

N° d'ordre : 3746

THESE

Présentée à

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

Pour obtenir le titre de :

DOCTEUR

Spécialité : Electronique – Micro-ondes, Microtechnologies

Par :

Stéphane EGOT-LEMAIRE

Ingénieur HEI

**Intégration des équipements électroniques dans la modélisation
de l'architecture électrique des véhicules automobiles
Application à la prédiction de Compatibilité Electromagnétique
dans les phases amont de la conception**

Date de soutenance : le 1^{er} décembre 2005

Commission d'examen :

M. M. THOLOMIER	Président du jury, Rapporteur	Université de Marseille III
M. A. REINEIX	Rapporteur	Université de Limoges
Mme S. BARANOWSKI	Directrice de thèse	Université de Lille I
M. B. DEMOULIN	Codirecteur de thèse	Université de Lille I
M. M. KLINGLER	Examineur	PSA Peugeot Citroën
M. P. MATOSSIAN	Invité	Renault
M. F. DE DARAN	Invité	Valeo VECS
M. C. MAROT	Invité	Siemens VDO Automotive

« Celui qui prend un risque perd pied un moment, mais celui qui n'en prend pas perd sa vie »

Søren KIERKEGAARD

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé dans le cadre d'un contrat CIFRE qui a réuni le groupe PSA Peugeot Citroën et le groupe TELICE (Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique) rattaché au Laboratoire IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie) et situé sur la Cité Scientifique de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

Tout d'abord, je tiens à remercier Messieurs Ariel LECCA et Marco KLINGLER pour m'avoir proposé cette thèse et m'avoir fait confiance en m'accueillant au sein du service CEM véhicule de PSA Peugeot Citroën à Vélizy. J'associe à ces remerciements Monsieur le Professeur Pierre DEGAUQUE, Directeur du laboratoire TELICE pour m'avoir également accueilli dans ses locaux.

Chez PSA Peugeot Citroën, mes travaux ont été encadrés au quotidien par Monsieur Marco KLINGLER. Qu'il trouve dans ces lignes le témoignage de ma plus profonde reconnaissance et de mes remerciements les plus sincères pour son management très professionnel, pour sa pédagogie éclairée, ses nombreux conseils pertinents, son soutien permanent et le temps qu'il m'a consacré. Ses compétences, son suivi exemplaire et son souci constant de garder le cap ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail. Je le remercie également pour sa bienveillance, ses encouragements, pour toute la rigueur et toutes les idées qu'il m'a transmises inlassablement tout au long de la thèse, ce qui a contribué fortement à me faire progresser dans ma façon d'aborder et de présenter les problèmes. Grâce à sa vision des problématiques industrielles et scientifiques et sa passion pour son métier, il a su mobiliser les énergies pour que ce projet aboutisse favorablement dans les délais prévus.

J'exprime également ma plus profonde gratitude envers Madame Sylvie BARANOWSKI et Monsieur le Professeur Bernard DEMOULIN qui ont assuré la tâche de co-direction universitaire de ma thèse. Qu'ils se trouvent ici remerciés de leur suivi attentif et critique de mon travail, de leurs conseils avisés, de leur patience, de leur disponibilité et de tous les encouragements qu'ils m'ont prodigués tout au long des séjours que j'ai effectués au TELICE. J'ai apprécié leur implication et la confiance qu'ils m'ont accordée, et le fait d'avoir pu partager leur culture scientifique et leur expérience.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur le Professeur Michel THOLOMIER, de l'Université de Marseille III, qui m'a fait l'honneur d'assurer la tâche de rapporteur et celle de président du jury.

Que Monsieur Alain REINEIX, Directeur de Recherches au CNRS à l'IRCOM, ayant accepté de juger ce travail en tant que rapporteur, reçoive ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

Que Messieurs Péniamin MATOSSIAN, François DE DARAN et Christian MAROT soient également ici remerciés d'avoir accepté de prendre part au jury de thèse en qualité d'invités.

J'exprime aussi toute ma gratitude à Monsieur Lamine KONE, Ingénieur de Recherche au TELICE pour avoir mis à ma disposition le matériel nécessaire aux campagnes d'expérimentation, pour sa disponibilité, son enseignement précieux des pratiques expérimentales et pour les discussions techniques enrichissantes que nous avons eues.

Je tiens à remercier sincèrement le Laboratoire LEOST de l'INRETS à Villeneuve d'Ascq, et particulièrement Messieurs Jean RIOULT et Jean-Pierre GHYS qui nous ont plusieurs fois prêté du matériel lors de mes expérimentations au TELICE.

Que Messieurs Frédéric LAFON et François DE DARAN de VALEO, ainsi que Messieurs Christian MAROT et Pierre PETIT pour SIEMENS VDO Automotive, soient assurés de tous mes remerciements pour nous avoir fait confiance et avoir étroitement collaboré avec nous dans ce travail. J'y associe également Monsieur Olivier MAURICE, qui après son départ de VALEO pour EADS, a continué à s'intéresser à mon sujet et m'a fait partager sa culture scientifique.

Je n'oublie pas toutes les personnes de PSA qui m'ont apporté leur aide à différents moments de ce travail, en particulier Monsieur Alexis MARTY ainsi que son équipe, Monsieur Gaël CLAUDE, Monsieur Dominique GRUOSSO, Mademoiselle Julie WALLART, Monsieur Laurent FORTUNE, mais aussi les membres du service IVE pour leur sympathie et leurs réponses à mes questions.

Je remercie notamment l'équipe CEM dirigée par Monsieur Ariel LECCA, ainsi que les prestataires et stagiaires, qui, par leur sympathie, ont contribué au bon déroulement de ce travail et en particulier Monsieur Salah BEN HASSINE pour son soutien et son support technique logiciel sur station UNIX.

De même, je remercie tous les membres du laboratoire TELICE pour leur convivialité, leur disponibilité et pour l'aide qu'ils m'ont apportée lors de mes séjours « expérimentaux » au TELICE.

Par ailleurs, je tiens à remercier les membres de ma famille et les amis qui m'ont soutenu pendant cette thèse, principalement ma mère, pour son soutien sans faille depuis toujours, pour la compréhension dont elle a fait preuve et pour ses encouragements continuels pendant mes études et les moments difficiles de cette thèse.

Merci à vous tous qui avez participé à cette expérience professionnelle, scientifique, technique, formatrice, enrichissante, humaine.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	11
CHAPITRE I : CONTEXTE INDUSTRIEL ET SCIENTIFIQUE DE L'ETUDE	15
I.1. LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DANS LE DOMAINE AUTOMOBILE	15
I.1.1. Généralités sur l'électricité et l'électronique dans l'automobile.....	15
I.1.2. Contraintes de la validation CEM dans le domaine automobile.....	19
I.2. LES ENJEUX CEM DE LA CONCEPTION DES PROJETS VEHICULES ET LES APPORTS ATTENDUS DE LA SIMULATION NUMERIQUE	23
I.2.1 Les enjeux du développement des projets véhicules.....	23
I.2.2. La simulation numérique en CEM dans le domaine automobile.....	24
I.3. MODELISATION DE LA CONFIGURATION AUTOMOBILE ETUDIEE	27
I.3.1. Configuration typique de l'architecture à modéliser.....	27
I.3.2. Modélisation des faisceaux de câbles	29
I.3.3. Besoin de modèles CEM d'équipements	30
I.3.4. Charges présentes aux interfaces d'entrée / sortie des équipements électroniques automobiles	31
I.4. ETAT DE L'ART SUR LA MODELISATION CEM D'EQUIPEMENTS	33
I.4.1. Caractérisation d'équipements par la mesure	33
I.4.2. Autres méthodes de modélisation CEM d'équipements	35
I.5. PROBLEMATIQUE, OBJECTIFS ET APPROCHE RETENUE	36
CHAPITRE II : CARACTERISATION DE L'INTERACTION DE L'EQUIPEMENT PAR RAPPORT A LA MASSE CAISSE.....	41
INTRODUCTION.....	41
II.1. APPROCHE DU PROBLEME	42
II.1.1. Particularité de la configuration à l'étude	42
II.1.2. Représentation choisie.....	44
II.2. PROBLEMATIQUE DE LA CARACTERISATION EXPERIMENTALE DES IMPEDANCES D'INTERACTION AVEC LA MASSE CAISSE.....	45
II.3. BANC DE MESURE ET DIFFICULTES DE CARACTERISATION.....	47
II.3.1. Présentation du banc de mesure.....	47
II.3.2. Difficultés de caractérisation.....	48
II.4. DEVELOPPEMENT D'UNE METHODE MIXTE DE CARACTERISATION	51
II.4.1. Principe général	52
II.4.2. Exemple de mise en œuvre de la méthode mixte	55
II.5. APPLICATION DE LA METHODE MIXTE SUR DES CAS CANONIQUES.....	57
II.5.1. Mesures sur des composants discrets	57
II.5.2. Limitations de la méthode mixte	60
II.6. CAS CANONIQUE DE CIRCUIT IMPRIME COMPRENANT UN PLAN DE MASSE PLEIN	62
II.6.1. Impédance vue entre l'accès du plan de masse du circuit imprimé et la référence générale de potentiel.....	63
II.6.2. Impédances vues en entrée d'un circuit imprimé muni de plusieurs accès.....	70
II.7. CIRCUITS IMPRIMES D'EQUIPEMENTS COMPORTANT UN PLAN DE MASSE PARTIEL.....	76
II.7.1. Mesure d'équipements comportant une masse partielle.....	76
II.7.2. Simulations 3D de masses partielles.....	79
II.8. CONCLUSIONS.....	81

CHAPITRE III : ETUDE DE LA MODELISATION DISSOCIEE DES EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES AUTOMOBILES.....	85
III.1. INTRODUCTION	85
III.2. APPROCHE THEORIQUE 2D : ANALOGIE AVEC LA MODELISATION DES CABLES BLINDES	87
III.2.1. Paramètres de transfert décrivant les câbles blindés	89
III.2.2. Rapprochement entre formalisme dissocié et formalisme global	90
III.2.3. Evaluation sur des modèles simples en 2D.....	92
III.3. FACTEURS INFLUANT SUR LA VALIDITE DU MODELE ASSEMBLE D'EQUIPEMENT	94
III.3.1. Recensement des principaux facteurs.....	95
III.3.2. Approche envisagée.....	98
III.4. EVALUATION DE LA MODELISATION DISSOCIEE PAR DES PLANS D'EXPERIENCES MENES SUR DES CONFIGURATIONS CANONIQUES.....	99
III.4.1. Etude générale basée sur des données expérimentales	99
III.4.2. Etude spécifique de l'influence des charges sur le circuit imprimé et à l'autre extrémité du faisceau	104
III.5. EFFET D'UN PLAN DE MASSE PARTIEL SUR LA VALIDITE DU MODELE ASSEMBLE.....	108
III.6. METHODES POSSIBLES DE CONSTRUCTION D'UN MODELE LOCAL D'EQUIPEMENT.....	110
III.6.1. Construction d'un modèle local à partir de mesures en entrée de carte	111
III.6.2. Construction d'un modèle local sous forme de schématique.....	116
III.7. CONCLUSIONS.....	118
CHAPITRE IV : EFFET DE LA VARIABILITE DES FAISCEAUX DE CABLES SUR LA PRECISION REQUISE SUR LES MODELES D'EQUIPEMENT	121
IV.1. INTRODUCTION : OBJET DE L'ETUDE	121
IV.2. CONFIGURATION DE MESURE.....	123
IV.2.1. Echantillon de faisceaux.....	123
IV.2.2. Circuits imprimés utilisés	124
IV.2.3. Banc de mesure.....	126
IV.2.4. Protocole de mesure	129
IV.3. RESULTATS DE MESURE.....	130
IV.3.1. Effet d'un changement de faisceau et d'un changement de circuit imprimé.....	130
IV.3.2. Résultats des relevés sur l'ensemble des faisceaux de l'échantillon	131
IV.4. RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE	135
IV.4.1. Simulation de la configuration expérimentale.....	135
IV.4.2. Simulation du cas d'une ligne de transmission bifilaire uniforme.....	145
IV.5. APPROCHE ANALYTIQUE.....	148
IV.6. CONCLUSIONS	151
CHAPITRE V : ETUDE D'UN CAS TEST REALISTE DE SOUS-SYSTEME ELECTRONIQUE AUTOMOBILE.....	155
V.1. INTRODUCTION : OBJET DU CAS TEST	155
V.2. CONFIGURATION EXPERIMENTALE.....	156
V.2.1. Principe du banc de mesure	156
V.2.2. Configuration des circuits imprimés utilisés.....	157
V.2.3. Banc de mesure, protocole et traitement des données	160
V.3. MODELISATION DES CONFIGURATIONS A L'ETUDE.....	164
V.3.1. Modélisation des équipements	165
V.3.2. Modélisation des faisceaux	172
V.3.3. Modélisation de la sonde de tension	173
V.3.4. Modélisation de la configuration	176
V.3.5. Imperfection des modèles.....	177
V.4. RESULTATS - CONFRONTATION DES MESURES ET DES SIMULATIONS	179
V.4.1. Généralités sur les résultats.....	179
V.4.2. Etude sur faisceaux uniforme et entrelacés : intérêt de l'analyse statistique des résultats	181
V.4.3. Approche adoptée pour la comparaison simulation / mesure.....	184
V.4.4. Configuration A : cartes à plan de masse plein.....	185
V.4.5. Configuration B : masse partielle / masse pleine.....	186
V.5. DEGRE DE PRECISION DES MODELES D'EQUIPEMENT.....	189

V.6. CONCLUSIONS.....	191
CONCLUSION GENERALE	195
ANNEXES	197
BIBLIOGRAPHIE.....	231

Introduction générale

L'automobile moderne ne peut plus se passer d'électronique embarquée à son bord, que ce soit pour assurer des fonctions de sécurité, de confort ou d'aide à la conduite. Les systèmes électroniques sont appelés à prendre une place toujours plus importante dans les véhicules à l'avenir. L'architecture électrique et électronique d'un véhicule est un ensemble complexe composé des équipements ainsi que des faisceaux de câbles qui les interconnectent. La cohabitation de ces systèmes au sein du véhicule et l'existence d'environnements électromagnétiques divers susceptibles de les perturber posent de façon croissante la question de leur Compatibilité Electromagnétique (CEM).

Pour garantir la tenue en CEM des véhicules en vue de leur homologation, un certain nombre d'essais de validation est nécessaire, à la fois pour chaque équipement et pour le système complet. Afin d'optimiser le processus de conception et les coûts associés, la CEM doit être prise en compte au plus tôt, dans la phase amont de développement des véhicules. Dans cette optique, la simulation numérique en CEM constitue une démarche en plein essor chez les constructeurs automobiles. Mais elle ne présente un véritable intérêt que si elle permet des prédictions dans les délais imposés par le planning de développement des véhicules, à savoir, avant les prises de décision qui jalonnent un projet. En particulier, la simulation prend tout son sens avant que l'architecture électrique et électronique n'ait atteint le stade de prototype.

Une modélisation CEM de l'architecture électrique d'un véhicule implique la réalisation de modèles à la fois de la structure du véhicule, des faisceaux de câbles, et des équipements qui constituent des charges d'extrémités pour ces faisceaux. Des études antérieures ont déjà contribué à l'élaboration de modèles de faisceaux automobiles, en prenant en compte le caractère aléatoire de leur entrelacement. Pour simuler un sous-système électronique, il convient alors de leur adjoindre des modèles d'équipements. Cette thèse se focalise en particulier sur les équipements électroniques, qui comportent une carte de circuit imprimé.

L'objectif de ce travail consiste à élaborer et à évaluer une méthodologie d'intégration des équipements électroniques dans la modélisation CEM de l'architecture électrique véhicule. L'évaluation est à faire en termes d'incertitudes liées au processus de simulation. Cette problématique est examinée en tenant compte du rôle d'intégrateur joué par le constructeur automobile, qui n'est pas maître de la technologie interne des équipements. Dans notre étude,

nous nous concentrons sur les perturbations conduites par le faisceau : les effets CEM internes à l'équipement ne seront donc pas considérés.

Le Chapitre I présente les contraintes et les enjeux industriels de la CEM dans le monde automobile, en mettant en avant la pertinence et le besoin grandissant en simulation numérique. Il explique aussi la particularité de la configuration des équipements électroniques montés dans les véhicules, ce qui revêt une grande importance pour le modèle CEM à déterminer : ils ne sont généralement pas mis directement à la masse caisse (châssis ou carrosserie du véhicule), mais par le biais d'un fil de masse vers un point de masse plus ou moins distant de l'équipement.

Le Chapitre II a pour but de caractériser l'interaction que cette configuration particulière introduit entre l'équipement et son environnement métallique dans le véhicule. Cette préoccupation nous a conduits à développer une méthode expérimentale de caractérisation de charges appliquée aux équipements automobiles. Cette méthode permet de traiter les cas des cartes possédant un plan de masse plein et un plan de masse partiel.

Etant donné la prépondérance de l'interaction entre le plan de masse de la carte et la masse caisse sur les interactions liées aux autres broches de l'équipement, le Chapitre III examine la possibilité de pouvoir modéliser un équipement dans son environnement véhicule en deux parties : d'une part par une impédance entre la masse de l'équipement et la masse carrosserie, ce qui correspond aux prérogatives de l'intégrateur, et d'autre part par des charges entre les autres broches et la masse de l'équipement, ce qui est naturellement du ressort de l'équipementier. Les différents facteurs influant sur ce type de modèle sont examinés. Cette démarche de modélisation nous a amenés à considérer les diverses façons dont l'équipementier pouvait construire un modèle, avec les différents degrés de précision dépendant du stade de développement.

Les équipements ne sont pas les seuls éléments à intervenir dans le résultat de simulation, il y a aussi les faisceaux, qui possèdent un caractère aléatoire, tant dans leur entrelacement que dans leur longueur et leur cheminement dans le véhicule. Le Chapitre IV a pour objet d'évaluer la précision requise sur le modèle de charges, compte tenu de la variabilité statistique du faisceau. En particulier, nous cherchons à savoir si elle a une influence suffisante pour occulter la modélisation des pistes présentes sur le circuit imprimé de l'équipement.

Le Chapitre V a pour objectif de mettre en application ce qui précède sur un cas industriel. Nous avons évalué la démarche de modélisation en deux parties sur un sous-système électronique automobile réaliste réalisé en collaboration avec deux équipementiers. Ce sous-système a mis en jeu deux équipements électroniques reliés par un faisceau perturbé par diaphonie. Des analyses statistiques ont été produites à partir des résultats de mesure et de simulation sur un échantillon représentatif de faisceaux afin d'évaluer la pertinence des modèles.

Chapitre I :

Contexte industriel et scientifique de l'étude

I.1. La compatibilité électromagnétique dans le domaine automobile

I.1.1. Généralités sur l'électricité et l'électronique dans l'automobile

Ces dernières années, les équipements électriques et électroniques ont pris une place de plus en plus importante dans les véhicules automobiles, et cette tendance a de fortes chances de s'accroître dans les années à venir. En 2002, ils représentaient déjà 25 % du coût de production d'un véhicule, et ils devraient atteindre 40% en 2015. Ces équipements réalisent un nombre croissant de fonctions, comme par exemple des fonctions :

- de sécurité (anti-blocage des roues, contrôle dynamique de stabilité, coussins gonflables ou airbags, contrôle de la pression des pneus...),
- de confort (autoradio, navigation par satellite, climatisation, commandes électriques des vitres, des sièges, aide au stationnement,...)
- d'aide à la conduite (direction assistée, régulation de vitesse,...)

Les équipements, qui regroupent notamment capteurs, actionneurs et calculateurs, sont d'une très grande diversité. Ils se présentent généralement sous la forme de boîtiers qui incorporent un ou plusieurs connecteurs pouvant compter chacun de deux à quelques dizaines de broches.

Les fonctions électroniques sont assurées par les calculateurs, qui partagent et échangent des informations à l'aide des réseaux multiplexés tels que les réseaux VAN¹, CAN², LIN³. Ces calculateurs acquièrent en plus les informations des différents paramètres physiques utiles recueillis par une multitude de capteurs. Un calculateur destiné à l'automobile est logé dans un boîtier en plastique ou métallique selon les cas. La Figure I-1 en montre trois exemples relativement significatifs. L'un d'entre eux, le BSI⁴, boîtier principal de l'habitacle du véhicule, comporte pas moins de huit connecteurs comportant chacun de nombreuses broches.

¹ VAN : Vehicle Area Network

² CAN : Controller Area Network

³ LIN : Local Interconnect Network

⁴ BSI : Boîtier de Servitude Intelligent



**Figure I-1 : Exemples de calculateurs pour applications automobiles
(de gauche à droite : airbag ; contrôle moteur ; BSI)**

De tels équipements renferment un circuit imprimé (voir Figure I-2) qui peut être de différents types (double couche ou multicouche) selon la complexité de l'équipement. De même, la surface correspondant à la masse électronique du circuit imprimé diffère selon les cas. Lorsque cette surface recouvre la totalité du circuit imprimé, il s'agit d'un plan de masse plein ou complet, sinon d'un plan de masse partiel, ou encore d'une masse sous forme de grille. Les circuits imprimés comportent une majorité de composants de technologie CMS⁵.



Figure I-2 : Vue ouverte de l'intérieur d'un calculateur d'airbag

Les organes électriques tels que les actionneurs (essentiellement des moteurs à courant continu), la batterie et l'alternateur, viennent s'ajouter aux équipements électroniques (capteurs et calculateurs) et aux faisceaux de câbles qui les interconnectent pour constituer un ensemble que l'on appelle l'architecture électrique et électronique (AEE) du véhicule. La Figure I-3 donne l'exemple de celle de la Peugeot 407.

⁵ Composants Montés en surface

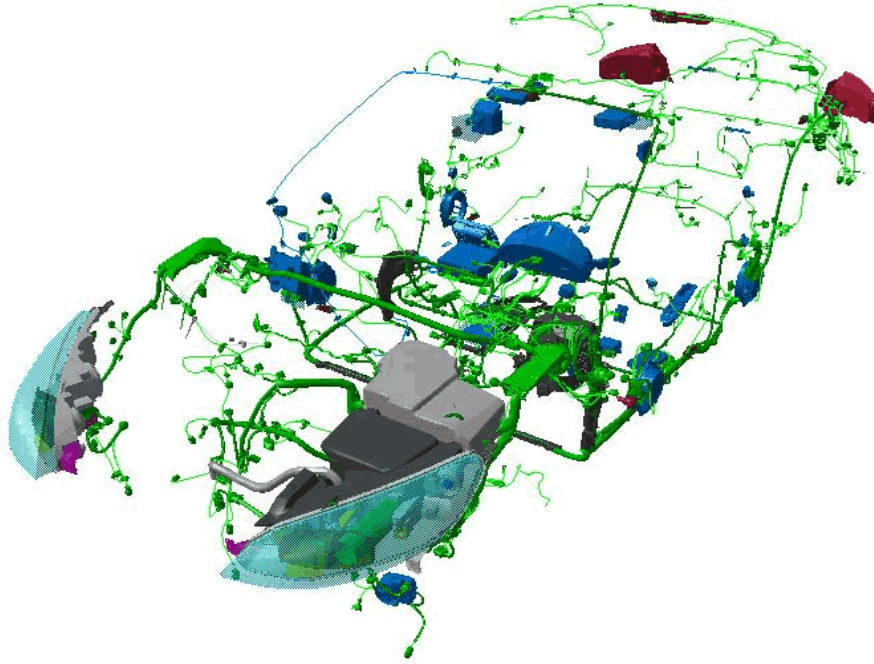


Figure I-3 : Schéma de l'AEE de la Peugeot 407

La coexistence de ces systèmes dans les véhicules actuels soulève de plus en plus la question de leur Compatibilité Electromagnétique (CEM). Cette dernière traduit leur aptitude à pouvoir fonctionner correctement dans un environnement où peuvent se trouver des perturbations électromagnétiques, sans émettre eux-mêmes des perturbations intolérables pour les autres systèmes qui se trouveraient dans cet environnement. Les sources de perturbations peuvent être soit des équipements embarqués dans le véhicule, soit des sources externes environnantes telles que des émetteurs hertziens générant des champs électromagnétiques.

Avec l'augmentation du nombre d'équipements électriques et électroniques dans les véhicules, l'AEE est d'une complexité croissante, tant dans sa structure que dans l'organisation de sa conception. En effet, si le constructeur reste le maître du parcours des faisceaux de câbles et de l'emplacement des équipements dans le véhicule, il n'en va pas de même pour la structure interne des équipements, qui est elle-même non moins complexe. La constitution de l'AEE est d'autant plus délicate pour un constructeur automobile que ce n'est pas lui qui conçoit et réalise les différents équipements, ce sont ses fournisseurs, les équipementiers automobiles. Le constructeur est l'intégrateur des équipements, dont les équipementiers sont les concepteurs. Néanmoins, ces derniers élaborent leurs produits selon les spécifications demandées par le constructeur. Ainsi, celui-ci est en quelque sorte le « maître d'ouvrage », et les équipementiers seraient les « maîtres d'œuvre ». Ils doivent

notamment respecter des spécifications en matière de CEM, qui elles-mêmes ont été établies à partir de textes normatifs ou d'exigences internes.

L'élaboration de l'AEE d'un véhicule, comme les autres sous-systèmes du véhicule, suit un « cycle en V », comme le montre la Figure I-4.

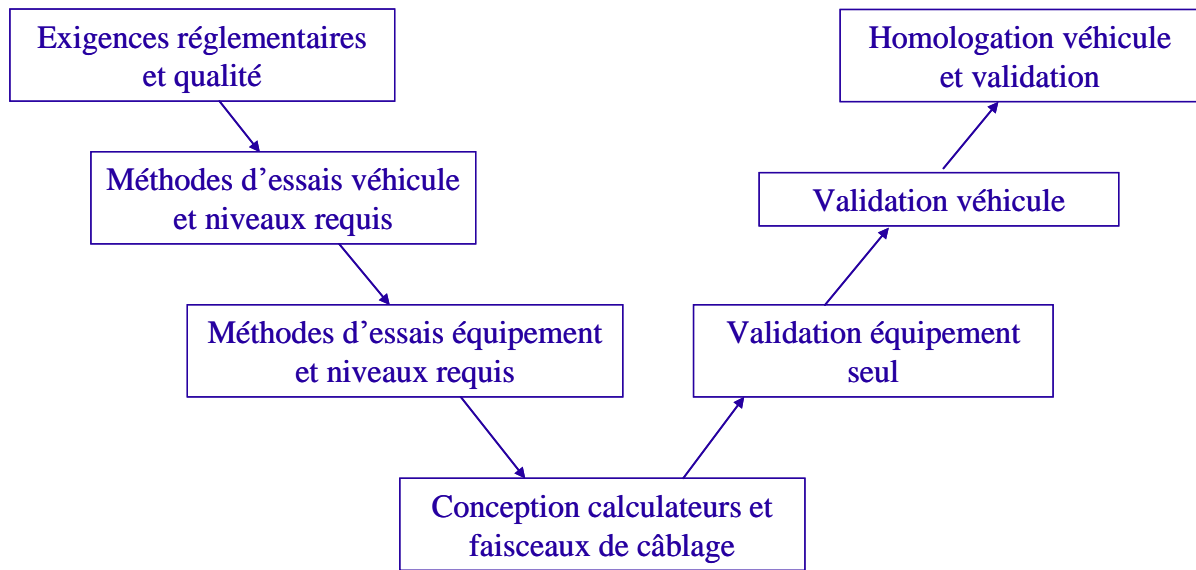


Figure I-4 : Cycle en V

Dans la phase descendante du V, les exigences réglementaires et les exigences propres au constructeur dictent la conception du système. D'abord, elles amènent à élaborer un cahier des charges applicable au véhicule, c'est-à-dire au niveau du système. Puis ces contraintes sont déclinées au niveau de chacun des composants du système, c'est-à-dire principalement des équipements. En fonction de ces exigences, les équipementiers conçoivent et réalisent leurs équipements, et l'intégrateur conçoit et réalise les faisceaux de câblage du véhicule. Dans la phase montante du V, c'est la validation, c'est-à-dire la vérification que les produits réalisés satisfont bien aux exigences correspondantes, situées dans la phase descendante. La validation des équipements, puis du système complet, aboutit à la validation du véhicule par rapport aux exigences internes du constructeur, et à l'homologation par rapport aux exigences réglementaires desquelles est partie toute la conception du système.

1.1.2. Contraintes de la validation CEM dans le domaine automobile

Au niveau européen, des directives relatives à la Compatibilité Electromagnétique ont été promulguées par la Commission de l'Union Européenne. La directive 89/336/CEE de mai 1989 (abrogée par la directive 2004/108/CE) est applicable à tous les systèmes électriques ou électroniques, mis à part certains systèmes faisant l'objet d'une directive particulière, comme les véhicules automobiles.

La directive spécifique à l'automobile 95/54/CE, datant du 31 octobre 1995 et applicable depuis le 1^{er} janvier 1996, traite des deux critères fondamentaux de la CEM appliqués au véhicule dans sa globalité et à ses sous-ensembles électriques et électroniques. Ces deux critères sont :

- le niveau d'émission, qui correspond au niveau de perturbations électromagnétiques produites par le système testé et qu'il ne doit pas dépasser. L'émissivité caractérise le niveau effectivement émis par le système. On parle parfois d'essai de mutisme, en particulier lorsqu'on fait un essai d'émissivité recueillie au pied de l'antenne radio, pour vérifier la qualité de réception.
- le niveau d'immunité, qui correspond à un niveau donné de la grandeur électromagnétique perturbatrice (champ) supportée par le système testé sans dysfonctionnement. Le niveau ou seuil de susceptibilité caractérise le niveau de perturbations à partir duquel on observe un dysfonctionnement.

Cette directive 95/54/CE est du type « ancienne approche », car en plus des exigences essentielles, elle décrit les essais à réaliser, avec les méthodes d'essai correspondantes. Elle a récemment fait l'objet d'une révision (directive 2004/104/CE), applicable pour les nouveaux types de véhicule à partir du 1^{er} juillet 2006.

Les constructeurs vont au-delà de certaines des exigences en faisant effectuer des essais de validation des sous-ensembles dont la sévérité est supérieure aux contraintes de la directive. Les essais de validation CEM s'appuient sur différentes normes nationales et internationales. On citera notamment les normes internationales CEI CISPR 12, CISPR 25, ISO 11451-2, ISO 11451-3, ISO 11452-2, ISO 11452-4, ISO 10 605.

Les spécifications du constructeur sont regroupées au sein d'un cahier des charges (référéncé B21 7110 chez PSA Peugeot Citroën) définissant les exigences à respecter afin d'assurer la compatibilité électromagnétique des véhicules et de leurs équipements électriques et électroniques. Chaque fournisseur peut proposer des adaptations d'essais conduisant à des réductions de coût de l'équipement ou des contraintes supplémentaires afin d'assurer le fonctionnement de l'équipement sur véhicule.

Il y a deux types d'essais CEM dans l'automobile :

- les essais sur équipement, appelés encore « essais sur table », qui sont pratiqués chez l'équipementier et éventuellement chez le constructeur pour valider le produit individuellement
- les essais sur véhicule, qui sont pratiqués par le constructeur lorsque tous les équipements sont montés sur véhicule en configuration réelle d'implantation et d'interconnexion. Dans ce type d'essai, ce sont les fonctions assurées par les systèmes (ensembles d'équipements) qui sont testées.

Certains travaux de thèse antérieurs chez PSA Peugeot Citroën [GRUO 1, CHOT 1] ont traité de la modélisation des essais CEM sur véhicule.

La Figure I-5 montre un exemple d'essai sur véhicule en chambre semi-anéchoïque.



Figure I-5 : Essai sur véhicule en chambre semi-anéchoïque

Un équipement est considéré comme validé lorsqu'il satisfait aux exigences d'essais sur table *et* sur véhicule. En principe, les essais de validation sur véhicule ne sont effectués que lorsque

le constructeur a validé les essais sur équipement du fournisseur. La réalisation des essais sur équipement est de la responsabilité du fournisseur, les essais sur véhicule étant de la responsabilité du constructeur.

Malheureusement, un équipement qui passe avec succès les essais sur table ne passe pas forcément les essais sur véhicule, et inversement, la réussite des essais sur véhicule n'implique pas celle des essais sur table ! C'est un des problèmes de la CEM dans l'automobile que de pouvoir corréliser ces deux types d'essai. Cependant, un essai sur table ne traduit pas la même situation qu'un essai sur véhicule. Comme l'équipement est testé seul, et non au sein du système dans lequel il s'insère, la configuration et les caractéristiques du test sont forcément différentes de ce qui est pratiqué sur véhicule. Cette considération justifie à elle seule que le passage de l'essai sur table ne permet pas de garantir la réussite de l'essai sur véhicule. Nous illustrons ci-dessous la configuration particulière des essais sur table.

Les principaux essais CEM d'équipement effectués sur table mettent en jeu l'EST (équipement sous test) relié à un toron de câbles au-dessus d'un plan de masse. L'ensemble est isolé du plan de masse par des supports à faible permittivité d'une épaisseur de 5 cm. Cette configuration spatiale est figée, invariable, et ne représente pas la configuration réelle de l'équipement sur véhicule. Cependant, dans ce type d'essai, il est souhaitable de reproduire un environnement relativement réaliste pour l'EST, notamment en termes d'alimentation, de mise à la masse, de charges situées à l'autre extrémité du toron. Concernant ce dernier point, qui apparaît comme relativement crucial, un simulateur d'environnement des capteurs et actionneurs peut être utilisé.

L'exemple le plus connu des essais sur table est l'essai BCI, destiné à vérifier l'immunité de l'EST aux perturbations de mode commun conduites jusqu'à l'EST par un faisceau de câbles d'une longueur de 1 m. Là encore, cette longueur est fixée, et dans le cas général, elle ne correspond pas à la longueur du faisceau connecté à l'équipement monté sur véhicule. La Figure I-6 montre un exemple d'essai BCI pratiqué sur un équipement comportant plusieurs connecteurs, et donc recevant plusieurs torons de câbles.

L'injection de perturbations est pratiquée sur la bande de fréquences [1 MHz – 400 MHz] en réalisant un asservissement sur le courant de mode commun mesuré à 5 cm du connecteur de l'équipement. De manière complémentaire, d'autres essais sur table évaluent l'immunité au champ rayonné sur la bande [200 MHz – 2 GHz], ou l'immunité au champ magnétique basse fréquence sur la bande fréquentielle [20 Hz – 100 kHz]. Par ailleurs, les essais d'immunité au champ rayonné effectués sur véhicule couvrent la bande [100 kHz – 2 GHz], ce qui est assez

cohérent avec les essais sur table d'un point de vue bande de fréquence, mais pas d'un point de vue de la configuration d'essai et donc, a priori, de l'amplitude des contraintes.

