse de doctorat de 3ième cycle de l'Université de Lille, 2006

[ANT 04] : G.ANTONINI, A.CICCOMANCICI, & al. Experimental validation of circuit models for bulk current injection (BCI) test on shielded coaxial cables, IEEE 2004

[APF 02] : Fiche conseil N°2 de l'APF (association Protection Foudre) : l'ABC du parafoudre. 2002

[ARC 04] : ARINC Mark 33 digital information transfer system (DITS) part 1, part 2, part 3 functional description, electrical, interface, label assignments and word formats, - File Data Transfer Techniques. 2004

[ARC 74] : ARINC Specification 404A Air Transport Equipment Cases and Racking ; ARINC Report 600-19 Air Transport Avionics Equipment Interfaces, 1974

[BOU 98] : J-C BOUDENOT, G. LABAUNE. La compatibilité électromagnétique et nucléaire. Ellipses, 1998

[BRO 12] : F. BROYDE, E. CLAVELIER. Tutorial on echo and crosstalk in printed circuit boards and multi-chips modules, 2012

[BON 09] : P. BONNET, F.DIOUF, F.PALADIAN. Numerical simulation of a reverberation chamber with a stochastic collocation method. Comptes rendus Physique, Volume 10, N°1, pages 54-64, Janvier 2009

[CAM 47] : R. CAMERON, W. Martin. The orthogonal development of nonlinear functionals in series of Fourier-Hermite functionals, Ann. of Math No. 2, Vol. 48, pp. 385-392, 1947

[CHA 06] : A. CHAROY. CEM parasites et perturbations des électroniques. Tome1 : sources, couplages, effets. DUNOD, 2006

[CLA 92] : R. Paul CLAYTON. Introduction to Electromagnetic Compatibility. John Wiley & Sons, Inc, 1992

[CLA 96] : R. Paul CLAYTON. Decoupling the multiconductor transmission lines equations. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.44, No.8, p 1429-1440, 1996

Références bibliographiques

- [COM 00] : C. COMBARET. Comportement thermique des composants de protection contre les effets indirects de la foudre. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'Institut National des Sciences Appliquées, 2000
- [CRI 10] : J.P PARMANTIER, S. BERTUOL, I. JUNQUA. CRIPTÉ user's Guide version 5.1, 2010
- [DEG 07] : P. DEGAUQUE, A. ZEDDAM. Compatibilité électromagnétique 1 : des concepts de base aux applications, Lavoisier 2007
- [DEG 90] : P. DEGAUQUE et J. HAMELIN. Compatibilité électromagnétique, bruits et perturbations radioélectriques. DUNOD, 1990
- [DEM 11] : B. DEMOULIN, L. KONE. Shielded cable transfer impedance measurements high frequency range 100 MHz-1 GHz. IEEE Electromagn. Compat. Soc. Newslett., vol. 228, 42-50, 2011
- [EUR 01] : EUROCAE. Guide to certification of aircraft in high intensity radiated field (HIRF) environment, 2001
- [EUR 04] : EUROCAE. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment. RTCA DO-160E USA. 2004
- [EUR 97] : EUROCAE. Aircraft lightning environment and related test waveforms standard-report of Eurocae WG-31, 1997
- [FAU 06] : J. FAUCHER. Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'Université de Toulouse, 2006
- [FOO 08] : J.FOO, X. WAN, G.E. KARNIADAKIS. The multi-element probabilistic collocation method : Error analysis and applications, J. Comput. Phys. 227, 2008
- [FRI 94] : D. A. FRICKEY. Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances. IEEE transactions on microwave theory and techniques. Vol 42, N°2, February 1994
- [GER 10] : S. LAIK Maîtrise foudre, champs forts et CEM des équipements et systèmes aéronautiques : L'environnement électromagnétique de l'avion, 2010
- [GOU 05] : N. GOUEDARD. Susceptibilité des composants aux agressions électromagnétiques. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'Université Pierre et Marie Curie, 2005
- [GOU 06] : J. GOUPY, L. CREIGHTON. Introduction aux plans d'expériences, Dunod, 2006
- [GRA 05] : F. GRASSI, S.A. PIGNARI, F. MARLIANI. Improved lumped-pi circuit model for bulk current injection probes, IEEE 2005