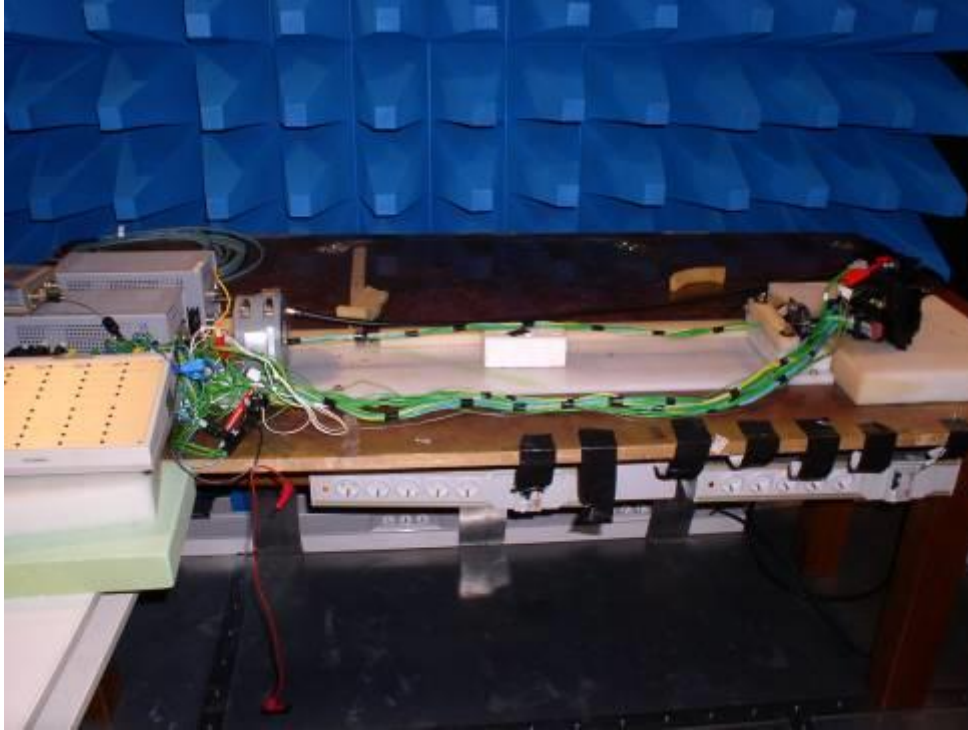


Figure I-6 : Exemple d'essai BCI sur équipement

Malgré leurs différences, les deux types d'essai, sur véhicule et sur table, ont une importance égale et complémentaire. Même si la réussite des essais sur table ne garantit pas celle des essais sur véhicule, elle assure un minimum de confiance dans la tenue CEM de l'équipement. En outre, un équipement est généralement « transgamme », ce qui signifie qu'il est monté sur plusieurs projets véhicules. Néanmoins, tout projet véhicule possède sa propre validation CEM, ce qui signifie pour un équipement qu'une validation obtenue sur un projet véhicule n'est pas systématiquement reproductible sur un autre projet véhicule, car l'architecture et les autres équipements présents sont a priori différents. La transversalité des équipements ne réduit donc pas le nombre d'essais de validation sur véhicule. Cependant le passage de l'essai sur table augmente les chances de passage des différents essais sur véhicule.

Finalement, les deux types d'essai ont des finalités différentes : l'essai sur table assure une certaine tenue CEM visant la transversalité de l'équipement, et l'essai sur véhicule est nécessaire pour passer l'homologation du véhicule.

La pratique de l'essai de validation sur véhicule demande un temps d'exécution important. Dans le cas où une exigence ne serait pas satisfaite, cela génère un surcoût à la fois pour le constructeur et pour l'équipementier. En effet, l'équipementier sera amené à modifier son produit et à repasser des essais sur table, et le constructeur devra reconduire les essais de validation, ce qui implique des contraintes et délais supplémentaires dans le déroulement du projet.

Par ailleurs, étant donné l'augmentation du nombre de projets véhicules, et le nombre de versions et d'options possibles pour un même projet véhicule, le nombre d'essais de validation CEM sur véhicule qu'il faudrait faire en principe est prohibitif et incompatible avec la capacité des moyens d'essai d'un laboratoire de CEM. Par conséquent, on ne peut pas tester toutes les configurations et donc les essais de validation effectivement pratiqués ne sont pas exhaustifs, en ce sens qu'ils ne peuvent reproduire toutes les situations de vie. De ce fait, des choix doivent être faits en estimant les cas susceptibles d'engendrer potentiellement les contraintes CEM les plus critiques.

I.2. Les enjeux CEM de la conception des projets véhicules et les apports attendus de la simulation numérique

Le paragraphe précédent montre que la validation CEM d'un projet véhicule engendre des coûts, qui peuvent, dans le cas de la non-conformité, en engendrer d'autres, d'autant plus désagréables qu'il faut gérer ces contraintes avec le planning imparti par le projet véhicule. Constructeur et équipementiers ont un intérêt commun : faire bien du premier coup, afin de réduire les coûts au maximum.

1.2.1 Les enjeux du développement des projets véhicules

Le marché automobile est dans un contexte hautement dynamique et concurrentiel, qui évolue vers des produits très diversifiés et dont le prix de vente doit être optimisé. Pour proposer un prix attractif, il s'agit de réduire les coûts, et en particulier les coûts associés au développement du projet. De surcroît, les constructeurs doivent sans cesse intégrer des innovations technologiques dans leurs produits, et être très réactifs aux innovations, afin de rester compétitifs. Cependant, l'évolution des technologies est souvent plus rapide que la

durée de vie des produits et elle a tendance à accroître la complexité des systèmes. C'est pourquoi les projets ont maintenant un cycle de développement réduit. Leur durée est d'environ deux ans entre le choix du style extérieur du véhicule et le démarrage de la production.

La phase de conception des projets véhicules modernes suit un schéma de développement, sorte de planning fixant les principales échéances dénommées jalons, qui constituent autant d'objectifs intermédiaires pour le projet. Ce schéma suit une logique d'ensemble, qui est ce qu'on appelle l'ingénierie système. Cette dernière repose sur le cycle en V exposé au paragraphe I.1. Pour accélérer les dimensionnements dans les phases amont, et réduire coûts et délais, on recourt de plus en plus à l'ingénierie numérique. Celle-ci met en œuvre la maquette numérique, qui recense les données du projet véhicule. Les simulations lancées sur les modèles numériques permettent de converger plus vite vers le dimensionnement des systèmes étudiés. Ainsi, le nombre de prototypes physiques et les essais de validation doivent pouvoir être limités au strict minimum.

Compte tenu du fait que le constructeur est un intégrateur, l'ingénierie numérique prévoit aussi le partage de certaines données numériques avec les fournisseurs. On parle alors de co-conception en entreprise étendue.

1.2.2. La simulation numérique en CEM dans le domaine automobile

Dans la logique de l'ingénierie numérique, la simulation doit pouvoir trouver sa place dans le dimensionnement CEM d'un projet véhicule.

En effet, elle peut d'abord être utilisée pour établir et valider des règles de conception en CEM. En outre, il apparaît comme très avantageux, pour le constructeur comme pour l'équipementier, de pouvoir prédire ce que donneraient les résultats des essais CEM sur véhicule avant que le projet véhicule n'ait atteint le stade de prototype, c'est-à-dire avant que l'équipement ne soit monté sur véhicule. Cela est vrai aussi bien dans le cas où l'équipement en question préexiste sur un projet véhicule antérieur (car sa validation sur véhicule est à refaire), que s'il s'agit d'un équipement nouveau. Dans ce dernier cas, il est encore plus intéressant de pouvoir prédire la CEM de l'équipement inséré dans le véhicule, avant même que cet équipement n'ait atteint le stade de prototype chez l'équipementier. Cela peut permettre d'orienter l'équipementier dans ses choix de dimensionnement vis-à-vis des contraintes CEM. Quant au constructeur, il peut ainsi connaître très tôt la tenue CEM de

l'AEE. En particulier, la simulation doit permettre d'évaluer les niveaux de courants et tensions induits sur les équipements, afin de vérifier à terme leur immunité.

Dans tous les cas, constructeur et équipementiers sont gagnants s'ils arrivent à prédire la CEM de leurs systèmes le plus tôt possible dans la phase de développement d'un projet. Etant donné la complexité des systèmes en question, la simulation numérique représente un des moyens pour y parvenir. De plus, elle permet de pouvoir simuler des configurations ou des variantes du système non couvertes en essai, ou de choisir les essais à effectuer. Cela est d'autant plus vrai que l'essai ne teste qu'un exemplaire particulier du système, alors que la simulation peut prendre en compte la variabilité de certaines caractéristiques de ce système, comme celle des faisceaux de câbles par exemple. La simulation CEM sera donc à même de déceler d'éventuels problèmes qui pourraient ne pas l'être en essai.

Dans le domaine automobile, la simulation CEM est en plein essor ces dernières années, aussi bien chez les constructeurs automobiles que chez les équipementiers. De nombreuses publications, parfois faites dans le cadre de projets européens comme GEMCAR⁶ ou COSIME⁷, sont là pour en témoigner [NEUM 1-5 ; ALES 1 ; RUBI 1-3 ; WHYM 1 ; RUDD 1,2 ; FERR 1, 2 ; HASL 1].

Pour pouvoir faire de la simulation, des modèles doivent être élaborés. Dans le cas du constructeur automobile, il doit conduire une approche de type « CEM système », au sens où le système est composé de différentes structures, qui elles-mêmes se décomposent en sous-structures à la manière d'objets gigognes. En effet, le système en question est constitué de plusieurs objets principaux :

- la caisse du véhicule, structure métallique de type surfacique. Ce terme inclut toutes les parties métalliques du châssis et de la carrosserie du véhicule ; elle est la référence de masse à laquelle est connectée la borne négative de la batterie,
- les faisceaux de câbles, structures filaires
- les équipements électriques

⁶ GEMCAR : Guidelines for Electromagnetic Compatibility modelling for Automotive Requirements

⁷ COSIME : Continuous Simulation of EMC in Automotive Application

- les équipements électroniques, boîtiers eux-mêmes décomposables en :

- un connecteur, assimilable à une structure filaire
- des surfaces qui forment la masse du circuit imprimé
- les pistes du circuit imprimé, structures de type filaire en général
- des composants électroniques passifs (linéaires ou non linéaires)
- des circuits intégrés actifs, eux-mêmes décomposables en :
 - une référence de masse
 - des structures de type filaire (package, bonding, rail de distribution sur silicium)
 - le cœur du circuit intégré

La présence de tous ces éléments rend l'approche CEM système a priori complexe pour le constructeur, d'autant plus qu'il n'a pas la maîtrise d'oeuvre des équipements, et encore moins celle des circuits intégrés.

Pour étudier la CEM d'un tel système, les constructeurs automobiles se sont dotés de différents outils de simulation, qui sont de trois principaux types :

- les codes 3D : ils permettent notamment de modéliser la structure de la caisse du véhicule, maillée à partir de la maquette numérique. Selon le code, le calcul est effectué dans le domaine fréquentiel ou temporel. Comme exemples de codes fréquentiels, on peut citer ceux qui sont basés sur la méthode des éléments finis de frontière (ou méthode des moments) ; dans le domaine temporel, on peut avoir recours à des codes de type différences finies.

- les codes 2D, basés sur la théorie des lignes de transmission multiconducteurs : ils permettent de modéliser les faisceaux de câbles. A partir d'une coupe transversale 2D de faisceau, ils calculent les paramètres linéiques associés à cette section, en y intégrant éventuellement des pertes. Les lignes ainsi créées peuvent être intégrées au sein d'un réseau d'éléments linéaires. Les calculs sur ce réseau sont faits dans le domaine fréquentiel.

- les codes de calcul de circuit électrique, basés par exemple sur des modèles SPICE : ils calculent dans le domaine temporel ou fréquentiel. Ils permettent donc de modéliser tout type de composants, linéaires ou non linéaires, souvent inclus dans leur bibliothèque de

composants. Par ailleurs, ils permettent de modéliser des lignes de transmission, qu'elles soient à un conducteur ou multiconducteurs.

Selon le type de problème à simuler, il peut être nécessaire de chaîner ces différents types de codes de calcul. Par exemple, il peut s'avérer intéressant de modéliser le problème sous forme électrique afin de n'avoir à simuler qu'avec un seul code, le code de type circuit. Cela permet notamment d'inclure des éléments non linéaires. Toutefois, dans la pratique de la simulation industrielle, le problème délicat des charges non linéaires peut être abordé en première approche d'un point de vue linéaire, en se basant sur des modèles approchés linéaires, ce qui permet de réaliser des simulations fréquentielles. Si les tensions aux bornes de ces modèles équivalents venaient à atteindre des valeurs critiques, des simulations pourraient alors être menées dans le domaine temporel avec les modèles des éléments non linéaires.

Avant de pouvoir effectuer une quelconque simulation, il s'agit d'élaborer un modèle adéquat du système à étudier.

I.3. Modélisation de la configuration automobile étudiée

I.3.1. Configuration typique de l'architecture à modéliser

A priori, une modélisation CEM fidèle de l'AEE du véhicule nécessite d'élaborer des modèles de ses différents constituants, c'est-à-dire à la fois de la structure métallique du véhicule, des faisceaux de câbles, et des équipements qui constituent ainsi des charges d'extrémités pour les faisceaux. La Figure I-7 montre un exemple de configuration sur véhicule (faisceau de portière). Comme on le voit sur cet exemple, les faisceaux et les équipements sont assez proches de la surface métallique du véhicule, ce qui introduit une interaction qu'il convient de prendre en considération.

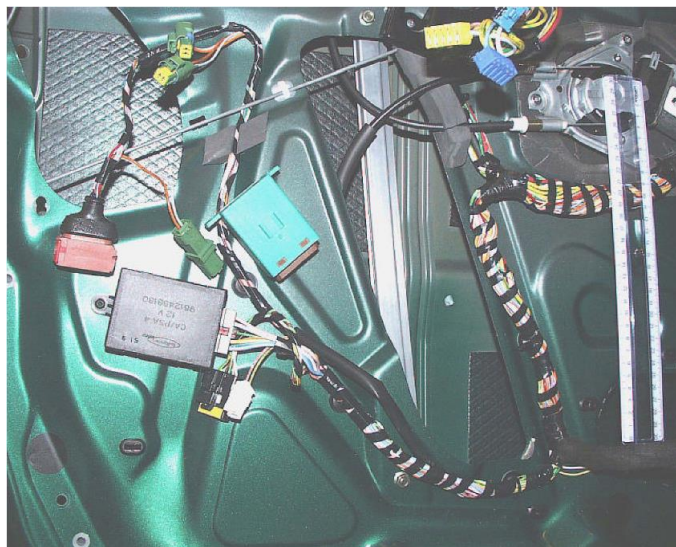


Figure I-7 : Configuration typique des éléments constitutifs de l'AEE

Dans notre étude, les équipements qui vont nous préoccuper sont les équipements électroniques, en partie à cause de leur complexité interne évoquée en I.2.2, complexité qui vient se rajouter à la particularité de leur configuration dans le véhicule.

En effet, dans le cas général, les équipements électroniques utilisés dans l'automobile sont « flottants » d'un point de vue CEM. Comme le montre la représentation schématique de la Figure I-8, cela signifie que la masse du circuit imprimé de l'équipement n'est pas rattachée directement et au plus court à la masse caisse. La masse du circuit imprimé est reliée à un ou plusieurs conducteurs du faisceau, appelés fils de masse, qui eux sont connectés à des points de masse bien localisés sur la caisse. Il s'agit donc d'une mise à la masse fonctionnelle. Ces points de masse sont plus ou moins distants de l'équipement, et généralement communs à plusieurs équipements. Leur emplacement est dicté par des contraintes technico-économiques. A l'heure actuelle, chez PSA Peugeot Citroën seuls quelques très rares cas imposent la connexion directe à la masse caisse.

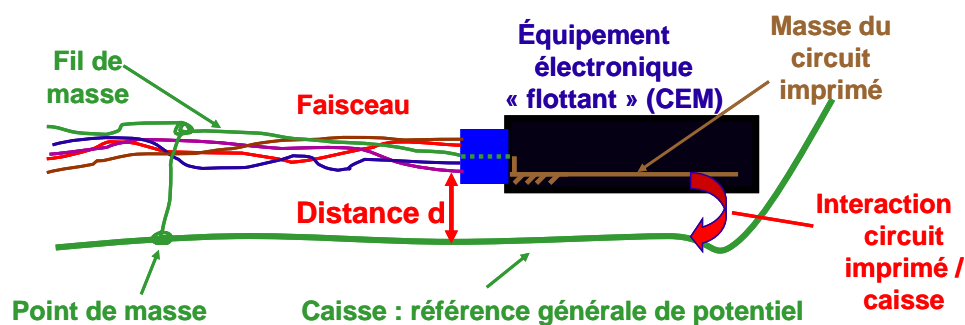


Figure I-8 : Configuration schématique d'un équipement électronique automobile

1.3.2. Modélisation des faisceaux de câbles

Parmi les éléments cités en I.3.1, les faisceaux de câbles ont déjà fait l'objet d'études particulières. Des travaux antérieurs ont déjà concouru à l'élaboration de modèles concernant les faisceaux automobiles [RIBI 1, 3 ; PALE 1, 2]. Les démarches correspondantes consistent à étudier des faisceaux aux caractéristiques variables avec des charges d'extrémités simples et maîtrisées (comme des charges de 50Ω), non représentatives de l'entrée des équipements, mais choisies par commodité dans les phases expérimentales. En effet, ces études cherchaient à se focaliser sur les faisceaux, qui possèdent la particularité de ne pas être uniformes. Le processus industriel d'assemblage des câbles dans un faisceau fait que les conducteurs de celui-ci sont entrelacés [RIBI 1, 3 ; CAST 1]. D'un exemplaire de faisceau à un autre, l'entrelacement des câbles n'est bien sûr pas maîtrisé et par conséquent il revêt un caractère aléatoire.

Les démarches qui ont cherché à modéliser des faisceaux de câbles entrelacés aléatoirement ont étudié des lignes de transmission multiconducteurs non uniformes. En fait, les faisceaux non uniformes ont été assimilés à une juxtaposition de tronçons de lignes de transmission uniformes. Ces tronçons s'enchaînent de manière cohérente les uns aux autres pour reproduire le plus fidèlement possible la réalité. L'enchaînement des tronçons uniformes a été modélisé par différents algorithmes d'entrelacement. Parmi ces algorithmes :

- certains procèdent par divisions aléatoires rotationnelles : ils représentent la section de chaque tronçon uniforme sous forme de grille et autorisent la mobilité aléatoire des conducteurs d'une case de la grille à une autre en passant d'un tronçon à un autre ; les conducteurs subissent un effet de rotation au sein de la section [RIBI 1, 3]
- d'autres sont basés sur des méthodes utilisant les fractales [SALI 1, 2]
- d'autres utilisent la notion de voisinage des conducteurs [CAST 1]

La Figure I-9 montre le type de modèle susceptible de représenter un faisceau de câbles entrelacés.

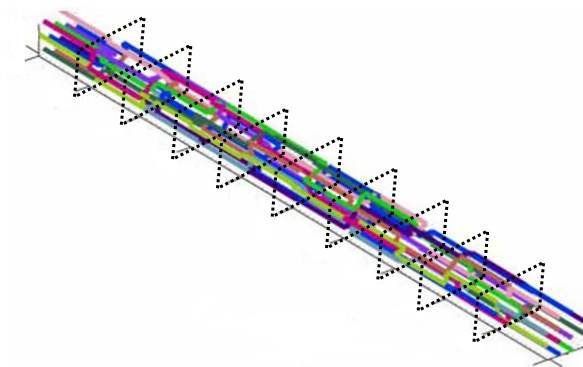


Figure I-9 : Représentation d'un modèle de faisceau non uniforme [RIBI 1]

1.3.3. Besoin de modèles CEM d'équipements

Pour pouvoir obtenir des simulations CEM relatives à l'AEE d'un véhicule, les modèles de faisceaux de câbles ne suffisent pas à eux seuls, il faut désormais leur adjoindre des modèles d'équipements.

Il y a souvent une certaine proximité entre l'équipement et la caisse du véhicule. Il s'agit en particulier de la proximité entre les surfaces de masse de l'équipement, très souvent prépondérantes, et la caisse du véhicule. Cette proximité favorise une interaction particulière entre l'équipement et la caisse, interaction que le modèle d'équipement doit prendre en compte dans ce cas. Le modèle à utiliser doit aussi tenir compte des charges présentes sur le circuit imprimé de l'équipement, et d'un éventuel effet du connecteur, si celui-ci est notable.

Comme le faisceau est modélisé sous forme de ligne de transmission multiconducteur, l'équipement apparaît de prime abord comme un multiport d'extrémité pour cette ligne, comme le montre la Figure I-10. Etant donné la proximité de l'équipement avec la masse caisse, dans ce cas la référence de masse de ce multiport est la masse caisse. Cette description sous forme de multiport se traduit par une matrice d'interaction à coefficients complexes entre les ports.

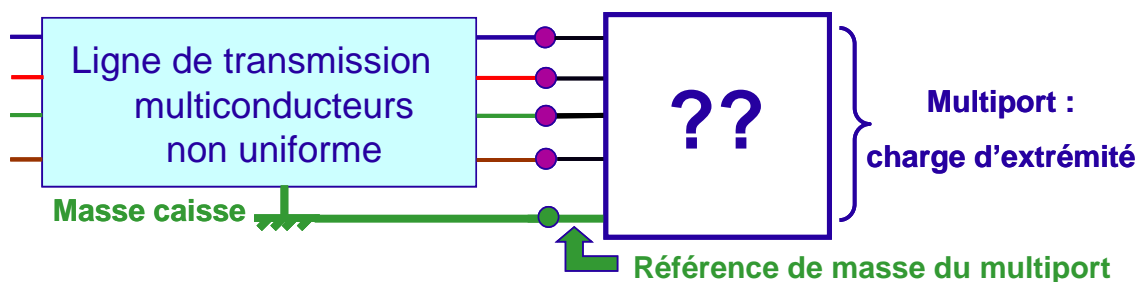


Figure I-10 : Modélisation de la configuration à l'étude

Afin d'avoir une meilleure idée du type de charges référencées par rapport à la masse locale de l'équipement, un inventaire des interfaces d'entrée / sortie des équipements électroniques automobiles est résumé ci-dessous.

1.3.4. Charges présentes aux interfaces d'entrée / sortie des équipements électroniques automobiles

Les interfaces d'entrée / sorties des équipements électroniques automobiles peuvent être classées en plusieurs catégories dont on citera quelques exemples classiques :

- Masses des équipements (masses mécanique, puissance, analogique, ou numérique)
- Interfaces bidirectionnelles, comme le réseau de communication CAN :

Il existe différents types de réseaux CAN, en fonction de la vitesse des données qui transitent. La Figure I-11 présente le schéma typique d'une telle interface, qui comprend des résistances de terminaison de ligne, éventuellement un filtre de mode commun avant le circuit intégré émettant et recevant les informations.

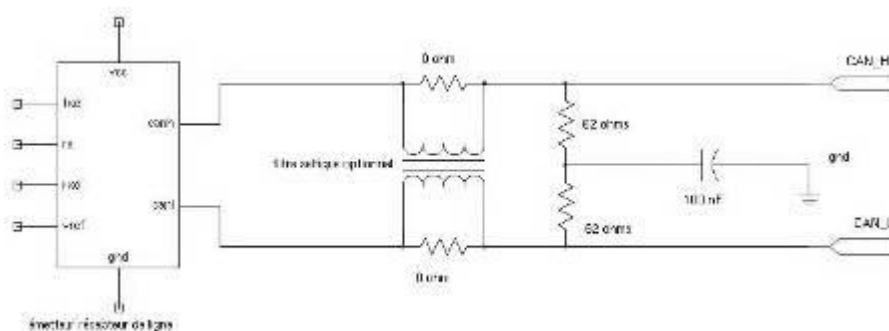


Figure I-11 : Schéma générique d'interface CAN High Speed avec terminaison de ligne

- Alimentations :

La Figure I-12 présente un exemple d'interface d'alimentation, qui comprend notamment des capacités de découplage, une capacité électrochimique, et une ou des diodes.

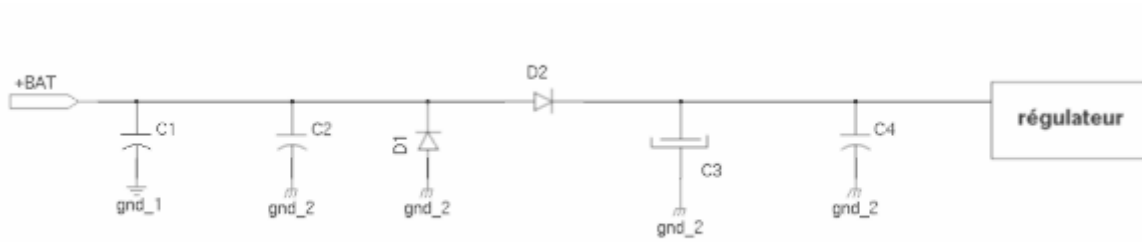


Figure I-12 : Exemple typique d'interface d'alimentation

- Entrées de calculateurs :

On distingue les signaux de type analogique, ou numérique (TOR : Tout Ou Rien). Les Figures I-13 et I-14 montrent les schémas typiques de telles interfaces, qui comprennent généralement des capacités et des résistances.

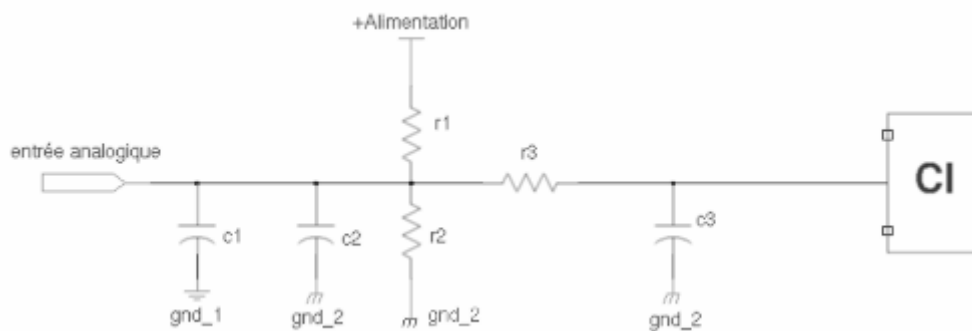


Figure I-13 : Schéma générique d'entrée analogique de type pull-up

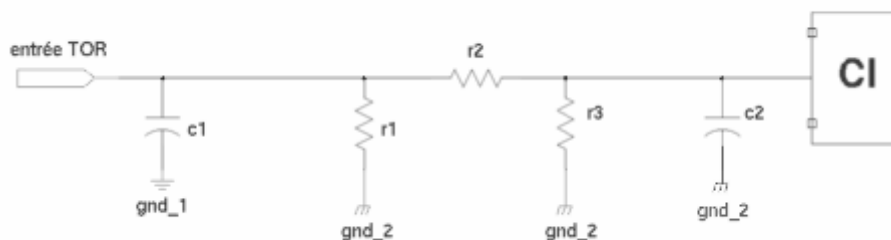


Figure I-14 : Schéma générique d'entrée TOR de type pull-down

- Sorties de calculateurs :

De nombreuses interfaces sont possibles pour les sorties, en fonction du type de signal. La Figure I-15 présente un exemple de sortie TOR utilisant des composants « Smart » de puissance ou « Smart Power ».

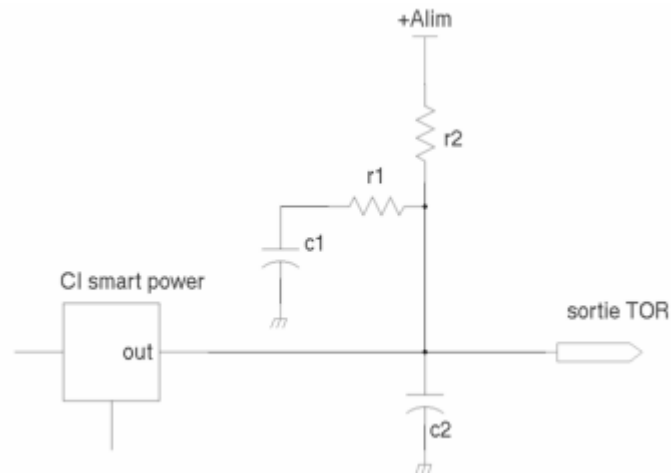


Figure I-15 : Exemple de sortie TOR de type « Smart Power »

Ces éléments de schéma électrique constituent de bons points de départ, mais ne sont pas suffisants a priori pour aborder la modélisation CEM d'un équipement. Avant de se lancer sur une quelconque piste, examinons dans la littérature les différentes démarches déjà entreprises par ailleurs pour modéliser des équipements.

I.4. Etat de l'art sur la modélisation CEM d'équipements

A priori, différentes méthodes pourraient être employées par un constructeur automobile pour modéliser des équipements afin de les utiliser dans des simulations CEM. Lorsque le contenu de l'équipement n'est pas connu ou pas facilement modélisable, on peut penser à une caractérisation par la mesure et décrire les charges par des fichiers de mesure. A contrario, lorsque certains éléments de l'équipement sont connus, on peut envisager de construire des modèles directement à partir de ces données. Ces dernières peuvent être des modèles fréquentiels d'éléments linéaires, ou de modèles fonctionnels ou comportementaux lorsqu'il s'agit d'éléments non linéaires.

I.4.1. Caractérisation d'équipements par la mesure

Certaines méthodes de caractérisation expérimentale développées pour des mesures d'équipements automobiles entre leurs broches, comme [RIBI 1, 2 ; POIN 1, 2], ont utilisé l'analyseur de réseaux vectoriel, voire l'analyseur d'impédances pour une caractérisation en basse fréquence [POIN 1, 2]. L'analyseur de réseaux est un appareil de mesure utilisant des

signaux harmoniques bas niveau qui nécessite un calibrage dans le plan de la mesure. Son utilisation pour caractériser expérimentalement les charges vues en entrée d'équipement suppose en première approximation que ces charges sont à caractère linéaire. Cependant, les équipements électroniques possèdent des composants non linéaires, ce qui limite l'utilisation de cet appareil, en particulier pour des signaux d'amplitude élevée. Dans le cas des petits signaux, certains composants non linéaires peuvent être linéarisés autour de leur point de fonctionnement, ce qui nécessite d'alimenter l'équipement.

Par ailleurs, il est souhaitable de pouvoir mesurer un équipement lorsqu'il est alimenté, mais ce n'est alors pas sans poser des problèmes de mesure. En effet, il ne faut pas endommager l'analyseur de réseaux par la présence du continu. Une méthode de mesure de l'impédance d'entrée présentée par une interface d'alimentation d'équipement et qui utilise justement l'analyseur de réseaux propose de contourner cette difficulté [KWAS 1-3]. Dans cette méthode assez compliquée, la mesure est pratiquée alors que l'équipement est alimenté ; deux pinces de courant et un condensateur de découplage sont utilisés. Cette méthode est indirecte : l'impédance cherchée est calculée à partir d'estimations de l'impédance caractéristique et de la vitesse de propagation de la ligne d'alimentation.

Les connecteurs automobiles n'étant pas de structure coaxiale, la mesure des impédances d'entrée des équipements automobiles constitue une première difficulté. Dans [RIBI 1, 2], une méthode de mesure de celles-ci sur la bande 1 MHz – 400 MHz a été développée. Cette méthode préconise la création de kits de calibrage spécifiques à chaque connecteur et chaque écartement de broches, pour un calibrage dans le plan de sortie du connecteur relié au faisceau de câbles. Cette approche rigoureuse peut être intéressante pour des équipements à très faible nombre de broches, comme des capteurs, mais elle nécessite un nombre de mesures prohibitif dès que l'équipement considéré est multibroche. La caractérisation expérimentale complète de tels équipements, même par un équipementier, apparaît comme inadaptée au contexte industriel.

Dans [POIN 1, 2], les mesures d'impédances ont été faites sur des équipements automobiles autres que les équipements électroniques, c'est-à-dire sur des charges linéaires comme des actionneurs électriques tels les moteurs à courant continu. Ces mesures fréquentielles ont été utilisées pour construire des modèles mathématiques d'impédances sous forme de fractions rationnelles de Laplace, afin de pouvoir faire des simulations dans le domaine temporel avec un code de calcul de circuit.

Les points communs des méthodes expérimentales développées dans [RIBI 1, 2] et [POIN 1, 2] sont la linéarité des charges et la mesure d'équipements à faible nombre de broches, et de surcroît entre leurs broches. Ces méthodes n'ont pas inclus la caractérisation d'impédances d'extrémité traduisant l'interaction de l'équipement avec la masse caisse, qui constitue la particularité des équipements électroniques automobiles.

1.4.2. Autres méthodes de modélisation CEM d'équipements

Outre la mesure sur les équipements, une démarche différente consiste à intégrer les équipements dans les simulations uniquement à partir de modèles, ce qui suppose un échange de modèles CEM entre constructeur, équipementier et fondeur. Cette démarche est celle qui a été développée au cours du projet COSIME [NEUM 1, 2]. Dans ce nouveau processus, la simulation du constructeur se base sur les modèles de l'équipementier, dépendant eux-mêmes de ceux du fondeur le cas échéant. Ce projet est pleinement en phase avec l'approche CEM système explicitée en I.2.2.

La base du projet COSIME a été de spécifier un cas test au niveau sous-système électronique automobile et de tester différents modèles possédant différents degrés de précision. Le cas test en question était notamment destiné à évaluer l'émissivité d'un système de deux équipements recueillie en pied de l'antenne radio. Le constructeur s'est chargé de modéliser le véhicule et les faisceaux, les équipementiers se sont occupés des modèles de circuit imprimé en intégrant des modèles de circuits intégrés. La présence des non linéarités du problème a impliqué une simulation dans le domaine temporel. Les structures linéaires ont été modélisées sous forme de fractions rationnelles exprimées avec la variable de Laplace [NEUM 3-5]. Certains de ces modèles ont été construits à partir de mesures de paramètres S entre certains points.

Dans ce projet, les circuits intégrés ont été modélisés par différents modèles comportementaux actuels, à savoir les modèles IBIS⁸ et ICEM⁹ que peuvent construire les fondeurs. Ces modèles, faisant abstraction de l'architecture interne des composants, ont l'avantage de préserver la confidentialité du contenu des composants [PERD 1].

⁸ IBIS (Input/Output Buffer Information Specification) : modèles comportementaux non linéaires des entrées / sorties du circuit intégré

⁹ ICEM (Integrated Circuit Emission Model) permet de décrire et de prédire les émissions conduites et rayonnées d'un circuit intégré, qu'il soit analogique ou numérique.

Par ailleurs, concernant la modélisation de composants actifs non linéaires se présentant sous forme de boîte noire, il existe des approches (telles que celle de [CANA 1 ; STIE 1]) qui proposent des méthodes d'identification de modèles dynamiques non linéaires. Ce type de méthode se base sur la mesure du composant à la fois à l'état haut, à l'état bas, et à la transition entre les deux états, pour identifier les paramètres du modèle à construire.

I.5. Problématique, objectifs et approche retenue

La problématique du sujet est de pouvoir intégrer au mieux les équipements électroniques dans la modélisation CEM de l'AEE d'un véhicule, dans un souci d'adéquation avec les contraintes industrielles, à savoir en avance de phase dans la conception des véhicules.

Notre approche est destinée à pouvoir à terme mener des études d'immunité ou d'émission vis-à-vis de *perturbations conduites* par les faisceaux jusqu'aux équipements. Les types de problèmes traités peuvent être :

- la diaphonie
- l'immunité au champ rayonné couplé sur des faisceaux : les sources équivalentes issues du couplage peuvent alors être vues comme des sources de perturbations conduites sur des lignes de transmission multiconducteurs
- le rayonnement du faisceau : les courants circulant sur le faisceau calculés à partir de la théorie des lignes peuvent être réinjectés dans un code 3D pour évaluer le rayonnement

Cependant, ces deux derniers types d'approches sont approximatifs car ils ne prennent pas en compte les aspects CEM internes à l'équipement vis-à-vis du rayonnement émis ou reçu. Cela signifie que les effets directs des éléments du circuit imprimé ne sont pas pris en compte, que ce soit en termes d'émission rayonnée ou de couplage d'un champ rayonné extérieur.

Dans le cadre d'études des phénomènes conduits (diaphonie, immunité, émission), les observables à calculer sont les tensions et les courants au niveau des équipements. Notre analyse s'appuiera en partie sur ces grandeurs.

L'approche d'intégration des équipements doit tenir compte des contraintes industrielles et de la configuration particulière des équipements automobiles, dont il a été question respectivement en I.2. et en I.3.

Rappelons que dans notre cas, les contraintes industrielles sont à la fois :

- le planning de conception des projets véhicules : on souhaite mener la simulation CEM le plus tôt possible. En effet, elle ne représente un véritable intérêt que si elle est effectuée avant le stade prototype de l'AEE, voire des équipements.
- le fait que ce sont les équipementiers qui conçoivent les équipements, ce qui rend la tâche de modélisation plus difficile pour le constructeur.

Par ailleurs, un même véhicule est produit à des centaines de milliers d'exemplaires, et d'un véhicule à l'autre, pour une même AEE, les caractéristiques géométriques de cette AEE peuvent varier. Par exemple, la distance des faisceaux de câbles par rapport à la caisse peut varier localement selon le montage, et leur longueur est souvent fixée à quelques centimètres près. Cette dernière constatation nous amène à assimiler en première approximation le connecteur de l'équipement à une portion de faisceau, car il n'a pas de caractère filtrant (cf. Annexe 1).

A partir de toutes ces considérations et de ces incertitudes, il n'est pas raisonnable de chercher à obtenir des résultats de simulation exacts, puisque des écarts existeront toujours entre les modèles de simulation et le système réel. A partir des résultats de simulation, l'ingénieur cherchera à estimer un risque. Nous nous orientons donc vers une démarche d'estimation de risque CEM, qui s'apparente à un jugement d'expert CEM devant une décision à prendre concernant une question CEM. La notion de risque CEM comprend une probabilité de survenance d'un problème CEM, en tenant compte de la variabilité du système. L'appréciation de l'expert dépend en grande partie :

- de la situation considérée,
- des critères de dysfonctionnement quand ils sont connus (seuils),
- des marges d'incertitudes,
- de la bande de fréquence à privilégier,
- du moment considéré dans la phase de développement du projet véhicule,
- des marges de manœuvre ou alternatives (coût, ...)

Cette démarche d'estimation de risque pose alors la question de la précision requise sur les modèles d'équipements. Elle est d'autant plus à propos si l'on souhaite utiliser différents types de modèles en avance de phase dans la conception des véhicules, et ce à différents stades du développement des projets.

Si la mesure d'un équipement peut permettre d'obtenir un modèle relativement intéressant dans certaines conditions, elle comporte énormément d'inconvénients dans de nombreux cas. En effet, son principal inconvénient est de n'être envisageable que lorsque l'équipement a été conçu, elle répond donc mal à l'objectif d'avance de phase. De plus, pour les équipements multibroches, la mesure sur la totalité des broches est une opération très fastidieuse et inadaptée aux contraintes industrielles. En revanche, elle peut être facilement envisageable pour des équipements à faible nombre de broches, comme des capteurs, ou alors pour une partie des broches d'un équipement. Par ailleurs, la mesure apparaît comme délicate lorsque les éléments actifs non linéaires sont à prendre en compte, car l'équipement doit alors être alimenté et la construction d'un modèle devient alors fastidieuse. Enfin, les mesures sont à reconduire à chaque modification des entrées / sorties de l'équipement le cas échéant dans le déroulement du projet, ce qui est une contrainte supplémentaire.

Par conséquent, ce travail ne se focalisera pas sur la mesure d'équipements électroniques, mais il examinera certains aspects de la mesure effectuée à l'analyseur de réseaux, en particulier concernant la caractérisation de l'équipement par rapport à la caisse.

Cette thèse privilégie une modélisation basée sur une approche semblable à celle développée dans le projet COSIME. Cette approche entrevoit une stratégie de modélisation mettant en jeu constructeur et équipementiers, qui partagent les données nécessaires à l'estimation du risque CEM, chacun en maîtrisant une partie qui est a priori mal maîtrisée par l'autre. En effet, le constructeur choisit la position de l'équipement par rapport aux contraintes de conception du véhicule qui amènent à placer l'équipement plus ou moins proche de la caisse. Les équipementiers quant à eux sont maîtres de la technologie interne des équipements. L'approche est destinée à évaluer les gains d'une démarche de modélisation conjointe, en terme d'incertitude acceptable. La modélisation passe par une meilleure connaissance de la constitution des entrées / sorties d'équipement, qui peut se faire par un échange de modèles entre constructeur et équipementiers, à différents stades de développement des projets.

Néanmoins, c'est surtout le modèle d'interaction entre équipement et caisse qui pose un problème de caractérisation. Pour simplifier l'approche, en première approximation on peut considérer que les surfaces de masse de l'équipement sont prépondérantes et c'est donc surtout l'interaction entre la masse de l'équipement et la caisse qui devrait être la plus influente.

En conséquence, cela nous amène à considérer une démarche de modélisation des équipements en deux parties. Cette démarche simplifiée consiste :

- d'une part à caractériser les charges par rapport à la masse du circuit imprimé de l'équipement (référence locale), ce qui, en avance de phase, correspond plus aux données maîtrisées par l'équipementier,
- d'autre part à caractériser l'impédance entre la masse du circuit imprimé de l'équipement et la caisse du véhicule (référence globale), qui dépend du choix de la position de l'équipement dans le véhicule, et qui par conséquent dépend du constructeur.

La pertinence de cette démarche de modélisation dissociée est à étudier. Au préalable, il convient de caractériser l'interaction entre équipement et caisse. Un banc de caractérisation permettant d'explorer ces deux aspects s'impose alors.

Dans cette démarche de modélisation simplifiée de l'équipement, les aspects du reste du système sont aussi à considérer, en particulier la variabilité liée aux faisceaux. Etant donné les incertitudes produites par un échantillon conséquent de faisceaux [RIBI 1, 3], on peut se demander quelle précision est requise sur l'équipement. Qu'est-il vraiment nécessaire de modéliser ? La contribution des pistes est-elle statistiquement masquée par la variabilité du faisceau ?

En définitive, l'objectif de ce travail est d'examiner la pertinence de la méthodologie proposée pour modéliser des équipements électroniques, et surtout d'évaluer les incertitudes et sources d'erreurs liées aux résultats de simulation obtenus. Pour mieux apprécier les effets des différents éléments, la bande de fréquence d'étude va de 100 kHz à 1 GHz.

Chapitre II : Caractérisation de l'interaction de l'équipement par rapport à la masse caisse

Introduction

La configuration flottante des équipements électroniques automobiles par rapport à la masse caisse introduit une interaction électromagnétique qu'il convient de caractériser, afin de pouvoir la modéliser correctement. Intuitivement, leur importance relative dépend en grande partie de la surface métallique à laquelle chaque broche est reliée, comme le suggère la Figure II-1.

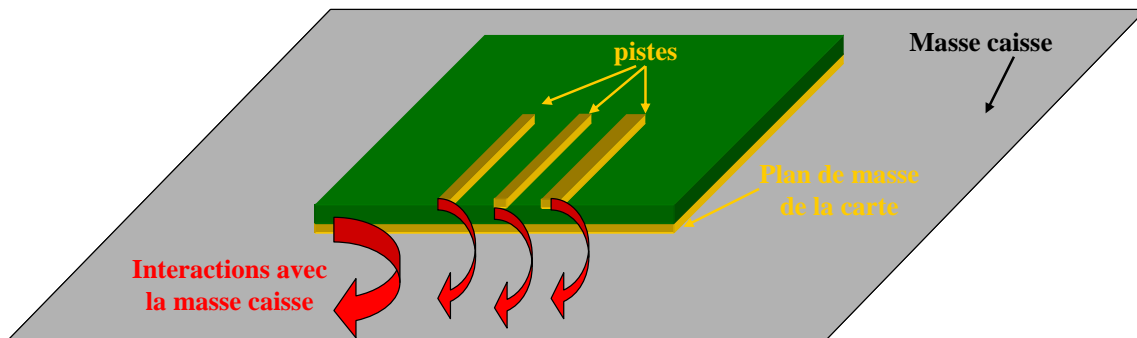


Figure II-1 : Schéma de l'interaction du circuit imprimé avec la caisse

De manière quasi-immédiate, cette modélisation peut être faite sous la forme d'impédances que l'on appellera impédances d'interaction, placées entre les broches de l'équipement et la caisse. La surface correspondant à la masse du circuit imprimé étant en principe prépondérante devant la surface de chaque piste, l'impédance d'interaction entre la surface de masse de la carte devrait être très inférieure aux autres. Il convient de vérifier cette dernière hypothèse en déterminant le comportement fréquentiel des impédances en question. Cette préoccupation de modélisation doit pouvoir servir aussi bien à la situation d'un équipement sur véhicule, que celle d'un essai sur table.

La mesure et la simulation sont deux voies possibles de caractérisation, qui comportent chacune des difficultés et/ou des sources d'incertitudes. Concernant la mesure, la principale difficulté est le calibrage de l'appareil de mesure dans le plan des charges à déterminer. Dans le cas où cette condition n'est pas facilement réalisable, un calcul de reconstitution introduit des sources d'incertitudes, incluant celles de l'appareil de mesure et de la géométrie du

dispositif de mesure. En outre, comme la disposition réelle d'un équipement par rapport à la caisse du véhicule est variée, il faudrait un banc de mesure adapté à chaque configuration, ce qui n'est pas le cas de l'essai sur table, qui met en jeu un environnement métallique bien déterminé : un plan de masse. En revanche, la caractérisation expérimentale doit permettre d'explorer les cas délicats où l'équipement comporte une masse partielle ou en grille dont la topologie est complexe ou méconnue. En effet, l'influence de cette topologie sur l'interaction avec la masse caisse est a priori mal connue. Une méthode de mesure suffisamment fiable pourrait clarifier l'interaction obtenue. Contrairement à la caractérisation expérimentale, la simulation s'avère a priori fastidieuse voire inadaptée dans le cas de plans de masse partiels à la topologie mal connue. Cependant, la simulation a pour avantage de pouvoir tenir compte de l'implantation réelle de l'équipement dans le véhicule dans la phase de conception grâce à la maquette numérique du véhicule.

Dans ce chapitre, nous allons chercher à caractériser des impédances d'interaction avec la masse caisse, et à mettre au point une méthode de mesure appropriée théoriquement applicable à un équipement multibroche. Une telle méthode doit permettre de disposer de données de référence concernant les caractéristiques d'un équipement électronique réel afin de pouvoir établir un modèle ou juger de sa pertinence. Nous allons tester cette méthode sur des composants discrets puis l'appliquer à des circuits imprimés, au cas canonique d'une carte ayant un plan de masse plein, puis une masse partielle. Dans les deux cas, la caractérisation sur plusieurs ports confrontera les différentes impédances d'interaction avec la masse caisse.

II.1. Approche du problème

II.1.1. Particularité de la configuration à l'étude

Rappelons que la configuration d'un équipement électronique monté sur véhicule est particulière : il est le plus souvent flottant¹⁰ d'un point de vue CEM. Dans un certain nombre de cas, l'équipement, ainsi que le(s) faisceau(x) de câbles au(x)quel(s) il est rattaché, sont placés relativement près de la caisse du véhicule. En situation réelle d'implantation, un équipement dont le circuit imprimé est parallèle à un plan de masse est un cas particulier. Dans le cas général, la masse caisse qui environne l'équipement n'a pas toujours localement

¹⁰ Pour mémoire : pas de connexion immédiate avec la masse caisse

la forme plane d'un plan de masse, et même si c'est le cas en première approximation, la carte du circuit imprimé de l'équipement n'est pas toujours parallèle à ce plan. La Figure II.2 montre en particulier l'équipement situé en haut de la colonne de direction. Cette dernière constitue l'environnement métallique du circuit imprimé de cet équipement.



Figure II-2 : Equipement placé en haut de la colonne de direction

Cependant, malgré la diversité des configurations d'équipements montés sur véhicule, nous assimilerons la caisse à un plan de masse dans notre étude, à la fois par souci de simplification et pour des facilités de réalisation expérimentale. Le plan de masse constitue une structure classique de référence de potentiel dans le cadre de la théorie des lignes de transmission multiconducteurs, ce qui rappelons-le, fait partie de nos hypothèses de travail.

La proximité de l'équipement par rapport à la caisse ainsi que son caractère généralement flottant introduisent une interaction particulière entre l'équipement et la caisse, qu'il convient de prendre en compte. Comme le rappelle la Figure II-3, l'équipement peut être considéré comme un multiport d'extrémité pour le faisceau modélisé par une ligne de transmission multiconducteur. La référence de masse de ce multiport est la masse caisse.

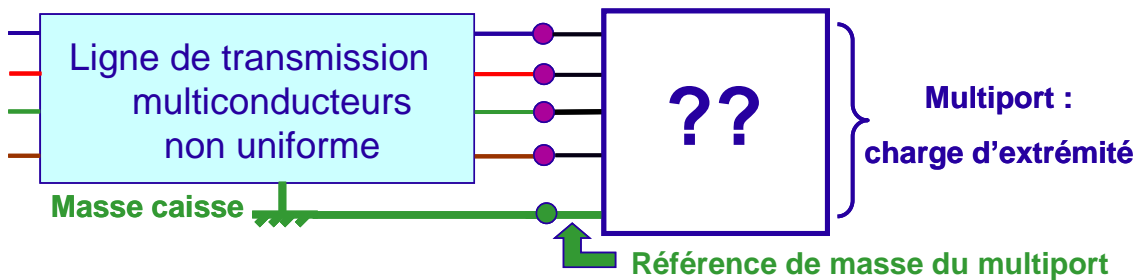


Figure II-3 : Modélisation de la configuration à l'étude

II.1.2. Représentation choisie

Dans la théorie des lignes de transmission multiconducteurs, ce multiport se traduit mathématiquement par une matrice de charges¹¹ à coefficients complexes entre les différents ports. Cependant, physiquement, ce sont des composants qui sont montés sur le circuit imprimé de l'équipement. Nous considérerons donc une représentation plus concrète en un réseau de charges équivalentes, comme l'indique la Figure II-4. Ce type de représentation a également été choisi dans [DUVA 1] et [BERG 1] sur une configuration à deux broches.

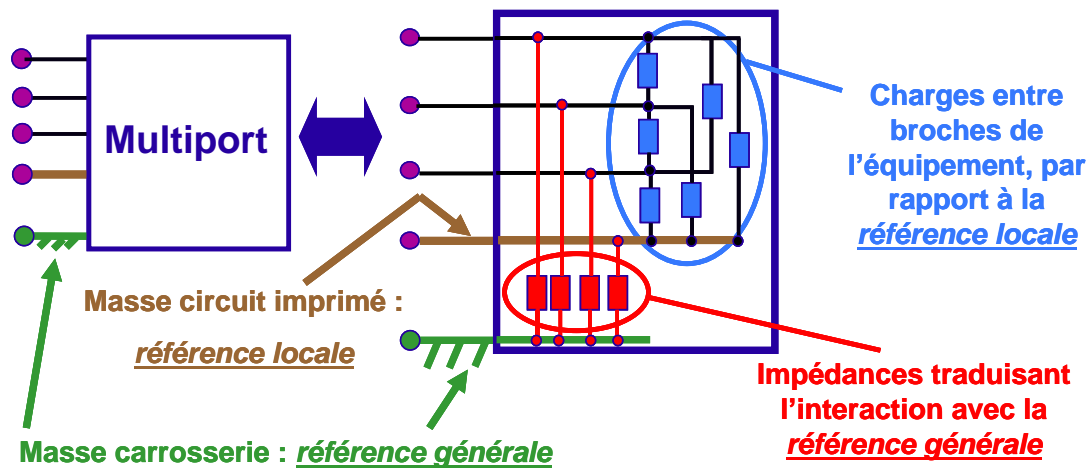


Figure II-4 : Modélisation de la configuration à l'étude

La masse du circuit imprimé peut être considérée comme une référence locale de potentiel, alors que la masse caisse est la référence générale. Cela permet une décomposition en deux types de charges :

- Les unes sont des charges équivalentes (linéaires ou non) présentes entre les broches de l'équipement ; le rôle électrique de ces charges est généralement donné par rapport à la masse du circuit imprimé.
- Les autres sont des impédances d'extrémités supplémentaires vues par le faisceau. Etant donné le caractère flottant de l'équipement, ces impédances traduisent une interaction électromagnétique entre les surfaces métalliques reliées aux broches de l'équipement et la caisse. Nous avons choisi de les appeler impédances d'interaction avec la masse caisse. En particulier, si les

¹¹ Matrice impédance (Z), matrice admittance (Y), ou matrice de dispersion (S).

surfaces de masse du circuit imprimé sont suffisamment conséquentes, l'impédance introduite par celles-ci joue un rôle prépondérant sur le courant total circulant à l'extrémité du faisceau.

Soulignons que dans la représentation choisie, les charges équivalentes (charges inter broches et impédances d'interaction) ne sont pas des charges caractérisées séparément entre points pris deux à deux, mais leurs valeurs sont liées par une matrice de charges entre les ports.

II.2. Problématique de la caractérisation expérimentale des impédances d'interaction avec la masse caisse

Le caractère immatériel des impédances à caractériser, dû à la configuration flottante des équipements électroniques automobiles, pose de facto un problème de mesure.

Ce problème est d'autant plus notable que l'on souhaite observer les effets provoqués par cette configuration sur une large gamme de fréquence : de 100 kHz à 1 GHz. On peut donc s'attendre à des effets particuliers accompagnant la diminution de la longueur d'onde λ quand on monte en fréquence. Dans ce contexte, et conformément aux hypothèses, on veillera à respecter les conditions d'application de la théorie des lignes. En pratique, si l'on considère que les conditions sont réunies pour une hauteur de faisceau par rapport au plan de masse d'environ $\lambda/10$, on peut envisager une hauteur maximale de faisceau de 3 cm (ce qui est largement le cas pour les faisceaux qui longent les parois de la caisse).

Concernant l'instrumentation de mesure, il s'agit de disposer d'un appareil susceptible de réaliser des mesures jusqu'à 1 GHz et a priori sur plusieurs ports, un port étant compris comme le couple formé par la masse générale et le point accès d'un circuit imprimé. L'analyseur de réseaux vectoriel est adapté à ces besoins, et dans le cas de mesures d'impédances sur un port, l'analyseur d'impédances radiofréquences faisant le rapport entre tension et courant est également utilisable.

Les approches expérimentales déjà explorées dans la littérature concernant la caractérisation des équipements automobiles visaient à déterminer des impédances mesurées entre les broches des équipements, avec un calibrage spécifique de l'analyseur de réseaux [RIBI 1, 2]

ou non [POIN 1, 2]. Ces méthodes ne considéraient pas la caractérisation des impédances d'interaction avec la masse caisse et ne sont donc pas bien adaptées à notre étude. Dans notre cas, la difficulté majeure est de mesurer une impédance entre deux points de l'espace situés sur des conducteurs (l'un sur la masse générale et l'autre sur la carte) sans qu'il n'y ait d'élément matériel entre les deux points de mesure. Comme ces points sont suffisamment éloignés l'un de l'autre, rajouter des brins supplémentaires introduirait des sources d'erreurs supplémentaires dans la mesure. Un montage destiné à évaluer les impédances d'interaction doit tenir compte de cet aspect important.

Dans la littérature, ce type de mesure est évoqué brièvement dans deux publications qui traitent chacune d'un sujet plus vaste, par conséquent leurs méthodes de mesure sont à peine exposées [BERG 1 ; HOCK 1, 2]. Dans [BERG 1], un schéma (Figure II-5) précise succinctement la méthode employée pour mesurer ce qui est appelé « l'impédance de mode commun » dans le papier. Le calibrage de l'analyseur de réseaux est visiblement effectué à l'extrémité d'un câble coaxial. L'inconvénient de ce type de méthode tient dans le fait que l'impédance ainsi mesurée inclut le brin de fil coudé qui relie l'âme du coaxial au circuit imprimé, alors que l'on souhaiterait s'en affranchir. De plus ce fil introduit des effets parasites avec le plan de masse du circuit.

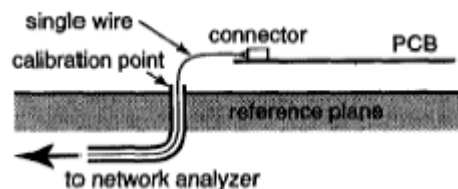


Figure II-5 : Montage de [BERG 1] destiné à mesurer « l'impédance de mode commun »

Cependant cette dernière configuration correspond assez bien à notre objectif. En ce qui nous concerne, nous avons élaboré un banc de mesure dont le principe est similaire. De même, la structure de ce banc doit être suffisamment simple pour pouvoir être modélisée, comme nous le verrons par la suite.

II.3. Banc de mesure et difficultés de caractérisation

II.3.1. Présentation du banc de mesure

La Figure II-6 présente le schéma du banc créé pour mesurer principalement les impédances d'interaction avec la masse générale à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel. Ce banc est composé d'une surface plane métallique comportant une partie verticale sur laquelle on fixe autant de connecteurs SMA que l'on souhaite mesurer de ports simultanément. Si on transpose à l'environnement véhicule (ou aux essais sur table), cette surface correspond à la caisse du véhicule et sert donc de masse générale qui est connectée à la masse de l'analyseur de réseaux via les câbles coaxiaux et les connecteurs. Les âmes de ces derniers sont raccordées à des tiges cuivrées qui seront connectées au circuit à caractériser.

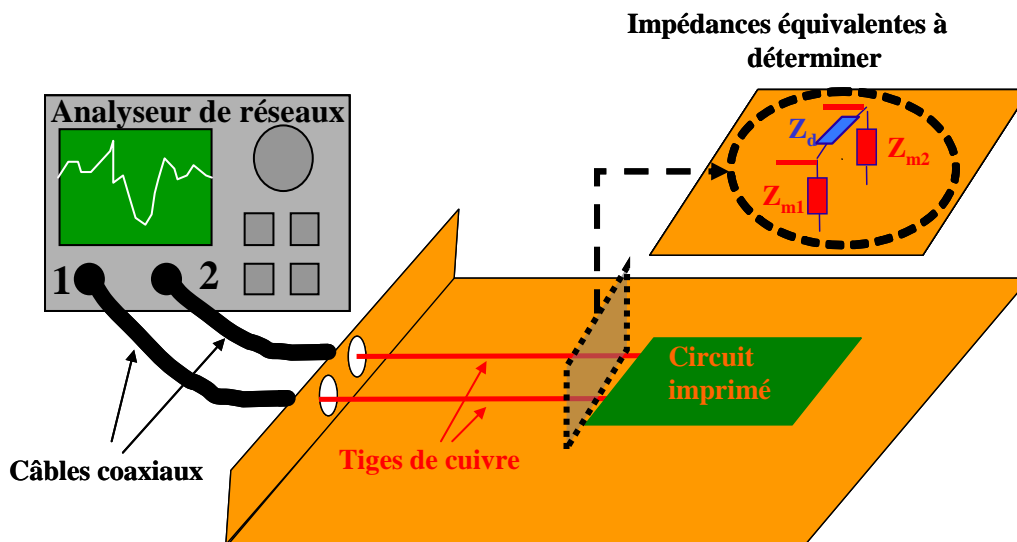


Figure II-6 : Schéma du banc de mesure d'impédance

Le schéma de la Figure II-6 est un exemple de configuration de mesure sur deux ports, correspondant au cas où le circuit imprimé comporte deux accès. Cette configuration fait apparaître les impédances équivalentes vues aux extrémités des tiges ; elles sont au nombre de trois sur cet exemple : deux impédances d'interaction apparaissent entre chacun des ports et la masse générale (Z_{m1} et Z_{m2}), et une impédance Z_d entre les deux accès du circuit imprimé.

La hauteur des tiges par rapport au plan de masse a été fixée à 2 cm, ce qui rentre dans le cadre de la théorie des lignes de transmission pris pour hypothèse. En outre, les tiges ont été choisies suffisamment longues (18 cm) pour obtenir un mode quasi TEM aux extrémités

connectées aux charges terminales à déterminer. Cela permet de modéliser si besoin cette structure par un modèle de ligne de transmission. De plus, une certaine longueur est nécessaire de manière à éviter toute interaction électromagnétique entre la partie verticale de la structure d'accueil et les parties métalliques du circuit imprimé. L'intérêt d'un tel dispositif repose sur le fait que les tiges connectées au circuit imprimé reproduisent la structure d'un faisceau et ne viennent pas introduire d'effet parasite. Nous aurions pu également opter pour un banc similaire à celui présenté dans la Figure II-5 avec une ou des tige(s) suffisamment longue(s) pour la raison qui vient d'être évoquée. Cependant, cette géométrie de banc comporte les mêmes difficultés de caractérisation que celle qui a été retenue. Celles-ci sont exposées dans le paragraphe suivant.

II.3.2. Difficultés de caractérisation

Les impédances à caractériser sont situées aux extrémités des tiges, ce qui rend la caractérisation relativement délicate a priori, car d'ordinaire l'analyseur de réseaux est calibré avec des charges coaxiales, et la mesure est référencée par rapport au plan de calibrage choisi. L'Annexe 2 synthétise le principe des mesures à l'analyseur de réseaux et de son calibrage. Deux éléments sont particulièrement critiques : le calibrage de l'analyseur de réseaux et la géométrie du banc de mesure (incluant la partie verticale et les tiges). En effet, deux méthodes de mesure sont envisageables :

- La première méthode consiste à calibrer l'analyseur de réseaux en lieu et place des charges à mesurer à l'extrémité des tiges, et qui devrait permettre de s'affranchir de la géométrie du banc. Cela implique la constitution d'un kit de calibrage spécifique constitué de charges dont les valeurs ne sont pas connues avec précision. Pour des mesures sur un port, ces charges seraient constituées par l'extrémité de la tige laissée en circuit ouvert, puis court-circuitée par un fil et enfin chargée par une résistance de 50Ω .
- La deuxième méthode consiste à réaliser un calibrage standard et correct réalisé avec le kit du fabricant connecté aux câbles coaxiaux, puis à mesurer les paramètres S globaux, et enfin en déduire la valeur des impédances en extrémité des tiges en utilisant un modèle électrique du banc. Contrairement à la première méthode, cette deuxième méthode ne s'affranchit donc pas directement de la géométrie du banc.

Nous allons successivement analyser ces deux méthodes.

II.3.2.1. Difficultés d'un calibrage en extrémité de tige

Concernant la mesure sur un port, il nous semble important d'insister sur les conséquences possibles d'un calibrage inapproprié. Calibrer en extrémité de banc revient à réaliser un calibrage inapproprié car il implique l'utilisation d'un kit de calibrage non enregistré dans l'analyseur de réseaux et difficile à caractériser. En effet, les charges de calibrage des kits enregistrés dans l'analyseur de réseaux ont des impédances connues avec précision (voir Annexe 2). Si le kit utilisé ne correspond pas au kit sélectionné dans l'analyseur de réseaux, on peut obtenir des impédances assez différentes des valeurs attendues. Une relation exprimant l'impédance mesurée à l'analyseur de réseaux en fonction de la valeur des charges de calibrage est donnée dans [RIBI 1, 2]. A partir de cette relation, l'Annexe 2 explique les calculs permettant de montrer l'effet d'un kit de calibrage inapproprié.

N'ayant pas connaissance des valeurs réelles du kit utilisé, nous allons illustrer l'erreur potentiellement commise en se basant sur deux kits de références différentes. Leurs principales caractéristiques pour la bande fréquentielle explorée, expliquées en Annexe 2, sont données dans le Tableau II-1.

Caractéristiques	Kit correcteur	Kit utilisé
<i>Référence</i>	Agilent 85033C	Agilent 85052D
C_0	53 fF	49,433 fF
C_1	$150 \cdot 10^{-27}$ F / Hz	$-310,13 \cdot 10^{-27}$ F / Hz
<i>Retard additionnel circuit ouvert</i>	14,491 ps	29,243 ps
L_0	834,75 pH	2,08 pH
L_1	-	$-108,54 \cdot 10^{-24}$ H / Hz
<i>Retard additionnel court circuit</i>	-	31,785 ps
<i>Charge</i>	50 Ω	50 Ω

Tableau II-1 : Principales caractéristiques de kits de calibrage de connectique SMA

A partir des calculs dont le principe est donné en Annexe 2, la Figure II-7 montre que l'impédance erronée obtenue (par calcul) est éloignée de la valeur vraie, en utilisant par exemple le modèle typique d'une résistance de 1 k Ω .

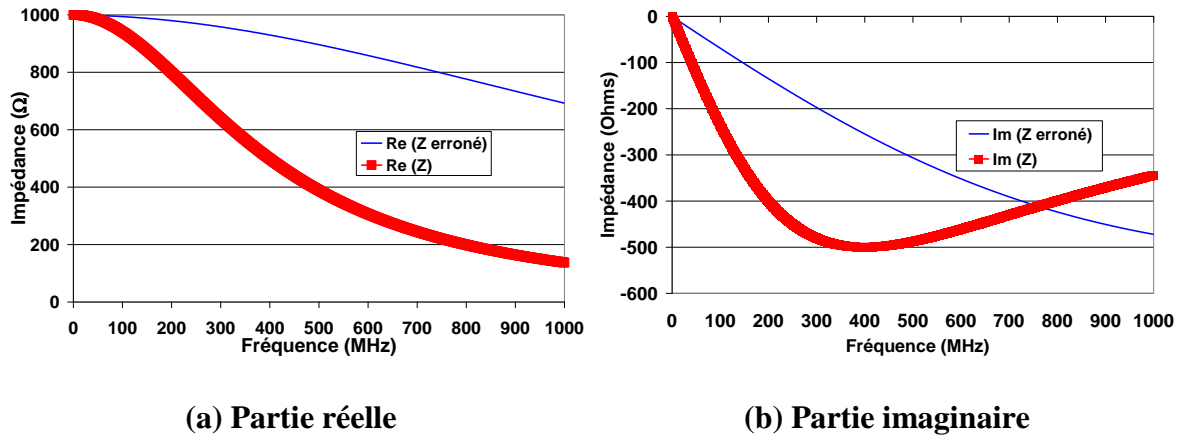


Figure II-7 : Illustration par le calcul de l'effet d'un calibrage inapproprié

Comme cela a pu être vérifié en mesure sur notre banc, une divergence apparaît au-dessus de 100 MHz, comme le montre par exemple la Figure II-8. Sur cette figure, les mesures de référence ont été faites à l'analyseur de réseaux calibré de manière appropriée, et en utilisant une compensation dite « circuit ouvert / court circuit », car le plan de mesure d'une charge non coaxiale n'est pas situé dans le plan de calibrage de l'analyseur. Le principe de cette compensation est expliqué dans l'Annexe 2.

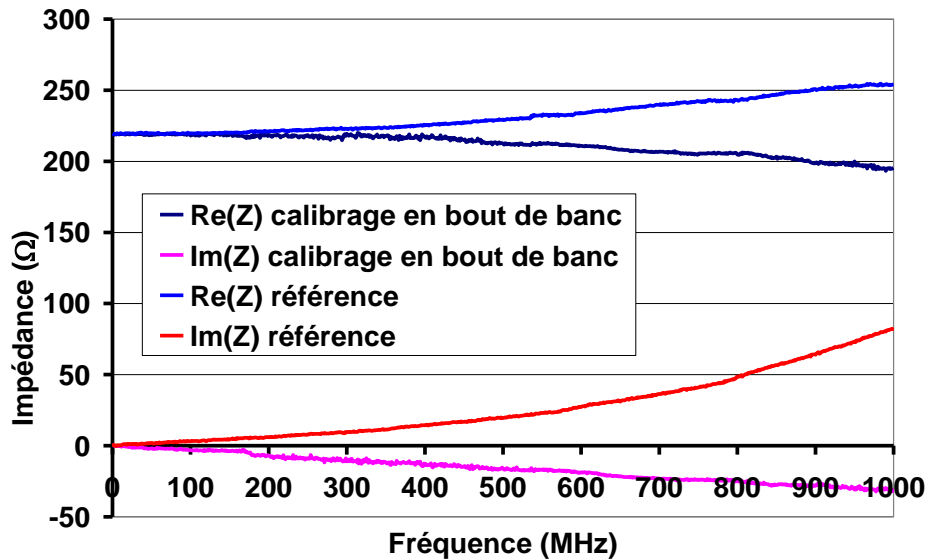


Figure II-8 : Effet d'un calibrage effectué en bout de banc sur la mesure de l'impédance présentée par une résistance de 220 Ω

La pratique d'un calibrage en extrémité de tige est encore plus problématique sur deux ports que sur un port, car dans ce dernier cas, l'étape de calibrage concernant l'isolation entre les ports est très mal prise en compte du fait du couplage entre les deux tiges.

II.3.2.2. Problèmes de la modélisation du banc par un modèle de ligne

Si le kit de calibrage effectivement utilisé correspond à celui qui a été sélectionné dans l'analyseur de réseaux, alors l'impédance mesurée en amont de banc sera correcte si l'on sait prendre en compte correctement le banc de mesure. La difficulté réside ici dans le choix du modèle du banc.

On peut penser qu'un modèle de ligne de transmission serait adapté, comme cela est utilisé dans [KWAS 1-3]. Un tel modèle sans pertes, puis avec pertes a été testé sur un port puis sur deux ports (avec un modèle de lignes couplées), sans donner de résultats suffisamment satisfaisants. Même la prise en compte des incertitudes liées à celles des paramètres linéiques de la ligne ne permet pas de valider cette approche. Cela est principalement dû au fait que la partie verticale du banc introduit une limite à la validité de la théorie des lignes de transmission par l'interaction qu'elle crée avec les tiges.

La concordance des résultats n'est pas meilleure si l'on modélise l'interaction de la tige avec la partie verticale du banc par une capacité de faible valeur, comme cela a été fait dans [BERG 2]. De même, si l'on modélise l'embase SMA en tant que ligne de transmission de faible longueur, là encore, la fréquence maximale de concordance ne dépasse pas 100 MHz.

II.4. Développement d'une méthode mixte de caractérisation

Comme les méthodes précédentes ne s'avèrent pas suffisamment précises, une méthode mixte a été développée. Elle s'appuie sur un calibrage précis effectué en amont du banc, et sur un modèle optimisé du banc de mesure. Le terme de « méthode mixte » indique que pour obtenir le résultat, elle combine à la fois l'utilisation de données de mesure et le recours à la simulation d'un modèle numérique tridimensionnel du banc. Le principe est de mettre ce modèle de banc sous la forme d'une matrice de couplage reliant courants et tensions aux extrémités du banc. Pour des raisons de calcul de reconstitution d'impédances, il est commode de représenter les charges terminales en choisissant le formalisme de la matrice admittance Y . En effet, la représentation des charges terminales en un réseau d'impédances est équivalente à une matrice admittance que l'on notera Y_t .

Appelons n le nombre de ports ou de conducteurs au-dessus du plan de masse. C'est aussi la taille de la matrice Y_t . Les impédances équivalentes, représentées sur la Figure II-9 pour $n = 4$,

sont décomposées en impédances entre le port i et le port j (Z_{dij}) et l'impédance entre le port i et la masse (Z_{mi}). La relation (II-1) donne leur expression en fonction des termes de la matrice Y_t .

$$Z_{dij} = \frac{-1}{Y_{tij}} \quad \text{et} \quad Z_{mi} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n Y_{tij}} \quad (\text{II-1})$$

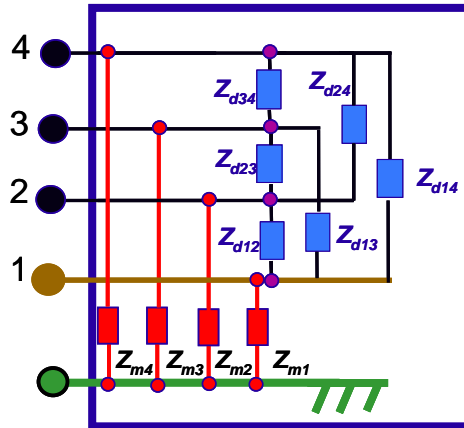


Figure II-9 : Représentation des charges terminales sous forme d'un réseau d'impédances équivalentes

II.4.1. Principe général

Explicitons la méthode générale de calcul des impédances terminales à partir d'une mesure sur n ports. La matrice Y représentant le banc est donc une matrice $2n \times 2n$. On cherche à déterminer la matrice admittance terminale Y_t correspondant aux charges présentes en bout de banc à l'aide de cette matrice Y et de la matrice Y_0 déterminée en amont du banc.

Soient V_0 et I_0 (resp. V_t et I_t) les vecteurs colonnes $1 \times n$ des tensions et des courants en amont (resp. en extrémité) des tiges :

$$V_0 = \begin{bmatrix} V_{0_1} \\ \dots \\ V_{0_i} \\ \dots \\ V_{0_n} \end{bmatrix} ; \quad I_0 = \begin{bmatrix} I_{0_1} \\ \dots \\ I_{0_i} \\ \dots \\ I_{0_n} \end{bmatrix} ; \quad V_t = \begin{bmatrix} V_{t_1} \\ \dots \\ V_{t_j} \\ \dots \\ V_{t_n} \end{bmatrix} ; \quad I_t = \begin{bmatrix} I_{t_1} \\ \dots \\ I_{t_j} \\ \dots \\ I_{t_n} \end{bmatrix}$$

Les Figures II-10 et II-11 représentent la configuration de mesure avec ces notations.