Références bibliographiques

[GUE 01] : A. GUENA. Association de méthodes pour la modélisation des conducteurs imprimés multicouches en électronique de puissance. Thèse de doctorat de 3^{ème} cycle de l'Ecole Normale Supérieure Cachan, 2001

[GUE 11] : A.GUENA, K.DIOMANDE, J-L BRAUT, J-P PARMANTIER, M.RIDEL, B.CHATELLIER. Modeling of Avionic Equipment at Low Frequency, IEEE EMC York 2011

[GUS 99] : B. GUSTAVSEN, A. SEMLYEN. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. IEEE transactions on Power Delivery, Vol.14, No.3, July 1999

[HIR 09]: J-P. PARMANTIER, I. MAIO, I. JUNQUA & al. Specification of numerical test-cases for WP3, 2009

[IME 10] : A. GUENA, K. DIOMANDE, J-L.BRAUT. WP3 – TN16 - THC – IMEA Description, 2010

[JIJ 03] : J. ANTONY. Design of Experiments for Engineers and Scientists. Elsevier Science & Technology Books, 2003

[KOP 93] : C. KOPP. A doctrine for the use of EM pulse weapons. ALCMs Given Non Lethal Role. Aviation Week & Space Technology, February, 22, Fulghum, 1993

[LAI 10] : S. LAIK. Maîtrise foudre, champs forts et CEM des équipements et systèmes aéronautiques-l' environnement électromagnétique de l'avion. Toulouse 2010

[LAM 07] : C. GUIFFAUT. Guide de l'utilisateur sur le simulateur LAMLIM. version 1.0. Septembre 2007

[MAR 01] : F. MARTY. Caractérisation expérimentale et probabiliste du couplage d'une onde EM Hyperfréquence à des circuits. Thèse de doctorat de 3^{ème} cycle de l'Université Paris IV, 2001

[MAR 92] : M. MARDIGUIAN. Manuel pratique de compatibilité électromagnétique prédictions et solutions aux perturbations électromagnétiques. Prâna recherche & développement, 1992

[MOR 07] : Y. MORI. Compatibilité électromagnétique, une introduction volume III. Lavoisier, 2007

[NEC 08] : N. ERTEKIN. e-bomb : the key element of the contemporary military technical revolution. Thesis, Naval postgraduate school, monterey, California, 2008

[NIT 04] : J.B. NITSCH, Sergey V. TKACHENKO. Complex-Valued Transmission-Line Parameters and Their Relation to the Radiation Resistance. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 45, N°. 4, August 2004

[NOB 08] : F.NOBILE, R. TEMPONE, C.G. WEBSTER. A sparse grid stochastic collocation method for partial differential equations with random input data. SIAM J. Numer. Anal 46, 2008

Références bibliographiques

- [ORL 03] : A. ORLANDI. Circuit model for bulk current injection test on shielded coaxial cables. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol 45, N°4, November 2003
- [PAR 10] : J-P PARMENTIER. EM coupling on cable networks. Toulouse 2010
- [PER 10] : E. PERRIN. Modélisation des effets indirects de la foudre sur avion composite. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'Université de Limoges, 2010
- [PIG] : S.A. PIGNARI, F.GRASSI, F. MARLIANI, F.G. CANAVERO. Experimental characterization of injection probes for bulk current injection
- [POM 05] : D. POMMERENKE, R. CHUNDRU, S. CHANDRA. A new test setup and method for calibration of current clamps. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol 47, N°2, May 2005
- [PRO 99] : C. PROISY. Apport des données radar à synthèse d'ouverture pour l'étude de la dynamique des écosystèmes forestiers. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'Université de TOULOUSE III, 1999
- [PTC 10] : N. DOORGAH, N. GAZEL. Model validation – Hispano Suiza- PTCM, 2010
- [RIA 92] : M. RENARD, P. RIAUBLANC. Modélisation Physique des éclateurs à gaz. Colloque CEM Ecully, 1992
- [ROB 07] : S. ROBLOT. Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'Université de Limoges, 2007
- [SAL 12] : SALOME 6.6.0 Minor release announcement, December 2012
- [SCH 34] : S.A. SCHELKUNOFF.. The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shield. Bell system, Tech 1934
- [SPA 04] : S. GIORDANO and S.A. PIGNARI. A bulk current injection test conforming to statistical properties of radiation-induced effects. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol 46, N°3, August 2004
- [STE 99] : E. STEENPUT. A Spice circuit can be synthesised with a specified set of S-parameters, 1999
- [STEV 04] : I.S. STIEVANO, P. MANFREDI, F. GRASSI. Stochastic Analysis of Multiconductor Cables and Interconnects. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, Vol. 45, N°. 4, August 2004
- [TAR 08] : H. TARHINI. Etude de la susceptibilité des cartes des circuits imprimés face aux agressions électromagnétiques de fortes puissances. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'Université de Limoges, 2008

Références bibliographiques

[TES 07] : F.M. TESCHE. Development and Use of the BLT Equation in the Time Domain as Applied to a Coaxial Cable. IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 49, NO.1, February 2007

[TES 97] : F.M. TESCHE, M.V.IANOZ, T.KARLSSON. EMC analysis methods and computational models. Wiley-interscience, 1997

[THA 00] : Modules de protections filaires. Thales Communications & Security (Domaine Durcissement, Instrumentation et Sûreté des systèmes), Janvier 2000

[UTE 04] : Schneider Electric. Protection des installations électriques basse tension contre les surtensions d'origine atmosphérique-choix et installation des parafoudres basse tension, 2004

[USG 12] : K. DIOMANDE, Arnaud GUENA. WP4 User's Guide, THC's sub modules IMEA & CATG & PTCM (HS), 2012 (internal HIRF-SE Document)

[WALL 00] : W. M. EILEEN. High Power Microwaves Strategic and Operational Implications for Warfare. Occasional Paper No. 11. Center for Strategy and Technology Air War College, February 2000

[WEE 06] : Y. WEENS. Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance. Thèse de doctorat de 3^{ième} cycle de l'université des sciences et technologies Lille, 2006

Résumé :

La qualification des équipements aéronautiques est une étape industrielle indispensable du fait de l'augmentation des sources de perturbation électromagnétique, des puissances mises en œuvre mais aussi en raison du nombre et de la complexité croissante des équipements embarqués. Les recherches menées au titre de cette thèse de doctorat s'intéressent à l'élaboration d'outils orientés métiers d'aide à la pré-qualification des équipements. Pour ce faire, nous avons élaboré plusieurs outils qui, utilisés avec des codes basés sur la méthode Ligne de Transmission Multiconductrice (MTL), permettent l'évaluation des niveaux de contraintes conduites dans la bande [10 kHz - 400 MHz] dans un scénario d'injection BCI fondée sur la norme aéronautique DO160. Ainsi, l'outil principal IMEA est utilisé pour caractériser les interfaces des équipements sous test à travers la génération automatique des matrices impédances associées. Les travaux réalisés mettent aussi en évidence l'importance de la prise en compte des incertitudes liées à la quantification des paramètres géométriques et électriques de l'expérimentation BCI. Ainsi, nous montrons que cet incertain est étroitement lié à la complexité des interfaces et influence fortement la modélisation. Nous mettons en évidence les limites fréquentielles de la modélisation déterministe en fonction de cette complexité des interfaces. Dès lors, il devient judicieux d'appréhender la modélisation sous un aspect statistique dans le cas des configurations réelles. Nous évaluons alors les écarts types en fonction de la complexité des interfaces des équipements sous test.

Mots clés : MTL ; DO160 ; BCI ; IMEA ; Qualification ; Impédances ; Equipements

Abstract :

Aeronautical equipments qualification is an important industrial step because of the increasing disturbance source number, power levels and due to the high level of on-board equipments complexity. The researches made in this PHD focused on the elaboration of tools allowing, using the Multiconductor Transmission Lines (MTL) method, the evaluation of conducted constraints level in the frequency bandwidth [10 kHz - 400 MHz]. The aim is to help first step of equipments qualification. So the main developed tool IMEA is used to characterize the equipments under test and the load box interfaces by automatically generating their linked impedance matrices. These works highlight the fact that it is important to take into account uncertainties on electrical and geometrical normative BCI test setup parameters characterization. We demonstrate that this characterization error is closely connected to interfaces complexity and have to be integrated in the modelling processes. The deterministic frequency modelling limitations are shown due to the size of interface under test. So, we introduce statistical modelling which is suitable for real equipment test case. This method is applied on a simple interface and real one identified to Enhanced VHF Radioaltimeter. We then compute the standard deviations according to the equipment interfaces complexity.

Keywords : MTL ; DO160 ; BCI ; IMEA ; Qualification ; Impedances ; Equipments