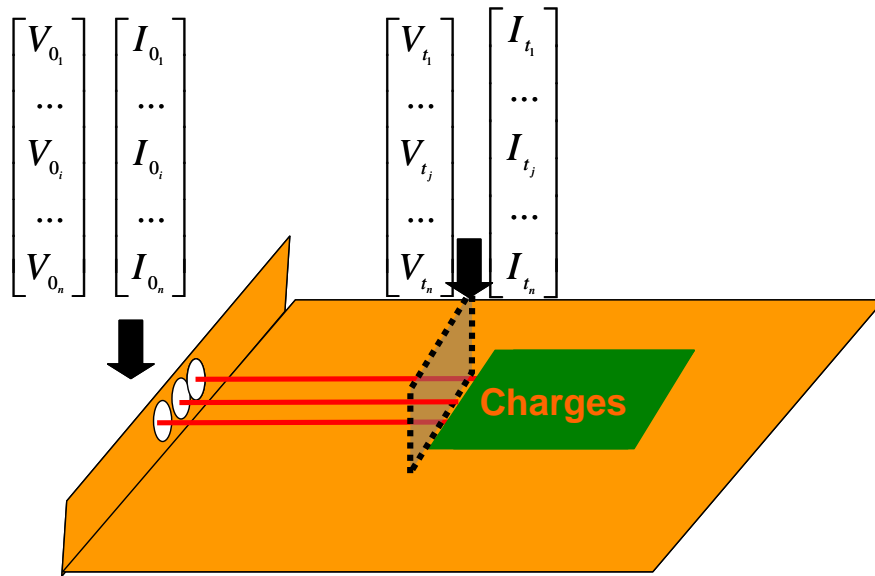


Figure II-10 : Banc de mesure à n ports ; tensions et courants associés aux extrémités

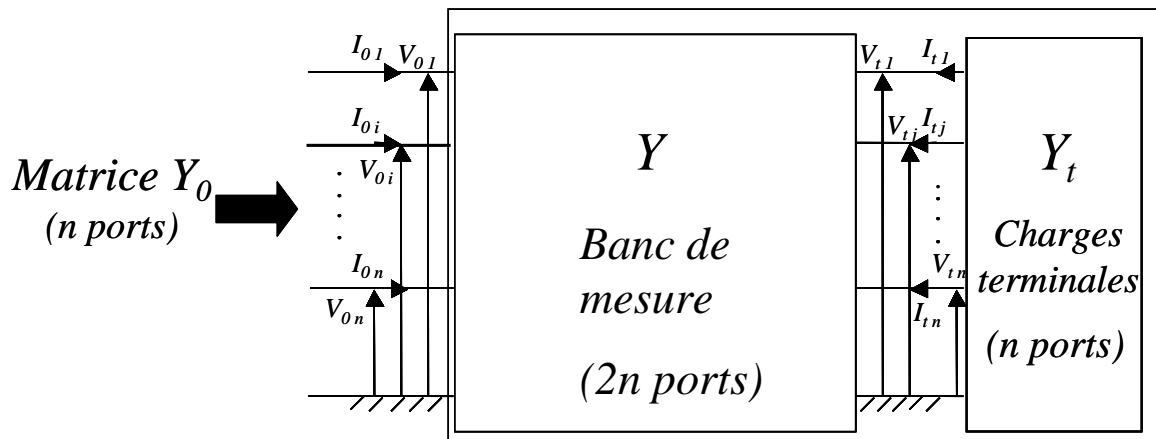


Figure II-11 : Banc de mesure à n ports chargé par la matrice admittance terminale

Posons : $I = \begin{bmatrix} I_0 \\ I_t \end{bmatrix}$ et $V = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_t \end{bmatrix}$ vecteurs colonnes $I \times 2n$

Avec les conventions classiques sur le courant et la tension d'un multipôle, représentées sur la Figure II-11, les vecteurs colonnes I et V sont reliés à Y par l'écriture matricielle :

$$I = Y V \quad (\text{II-2})$$

On pose aussi : $Y = \begin{bmatrix} Y_A & Y_B \\ Y_C & Y_D \end{bmatrix}$ où Y_A, Y_B, Y_C, Y_D sont 4 matrices $n \times n$.

La matrice Y étant symétrique (car le banc est passif), on a $Y_C = {}^t Y_B$

La relation (II-2) s'écrit alors :

$$\begin{cases} I_0 = Y_A V_0 + Y_B V_t \\ I_t = Y_C V_0 + Y_D V_t \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

De même, concernant les matrices admittances Y_0 et Y_t à n ports, et vis-à-vis de la convention d'écriture, on peut écrire :

$$I_0 = Y_0 V_0 \quad (\text{II-4})$$

$$I_t = -Y_t V_t \quad (\text{II-5})$$

En réinjectant la relation (II-5) dans (II-3), on obtient :

$$I_0 = \left(Y_A - Y_B (Y_t + Y_D)^{-1} Y_C \right) V_0 \quad (\text{II-6})$$

Les relations (II-4) et (II-6) nous donnent donc l'expression de la matrice admittance Y_0 :

$$Y_0 = Y_A - Y_B (Y_t + Y_D)^{-1} Y_C \quad (\text{II-7})$$

On en déduit l'expression de la matrice admittance terminale Y_t en fonction de Y_0 :

$$Y_t = Y_C (Y_A - Y_0)^{-1} Y_B - Y_D \quad (\text{II-8})$$

Cette dernière relation permet d'en déduire les impédances équivalentes données par la relation (II-1).

Dans la relation (II-8), la matrice Y_0 est obtenue à partir de la mesure des paramètres S_0 (matrice $n \times n$) à l'aide de l'analyseur de réseaux, par la relation (II-9), dans laquelle z_0 est l'impédance de référence de l'analyseur de réseaux (50Ω dans notre cas), et Id est la matrice identité :

$$Y_0 = \frac{1}{z_0} (Id + S_0)^{-1} (Id - S_0) \quad (\text{II-9})$$

Les sous-matrices Y_A , Y_B , Y_C , Y_D de la matrice Y sont obtenues par simulation du banc de mesure.

II.4.2. Exemple de mise en œuvre de la méthode mixte

Selon les moyens de modélisation dont on dispose, la matrice Y du banc peut être obtenue de différentes manières. En réalité, le banc comprend les connecteurs SMA, qui sont des éléments volumiques, ainsi que la structure métallique, qui est plutôt une structure surfacique. Modéliser l'ensemble du banc par un code 3D devient alors fastidieux à cause de l'attention à accorder aux connecteurs en terme de nombre de mailles. Nous avons donc modélisé le banc en trois étapes : d'abord les connecteurs, puis la structure métallique et enfin, concaténation de ces deux modèles.

1. Modélisation des connecteurs par un code de réseau utilisant la théorie des lignes de transmission : ils sont assimilés à de petites portions de lignes de transmission d'impédance caractéristique 50Ω , de vitesse de propagation 2.10^8 m/s, et de 9 mm de longueur. Ces paramètres ont été ajustés par la comparaison d'un résultat de simulation avec un résultat de mesure de paramètre S_{11} en amont de banc, dans le cas où le banc ne comprend qu'une tige dont l'extrémité est laissée en circuit ouvert.
2. Modélisation de la structure métallique par un code de calcul électromagnétique 3D basé sur les éléments finis de frontière. La Figure II-12 montre un exemple de configuration sur 3 ports du banc de mesure modélisé en 3D.

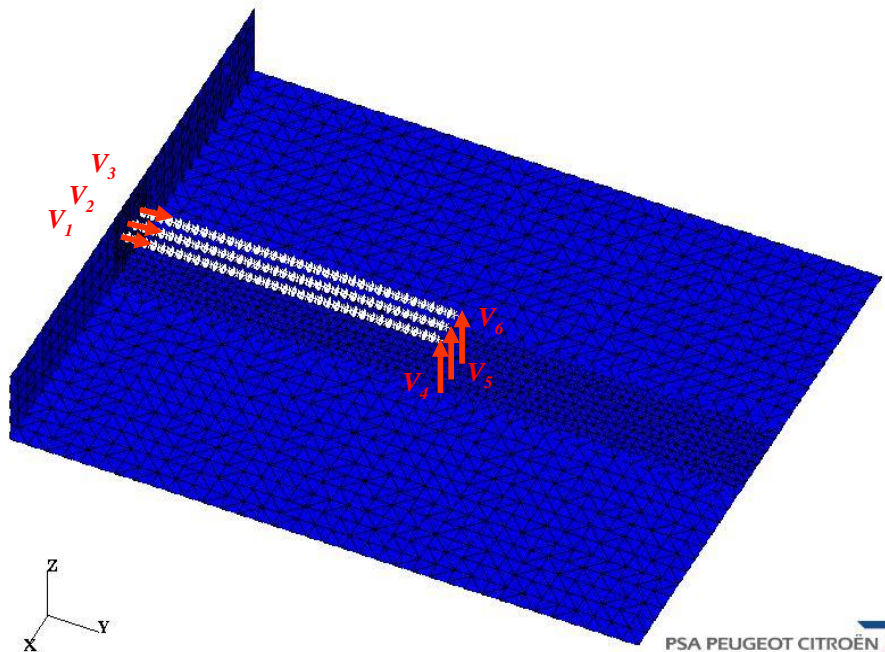


Figure II-12 : Modélisation du banc de mesure par des éléments finis de frontière ; exemple de configuration sur 3 ports

Les flèches indiquent l'emplacement de sources de tensions unitaires qui sont allumées séparément dans la simulation. Lorsqu'une source V_j est allumée, les autres sont éteintes, donc nulles ; l'obtention du courant I_i circulant dans une source i permet d'obtenir par définition le paramètre Y_{ij} d'une matrice Y selon la relation (II-10) :

$$Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j} \Bigg|_{V_i=0; i \neq j} \quad (\text{II-10})$$

Ainsi, avec toutes les sources, on obtient la matrice Y de la structure métallique.

- Concaténation des deux modèles (lignes de transmission pour les connecteurs et matrice Y obtenue à l'étape 2 pour la structure métallique) dans le code de réseau pour obtenir la matrice Y du banc entier dont la Figure II-13 résume la construction.

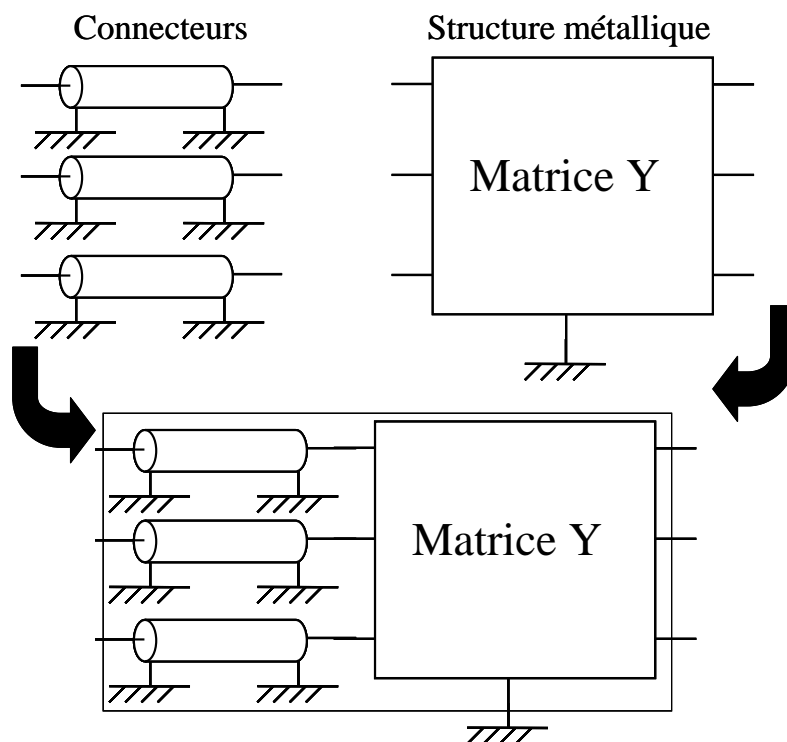


Figure II-13 : Obtention de la matrice Y du banc entier

Le fait d'avoir une géométrie de banc simple (tiges rectilignes et masse métallique) permet de pouvoir le modéliser facilement en 3D. L'avantage de ce modèle 3D dans la méthode mixte est qu'il reproduit les effets électromagnétiques réels introduits par la géométrie, notamment par la partie verticale du banc, contrairement au modèle de ligne de transmission. De même, en adaptant le modèle 3D, on peut aussi faire des mesures pour différentes hauteurs de circuit placé en extrémité des tiges.

Avant d'appliquer la méthode mixte sur une carte de circuit imprimé, il convient d'abord de la valider sur des cas plus simples, comme des composants, et d'évaluer les incertitudes que l'on peut obtenir en pratique en appliquant la théorie développée ci-dessus.

II.5. Application de la méthode mixte sur des cas canoniques

II.5.1. Mesures sur des composants discrets

La méthode mixte a d'abord été évaluée sur des composants discrets de technologie CMS, dont les valeurs d'impédances mesurées ont pu être comparées à des données de fournisseur. Dans ces cas-là, en plus des surfaces métalliques et de la tige, le modèle 3D du banc reproduit les brins métalliques qui relient le composant d'une part, et l'extrémité de la tige et le plan de masse d'autre part. Ils sont entourés sur la Figure II-14.

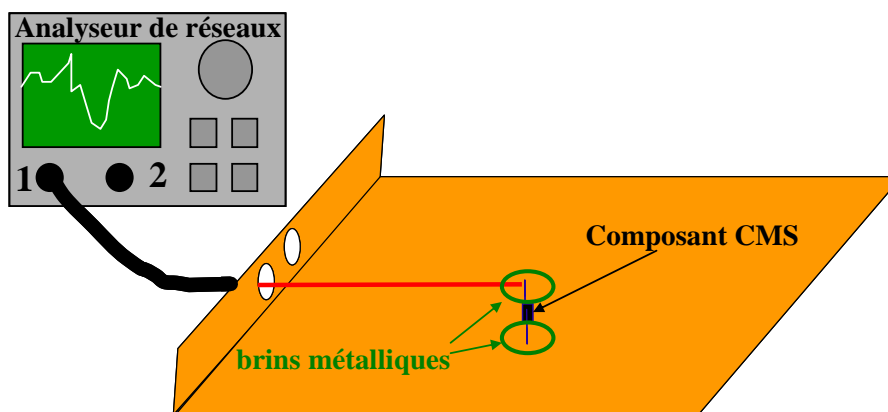


Figure II-14 : Test de la méthode mixte sur un port

A titre d'exemple, la Figure II-15 illustre les résultats obtenus sur une résistance CMS de 1 k Ω et sur un condensateur CMS de 1 nF. La réalisation du montage n'étant pas parfaite, eu égard à la faible taille des composants CMS (2 mm de long), on peut considérer que les courbes montrent une bonne correspondance entre les mesures de référence et les résultats donnés par la méthode mixte.

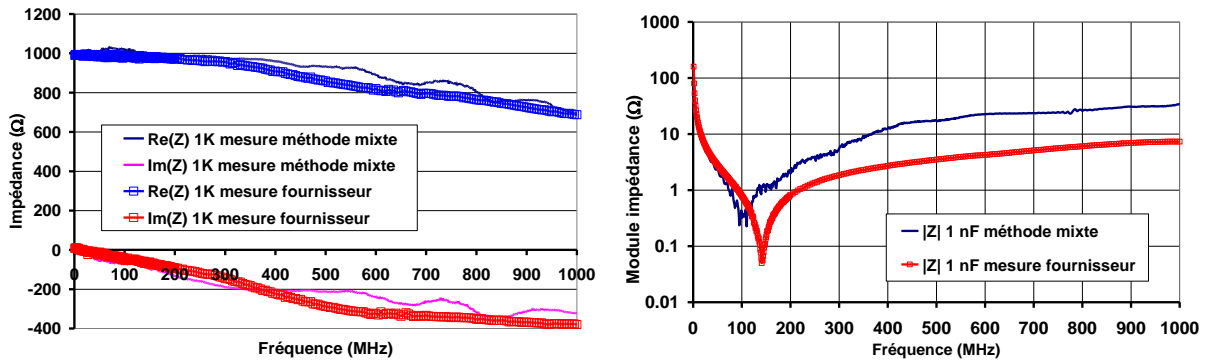


Figure II-15 : Reconstitution d'impédances par méthode mixte (un port)

La méthode mixte a également été évaluée sur des configurations à deux ports, qui comportent donc trois charges d'extrémité, comme le rappelle la Figure II-16.

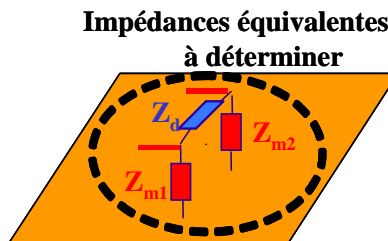


Figure II-16 : Configuration des impédances sur deux ports

Différentes combinaisons de valeurs extrêmes de charges ont été testées. La méthode mixte donne des résultats en accord avec ce qui est attendu dans les cas testés rassemblés dans le Tableau II-2. Dans les cas extrêmes de charges, circuit ouvert (CO) ou court-circuit (CC), la cohérence des résultats se vérifie par les allures globales et les ordres de grandeur des courbes obtenues, comme le montre par exemple la Figure II-17. Elle reproduit l'allure de l'impédance d'un circuit ouvert, qui dépasse 10 k Ω sur toute la bande de fréquence.

Z_{m1}	Z_d	Z_{m2}
CC	CC	CC
CO	CO	CO
CO	CC	CO
CO	1 k Ω	CO
CO	1 nF	CO
330 pF	1 nF	330 pF
1 k Ω	10 k Ω	1 k Ω
10 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
50 Ω	1 k Ω	1 k Ω

Tableau II-2 : Exemples de configurations de charges donnant des résultats corrects

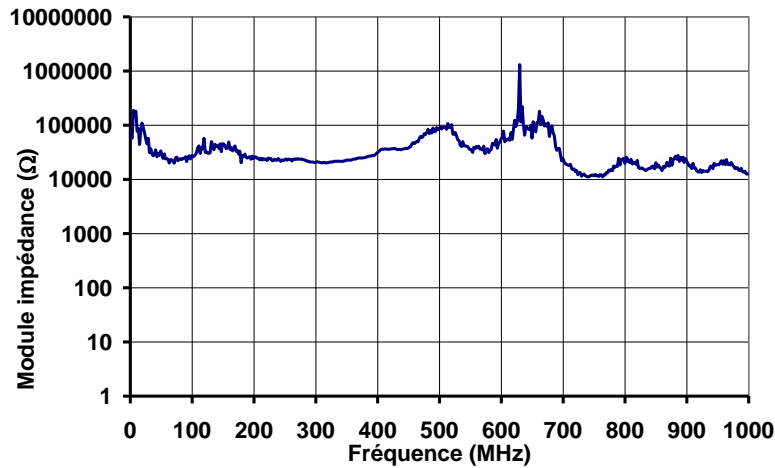


Figure II-17 : Exemple de mesure de « circuit ouvert » obtenu par méthode mixte

Le Tableau II-3 donne des exemples de configurations de charges pour lesquelles la reconstitution d'impédances ne donne pas de bons résultats. Les charges mal reconstituées sont indiquées en gras. Concernant ces dernières, il est malaisé de préciser un seul ordre de grandeur pour chaque cas, car l'impédance reconstituée varie sur la bande de fréquence considérée. La Figure II-18 donne l'exemple de la résistance de 1 k Ω de la première ligne du Tableau II-3 (seuls les premiers points de fréquence sont corrects). Dans les deuxième et troisième lignes, l'allure de l'impédance Z_d s'apparente à celle d'un court-circuit. Quant aux résistances de la dernière ligne du tableau, Z_{m2} et Z_d sont vues respectivement comme des impédances de 3 k Ω et 600 Ω en basse fréquence.

Z_{m1}	Z_d	Z_{m2}
330 pF	1 k Ω	330 pF
CC	CO	CC
CC	1 k Ω	CC
CC	1 k Ω	1 k Ω

Tableau II-3 : Exemples de configurations de charges donnant des résultats incorrects

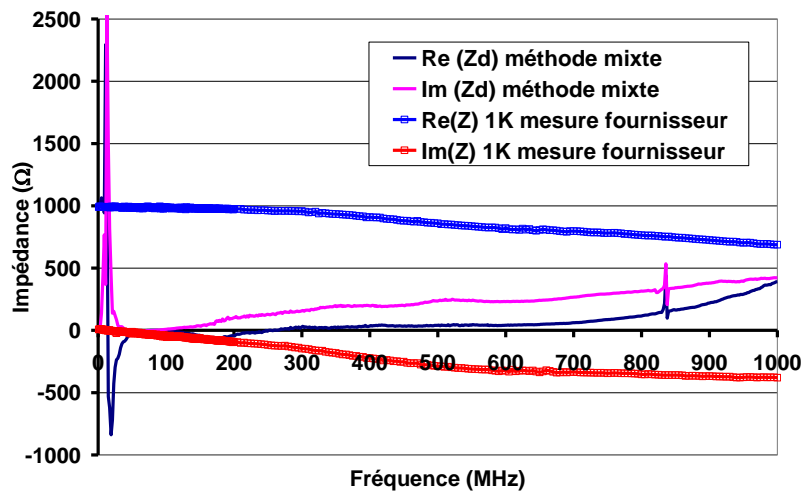


Figure II-18 : Exemple d'impédance mal reconstituée par la méthode mixte

Ce paragraphe a montré que la méthode mixte peut être considérée comme satisfaisante sur un port, mais l'est beaucoup moins sur deux ports en règle générale notamment en fonction de la configuration particulière des impédances à reconstituer. La méthode comporte donc certaines limites dont il convient d'explicitier les raisons.

II.5.2. Limitations de la méthode mixte

La méthode ne fournit pas les impédances attendues notamment lorsque le module d'une ou plusieurs impédances est très différent de celui des autres impédances. Les raisons pour lesquelles ces cas de figures ne donnent pas de bons résultats sont principalement :

- 1) le passage du courant dans les impédances de faible valeur vis-à-vis des impédances de forte valeur. Certaines impédances de forte valeur par rapport aux autres se retrouvent masquées dans la reconstitution, voire court-circuitées. Les impédances équivalentes reconstituées peuvent alors présenter des valeurs inférieures aux impédances connectées.

La Figure II-19 illustre un exemple concret où on remarque que l'impédance Z_{m2} , proche d'un court-circuit, est infiniment petite devant Z_{m1} et Z_d . Si le réseau est alimenté par le courant I_2 , les impédances Z_{m1} et Z_d seront masquées (I_d sera très faible) ; de même, s'il est alimenté par le courant I_1 , les impédances Z_{m1} et Z_d apparaîtront comme étant en parallèle ; en particulier l'impédance Z_d sera alors reconstituée comme la moitié de sa valeur. Ainsi, les valeurs reconstituées ne seront pas conformes aux charges réellement connectées.

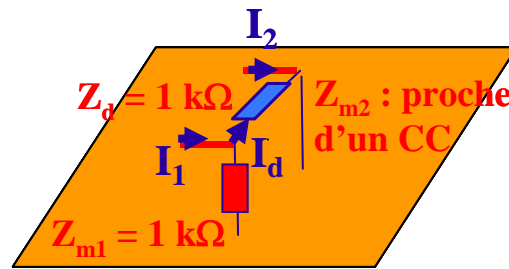


Figure II-19 : Exemple de configuration problématique d'impédances à reconstituer

2) les imprécisions de mesure amplifiées par le calcul :

En premier lieu, il convient de préciser que les incertitudes intrinsèques à l'analyseur de réseaux sur la mesure des paramètres S croissent lorsque les charges sont de valeur éloignée de l'impédance de référence de l'analyseur, qui est de 50Ω . A partir des données du fabricant de l'analyseur et du kit utilisé, un calcul a été mené pour évaluer ces incertitudes. Les résultats sont développés en Annexe 2.

En second lieu, les impédances reconstituées par le calcul présentent une grande sensibilité vis-à-vis de la valeur des paramètres S mesurés. Cela signifie qu'une légère erreur sur chacun des paramètres S se traduira à l'issue du calcul par de fortes erreurs sur les impédances. Les relations (II-11), (II-12) et (II-13) rappellent les principales équations en jeu.

$$Y_0 = \frac{1}{z_0} (I_d + S_0)^{-1} (I_d - S_0) \quad (\text{II-11})$$

$$Y_t = Y_C (Y_A - Y_0)^{-1} Y_B - Y_D \quad (\text{II-12})$$

$$Z_{dij} = \frac{-1}{Y_{tij}} \quad \text{et} \quad Z_{mi} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n Y_{tij}} \quad (\text{II-13})$$

Lors du calcul de reconstitution, selon les valeurs des S_{ij} , l'inversion de la matrice $(Id + S_0)$ peut donner lieu à des imprécisions qui se cumulent dans le calcul. En outre, le calcul des impédances $Z_{d\ ij}$ entre broches i et j et $Z_{m\ i}$ entre broche i et la masse à partir de la matrice Y_t (équation (II-13)) peut être critique notamment sur l'obtention des $Z_{m\ i}$ qui font intervenir la somme des termes $Y_{t\ ij}$ sur une ligne. Dans ce dernier calcul, certains termes peuvent en cacher d'autres, ce qui nous amène à dire que plus le nombre de ports va augmenter, plus les erreurs vont augmenter.

Ces phénomènes sont encore plus visibles sur trois ports, comme cela a été montré sur une petite maquette de géométrie différente de celle de notre banc dans [POIN 1], et ils tendront à s'amplifier sur un plus grand nombre de ports.

Pour une telle méthode de mesure, lorsque les charges interconnectées sont de valeurs très différentes, il est préférable de ne pas chercher à reconstituer des impédances.

Cette exploration de la méthode mixte sur des configurations de charges discrètes connectées en extrémité des tiges a permis de constater ses potentialités, mais aussi ses limitations lorsque les charges sont de valeurs très différentes. Ce dernier cas nous fait penser à la configuration de circuit imprimé flottant dont la surface de masse est en principe prépondérante par rapport aux surfaces métalliques connectées aux autres accès de la carte. Il convient d'examiner l'allure des courbes d'impédances d'interaction données par la méthode mixte sur la configuration qui nous préoccupe.

II.6. Cas canonique de circuit imprimé comprenant un plan de masse plein

Tout d'abord, nous avons cherché à appliquer la méthode mixte sur un port d'un circuit imprimé. Etant donné la surface métallique prépondérante que la masse du circuit imprimé couvre en général sur la carte, nous nous sommes efforcés de mesurer l'impédance d'interaction qu'elle produit, surtout dans l'optique d'une modélisation d'un équipement en deux parties. La détermination de l'impédance entre plan de masse du circuit imprimé et caisse est d'autant plus importante qu'elle joue un rôle non négligeable sur le courant total

dans un faisceau (souvent considéré comme grandeur de référence dans l'automobile, à juste titre ou non ; voir I.1.2.).

En pratique, nous avons choisi une carte rectangulaire double couche de dimensions $a= 10$ cm et $b = 5$ cm. Elle a pour épaisseur 1,6 mm, et pour diélectrique du FR4, de permittivité relative 4,7 environ. Une des deux couches est métallique sur toute cette surface : il s'agit d'un plan de masse plein.

II.6.1. Impédance vue entre l'accès du plan de masse du circuit imprimé et la référence générale de potentiel

II.6.1.1. Mesures par la méthode mixte et simulations

Quatre positionnements différents du circuit imprimé par rapport à la masse générale ont été choisis, de manière à refléter certaines configurations possibles dans un véhicule, et pour s'éloigner du cas trivial de deux plans parallèles. Comme le montre la Figure II-20, ces configurations ont été montées sur le banc de mesure.

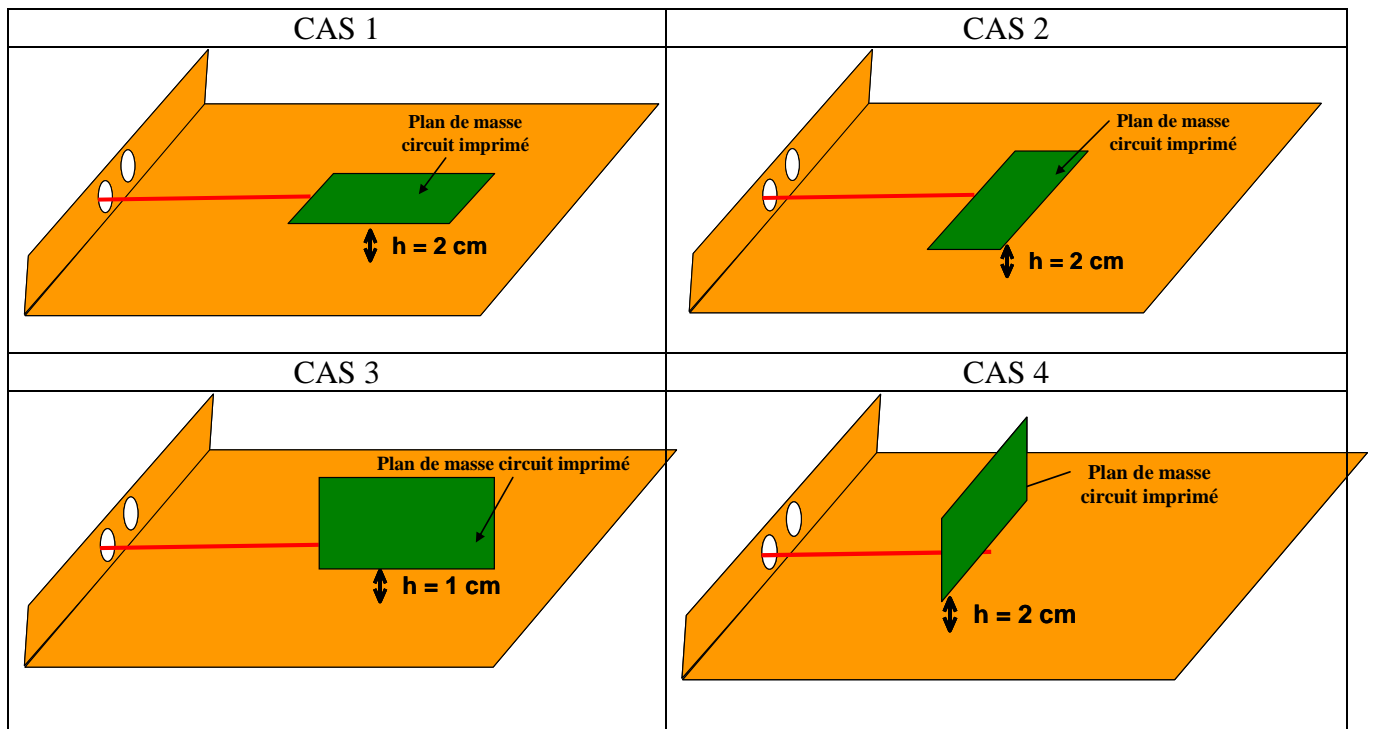


Figure II-20 : Configurations spatiales choisies pour le circuit imprimé

Dans chaque configuration, les impédances correspondantes ont été mesurées par la méthode mixte. Nous allons distinguer les cas où la carte est parallèle au plan de masse (cas 1 et 2), des deux autres cas (cas 3 et 4) représentant des configurations singulières, plus difficiles à appréhender a priori parce qu'elles ne font pas penser à la géométrie d'un condensateur plan.

Nous allons mettre à l'épreuve plusieurs modèles dans lequel le diélectrique de la carte sera négligé, étant donné l'épaisseur de la carte et la distance au plan de masse.

Dans les cas 1 et 2, le modèle le plus simple que l'on serait tenté d'employer en première approximation serait une capacité. Sa valeur correspondrait à celle d'un condensateur plan, de mêmes dimensions que le circuit imprimé. Pour notre exemple, cela donnerait une capacité de 2,2 pF obtenue grâce à la relation classique (II-14).

$$C = \frac{\epsilon_0 ab}{h} \quad (\text{II-14})$$

Par ailleurs, deux modèles numériques plus réalistes ont été élaborés et confrontés aux résultats de mesure :

- un modèle 2D : la carte est assimilée à une sorte de ligne microruban en première approximation ; le calcul des paramètres linéiques de cette ligne a été fait par un code de calcul 2D fréquentiel à éléments finis, à partir d'une coupe transversale de la géométrie par rapport à l'axe de la tige ; l'impédance calculée est l'impédance ramenée par cette ligne de transmission laissée en circuit ouvert à son extrémité. La Figure II-21 présente une coupe 2D du cas 1.

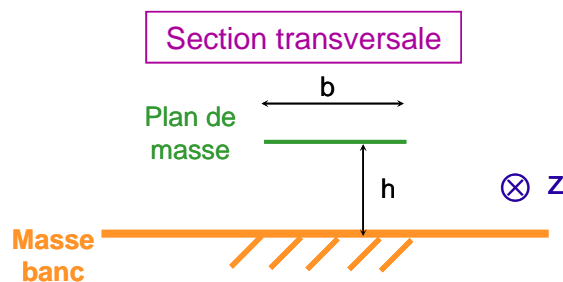


Figure II-21 : Coupe 2D du cas 1

- un modèle 3D : le calcul de l'impédance découle d'un code de calcul 3D fréquentiel à éléments finis de frontière. La Figure II-22 présente la modélisation 3D du cas 1 à titre d'exemple et met en évidence les polarités du générateur de tension placé entre la masse du banc et la masse du circuit imprimé.

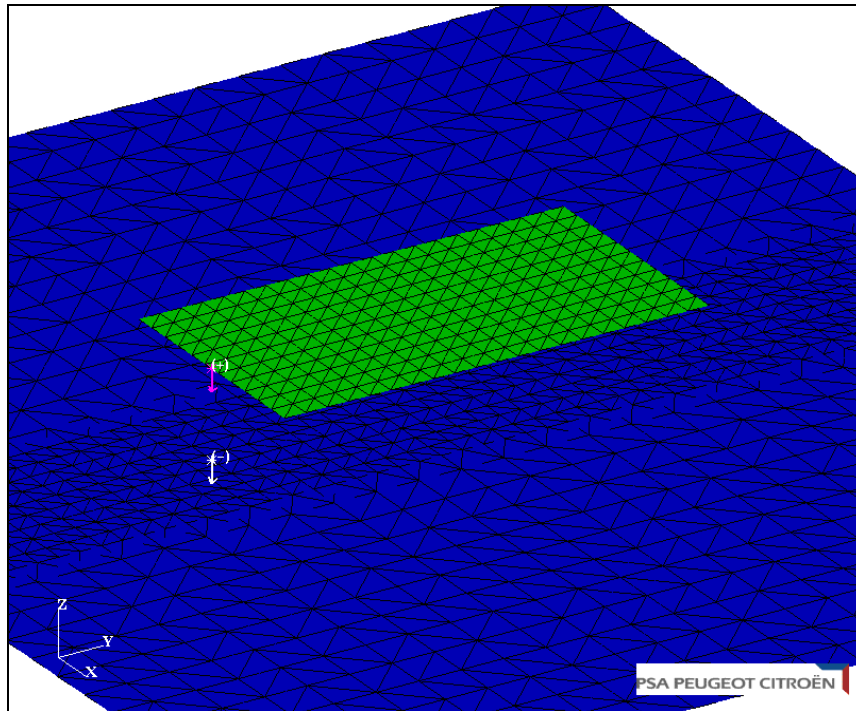


Figure II-22 : Modélisation 3D du cas 1

La Figure II-23 présente les résultats de mesure et de simulation des cas 1 et 2 concernant le module de l'impédance. Dans les deux cas, l'impédance présente un minimum qui s'apparente à un phénomène d'ondes stationnaires, phénomène lié aux dimensions de la carte vis-à-vis de la longueur d'onde. Des courbes similaires ont été obtenues dans [HOCK 1, 2]. Cependant, les cas 1 et 2 ne donnent pas le même résultat en terme de fréquence de résonance.

L'Annexe 3 explique la physique des phénomènes en faisant une analogie entre ce type de configuration et la théorie des antennes microstrip, qui s'appuie sur une description modale de type cavité.

Cet exemple simple montre que le modèle de capacité est inapproprié, pour plusieurs raisons : tout d'abord, la connexion est faite sur un des côtés de la carte et non au centre comme dans le cas d'un condensateur plan ; de plus, ce modèle ne rend pas compte du phénomène de propagation entre la carte et la masse générale. En revanche, le modèle de ligne de transmission le met en évidence dans le cas 1. Néanmoins, ce dernier n'est pas tout à fait adéquat car la transition entre la tige et la carte est ponctuelle, et elle n'est pas prise en compte par le modèle 2D qui considère une répartition de courant identique dans chaque section longitudinale de la carte. Un tel modèle de ligne est à juste titre encore plus inadéquat dans le

cas 2, car la dimension longitudinale y est plus petite que la dimension transversale, de sorte que la théorie des lignes ne s'applique pas.

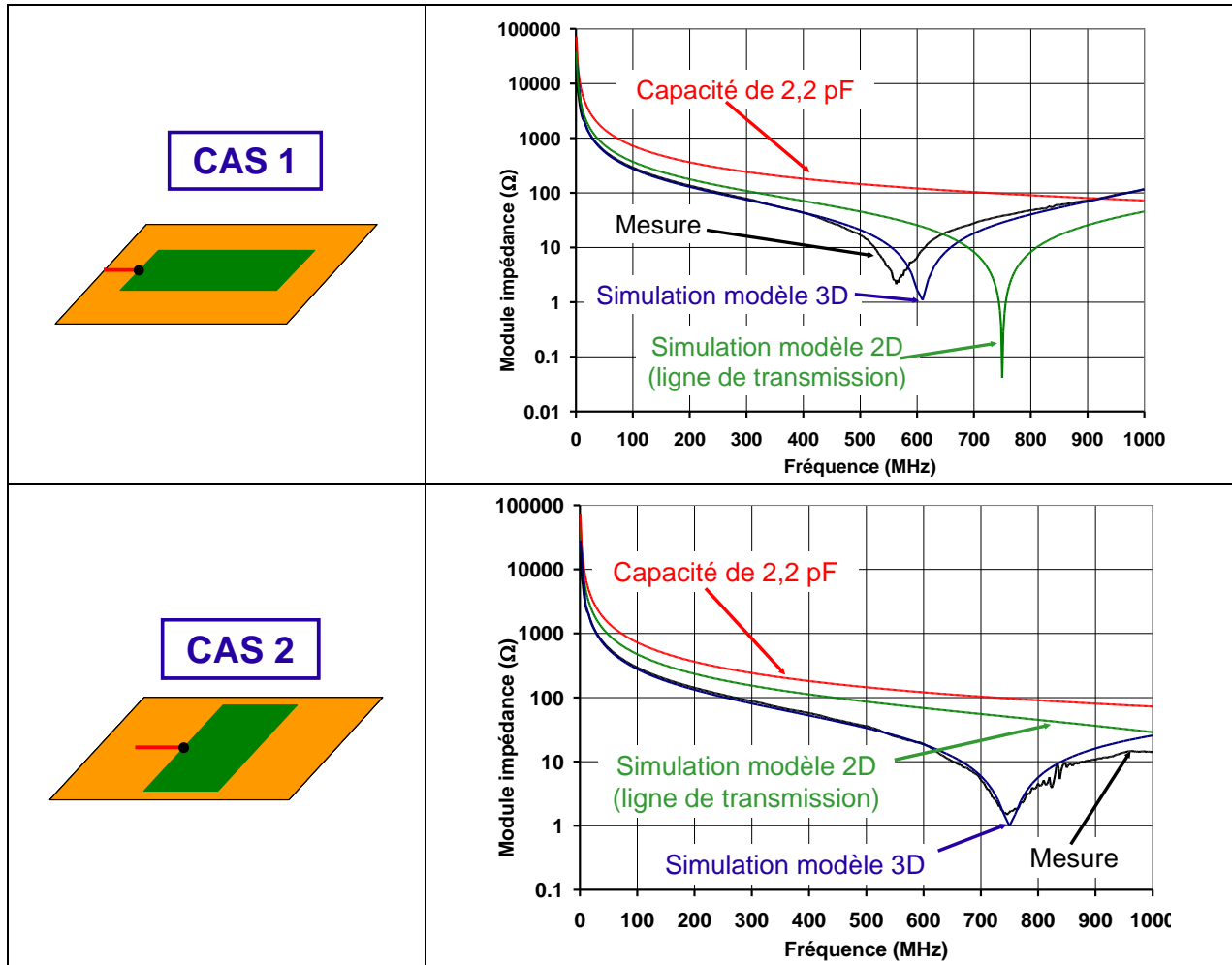


Figure II-23 : Comparaison des mesures et différents modèles (cas 1 et 2)

Seul le modèle représentant la géométrie en 3D permet de reproduire ces deux cas de façon très satisfaisante en haute fréquence, et en même temps de valider la méthode mixte. On peut juste noter que le modèle 3D ne prend pas en compte l'interaction entre l'extrémité de la tige et la carte qui intervient dans la mesure, et qui est mise en évidence sur la Figure II-24. Cela peut expliquer une différence entre les deux résultats.

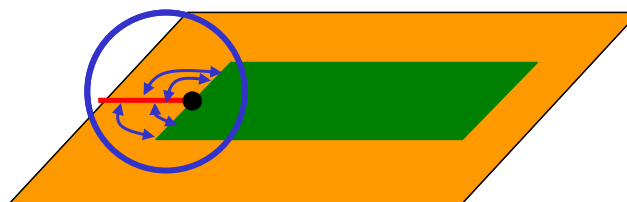


Figure II-24 : Interaction entre l'extrémité de la tige et la carte

Concernant les cas 3 et 4, les résultats de mesure sont restitués sur la Figure II-25. On constate que l'impédance obtenue dans le cas 3 est identique à celle obtenue dans le cas 1, ce qui prouve qu'un phénomène d'ondes stationnaires similaire se manifeste dans ce cas 3. En revanche, dans le cas 4, le minimum d'impédance est à peine marqué, et l'impédance obtenue est approximable par un modèle de capacité de 4 pF sur la première moitié de la bande de fréquence d'étude.

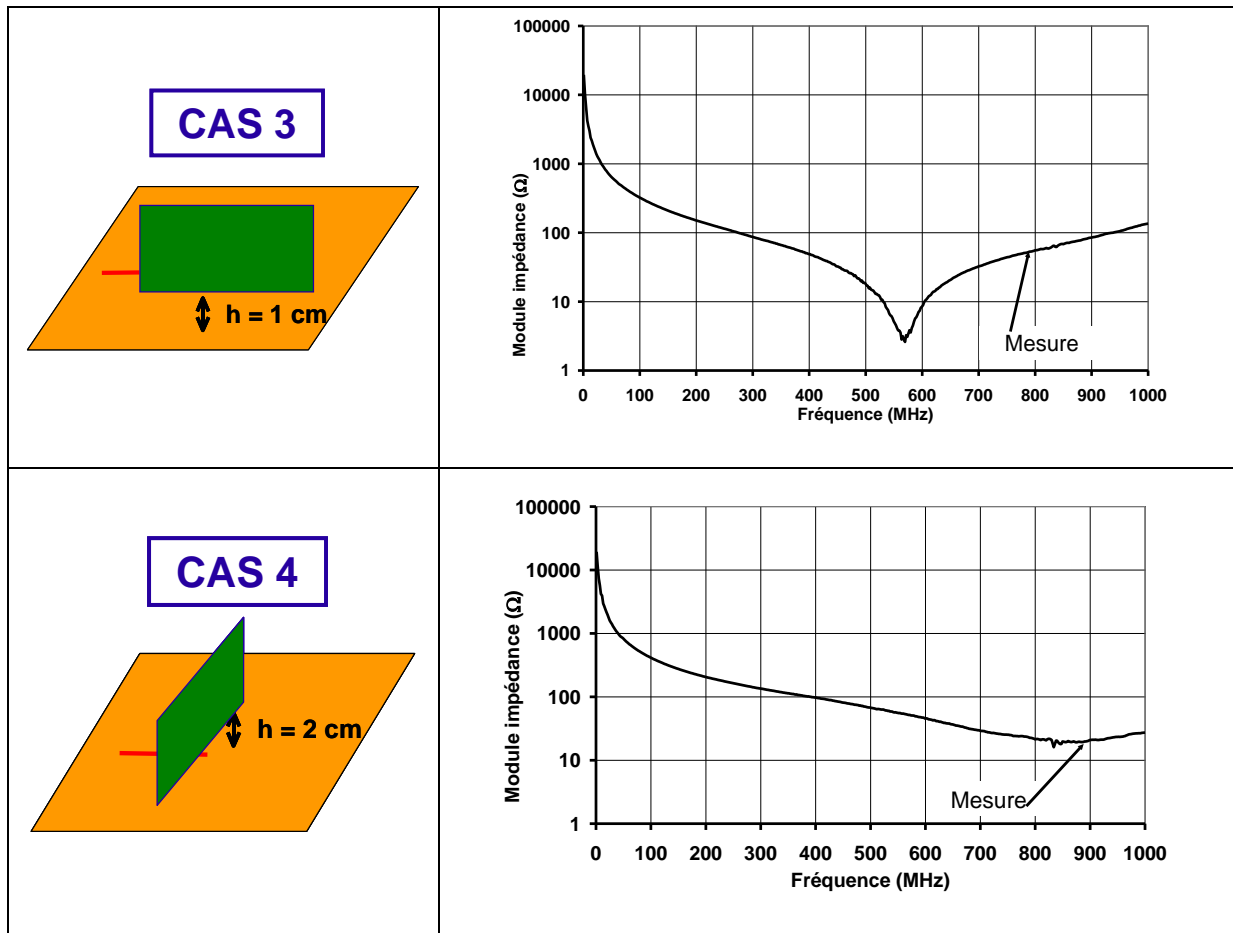


Figure II-25 : Mesures par méthode mixte dans les cas 3 et 4

Les résultats de ces quatre cas de figure simples montrent bien que l'impédance d'interaction entre le plan de masse plein d'une carte et une masse générale plane dépend de la configuration géométrique considérée. Cela sera d'autant plus vrai si l'on envisage un cas réel d'équipement interagissant avec la masse caisse environnante qui n'est pas plane dans le cas général.

A partir des simulations précédentes, un schéma électrique équivalent simple vu du port de connexion peut être proposé.

II.6.1.2. Modèles électriques équivalents simples

L'avantage de disposer d'un modèle équivalent comportant des composants élémentaires est de pouvoir insérer ce modèle dans un code de type circuit électrique du commerce¹².

En première approximation, l'impédance entre la masse du circuit imprimé et la masse générale peut être modélisée par un circuit RLC série dont les valeurs sont extraites à partir des courbes issues de la simulation 3D :

- C est calculée à partir d'un ou deux points de l'impédance Z en basse fréquence, en l'approximant par la relation simple $Z = 1/(C.\omega)$
- L est calculée à partir de C et de la fréquence de résonance,
- R est calculée à partir de la bande passante $\Delta\omega$ à + 3 dB pour laquelle on a $\Delta\omega = R / L$.

A titre d'exemple, la Figure II-26 présente les résultats de modèles RLC dans les cas 1 et 2. Pour le cas 1, les valeurs trouvées sont : C = 5,5 pF ; L = 12,5 nH ; R = 0,7 Ω . Pour le cas 2, seule l'inductance change, elle vaut : L = 8,2 nH.

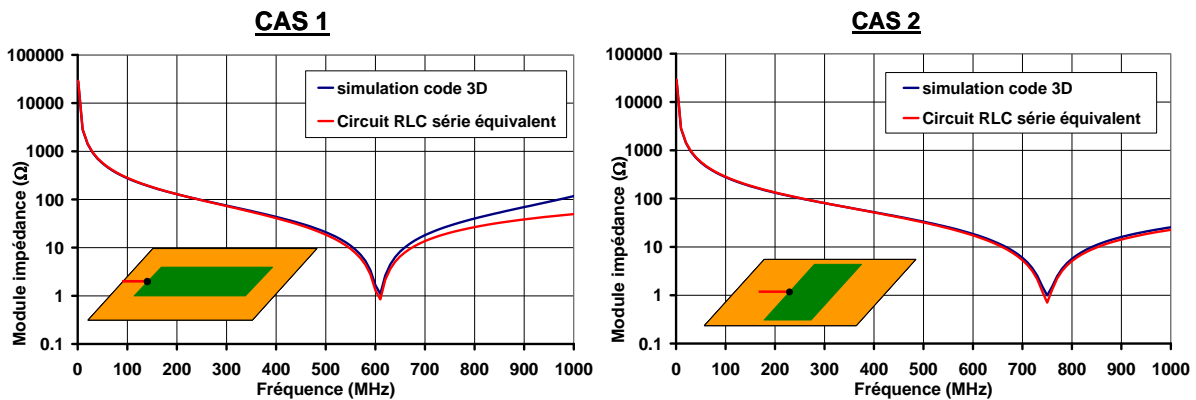


Figure II-26 : Ajustement de l'impédance par un modèle RLC série

En outre, l'impédance en question peut être modélisée par l'impédance ramenée Z_r d'une ligne de transmission en circuit ouvert à son extrémité. Les paramètres de cette ligne sont principalement l'impédance caractéristique Z_c et la longueur équivalente l_{eq} . Comme la carte

¹² De type SPICE ou SABER

est majoritairement dans l'air, choisissons comme vitesse de propagation v celle des ondes dans le vide. L'expression de Z_r est rappelée par l'expression (II-15) :

$$Z_r = \frac{Z_c}{\tan\left(\omega l_{eq} / v\right)} \quad (\text{II-15})$$

Un paramètre supplémentaire peut éventuellement inclure des pertes. La longueur équivalente l_{eq} peut être déduite à partir de la fréquence de résonance quart d'onde de la ligne. L'impédance caractéristique Z_c est la valeur de l'impédance à la moitié de cette fréquence.

La Figure II-27 montre que sur cet exemple, ce type de modèle est meilleur en haute fréquence que le modèle RLC série.

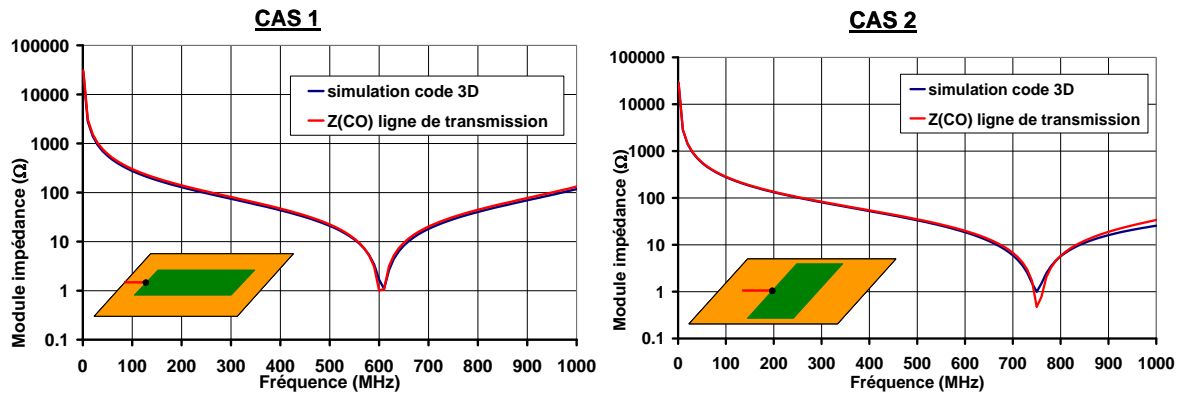


Figure II-27 : Ajustement de l'impédance par un modèle de ligne de transmission

Pour le cas 1, Z_c et l_{eq} sont ajustées à $Z_c = 80 \Omega$ et $l_{eq} = 12,4 \text{ cm}$ au lieu de 10 cm de dimension longitudinale. Pour le cas 2, Z_c et l_{eq} sont ajustées à $Z_c = 60 \Omega$ et $l_{eq} = 9,95 \text{ cm}$ au lieu de 5 cm de dimension longitudinale.

L'allure de l'impédance entre la masse d'un circuit imprimé et la caisse dans le cas général est donc facilement modélisable lorsque l'on ne considère que l'accès à la masse de la carte. Il convient d'examiner les impédances d'interaction obtenues lorsque l'on envisage une caractérisation de plusieurs accès de la carte.

II.6.2. Impédances vues en entrée d'un circuit imprimé muni de plusieurs accès

A la fin du Chapitre I, nous avons introduit la possibilité d'une modélisation d'un équipement en deux parties, qui est basée sur l'assemblage d'une impédance entre la masse du circuit imprimé et la masse caisse et d'un modèle local d'équipement. Cela revient à dire que les impédances vues à l'extrémité du faisceau entre les autres accès du circuit imprimé et la caisse sont considérées comme infinies, ce qui suppose donc que l'interaction entre les autres accès du circuit imprimé et la caisse est négligeable devant celle entre la masse du circuit et la caisse. Il apparaît alors important de comparer les impédances qui en découlent selon la représentation en charges équivalentes. La Figure II-28 résume les deux types de représentation : ce que l'on nommera le *modèle global*, rigoureux, décomposé en charges équivalentes, et ce que l'on appellera le *modèle assemblé* à partir du modèle local et de l'impédance d'interaction entre masses locale et générale.

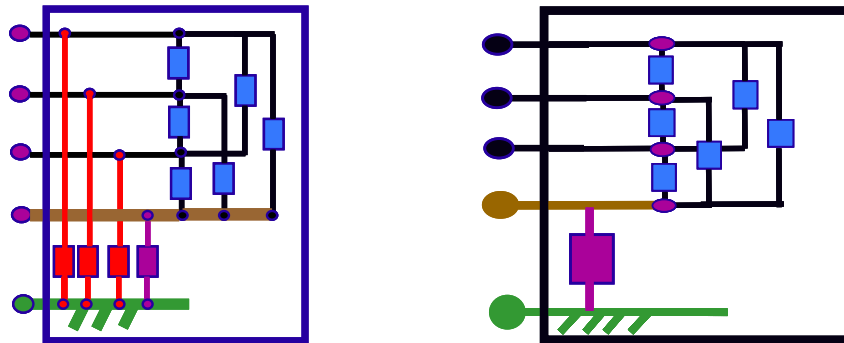


Figure II-28 : Modèle global (à gauche) et modèle assemblé (à droite)

II.6.2.1. Circuit imprimé à deux accès

Afin d'examiner la possibilité de cette dissociation, nous avons étudié le cas d'un circuit imprimé à deux accès qui est de mêmes dimensions que la carte test du II.6.1. La Figure II-29 présente le circuit imprimé testé sur notre banc de mesure. L'accès 1 est relié au plan de masse plein du circuit imprimé, et l'accès 2 à une piste rectiligne qui traverse la carte sur toute sa longueur. Entre l'extrémité de la piste et le plan de masse de la carte, on place une charge CMS. Nous présentons les résultats pour une résistance de valeur 1 k Ω , et deux hauteurs différentes h de la carte par rapport à la masse générale :

- 2 cm

- 5 mm, très faible hauteur, qui peut être considérée comme un cas extrême pour une carte électronique montée sur un véhicule automobile.

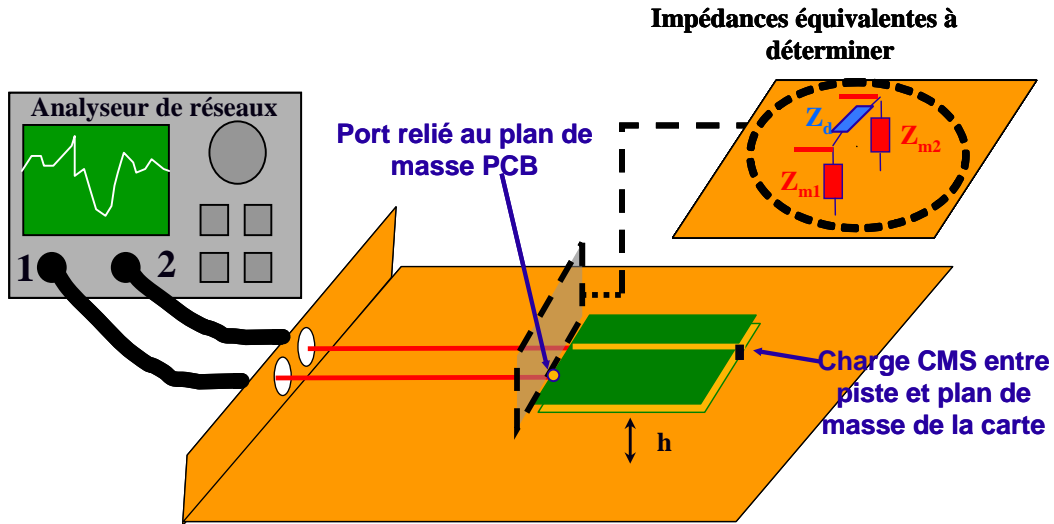


Figure II-29 : Banc de mesure d'un circuit imprimé à deux accès

Les Figures II-30 et II-31 montrent les résultats obtenus pour respectivement $h = 2$ cm et 5 mm concernant les impédances équivalentes Z_{m1} (entre la masse de la carte et masse générale) et Z_{m2} , calculées à partir de la matrice Y vue en entrée de carte, par trois méthodes dont les principes ont été présentés en II.6.1. :

- méthode mixte (associant mesure et modèle du banc)
- simulation 3D par un code à éléments finis de frontière, sans prendre en compte le diélectrique de la carte, pour des facilités de modélisation
- simulation 2D par un code utilisant la théorie des lignes de transmission, en modélisant cette fois le diélectrique dans la coupe 2D transversale de la carte.

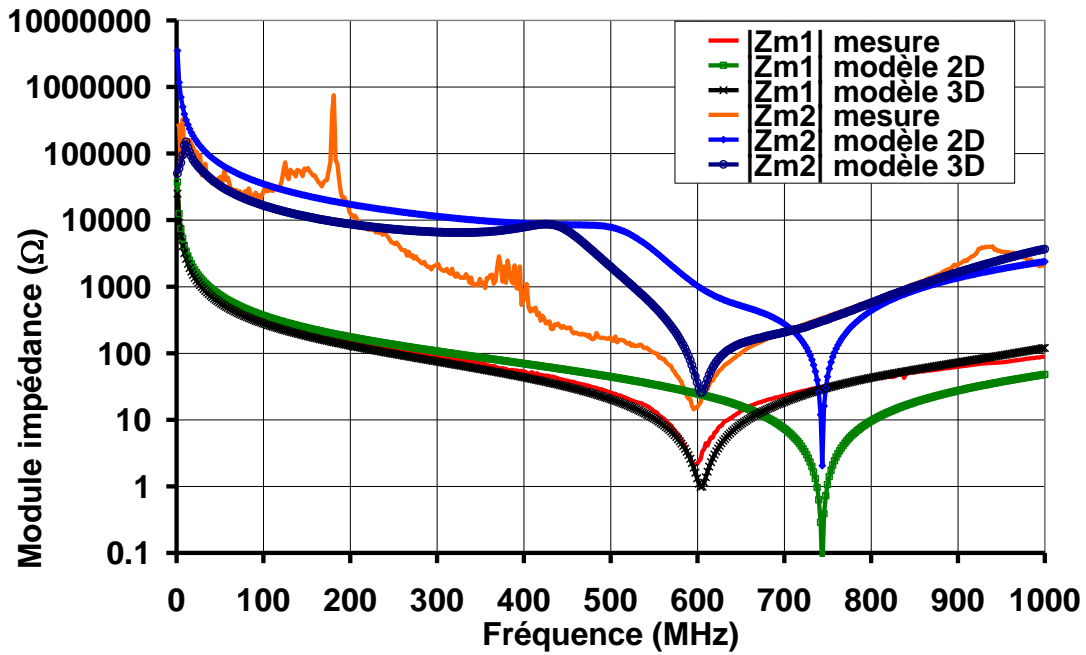


Figure II-30 : Comparaison de Z_{m1} et Z_{m2} pour $h = 2$ cm

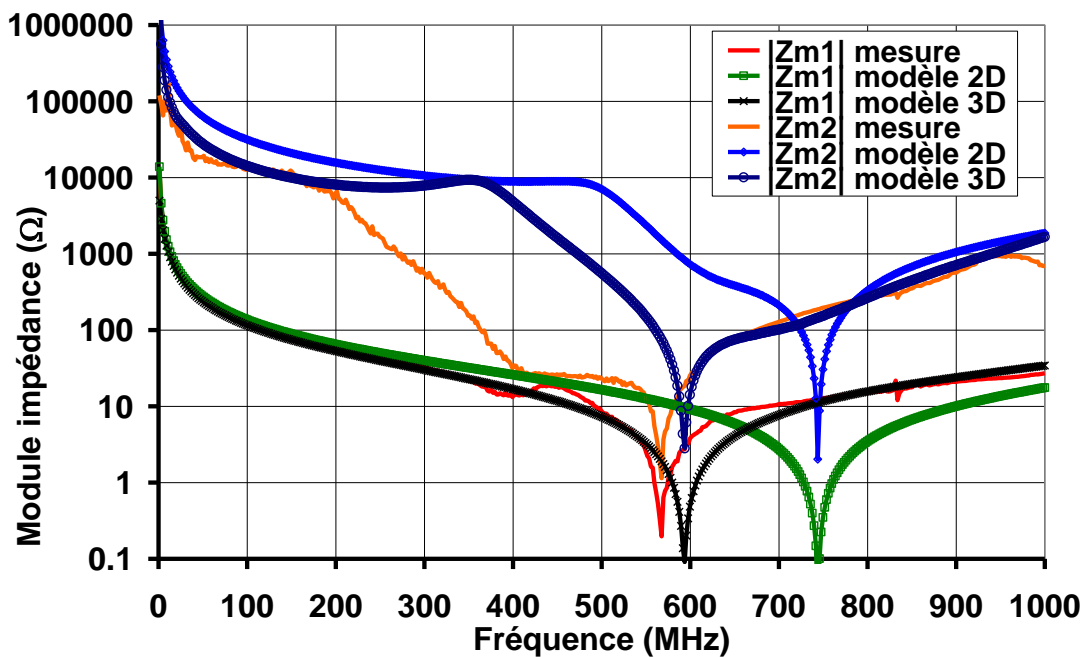


Figure II-31 : Comparaison de Z_{m1} et Z_{m2} pour $h = 5$ mm

Dans ces résultats, on constate que les mêmes phénomènes de minima d'impédance sont mis en évidence, aussi bien en mesure qu'en simulation. En particulier, on constate une même allure pour l'impédance Z_{m2} dans les trois cas, et en particulier pour $h = 2$ cm. On note cependant des décalages en fréquence entre la mesure et les simulations, qui pour le modèle 3D s'expliquent par l'absence du diélectrique, et pour le modèle 2D, par l'invariance

transversale déjà expliquée dans le cas de l'impédance entre la masse de la carte et la masse caisse (cf. II.6.1.1). Aussi bien en mesure qu'en simulation, l'impédance Z_{m2} a une allure similaire à Z_{m1} , avec un minimum apparaissant à la même fréquence. Il existe un facteur d'environ 100 entre les courbes d'impédance de Z_{m1} et Z_{m2} , surtout en basse fréquence, ce qui montre bien que l'impédance Z_{m1} va avoir un effet prépondérant par rapport à celui de Z_{m2} . Cependant, pour $h = 5$ mm, les deux courbes mesurées de Z_{m1} et Z_{m2} se rapprochent entre 400 MHz et 600 MHz, ce qui semble dû à l'effet du diélectrique car le modèle 3D (sans diélectrique) ne met pas en évidence ce phénomène.

Par ailleurs, nous avons testé d'autres configurations, qui diffèrent de la précédente par une piste très courte ou n'atteignant pas la longueur de la carte. Pour ces différentes configurations, présentées sur la Figure II-32 avec les valeurs des charges correspondantes, l'allure de l'impédance Z_{m2} est similaire à celle de la Figure II-30, avec un minimum d'impédance se produisant également à la même fréquence que pour Z_{m1} . L'allure de l'impédance Z_{m2} n'est donc pas attribuable à la longueur de la piste, mais elle est liée à l'effet du plan de masse de la carte contenu dans Z_{m1} .

Pour mieux comprendre pourquoi ces valeurs sont liées, rappelons que ces impédances sont déduites de la matrice Y d'interaction vue entre les ports d'extrémité. Elles sont par conséquent aussi liées à la valeur de la charge Z_d placée sur le circuit imprimé.

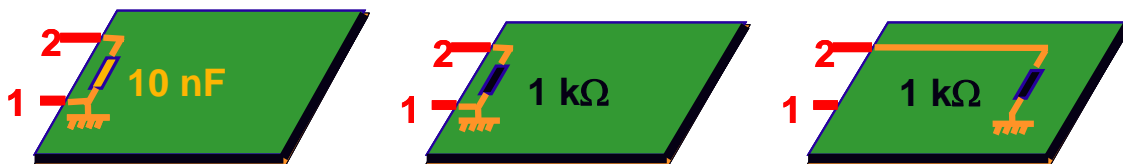


Figure II-32 : Configurations complémentaires de cartes reliées à leurs deux accès

Les mesures faites sur les configurations de la Figure II-32 montrent que l'impédance Z_{m1} est quasi-invariante en fonction de la configuration de charge sur la carte (cf. Figure II-33).

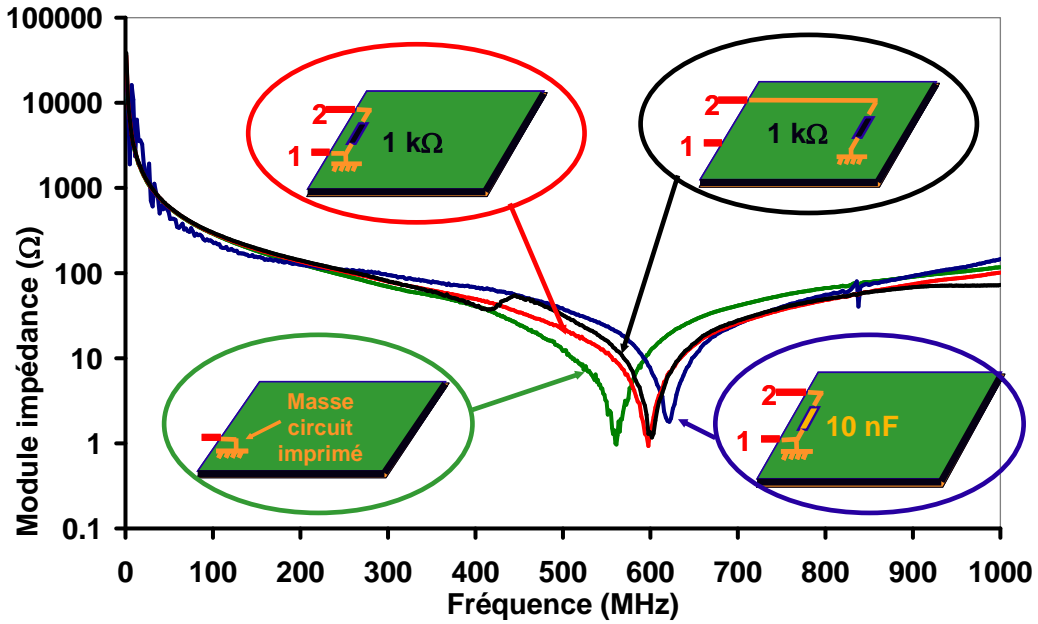


Figure II-33 : Comparaison des Z_{m1} des configurations de la Figure II-32

II.6.2.2. Circuit imprimé à trois accès

Le même type de comparaison qu'en II.6.2.1 a été appliqué à un circuit imprimé à trois accès (dont le plan de masse qui est l'accès 1) placé à une hauteur de 2 cm au-dessus de la masse générale. La Figure II-34 présente la configuration de mesure.

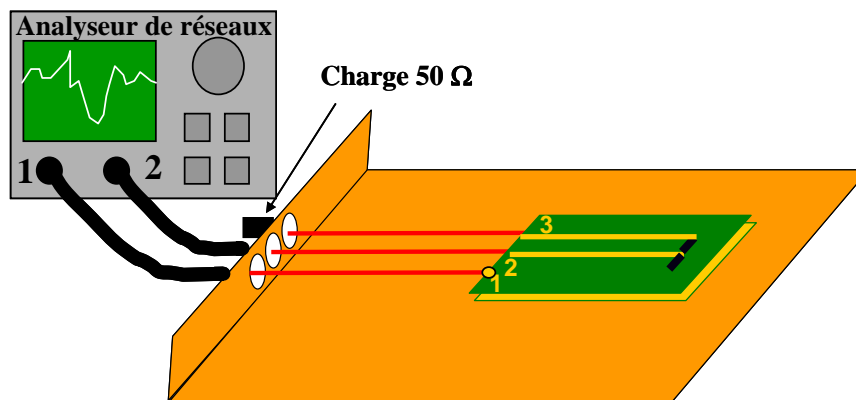


Figure II-34 : Configuration de mesure sur 3 ports

Cette configuration demande théoriquement la mesure de neuf paramètres S, mais six suffisent en pratique puisque la matrice S de ce système passif est symétrique. Le port du banc non connecté à l'analyseur de réseaux est connecté à une charge de 50 Ω.

La Figure II-35 montre les résultats de mesure et de simulation 2D comparés à la mesure sur un port de l'impédance du plan de masse de la carte.

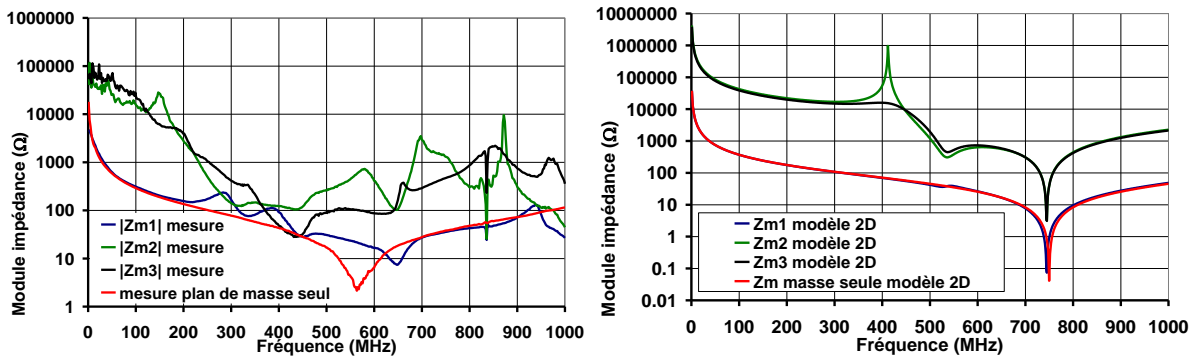


Figure II-35 : Mesure et simulation 2D des Z_{m_i} d'une carte à trois accès

On constate que la mesure par la méthode mixte produit des impédances Z_{m_2} et Z_{m_3} de valeurs proches de celle de Z_{m_1} dans la bande 300 MHz – 500 MHz, ce qu'on ne retrouve pas dans la simulation 2D, bien que l'on retrouve les mêmes types de phénomènes à des fréquences plus élevées.

Ce résultat est dû en grande partie aux limitations de la méthode de mesure déjà explicitées en II.5.2, amplifiées par les incertitudes de positionnement des tiges du banc de mesure. Ces limitations accroissent l'incertitude sur le résultat de mesure. La simulation 2D nous indique que l'impédance Z_{m_1} est encore bien inférieure à Z_{m_2} et Z_{m_3} .

D'autres simulations 2D impliquant d'autres charges placées sur la carte conduit à des résultats différents de ceux de la Figure II-35. Cela confirme la remarque du paragraphe précédent signalant que les impédances d'interaction sont liées aux charges placées sur le circuit imprimé. Cela est d'autant plus vrai sur 3 ports que sur 2 ports.

Ainsi, l'examen de ces impédances sur plusieurs ports ne permettra pas de conclure de façon tranchée concernant la prépondérance de l'impédance d'interaction entre la masse de l'équipement et la masse caisse vis-à-vis des autres impédances d'interaction.

II.7. Circuits imprimés d'équipements comportant un plan de masse partiel

Les circuits imprimés double couche utilisés dans les équipements électroniques automobiles comportent le plus souvent une surface de masse qui ne recouvre pas l'intégralité de la surface de la carte. On parle alors de plan de masse partiel ou dans certains cas de masse en grille lorsque les surfaces de masse sont deux grilles qui en principe longent les pistes de signaux sur les deux couches de la carte. Les photos du paragraphe suivant illustrent ces notions.

Il importe alors de savoir ce que ce type particulier de caractéristique topologique peut changer par rapport au cas canonique détaillé en II.6, concernant non seulement l'impédance entre la masse du circuit imprimé et la caisse, mais aussi concernant les impédances entre les autres accès de l'équipement et la caisse. En effet, pendant la phase de conception de l'équipement, les données relatives à la topologie de la masse de la carte ne sont pas connues au début du projet. Par conséquent, il serait bon d'évaluer quelles incertitudes résulteraient en assimilant la masse de la carte à un plan de masse plein en première approximation.

II.7.1. Mesure d'équipements comportant une masse partielle

Les résultats sur trois ports pour le cas d'un plan de masse plein étant déjà entachés d'incertitudes importantes, nous avons mesuré l'impédance vue entre le plan de masse partiel de l'équipement et la référence générale de potentiel par la méthode mixte, au maximum sur deux ports. La Figure II-36 représente le banc de mesure.

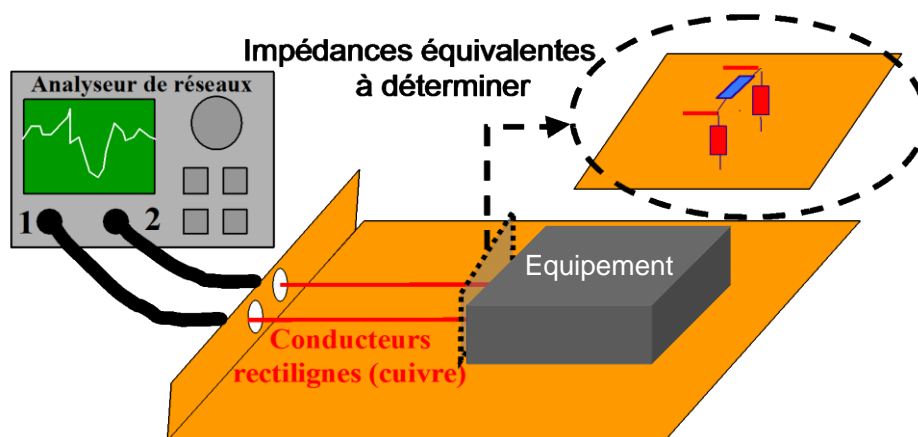


Figure II-36 : Mesure par méthode mixte des impédances Z_m d'un équipement

Deux équipements A et B ont été mesurés. L'équipement A sera utilisé ultérieurement dans ce travail (cf. Chapitre V). Il possède deux versions : une version avec masse pleine, et une version avec masse en grille. Les photographies de la Figure II-37 montrent les deux faces de la carte avec masse en grille. La carte est de forme carrée, de 10 cm de côté ; elle est placée à 2 cm de hauteur par rapport à la masse du banc. La Figure II-38 montre les résultats de mesure des deux versions de la carte. On constate que les impédances d'interaction présentées par les deux cartes (masse pleine et masse en grille) sont quasiment identiques.

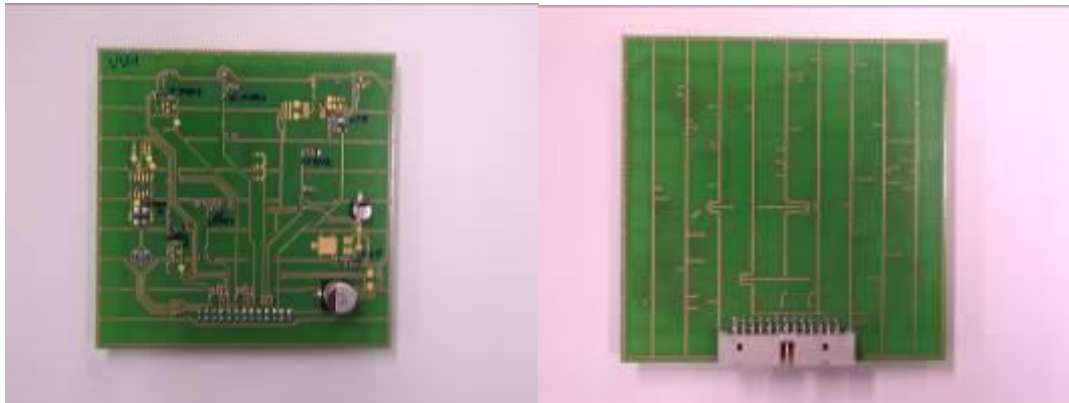


Figure II-37 : Photos de l'équipement A (version masse en grille)

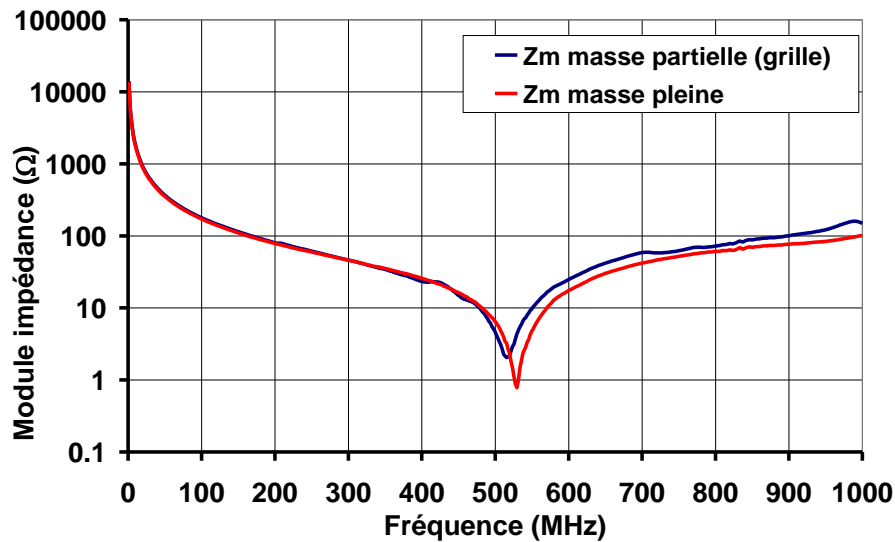


Figure II-38 : Impédances mesurées entre masse de l'équipement A et masse générale

L'équipement B pris en exemple est mesuré avec son boîtier plastique et ses connecteurs. Son circuit imprimé, dont la masse est évidée, est à 5 mm de la masse du banc. La Figure II-39 montre les photos de cet équipement, dont son plan de masse.



Figure II-39 : Photo de l'équipement B (masse évidée)

La Figure II-40 montre que l'allure de l'impédance obtenue par une mesure sur un port est très similaire à celle que donnerait un plan de masse plein. Nous avons aussi mesuré une configuration sur deux ports de cet équipement, dont son plan de masse, l'autre port étant relié à une piste longeant le plan de masse de la carte. L'impédance de la masse de la carte extraite de cette mesure sur deux ports présente cette fois un deuxième minimum, contrairement au cas de la carte avec masse pleine, minimum que nous expliciterons dans le paragraphe suivant.

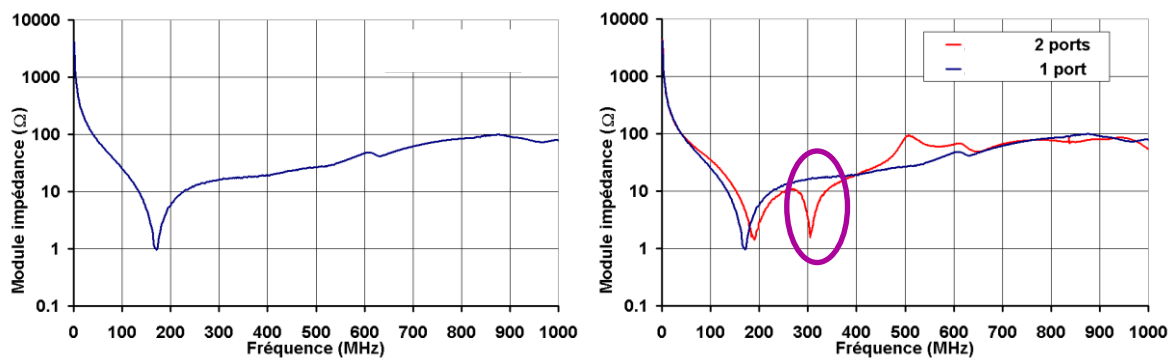


Figure II-40 : Impédance entre masse partielle de l'équipement A et masse générale

II.7.2. Simulations 3D de masses partielles

Afin de mieux comprendre les résultats de mesure du paragraphe précédent, des modélisations 3D ont été faites. Tout d'abord, la répartition du courant sur un plan de masse plein a été visualisée. Cela permet de s'apercevoir que le courant circulant sur la masse pleine se concentre sur les bords de la surface métallique et en particulier sur les bord adjacents au point d'injection, comme on le voit sur la Figure II-41, pour deux fréquences (1 MHz et 610 MHz, fréquence de résonance de la carte).

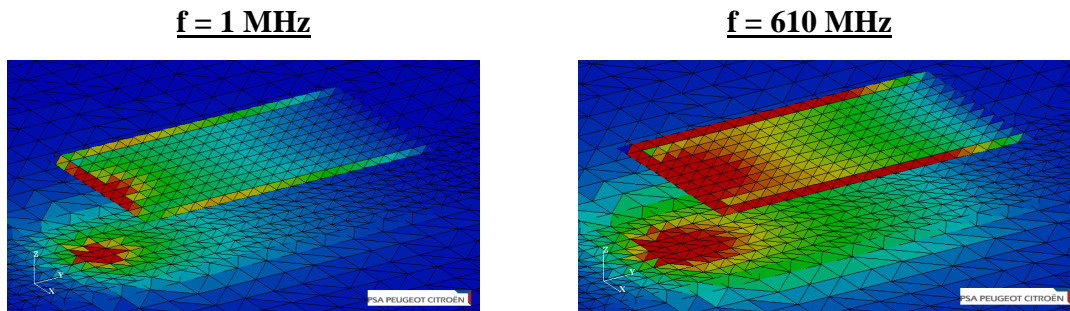


Figure II-41 : Répartition du courant sur une masse pleine de carte

Cette observation amène naturellement à dire qu'un plan de masse évidé conservant les mêmes dimensions extérieures qu'un plan de masse plein devrait donner une impédance très proche de celle présentée par le plan de masse plein. Des simulations de tels cas extrêmes ont été faites et sont confrontées au résultat donné par un plan de masse plein de mêmes dimensions extérieures. La comparaison est présentée sur la Figure II-42. Sur ces cas extrêmes, on constate que les allures d'impédance sont quasiment les mêmes qu'une masse pleine de mêmes dimensions extérieures.

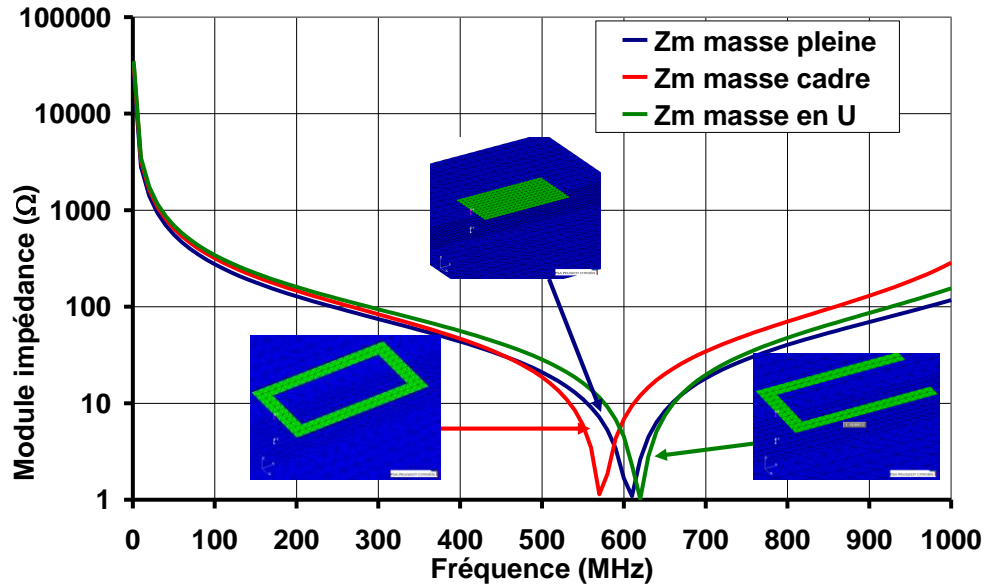


Figure II-42 : Impédances simulées entre masses partielles et masse générale

Par ailleurs, nous avons simulé en 3D une carte à deux accès comportant une masse partielle évidée à l'endroit où se trouve la piste chargée par une impédance similaire à celle du cas mesuré en II.7.1. La Figure II-43 présente le résultat de l'impédance du plan de masse de cette configuration, extraite de la matrice Y vue en entrée de la carte.

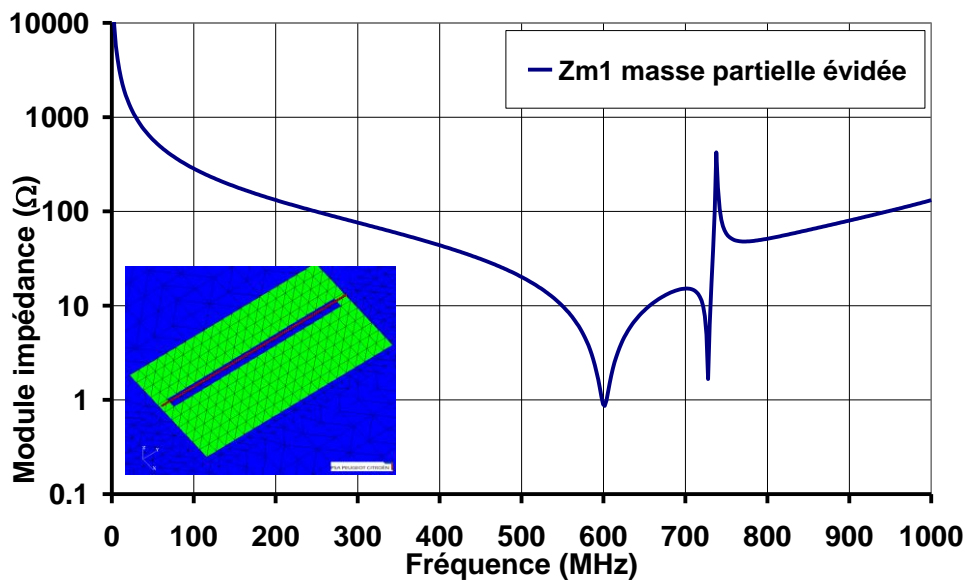


Figure II-43 : Impédance simulée entre masse partielle et masse générale d'une carte à deux accès

On constate que l'allure de l'impédance est similaire à la mesure faite sur l'équipement B, car elle présente un deuxième minimum situé plus haut en fréquence (720 MHz) que celui qui est

lié aux dimensions de la carte (600 MHz). Ce phénomène de résonance pourrait être expliqué par des paramètres assimilables à des inductances et des capacités supplémentaires introduites par la configuration évidée du plan de masse. Comme nous l'avons vu plus haut dans le cas du plan de masse plein, les valeurs des impédances reconstituées sont liées entre elles par la matrice Y d'interaction dont elles sont issues. Cette seconde résonance n'apparaît pas pour la caractérisation faite à partir d'un seul port. Le fait qu'elle apparaisse ici à partir d'une caractérisation sur deux ports montre bien que la reconstitution introduit dans l'impédance des éléments issus de l'interaction entre les ports.

II.8. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons souligné la difficulté de caractérisation des impédances traduisant l'interaction des différents accès du circuit imprimé d'un équipement avec la masse caisse du véhicule. Nous avons réalisé un banc de mesure de ces impédances et développé une méthode mixte de caractérisation expérimentale. Cette méthode permet de reconstituer les impédances équivalentes situées en extrémité d'une ligne à partir des grandeurs mesurées en entrée et d'un modèle numérique du banc prenant notamment en compte sa structure tridimensionnelle. De cette façon, on conserve les avantages d'un calibrage correct de l'instrument de mesure et on utilise le meilleur modèle possible pour la structure du banc. La méthode générale est théoriquement applicable sur plusieurs ports de mesure. Elle a été jugée valable sur des composants discrets pour une configuration à un port du banc de mesure et pour certaines configurations sur deux ports. Cependant, s'agissant de mesures sur deux ports, nous avons mis en évidence les problèmes de reconstitution intervenant lorsque des impédances de valeurs très différentes étaient connectées en extrémité, ce qui crée un phénomène de masquage des impédances de valeurs plus élevées. De plus, le calcul de reconstitution amplifie les incertitudes de mesure de l'analyseur de réseaux.

Néanmoins, la méthode développée permet de mesurer correctement l'impédance entre le plan de masse d'un circuit imprimé et la masse générale, puisque les résultats sont parfaitement en accord avec des simulations 3D. Selon la configuration considérée, ces derniers montrent un minimum sur la courbe du module de l'impédance. Un modèle électrique équivalent de cette impédance pourrait être un circuit RLC série par exemple.

Nous avons aussi montré, grâce à la méthode mixte, que l'impédance d'interaction relative à la masse d'une carte comportant une masse partielle ou en grille est presque identique à celle

de la même carte comportant un plan de masse plein, lorsque ces deux types de masse ont les mêmes dimensions extérieures. Cela est dû au fait que le courant se répartit sur les bords de la masse à partir du point d'injection.

L'impédance entre la masse d'un circuit et la caisse véhicule dépendant de la configuration géométrique, la meilleure façon de l'évaluer est de procéder à une modélisation 3D de la carte dans son environnement véhicule réel.

Par ailleurs, la méthode mixte appliquée à deux ports d'une carte montre que les courbes des impédances d'interaction avec la masse générale ont la même allure. Cependant, l'impédance relative à l'autre port que la masse est plus élevée que celle qui est relative à la masse. Etant donné que l'on souhaite construire un modèle d'équipement ne tenant compte que de l'impédance d'interaction relative à la masse de la carte, ce fait est encourageant, mais il tend à montrer que ces impédances d'interaction relatives aux ports non reliés à la masse ne sont pas infinies.

Néanmoins, les impédances d'interaction reconstituées à partir de la matrice Y dépendent des charges placées sur la carte, et contiennent des effets liés à l'interaction entre les ports. Pour un circuit imprimé d'un nombre croissant de ports, la comparaison des impédances d'interaction entre elles ne semble donc pas complètement pertinente.

Ainsi, la reconstitution des impédances liées à la masse générale n'est pas suffisante pour prouver la validité d'un modèle d'équipement en deux parties. C'est la comparaison des grandeurs électriques utiles, à savoir les courants et les tensions au niveau de la carte qui va permettre de mieux évaluer la modélisation d'un équipement en deux parties. C'est l'objet du chapitre suivant.

Les travaux développés dans ce Chapitre II ont fait l'objet d'une communication présentée au 12ème Colloque International de Compatibilité Electromagnétique de mars 2004 à Toulouse [EGOT 1].

Chapitre III :

Etude de la modélisation dissociée des équipements électroniques automobiles

III.1. Introduction

Le Chapitre II nous a amenés à représenter un équipement électronique automobile en un réseau de charges équivalentes. En particulier, nous avons porté notre attention sur les impédances d'interaction entre les accès d'un circuit imprimé et la masse caisse. Nous avons mesuré ces impédances dans des cas simples et mis en évidence leur allure en fonction de la fréquence. Dans le Chapitre II, nous avons constaté par la mesure et la simulation que parmi les impédances d'interaction, celle que l'on représentait entre la masse de la carte et la masse générale était suffisamment inférieure aux autres sur la bande de fréquence explorée pour considérer qu'elle joue bien un rôle prépondérant sur le couplage du circuit avec la caisse. Cela conduit à faire une approximation en considérant un modèle d'équipement constitué de deux parties (cf. Figure III-1), qui mettent en jeu intégrateur¹³ et fournisseur. La première partie consiste, pour l'intégrateur, à modéliser l'interaction entre la masse de l'équipement et la masse caisse par une seule impédance déterminée par la configuration spatiale de l'équipement par rapport à la caisse. La deuxième partie consiste, pour le fournisseur, à former ce que l'on appellera un *modèle local* d'équipement, regroupant les charges vues par rapport à la référence locale de potentiel qu'est la masse du circuit imprimé.

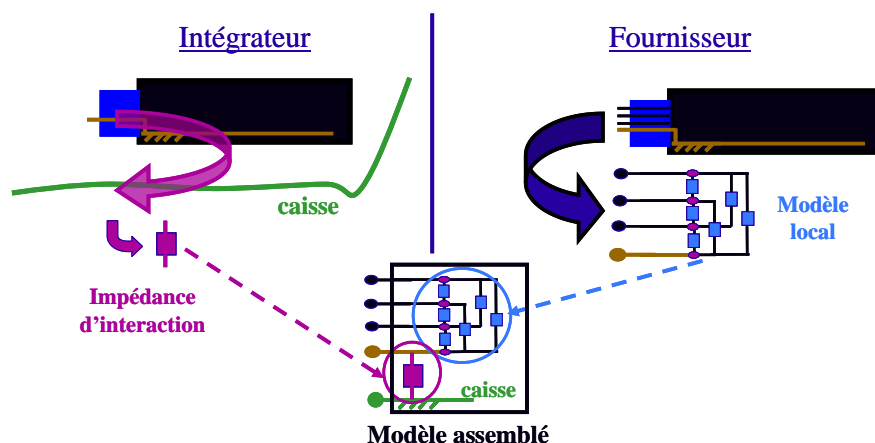


Figure III-1 : Assemblage d'un modèle local et d'une impédance d'interaction pour former un modèle d'équipement

¹³ Intégrateur : dans le cas présent, constructeur automobile

On appellera *modèle assemblé* le modèle regroupant le modèle local et l'impédance d'interaction entre la masse de la carte et la masse caisse. Cette façon de modéliser l'équipement en deux parties sera appelée *modélisation dissociée*. Cette dernière revêt un réel intérêt industriel pour l'évaluation d'un risque CEM dans les phases amont de la conception des projets véhicules, puisque intégrateur et fournisseur apportent chacun des éléments qui sont a priori mal maîtrisés par l'autre partie.

L'utilisation d'un modèle assemblé est une approximation qui considère que l'effet des impédances d'interaction liées aux broches autres que la masse de la carte est négligeable. Le modèle qui prend en compte toutes les impédances d'interaction sera appelé *modèle global*. La Figure III-2 rappelle la différence entre le modèle global sous forme d'impédances équivalentes et le modèle assemblé ; les impédances vues entre les broches de l'équipement Z_{dij} et Z'_{dij} sont a priori différentes.

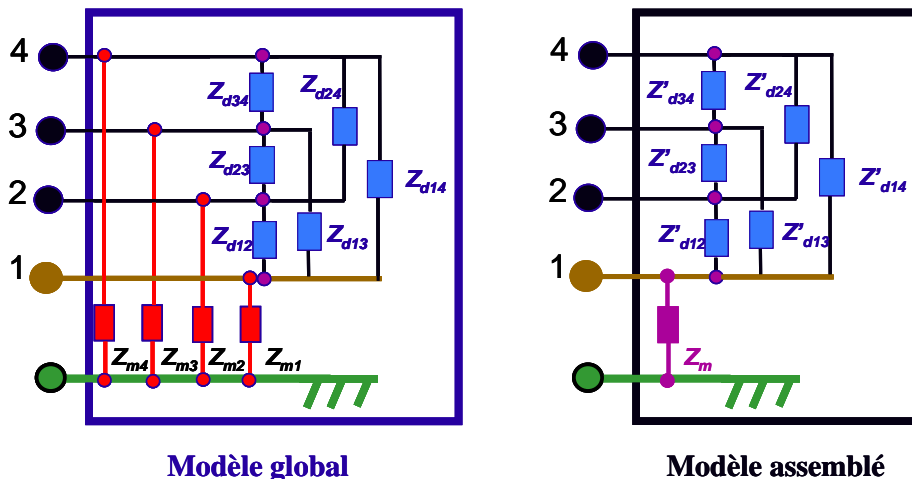


Figure III-2 : Modèle global d'impédances équivalentes et modèle assemblé approché

Comme le présente la Figure III-2, le modèle local de l'équipement peut regrouper les impédances ramenées vues du connecteur, par exemple pour ne pas donner de détails concernant les différents composants et les pistes de la carte. Cette modélisation n'est possible que si les composants de la carte sont linéaires, ou linéarisés. Cependant, le modèle local peut très bien faire apparaître les pistes et les composants du circuit, surtout si parmi ces derniers les non linéarités doivent être modélisées.

Le Chapitre II a considéré les impédances d'interaction Z_{mi} du modèle global, ce qui constitue une préoccupation de l'intégrateur. Le Chapitre III va être dédié d'une part à l'étude de la validité de la modélisation dissociée, et d'autre part aux différentes façons pour le fournisseur de constituer le modèle local.

Tout d'abord, concernant la validité de la modélisation dissociée, l'examen des impédances d'interaction Z_{mi} du modèle global n'est pas un critère absolu pour apprécier les limitations de cette démarche de modélisation. Les grandeurs électriques pertinentes sont celles qui serviront effectivement à estimer un risque, c'est-à-dire les tensions et les courants à l'entrée de l'équipement, ou sur le circuit imprimé au niveau des composants. Le but est donc d'évaluer ce que l'emploi du modèle assemblé peut produire comme incertitudes sur les courants et tensions.

Le circuit imprimé placé dans l'environnement véhicule constitue une structure à deux références de masse, celle de la carte et celle de la caisse. Pour mieux appréhender l'approximation faite dans la modélisation dissociée, ce constat nous a amenés à développer dans un premier temps une approche théorique basée sur une analogie avec la modélisation des câbles blindés. En effet, la masse du circuit imprimé peut être assimilée au blindage d'un câble et les pistes du circuit aux conducteurs internes au blindage. Nous étudierons comment cette similitude peut permettre de justifier l'emploi d'un modèle assemblé.

Dans un deuxième temps, nous nous attacherons à recenser les nombreux facteurs pouvant influencer sur la validité d'un modèle assemblé d'équipement. Certains facteurs se prêtent plutôt à des études basées sur des plans d'expériences ; nous les ferons varier sur des configurations canoniques de circuit imprimé comportant un plan de masse plein. D'autres facteurs, comme la topologie du plan de masse d'un équipement, se prêtent davantage à des études phénoménologiques. Nous nous attarderons donc ensuite sur l'effet d'un plan de masse partiel de la carte sur la validité du modèle assemblé.

Enfin, nous envisagerons les différentes possibilités pour un fournisseur de construire un modèle local d'équipement.

III.2. Approche théorique 2D : analogie avec la modélisation des câbles blindés

Nous avons vu au Chapitre II qu'une représentation d'un circuit imprimé empruntant la théorie des lignes de transmission à partir d'une coupe 2D pouvait décrire en première approximation le comportement fréquentiel des impédances d'interaction obtenues soit par des mesures, soit par des simulations 3D. Cette approximation est acceptable pourvu que la carte ait une dimension longitudinale par rapport au faisceau suffisamment supérieure à sa

dimension transversale. Même si cette hypothèse est satisfaite, la carte n'est pas un fil : la dimension transversale n'est pas particulièrement négligeable devant sa dimension longitudinale. En outre, la modélisation de la carte en 2D suppose que la répartition du courant est uniforme quelle que soit la section transversale de la carte, en particulier sur son plan de masse. Nous devons garder à l'esprit que c'est une approximation de la réalité.

Malgré ces limitations, nous allons nous appuyer sur une description en 2D pour parvenir à justifier théoriquement l'emploi d'un modèle assemblé. La configuration du circuit imprimé flottant proche de la caisse met en évidence deux références de masse, d'une part la référence locale qui est le plan de masse de la carte, d'autre part la référence générale de masse, qui est la masse caisse. En conséquence, une analogie peut être faite entre cette configuration et celle d'un câble multifilaire blindé situé à proximité d'un plan de masse. En effet, ce dernier constitue la référence générale de potentiel, tandis que le blindage du câble est la référence locale à laquelle les signaux circulant sur les conducteurs internes au blindage sont rattachés.

La Figure III-3 fait le parallèle entre les deux situations : le cas d'un câble blindé possédant n conducteurs internes, et celui d'un circuit imprimé présentant n pistes. La différence majeure réside dans le fait que pour le câble blindé, le blindage est une frontière topologique qui confine les autres conducteurs à l'intérieur, alors que la structure du circuit imprimé est ouverte. Sur la Figure III-3, la disposition des courants et des tensions est typiquement celle qui est adoptée pour les câbles blindés. Elle va nous permettre d'introduire les notions d'impédance et d'admittance de transfert.

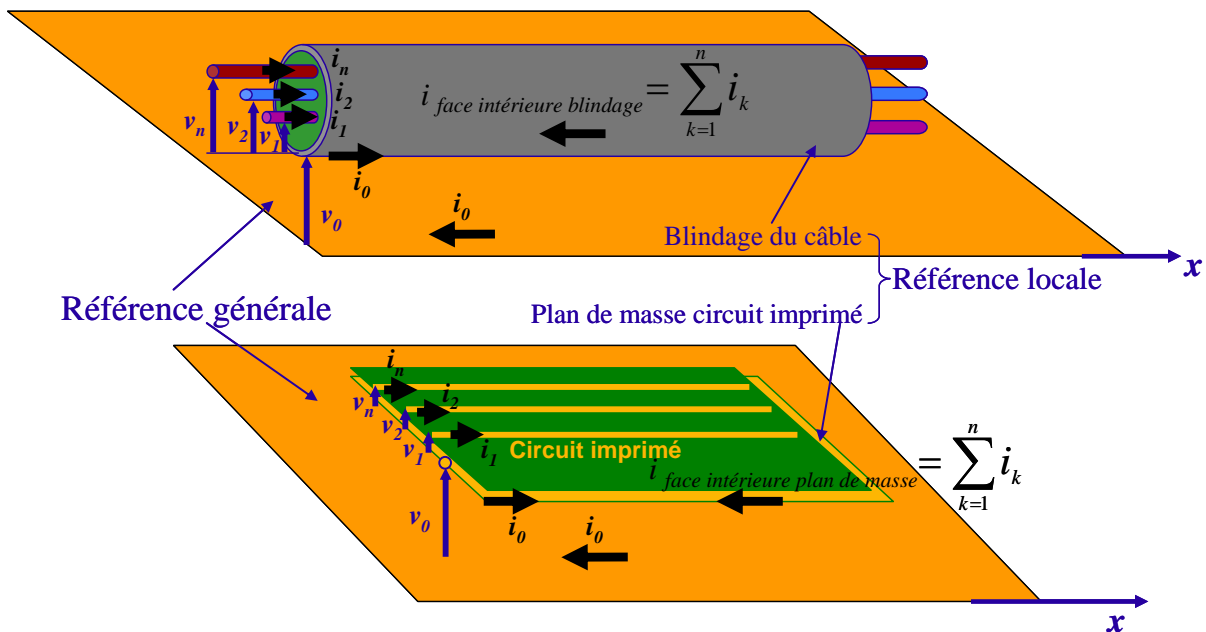


Figure III-3 : Analogie entre un câble multifilaire blindé et un circuit imprimé

III.2.1. Paramètres de transfert décrivant les câbles blindés

Le formalisme de description des câbles blindés dissocie l'intérieur de l'extérieur du blindage [DEMO 1, 2]. A l'intérieur du blindage, les fils forment une ligne de transmission multiconducteur dont le conducteur de référence est le blindage ; le retour des courants se fait par la face intérieure du blindage. A l'extérieur, le blindage est considéré comme une ligne de transmission monoconducteur dont la référence est le plan de masse ; le courant i_0 s'écoule sur la face extérieure du blindage. Pour traduire l'effet de ce courant sur les tensions internes v_k aux extrémités du câble, on a introduit la notion d'impédance de transfert z_{tk} relative au conducteur k interne au câble. De même, lorsque le blindage n'est pas un conducteur plein, les lignes de champ électrique liées à la tension v_0 (entre référence générale et blindage) créent des charges sur les conducteurs internes. Ces dernières se traduisent en courants par l'intermédiaire de l'admittance de transfert y_{tk} relative au conducteur k interne au câble. Les impédances et admittances de transfert peuvent être regroupées en vecteurs colonnes, \mathbf{Z}_t et \mathbf{Y}_t :

$$\mathbf{Z}_t = \begin{bmatrix} z_{t1} \\ \dots \\ z_{tn} \end{bmatrix} \quad \mathbf{Y}_t = \begin{bmatrix} y_{t1} \\ \dots \\ y_{tn} \end{bmatrix}$$

Soient \mathbf{z} et \mathbf{y} les matrices impédances et admittances linéiques $n \times n$ caractérisant les conducteurs internes du blindage par rapport à la référence locale. Soient z_0 et y_0 les impédances et admittances linéiques caractérisant le blindage par rapport à la référence générale. L'axe des x est choisi comme dimension longitudinale du système. Les courants et les tensions internes au blindage sont également regroupés en vecteurs colonnes \mathbf{v} et \mathbf{i} :

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ \dots \\ i_n \end{bmatrix}$$

Les relations (III-1) expriment les variations des courants et tensions internes et externes en fonction des impédances et admittances linéiques et de transfert :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv}{dx} = -z i + Z_t i_0 \\ \frac{di}{dx} = -y v - Y_t v_0 \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_0}{dx} = -z_0 i_0 + \sum_{k=1}^n z_{tk} i_k \\ \frac{di_0}{dx} = -y_0 v_0 - \sum_{k=1}^n y_{tk} v_k \end{array} \right. \quad (\text{III-1})$$

Dans le cas du circuit imprimé, la représentation dissociée que nous souhaitons évaluer ne tient pas compte des paramètres de transfert Z_t et Y_t . Elle se réduit aux relations (III-2) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv}{dx} = -z i \\ \frac{di}{dx} = -y v \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_0}{dx} = -z_0 i_0 \\ \frac{di_0}{dx} = -y_0 v_0 \end{array} \right. \quad (\text{III-2})$$

Par analogie avec les câbles blindés, on peut dire que la représentation dissociée occulte l'effet du courant circulant sur le plan de masse de la carte, courant qui pourrait avoir une répercussion sur les tensions présentes en extrémité des pistes. Cet effet se traduirait par des impédances de transfert pour le circuit imprimé. De même, la représentation dissociée ne prend pas en compte l'influence de la tension à laquelle est porté le plan de masse de la carte sur la circulation de charges sur les pistes. Des admittances de transfert pourraient traduire cet effet.

Nous allons introduire ces notions dans la suite de ce chapitre. De la même manière que dans le Chapitre II, nous assimilons le circuit imprimé situé au-dessus de la masse générale, avec son plan de masse et ses pistes, à une ligne de transmission multiconducteur : cet ensemble constitue le modèle global de l'équipement. Nous désignerons par formalisme global l'écriture du système d'équations auquel on va rattacher le modèle global, et par formalisme dissocié l'un ou l'autre des systèmes (III-1) ou (III-2) selon le contexte.

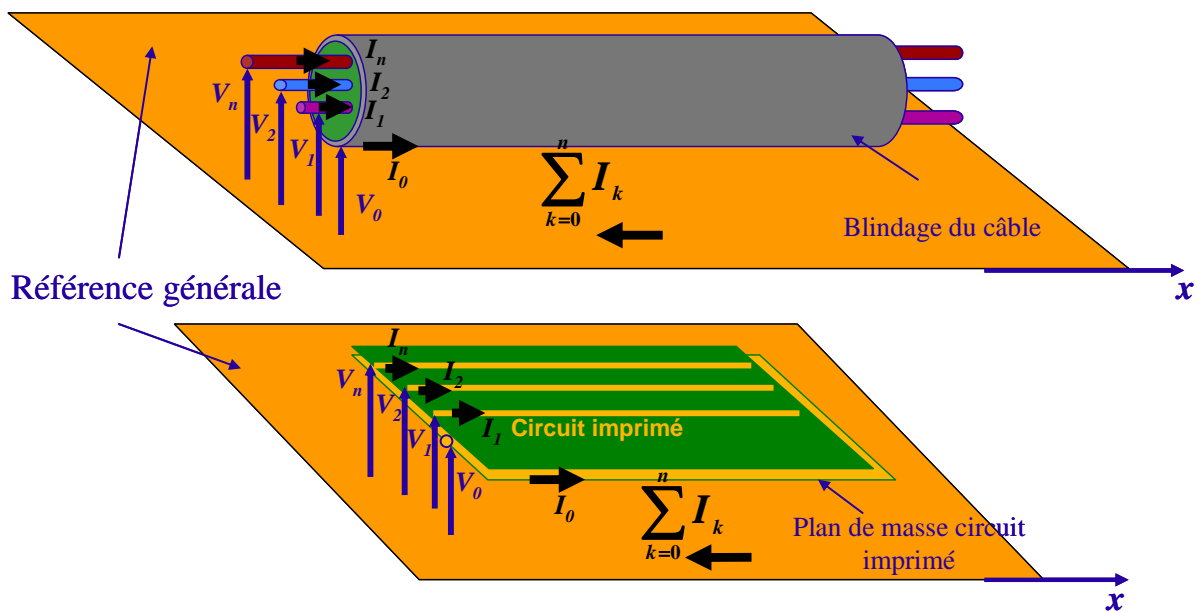
III.2.2. Rapprochement entre formalisme dissocié et formalisme global

Dans la thèse [VAUT 1], les câbles blindés sont décrits avec un schéma similaire à la Figure III-3 et un formalisme dissocié incluant les paramètres de transfert apparaissant dans les équations (III-1). L'auteur cherche à se rapprocher d'un formalisme global dans lequel l'ensemble des conducteurs, y compris le blindage, forme une ligne multiconducteur référencée par rapport à la masse générale. Dans [DEMO 2], les auteurs décrivent également

un câble blindé par une représentation à deux références de potentiel, puis ils passent au formalisme des lignes couplées utilisant comme référentiel commun le plan de masse.

Dans notre cas, nous allons faire la démarche inverse, c'est-à-dire partir d'un formalisme global du circuit imprimé pour aboutir à un formalisme dissocié. De la même manière que pour le câble blindé, tous les conducteurs de la carte (pistes et plan de masse) forment une ligne multiconducteur dans le formalisme global.

La Figure III-4 représente la configuration générale à n conducteurs internes, ou n pistes (soit $n+1$ conducteurs vis-à-vis de la référence générale). Dans le modèle global, le retour de tous les courants se fait par la masse générale.



**Figure III-4 : Analogie entre un câble multifilaire blindé et un circuit imprimé ;
représentation globale**

Nous notons en lettres majuscules les grandeurs relatives au formalisme global, alors que des minuscules sont à nouveau choisies pour le formalisme dissocié.

Dans le formalisme global, les matrices \mathbf{Z} et \mathbf{Y} désignent les matrices impédances et admittances linéiques de taille $(n+1) \times (n+1)$. Les courants et les tensions par rapport à la masse générale sont également regroupés en vecteurs colonnes à $n+1$ lignes, \mathbf{V} et \mathbf{I} :

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_0 \\ \dots \\ V_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_0 \\ \dots \\ I_n \end{bmatrix}$$

Ainsi, les équations des lignes de transmission s'écrivent sous forme matricielle de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{dV}{dx} = -Z I \\ \frac{dI}{dx} = -Y V \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Dans notre démarche, les paramètres du formalisme global sont connus ; nous recherchons les paramètres du formalisme dissocié. L'égalisation des vecteurs colonnes des courants et des tensions des deux formalismes donne :

$$\begin{cases} I_0 = i_0 - \sum_{k=1}^n i_k \\ V_0 = v_0 \\ I_k = i_k \\ V_k = v_0 + v_k \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

Pour mettre en correspondance les formalismes global et dissocié, nous devons introduire les vecteurs Z_t et Y_t , définis de la même manière que dans la relation (III-1), et assimilables à des impédances et admittances de transfert. Finalement, en utilisant (III-1), (III-3) et (III-4), après calcul (voir démonstration et expression de toutes les matrices en Annexe 4), on obtient l'expression des paramètres de transfert z_{tk} et y_{tk} :

$$\boxed{\begin{aligned} z_{tk} &= Z_{00} - Z_{0k} \\ y_{tk} &= \sum_{i=0}^n Y_{ik} \end{aligned}} \quad (\text{III-5})$$

Il reste à évaluer ces grandeurs afin de se rendre compte de leur impact sur l'incertitude apportée par une modélisation dissociée.

III.2.3. Evaluation sur des modèles simples en 2D

Un exemple simple de circuit imprimé pour lequel $n = 3$ pistes a été choisi. La carte, de 5 cm de large et distante de 1 cm de la masse générale, a été modélisée en 2D avec le code de calcul de ligne de transmission. La Figure III-5 montre la coupe 2D de cette carte dont le plan de masse est plein.

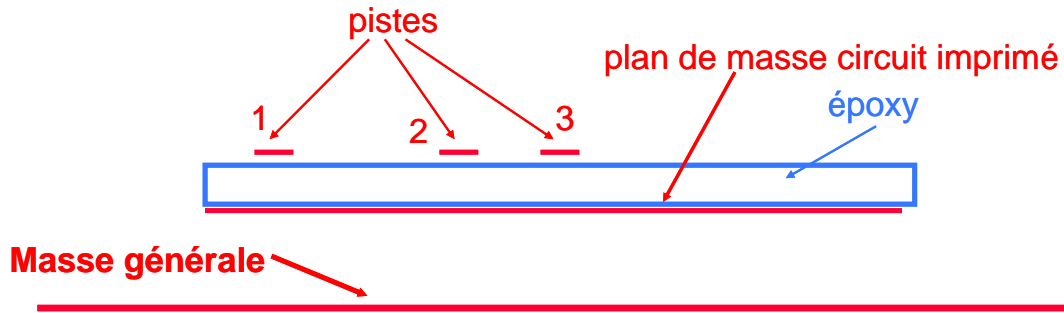


Figure III-5 : Exemple de coupe 2D d'un circuit imprimé

Pour simplifier, les pertes sont négligées, et par conséquent, seules les matrices inductance et capacité sont à considérer. Les paramètres impédances et admittances de transfert s'apparentent donc ici à des inductances l_{ii} et à des capacités c_{ik} de transfert. Ils sont à comparer aux termes des matrices inductance \mathbf{l} et capacité \mathbf{c} locales (correspondant aux matrices \mathbf{z} et \mathbf{y} , matrices $n \times n$) calculées à partir du formalisme dissocié. Les calculs, présentés en Annexe 4, donnent les matrices locales et paramètres de transfert suivants (les indices correspondent à la numérotation des pistes de la Figure III-5) :

$$\mathbf{l} = \begin{bmatrix} 518 & 12 & 8 \\ 12 & 515 & 79 \\ 8 & 79 & 516 \end{bmatrix} (nH/m) \quad \begin{cases} l_{i1} \approx 11 nH/m \\ l_{i2} \approx 6 nH/m \\ l_{i3} \approx 6 nH/m \end{cases}$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} 41 & -0,2 & -0,1 \\ -0,2 & 41,6 & -2,9 \\ -0,1 & -2,9 & 41,6 \end{bmatrix} (pF/m) \quad \begin{cases} c_{i1} \approx 1 pF/m \\ c_{i2} \approx 0,5 pF/m \\ c_{i3} \approx 0,5 pF/m \end{cases}$$

Les résultats montrent que les paramètres de transfert sont très petits devant les termes diagonaux (les plus élevés) des matrices \mathbf{l} et \mathbf{c} locales, mais ils ne sont pas en général négligeables devant les termes extra diagonaux de ces matrices. Leur effet sur les courants \mathbf{i} et tensions \mathbf{v} affectés aux pistes dépendra essentiellement du courant i_0 et de la tension v_0 sur le plan de masse de la carte comme on le voit dans les relations (III-1).

Les calculs de l'Annexe 4 permettent également de montrer que les termes des matrices \mathbf{l} et \mathbf{c} locales, calculés à partir du modèle global, sont très proches des paramètres linéiques déterminés lorsque la carte est considérée indépendamment de la référence de masse générale.

L'approche théorique développée ici s'appuie sur une structure fictive du circuit imprimé considéré comme une ligne multiconducteur vis-à-vis de la masse caisse ; elle ne prend pas en compte le routage réel des pistes, généralement bien plus complexe. Cependant, elle montre que la modélisation dissociée est relativement prometteuse.

A l'instar d'un câble blindé, la géométrie du circuit imprimé va déterminer l'importance des paramètres de transfert, en particulier des ouvertures dans le plan de masse vont augmenter les paramètres de transfert. Le meilleur cas pour minimiser ces derniers est donc de disposer d'un plan de masse plein. Si le plan de masse est partiel, la validité du modèle assemblé sera moins bonne. Il convient maintenant de faire le point sur les autres principaux facteurs qui vont influencer sur la validité du modèle assemblé.

III.3. Facteurs influant sur la validité du modèle assemblé d'équipement

Les paramètres de la configuration susceptibles d'avoir une influence sur la validité du modèle assemblé sont relativement nombreux. De prime abord, ils dépendent pour une part importante de la topologie de la carte, c'est-à-dire principalement de la géométrie et des dimensions des pistes et des surfaces de masse. En effet, les impédances d'interaction du circuit imprimé avec la caisse sont en grande partie fortement dépendantes des différentes surfaces métalliques auxquelles les broches de l'équipement sont reliées, à savoir les pistes, les surfaces d'alimentation et les surfaces de masse. Plus ces surfaces seront importantes, plus l'interaction avec la caisse sera a priori significative. Dans la modélisation dissociée, ce sont les interactions des accès autres que la masse du circuit que l'on souhaite négliger devant celle de cette dernière. Ce sont donc principalement les paramètres géométriques liés aux autres accès de la carte que sa masse qui joueront un rôle prépondérant sur la validité de ce type de modélisation. Les principaux paramètres à étudier sont a priori :

- le type de masse du circuit imprimé (masse pleine ou partielle),
- la distance de la carte par rapport à la masse générale,
- les dimensions des pistes (largeur / longueur),
- la configuration spatiale des pistes et du plan de masse du circuit par rapport à la caisse,
- les charges sur la carte et à l'autre extrémité du faisceau

Chacun de ces paramètres est présenté plus en détail dans le paragraphe suivant.

III.3.1. Recensement des principaux facteurs

1) Le type de masse du circuit imprimé :

Une masse recouvrant toute la surface de la carte, c'est-à-dire le cas du plan de masse plein, donnera lieu à une interaction maximale avec la caisse et constitue donc le cas le plus favorable pour la validité du modèle assemblé.

Dans le Chapitre II, nous avons vu qu'une masse en grille donnait une impédance d'interaction sensiblement identique à celle d'un plan de masse plein, lorsqu'elle est issue d'une caractérisation sur un seul port. Cependant, si on l'extrait à partir d'une mesure ou d'une simulation faite sur deux ports d'une carte, les résultats ont mis en évidence que l'interaction avec la caisse peut être modifiée pour une masse partiellement évidée, alors qu'elle reste sensiblement la même lorsque le plan de masse est plein.

Sur une carte avec plan de masse partiel, même si les pistes longent en général les surfaces de masse, les surfaces dépourvues de métal offrent aux lignes de champ électrique émanant des pistes du circuit de plus grandes possibilités d'interaction avec la masse caisse, comme le schématise la Figure III-6 sur une coupe de cartes soumises à une tension de mode commun. On peut donc supposer que pour une carte avec plan de masse partiel, le modèle assemblé produira plus d'incertitudes que pour une carte avec plan de masse plein, car il ne prend pas en compte ces interactions supplémentaires.

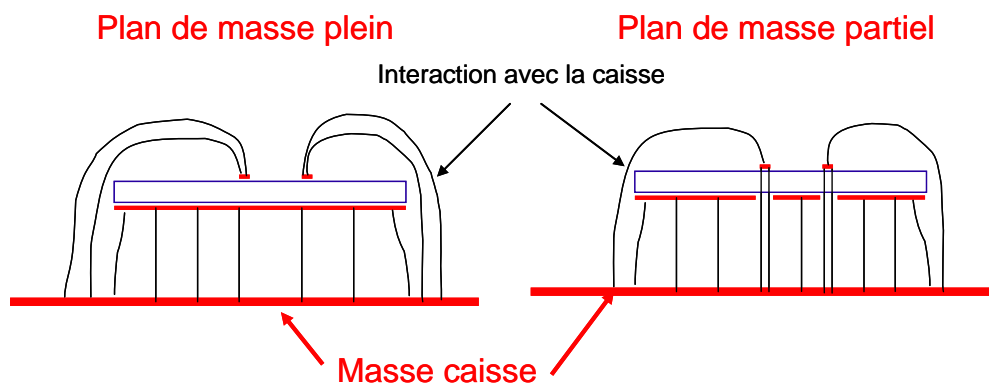


Figure III-6 : Interaction entre la carte et la caisse selon son type de plan de masse

2) La distance de la carte par rapport à la masse générale

L'interaction du circuit avec la masse caisse étant essentiellement de nature électrique, on l'approximera à un comportement de type capacitif, ce qui n'est correct qu'en basse fréquence. Pour simplifier, assimilons la masse caisse à une surface plane. Si l'on décrit alors le comportement des surfaces métalliques de la carte (masse et pistes) à l'aide d'un modèle de condensateur plan, comme dans [BERG 1], on leur associe une capacité C donnée par la relation (III-6), dans laquelle ε_{eff} est une permittivité effective réalisant une moyenne pondérée entre celle du diélectrique de la carte et celle de l'air, S_{eq} est la surface équivalente entre l'élément considéré de surface métallique de la carte et la caisse, et h est la hauteur de la carte par rapport à la caisse.

$$C = \frac{\varepsilon_{eff} S_{eq}}{h} \quad (III-6)$$

A partir de cette relation, on peut déduire aisément que plus la carte est proche de la masse caisse, plus l'interaction entre ses surfaces métalliques et la caisse va être importante, par exemple en ce qui concerne le plan de masse de la carte, mais aussi les pistes. Par conséquent, plus la carte est proche de la caisse, plus le modèle assemblé pourrait produire d'incertitudes. Cette hypothèse est à nuancer, car le plan de masse est lui aussi plus proche de la masse caisse.

3) Les dimensions des pistes (largeur / longueur)

La relation (III-6) montre également que plus les pistes seront larges et longues, plus leur surface équivalente sera grande, et donc plus le modèle assemblé sera approché.

4) La configuration spatiale des pistes et du plan de masse du circuit par rapport à la caisse

En règle générale, lorsqu'une carte est double couche, elle peut comporter des pistes sur ses deux faces. Si ce n'est pas le cas, on ne sait pas à l'avance si les pistes seront orientées du côté de la masse caisse, ou bien si le plan de masse de la carte (plein ou partiel) viendra faire écran à l'interaction entre les pistes et la masse caisse.

A priori, on peut penser que lorsque les pistes sont directement en regard avec la masse caisse, elles auront une interaction supérieure avec cette dernière que si le plan de masse de la

carte fait écran, ce que suggère la Figure III-7. Ainsi, le modèle assemblé serait producteur de plus d'incertitudes dans le cas où les pistes sont du côté de la caisse.

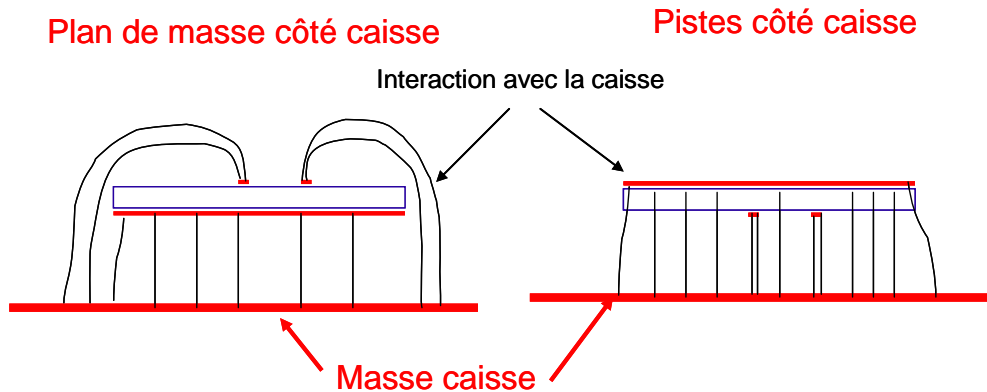


Figure III-7 : Interaction entre les pistes et la caisse selon leur position par rapport au plan de masse

5) Les charges sur la carte et charges présentes à l'autre extrémité du faisceau

Dans notre étude, nous nous plaçons dans le cadre de la théorie des lignes de transmission dans laquelle les équipements représentent des charges d'extrémité pour le faisceau. De ce fait, les courants et tensions à l'interface entre faisceau et équipement dépendent en partie des valeurs des charges, donc a fortiori des charges montées sur le circuit imprimé. Il en va de même concernant les courants et tensions au niveau des composants situés à l'extrémité des pistes, que nous nommerons composants terminaux.

En outre, dans la résolution des équations des lignes, interviennent aussi les charges situées à l'autre extrémité de la ligne [PAUL 1], ce qui nous amène à dire que les valeurs des charges situées à l'autre extrémité du faisceau, par exemple sur un autre circuit imprimé, vont également intervenir dans la valeur des courants et des tensions. Ces derniers ont des valeurs approchées du fait de l'approximation commise par le modèle assemblé. Comme les valeurs des charges jouent un rôle sur les courants et tensions, l'ampleur de l'approximation sur ces dernières grandeurs va aussi dépendre des charges. Faisons une analogie de notre configuration avec une ligne de transmission monofilaire, que l'on représente sur la Figure III-8. Nous savons que I et V dépendent de Z_1 et de Z_2 , sur laquelle une approximation est faite. Les incertitudes ΔI et ΔV sur I et V ne sont donc pas indépendantes des valeurs de Z_1 et Z_2 .

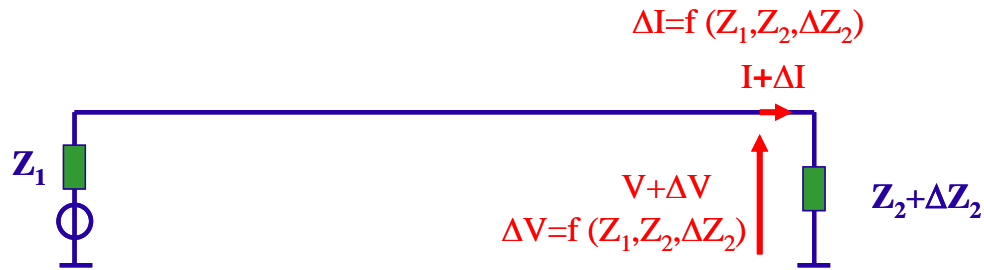


Figure III-8 : Analogie de la configuration avec une ligne de transmission monofilaire

III.3.2. Approche envisagée

Afin d'évaluer l'influence de tous les facteurs énumérés ci-dessus sur la validité du modèle assemblé, deux solutions s'offrent principalement à nous :

- réaliser un plan d'expériences pour identifier les paramètres les plus influents
- faire une étude phénoménologique qui estime les effets de ces facteurs limitants

Si l'on voulait réaliser un plan d'expériences en faisant varier les cinq paramètres qui viennent d'être énumérés, il comporterait de trop nombreuses configurations. En effet, certains de ces paramètres sont d'une diversité considérable, en particulier la topologie des pistes (cheminement et dimensions) et celle du plan de masse lorsqu'il est partiel, mais aussi le type des composants montés sur les circuits et leurs valeurs, ce qui complique excessivement la tâche si l'on considère un équipement multibroche... Cependant, pour avoir une idée de l'influence des charges, des résistances de valeurs différentes ou de type court-circuit / circuit ouvert peuvent être envisageables. Les facteurs qui se prêteraient le plus à une approche de type plan d'expériences seraient la distance de la carte par rapport à la masse générale (si on les considère comme parallèles), et l'orientation des pistes et du plan de masse de la carte par rapport à cette dernière.

Nous avons choisi une approche qui mêle plan d'expériences et étude phénoménologique selon la pertinence de ces deux approches. Le but est de recueillir des ordres de grandeur d'incertitudes obtenues sur les courants et tensions au niveau des cartes pour des configurations relativement canoniques.

III.4. Evaluation de la modélisation dissociée par des plans d'expériences menés sur des configurations canoniques

Dans un premier temps, la faisabilité de la modélisation dissociée a été évaluée sur le cas canonique d'une carte à plan de masse plein positionnée parallèlement à la masse générale. L'étude s'appuie surtout sur les données recueillies expérimentalement grâce au banc de mesure déjà exposé au Chapitre II, et l'exploitation de ces données sera également traitée par le calcul et la simulation. Dans cette étude, le modèle local de circuit représente l'impédance ramenée mesurée en entrée de la carte. Par conséquent, les grandeurs observées sont les courants et tensions à l'interface entre faisceau et équipement.

Dans un second temps, l'influence des charges sur la validité du modèle assemblé a été approfondie par un plan d'expériences réalisé uniquement en simulation.

III.4.1. Etude générale basée sur des données expérimentales

L'étude menée sur deux ports reprend la configuration déjà exposée au Chapitre II avec une carte de mêmes caractéristiques (largeur 5 cm ; longueur 10 cm, comportant une piste de largeur fixée à 0,8 mm). Le circuit imprimé utilisé ne comporte qu'une piste rectiligne sur toute la longueur de la carte, afin de pouvoir modéliser la carte comme une ligne de transmission multiconducteur ayant la masse générale comme conducteur de référence. Le banc de mesure est rappelé sur la Figure III-9.

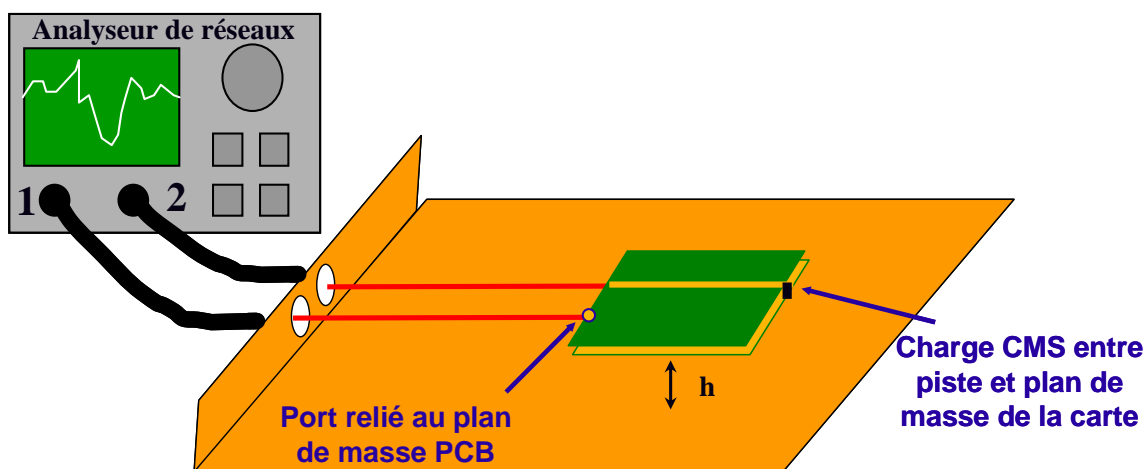


Figure III-9 : Banc de mesure d'un circuit imprimé à deux accès

La difficulté d'une telle configuration flottante du circuit est l'obtention d'une mesure fiable du courant à l'extrémité de chacune des tiges car la pince de courant interagit à la fois avec le plan de masse de la carte et du banc. Nous avons préféré calculer les courants et tensions en utilisant les impédances issues de la méthode mixte développée au Chapitre II pour représenter le modèle global des charges¹⁴.

La Figure III-10 décrit par un exemple la façon dont le modèle assemblé a été construit, à partir de la mesure de l'impédance ramenée en entrée de circuit imprimé, et celle de l'impédance entre masse du circuit et masse générale par la méthode mixte.

Sur cette configuration à deux ports, il y a trois observables principales, les courants I_1 et I_2 entrant sur la carte, et la tension $V_d = V_2 - V_1$ entre le fil de signal et le fil de masse.

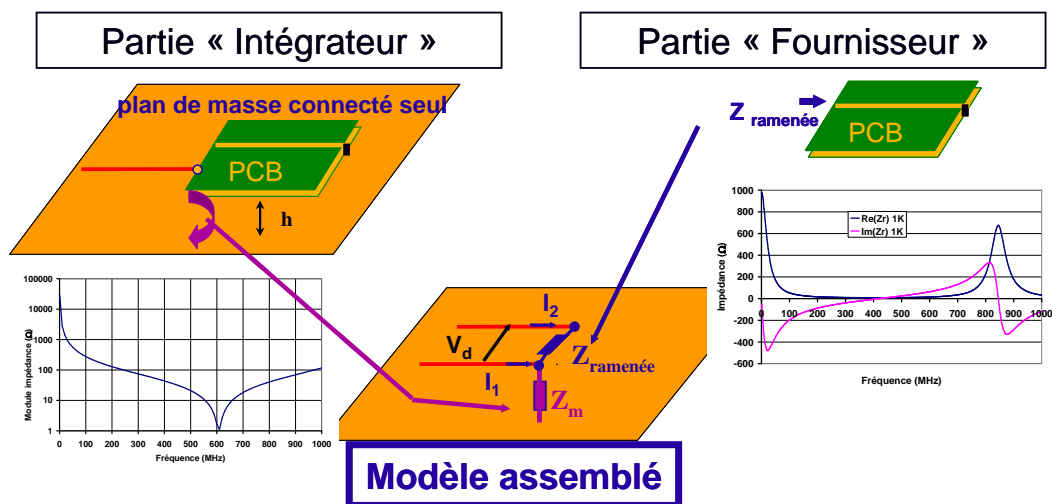


Figure III-10 : Constitution du modèle assemblé

La Figure III-11 résume la comparaison entre les deux types de modèles, le modèle global qui est rigoureux, et le modèle assemblé.

¹⁴ Dans ce cas, le modèle global est soit constitué d'une matrice Y, soit il comprend une impédance entre les deux extrémités des tiges et une impédance entre chaque extrémité de tige et le plan de masse du banc.

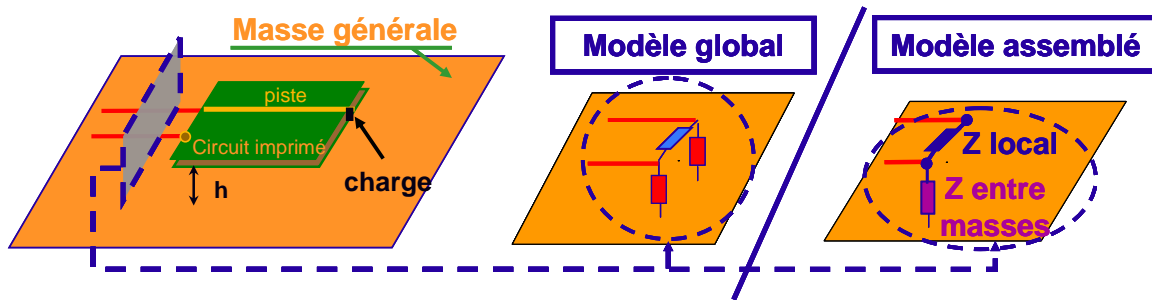


Figure III-11 : Constitution du modèle assemblé

Pour pouvoir calculer des tensions et des courants, la situation de mesure a été reproduite par un modèle numérique dans lequel l'analyseur de réseaux est remplacé par deux charges R_1 et R_2 et une source de tension U qui a été placée soit sur le port 1, soit sur le port 2, comme le montre la Figure III-12. Dans le code de calcul de réseaux, nous avons introduit la source et les charges terminales décrites ci-dessus, ainsi que le modèle du banc sous forme de matrice de couplage Y , dont l'établissement a été explicité au Chapitre II.

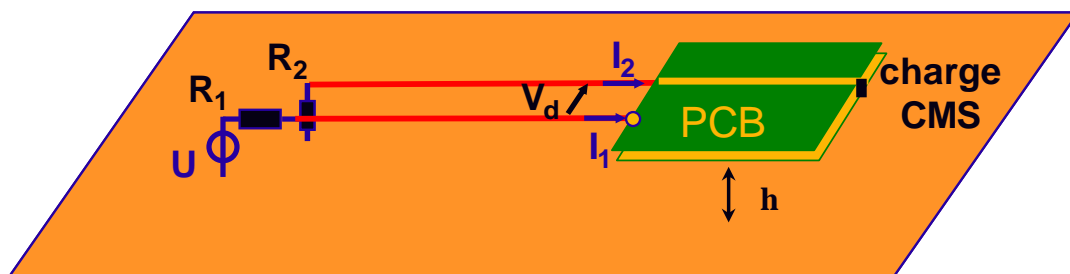


Figure III-12 : Transposition du banc de mesure à un banc virtuel

Nous avons traité différentes configurations impliquant trois des facteurs cités précédemment :

- Distance de la carte par rapport à la masse du banc : 5 mm (cas extrême pour un équipement automobile) ; 10 mm ; 20 mm
- Configuration de la piste de la carte : face à la masse (plan de masse visible du dessus), ou au-dessus de la carte (plan de masse face à la masse générale)
- Charges sur le circuit et R_1 , R_2 : 1 k Ω , 50 Ω , court-circuit (CC)

Résultats et analyse :

Concernant les cas des hauteurs de 10 mm et de 20 mm au-dessus du plan de masse du banc, le modèle assemblé donne des résultats quasi-identiques à ceux du modèle rigoureux global sur la bande de fréquence explorée, et ce pour les trois types de charges testées, et pour les deux orientations du circuit imprimé. La Figure III-13 donne un exemple des trois observables obtenues pour $h = 20$ mm et une charge sur le circuit de 1 k Ω .

Une synthèse de tous les résultats figure dans le rapport interne [ASEE_CEM05_0122].

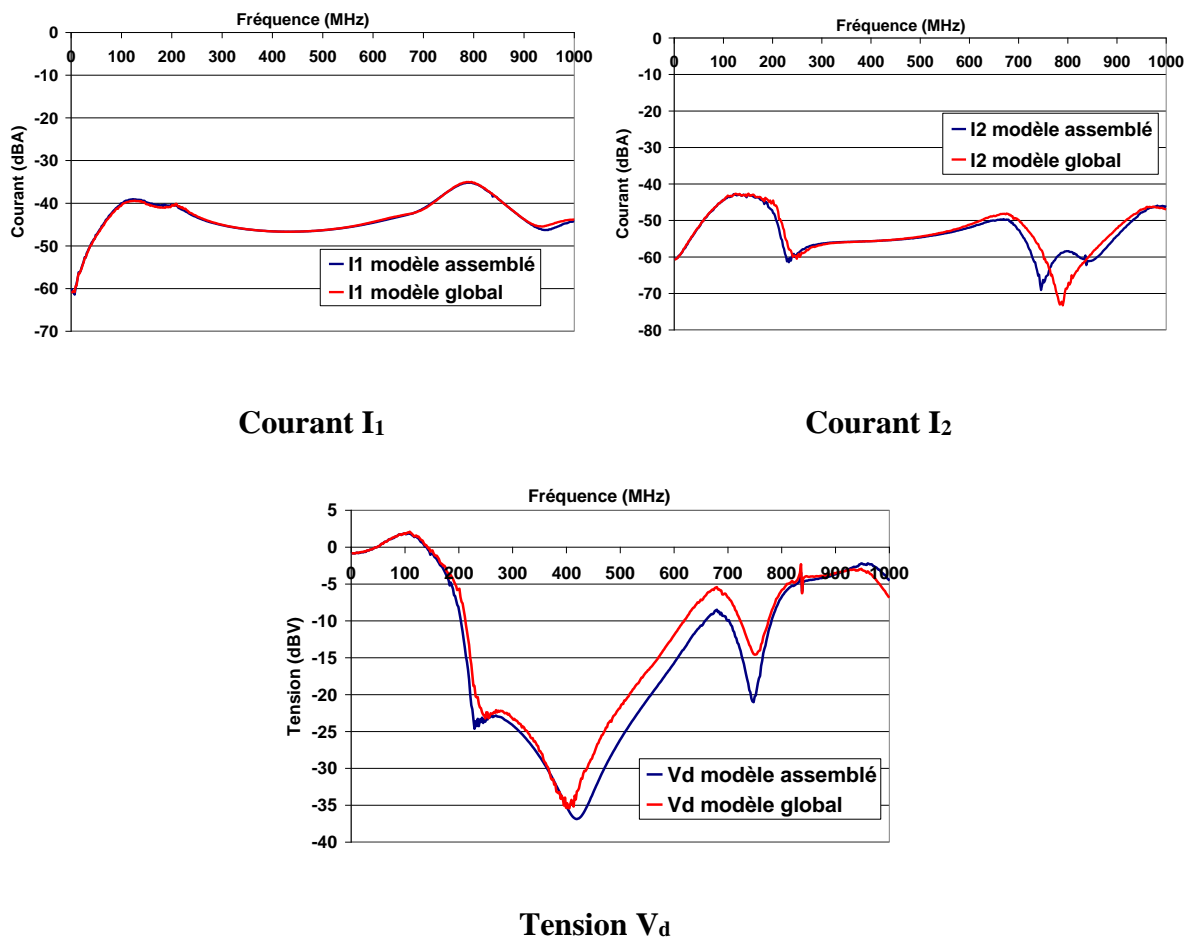


Figure III-13 : Comparaison entre modèle assemblé et modèle global ; $h = 2$ cm

Concernant la hauteur de 5 mm, hauteur très faible qui représente vraiment un cas extrême, des différences sont notées après 500 MHz entre le modèle rigoureux global et le modèle assemblé, pour les différentes valeurs de charges, et pour les deux orientations du circuit imprimé par rapport à la masse générale. Cela s'explique par le fait qu'à cette hauteur, l'épaisseur du circuit commence à ne plus être négligeable par rapport à h .

La charge sur le circuit qui introduit le plus de différence est celle de forte valeur ($1\text{ k}\Omega$), tandis qu'à l'autre extrémité, ce sont les charges de valeurs extrêmes, en même temps que la source connectée sur le port 1. Nous reviendrons plus longuement sur l'influence des charges dans le paragraphe suivant.

Sur l'ensemble des cas défavorables, les écarts maxima observés sont typiquement de 15 dB sur les extrema, ou au pire cas, de 20 dB. Les maxima et minima observés traduisent des résonances liées à la longueur des tiges et de la piste.

La Figure III-14 donne un exemple des trois grandeurs obtenues pour une charge sur le circuit de $1\text{ k}\Omega$, alors que la piste fait face à la masse générale. Sur ce cas, l'écart maximum observé est de près de 20 dB aux environs de 800 MHz ; il concerne le courant I_1 arrivant sur le plan de masse de la carte.

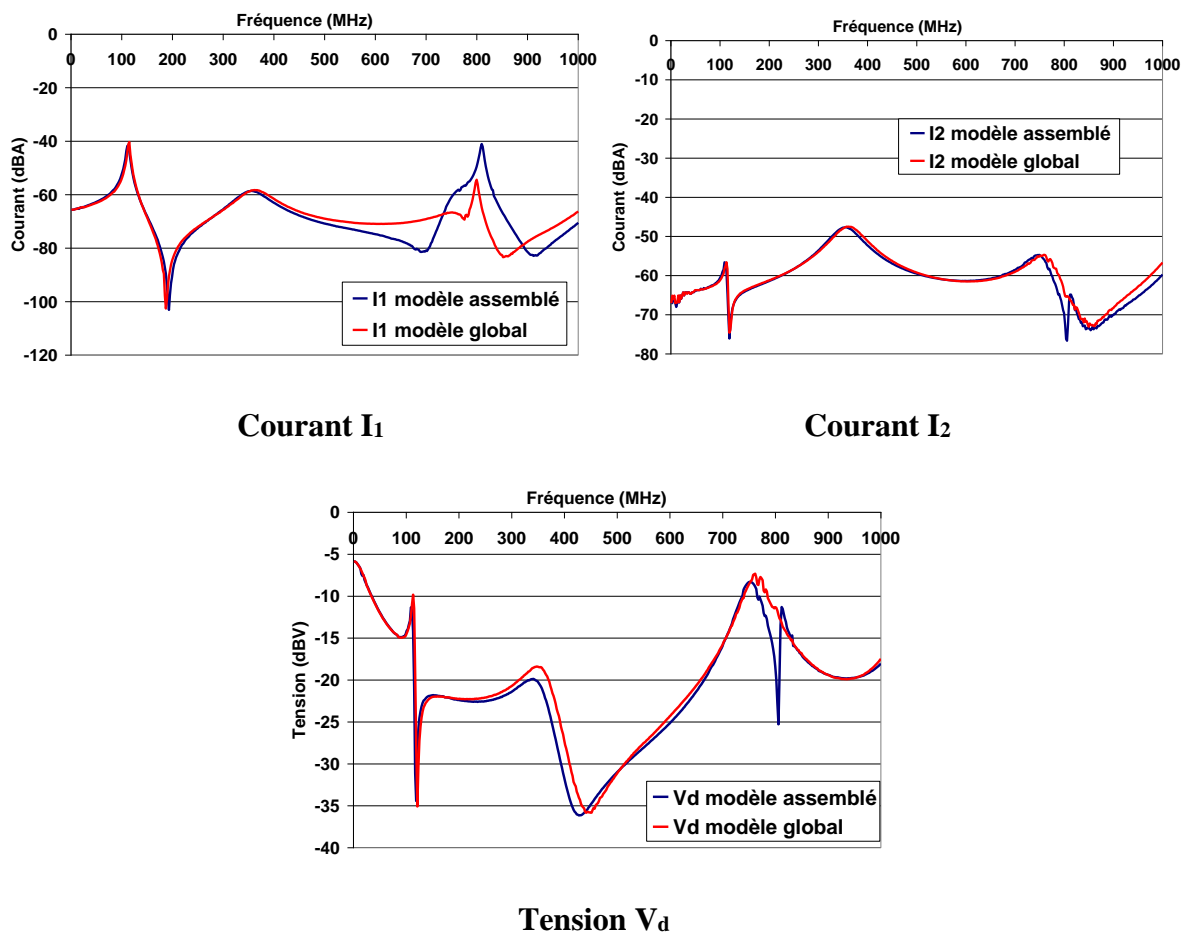


Figure III-14 : Comparaison entre modèle assemblé et modèle global ; $h = 5\text{ mm}$

Cette étude montre qu'un modèle assemblé produit des résultats satisfaisants en termes de courants et de tensions sur des cas simples de circuits imprimés situés à des distances relativement faibles de la masse caisse. Concernant les valeurs des charges, une étude plus approfondie a été menée en simulation.

III.4.2. Etude spécifique de l'influence des charges sur le circuit imprimé et à l'autre extrémité du faisceau

Pour juger de l'influence de la valeur des charges sur la validité du modèle assemblé, deux plans d'expériences ont été menés en simulation :

- le premier comportant un circuit imprimé relié à un faisceau et des charges,
- le deuxième comportant deux circuits imprimés placés à chaque extrémité du faisceau.

Le circuit comprend une piste rectiligne sur toute sa longueur. Aussi bien pour le modèle global que pour le modèle assemblé, il est décrit en utilisant un modèle 2D ; le faisceau à deux conducteurs est uniforme et fait 1,50 m de longueur. La bande de fréquence explorée est 1 MHz – 1 GHz.

La Figure III-15 présente la configuration du premier plan d'expériences, qui comprend trois charges variables : à une extrémité, deux résistances R_1 et R_2 , et à l'autre extrémité de la piste de la carte, une autre résistance R_c .

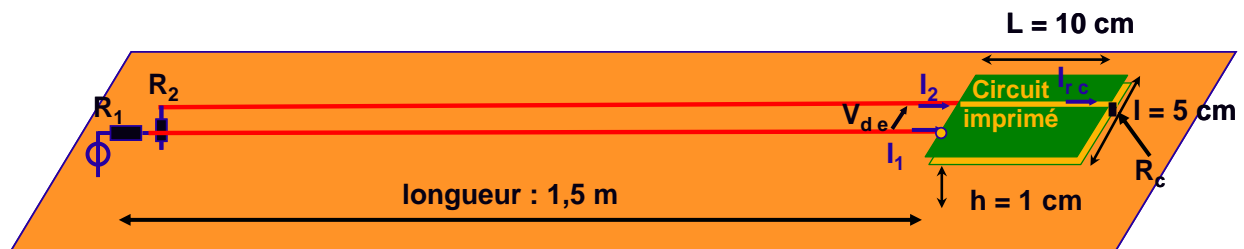


Figure III-15 : Schéma de la configuration à un circuit imprimé

Afin d'identifier les configurations de charges les plus problématiques pour le modèle assemblé, chaque résistance prend trois valeurs, 10 Ω , 100 Ω et 1 k Ω , ce qui représente en

tout 27 cas à simuler. Pour chaque simulation, quatre observables sont relevées : les courants I_1 et I_2 entrant sur la carte, la tension d'entrée V_{de} entre les deux conducteurs du faisceau, et le courant dans la charge I_{rc} .

Les résultats montrent que dans tous les cas, le courant I_1 entrant sur le plan de masse de la carte est quasi-identique pour les modèles global et assemblé. Par ailleurs, 55 % des cas (soit 15 sur 27) présentent suffisamment de concordance entre les deux modèles pour les quatre observables et sur toute la bande de fréquence, avec des écarts maximum de 5 dB. La Figure III-16 en donne un exemple. L'ensemble des cas figure dans le rapport interne [ASEE_CEM05_0123].

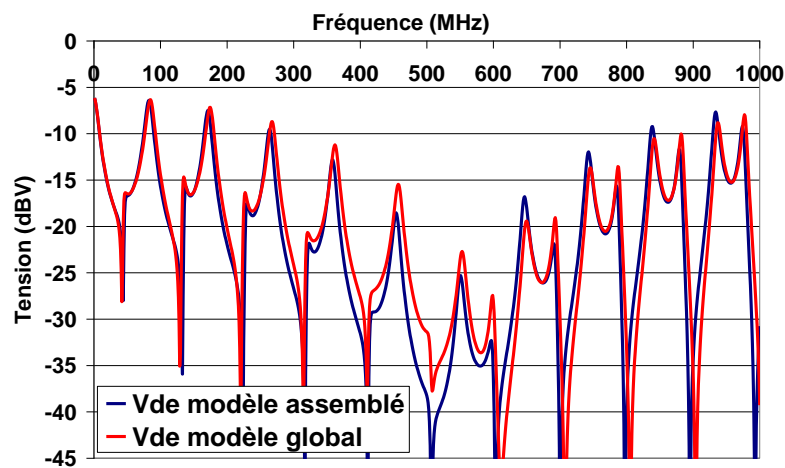


Figure III-16 : Cas où le modèle assemblé produit peu d'incertitude

$$R_1 = 1000 \Omega ; R_2 = 10 \Omega ; R_c = 1000 \Omega$$

Concernant les 45 % de cas où le modèle assemblé engendre plus de différences (12 sur 27), on remarque qu'ils mettent uniquement en jeu les résistances R_1 et R_2 se trouvant de l'autre côté du faisceau, quelle que soit la valeur de la charge R_c sur le circuit. Ils correspondent au cas où :

- R_2 est de valeur élevée,
- R_2 de valeur moyenne (100 Ω) et R_1 faible (10 Ω)

On peut voir sur l'exemple de la Figure III-17 que la discordance peut avoir lieu en « basse fréquence ». Les écarts constatés sont au moins supérieurs à 5 dB sur différentes bandes de fréquence selon le cas

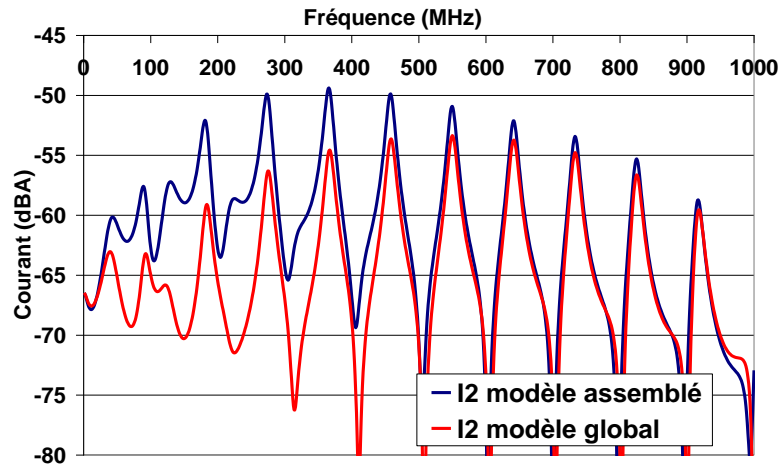


Figure III-17 : Cas où le modèle assemblé produit des incertitudes importantes

$$R_1 = 100 \Omega ; R_2 = 1\,000 \Omega ; R_c = 1000 \Omega$$

Notons un autre résultat intéressant : le modèle assemblé approxime correctement le courant dans la résistance R_c dans 80 % des cas. Cette statistique semble favorable a priori mais les cas les moins favorables (valeur faible pour R_1 et élevée pour R_2) ressemblent à une configuration automobile pour laquelle la masse du circuit imprimé est reliée à la caisse (donc à une faible charge), et l'accès correspondant au signal est relié à l'accès flottant d'une autre carte (donc à une charge forte a priori).

Cependant notre étude s'est basée sur un circuit imprimé relié à des charges physiquement connectées à la masse, ce qui n'est pas particulièrement réaliste par rapport à une configuration véhicule. Dans ce cas, un autre équipement est connecté à l'autre extrémité du faisceau. Il est légitime de se demander ce qui se passera si on remplace les charges de l'autre côté du faisceau par un autre circuit imprimé.

Cette question nous amène à faire un deuxième plan d'expériences mettant en jeu une deuxième carte. La configuration est présentée sur la Figure III-18. Elle comprend deux circuits imprimés identiques, dont les masses sont connectées à la masse générale en un point de masse situé aux environs du centre du faisceau. Le choix de l'excitation de la structure est arbitraire : elle est faite par des sources représentant le couplage d'une onde plane illuminant uniquement le faisceau selon le modèle de couplage de Taylor. Les sources correspondantes sont générées par le code de calcul de lignes de transmission. Seules deux charges, R_{c1} et R_{c2} , sont présentes dans ce cas, qui prennent chacune trois valeurs : 10 Ω , 100 Ω et 1 k Ω . Le plan d'expériences comprend donc 9 cas.

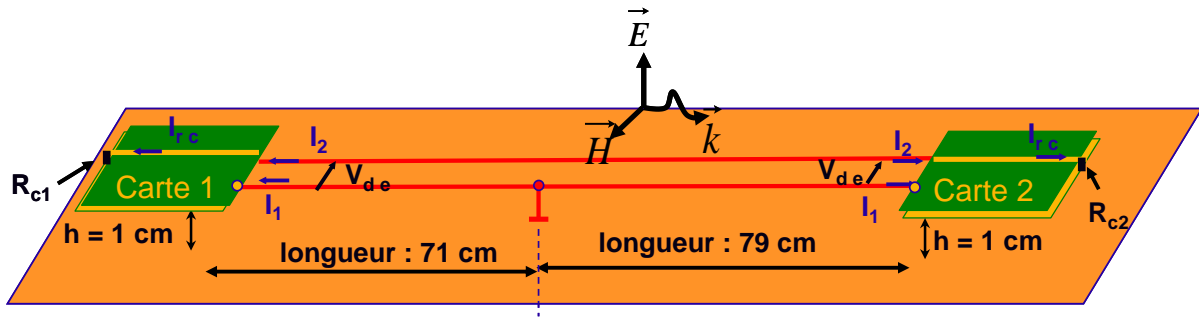


Figure III-18 : Schéma de la configuration à deux circuits imprimés

Les résultats de ce plan d'expériences sont plus difficiles à classer et interpréter que ceux du premier plan. Par le jeu des diverses capacités et inductances de ce réseau, qui sont ou non présentes si les modèles sont globaux ou assemblés, les résonances qui apparaissent ne se produisent pas toujours aux mêmes fréquences et les courbes s'avèrent assez délicates à comparer, comme l'illustre la Figure III-19. Pour une étude plus réaliste, il s'agirait d'évaluer les observables sur un échantillon de faisceaux entrelacés, ce qui est prévu sur un cas réaliste et complet au Chapitre V.

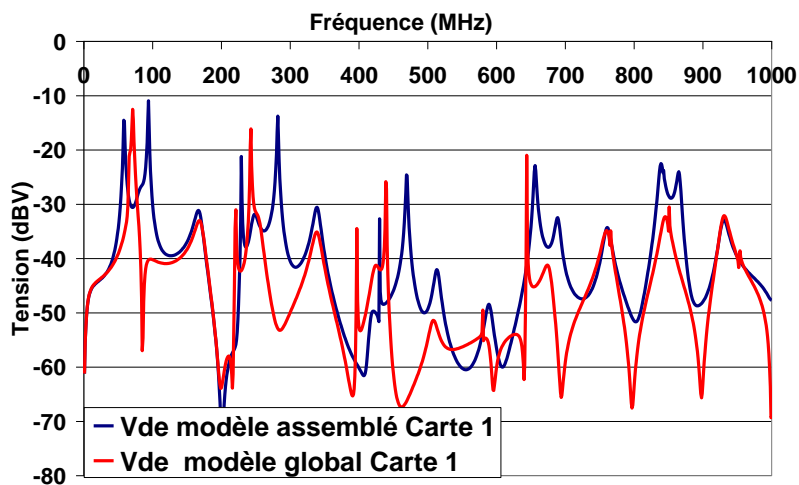


Figure III-19 : Exemple de courbes issues du second plan d'expériences

Nous avons donc constaté que, même sur des configurations canoniques de circuit imprimé à plan de masse plein, certaines configurations de charges sont défavorables à la bonne validité du modèle assemblé. Ces cas défavorables seront réutilisés pour examiner la pertinence du modèle assemblé dans le cas des cartes comportant un plan de masse partiel.

III.5. Effet d'un plan de masse partiel sur la validité du modèle assemblé

De nombreuses topologies de plan de masse partiel existent, de ce fait, il ne serait pas possible d'envisager tous les cas. Cependant, on peut distinguer deux principaux types de plans de masse partiels : ceux pour lesquels le plan est évidé à l'emplacement de certaines pistes, et ceux pour lesquels la masse forme une grille. Il est possible d'explorer certains cas relativement simples.

Pendant la phase de conception, lorsque l'on ignore la topologie du plan de masse, il serait intéressant de savoir quelle incertitude est produite en utilisant un modèle assemblé construit à partir d'un plan de masse supposé plein. Le Chapitre II a montré que du point de vue de l'impédance entre masse partielle de la carte et masse caisse, on obtient approximativement la même impédance que pour un plan de masse plein. Néanmoins, il est important d'examiner ce qu'il en est des courants et des tensions.

Nous avons donc choisi une carte dont le plan de masse est évidé sous la piste. Nous reprenons la carte possédant plan de masse évidé modélisé en 3D à la fin du Chapitre II, et qui est présenté à nouveau sur la Figure III-20. Nous avons réutilisé la matrice Y de cette carte, que nous avons introduite dans le code de calcul de réseaux.

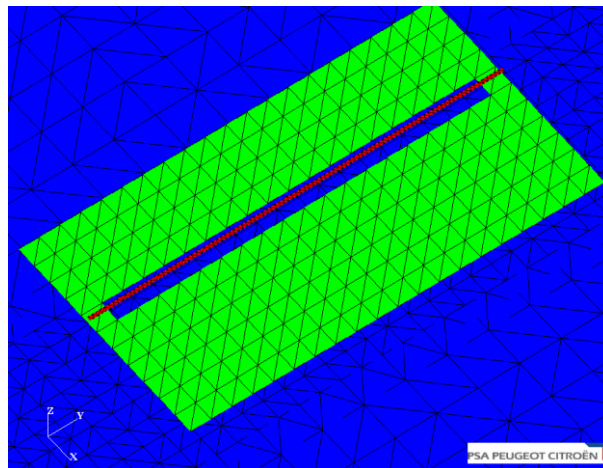


Figure III-20 : Carte dont le plan de masse est évidé sous la piste

La Figure III-21 présente la configuration de simulation. Nous prenons l'exemple d'un cas défavorable ($R_1 = 100 \Omega$; $R_2 = 1000 \Omega$; $R_c = 1000 \Omega$) dont un résultat a été présenté sur la Figure III-17. Nous avons construit un modèle assemblé en supposant le plan de masse

comme plein, ce qui n'est pas irréaliste car en avance de phase dans un projet, la topologie d'un plan de masse partiel est plutôt méconnue.

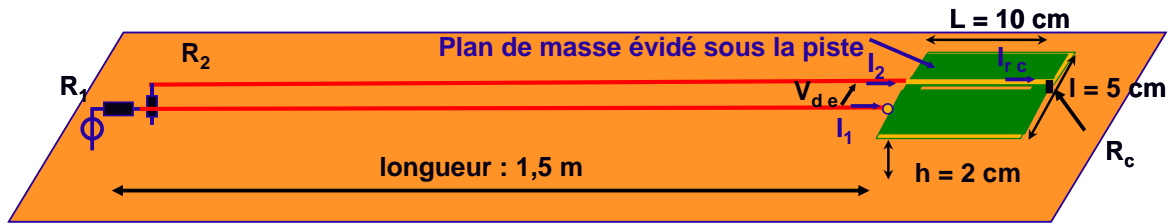


Figure III-21 : Configuration de simulation ; circuit à plan de masse évidé

Nous constatons que le maximum du courant dans la charge (Figure III-22) semble mieux approximé par le modèle assemblé que le courant en entrée de circuit imprimé (Figure III-23). Ce fait rejoint l'observation faite à partir du plan d'expériences mené sur l'influence des charges : les observables dans la charge sont mieux décrites par le modèle assemblé que les observables en entrée de circuit imprimé. Cela apparaît comme avantageux car ce sont les observables en entrée de composant qui peuvent permettre d'estimer le risque CEM.

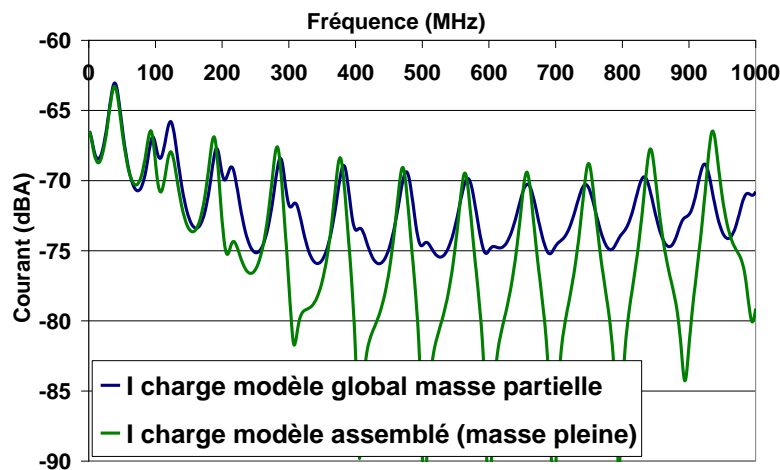
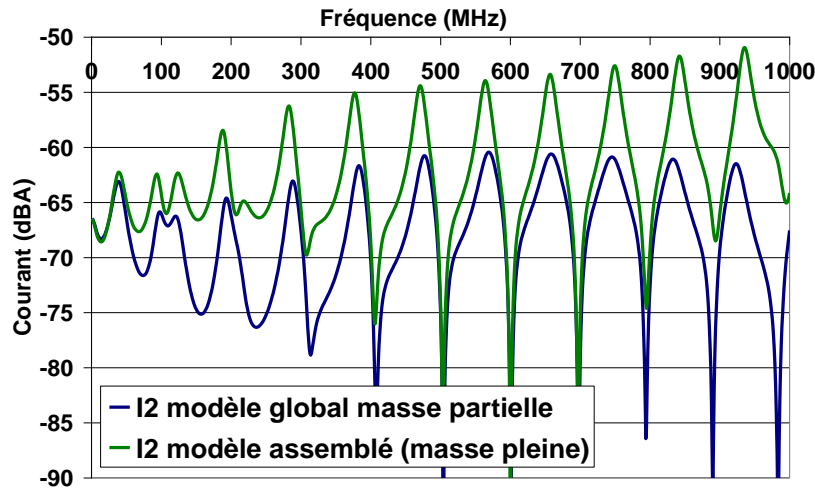


Figure III-22 : Simulations d'une carte à plan de masse partiel ;
courant dans la charge



**Figure III-23 : Simulations d'une carte à plan de masse partiel ;
courant en entrée de carte**

Les paragraphes de ce chapitre ont d'abord porté sur la validité de la modélisation dissociée. Les résultats montrent qu'elle apparaît comme prometteuse, ce qui nous permet d'envisager une des deux parties de la création de ce modèle, à savoir la construction d'un modèle local d'équipement.

III.6. Méthodes possibles de construction d'un modèle local d'équipement

Dans l'optique d'une démarche dissociée de modélisation d'équipement électronique, ce paragraphe rassemble les différentes stratégies possibles pour un équipementier en vue de réaliser un modèle local d'équipement. Comme le montre le schéma synoptique de synthèse de la Figure III-24, il y a deux manières principales de construire ce modèle local :

- à partir de mesures en entrée de carte, lorsque tout ou partie de l'équipement doit être considéré comme une boîte noire.
- par une modélisation sous forme de schématique électrique des différents constituants de l'équipement selon son stade de développement ;

Ces deux possibilités sont détaillées par la suite.

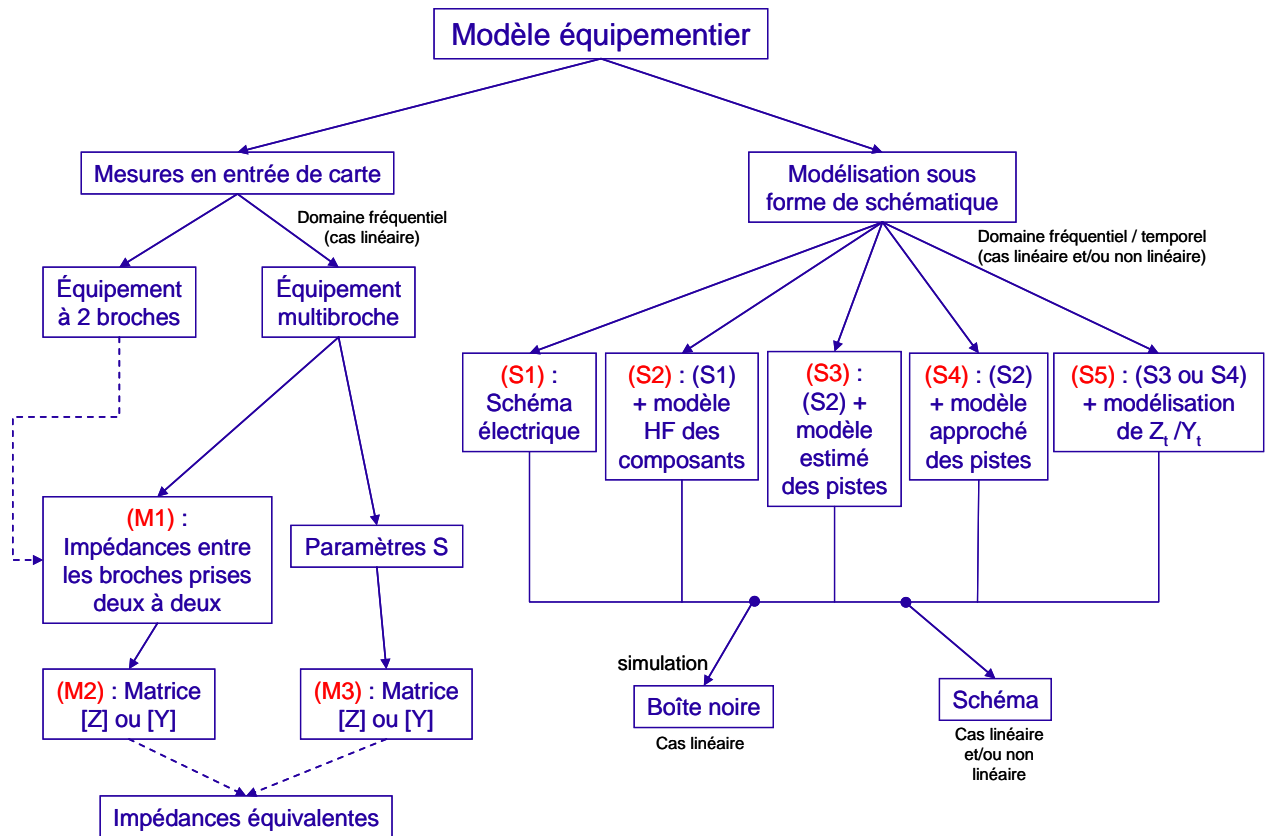


Figure III-24 : Constructions possibles d'un modèle local par l'équipementier

III.6.1. Construction d'un modèle local à partir de mesures en entrée de carte

III.6.1.2. Les différentes possibilités de mesures

En pratique, les mesures en entrée de carte ne seront envisageables que dans le domaine fréquentiel¹⁵, ce qui revient à assimiler l'équipement à une boîte noire à caractère linéaire. Les mesures d'impédance d'entrée d'équipement ne peuvent être pratiquées au plus tôt qu'au stade prototype dans le développement, ce qui constitue un inconvénient majeur pour prédire la CEM en avance de phase d'un nouveau projet. En revanche, la mesure peut être envisagée sur un produit déjà existant sur un autre projet véhicule. Cependant, comme cela avait été signalé dans le Chapitre I, les mesures complètes ne seront véritablement applicables que pour des équipements à faible nombre de broches. Si ce n'est pas le cas, des choix doivent être faits afin de réduire le nombre de mesures ; si l'on juge que les pistes de la carte interagissent peu entre elles, l'évaluation des impédances entre les broches et la masse de la carte peut suffire.

¹⁵ Sauf quelques très rares cas

Dans le cas contraire, les mesures ont pour avantage de pouvoir a priori prendre en compte les effets liés à la géométrie réelle du circuit imprimé.

Les appareils de mesure les plus répandus sur la bande de fréquence qui nous concerne (100 kHz – 1 GHz) sont typiquement l'analyseur d'impédances radiofréquence et l'analyseur de réseaux.

Deux cas principaux d'équipement se dégagent :

- Equipement à deux broches :

Si l'équipement n'a que deux broches, une seule impédance est à mesurer. Rappelons que la structure non coaxiale des connecteurs automobiles constitue une difficulté de caractérisation. On doit alors interposer une transition entre l'extrémité du câble coaxial relié à l'appareil de mesure et les points à mesurer, c'est-à-dire entre le plan de calibrage et le plan de mesure. On peut alors opter pour la technique rigoureuse de [RIBI 1, 2] expliquée au Chapitre I, ou utiliser un kit de calibrage spécifique, ce qui est beaucoup moins rigoureux et peut aboutir à des erreurs importantes, comme cela a été présenté au Chapitre II.

La transition à interposer, une embase par exemple, introduit des effets parasites qui, s'ils ont peu d'importance en dessous de 100 MHz, ne sont pas négligeables jusqu'à 1 GHz. Pour tenir compte de ces effets, une technique de correction est nécessaire. La plus commode est une compensation dite « circuit ouvert / court-circuit », consistant à mesurer la transition en circuit ouvert et court-circuit (voir Annexe 2). L'application de cette technique de compensation donne des résultats plus corrects qu'un calibrage inapproprié, effectué avec un kit spécifique dont les valeurs sont méconnues [EGOT 1]. En règle générale, toute mesure haute fréquence dans laquelle le caractère complexe de la grandeur doit être conservé, sera plus précise si on pratique la compensation « circuit ouvert / court-circuit ».

- Equipement multibroche :

Si l'équipement est multibroche, plusieurs mesures s'avèrent nécessaires. La construction d'un modèle local à partir de mesures à l'entrée de l'équipement peut être principalement envisagée selon deux principes différents :

- Mesures d'impédances entre les broches prises deux à deux, les autres broches n'étant connectées à rien : on peut envisager des mesures d'impédances :

- entre tous les points d'accès i et j de la carte
- entre les accès i et la masse de la carte seulement, et optionnellement entre certains accès i et j particuliers (entrée différentielle), si l'on estime que les pistes connectées aux différents accès i interagissent peu entre elles.

La Figure III-25 illustre ce type de mesure et l'on voit clairement que l'impédance mesurée correspond à la mise en parallèle de l'impédance équivalente entre i et j et le reste du réseau équivalent.

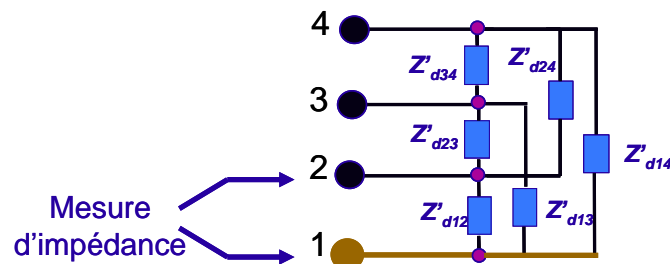


Figure III-25 : Mesure d'impédance entre deux accès d'un équipement multiport

Par conséquent, si l'on fabrique un modèle dans lequel on place les impédances mesurées entre les broches i et j en lieu et place des impédances équivalentes Z'_{dij} de la Figure III-25, des erreurs de modélisation sont probables. Nous appellerons M1 le modèle approximatif ainsi obtenu, dont l'avantage est la facilité de mise en œuvre.

Si toutes les combinaisons de mesure ont été réalisées, des calculs de correction des valeurs mesurées sont possibles pour accéder soit à la matrice Z , soit aux impédances du réseau équivalent. Ces calculs figurent en Annexe 5. Nous appellerons M2 le modèle ainsi obtenu, qui a pour avantage de prendre en compte les interactions entre broches, mais qui en revanche nécessite justement ce calcul de correction.

- Mesure de paramètres S à l'analyseur de réseaux : on peut envisager de bâtir un modèle local vu de l'entrée de la carte par un modèle de multiport référencé par rapport à la masse de la carte et décrit sous forme d'une matrice de couplage (Z ou Y) entre les ports. Cette matrice de couplage peut être extraite des paramètres S mesurés avec un analyseur de réseaux calibré complètement sur les deux ports. Si plusieurs ports sont à mesurer, des charges de 50Ω doivent être placées sur les ports non reliés à l'analyseur de réseaux. Cette technique est alors peu pratique à appliquer à un

équipement électronique du fait des embases de transition que l'on doit placer pour chaque accès du circuit. Nous appellerons M3 le modèle approximatif ainsi obtenu.

III.6.1.2. Evaluation des modèles issus de mesures

Les potentialités de ces différents principes de mesures ont été évaluées sur le circuit imprimé à trois ports à plan de masse plein utilisé au Chapitre II. La Figure III-26 rappelle la configuration de mesure, qui a également été exposée au Chapitre II. Des résistances de 1 k Ω sont montées sur le circuit imprimé. La hauteur h a été fixée à 2 cm, afin de se placer dans un cas favorable à la validité du modèle assemblé. En amont du banc, le port non relié à l'analyseur de réseaux est connecté sur 50 Ω .

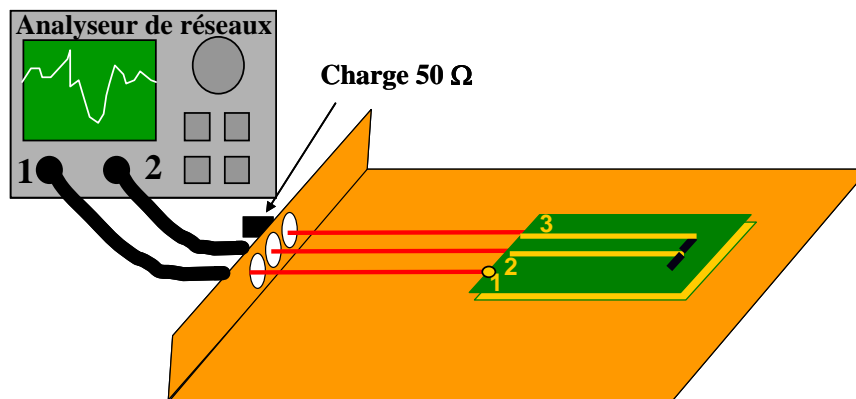


Figure III-26 : Banc de mesure d'un circuit imprimé à trois accès

A l'aide de l'impédance d'interaction déjà mesurée au Chapitre II, et des modèles locaux de type M1, M2 et M3 explicités ci-dessus, nous avons pu construire un modèle assemblé. De manière complémentaire, nous avons introduit l'éventualité de faire une compensation circuit ouvert / court-circuit pour les modèles M1 et M2. Nous avons donc testé 5 modèles :

- 1) Cas n°1 : modèle M1
- 2) Cas n°2 : modèle M1 corrigé par la « compensation circuit ouvert / court circuit »
- 3) Cas n°3 : modèle M2
- 4) Cas n°4 : modèle M2 ; les mesures sont corrigées au préalable par la « compensation circuit ouvert / court circuit »
- 5) Cas n°5 : modèle M3 établi à partir de mesures de paramètres S à l'analyseur de réseaux ; cette matrice S est convertie en matrice Y pour être utilisée dans le code de calcul de réseaux.

Afin d'évaluer les différents modèles, nous avons comparé les paramètres S mesurés en amont du banc avec ceux qu'auraient produit les différents modèles accolés au modèle numérique du banc expliqué au Chapitre II. Les paramètres S ont été choisis pour cette comparaison, car ils sont le reflet des courants et des tensions en entrée de carte, et ne privilégient pas de position particulière pour la source d'excitation. La Figure III-27 montre l'exemple de comparaison du paramètre S22 pour les trois meilleurs modèles locaux.

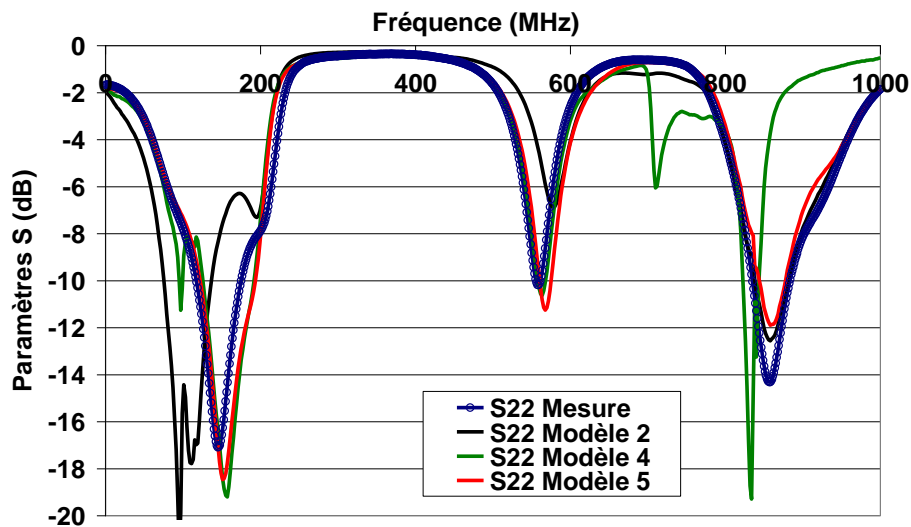


Figure III-27 : Comparaison entre plusieurs modèles locaux

Globalement, un classement des modèles dans l'ordre décroissant de concordance avec la mesure donnerait l'ordre inverse de leur numérotation, c'est-à-dire : cas n°5 ; cas n°4 ; cas n°3 ; cas n°2 ; cas n°1.

Le modèle le plus concordant est de loin le modèle de type M3 utilisant les paramètres S mesurés sur la carte, qui est hélas le modèle le moins susceptible d'être utilisé en pratique. Puis, le modèle 4 est meilleur que le modèle n°2 en basse fréquence, alors que c'est le contraire en haute fréquence, du fait du cumul des erreurs lors du calcul de reconstitution des impédances (voir Annexe 5). Ces deux modèles n°4 et n°2 sont meilleurs que respectivement les modèles n°3 et n°1. On voit sur cet exemple tout l'intérêt de la compensation de type circuit ouvert / court circuit pour corriger des valeurs mesurées. On constate aussi que le modèle le plus simple, le modèle n°1, assemblé seulement à partir des mesures locales, est le moins performant, ce dont on pouvait s'attendre. Il convient donc d'être vigilant avec ce type de modèle.

III.6.2. Construction d'un modèle local sous forme de schématique

Le but de ce paragraphe n'est pas d'effectuer une évaluation de ce type de modèle, qui sera réalisée de manière approfondie dans les Chapitres IV et V, mais de recenser les différentes possibilités de construire un modèle local à partir de modèles connus et / ou issus de simulations. Les modèles établis sous forme de schématique (cf. Figure III-24) ont l'avantage de pouvoir prendre en compte les éléments non linéaires du circuit, ce qui nécessite ainsi de simuler dans le domaine temporel.

Les modèles sous forme de schématique sont principalement au nombre de cinq. Ils sont donnés ci-dessous par niveau croissant de complexité et de finesse dans la prise en compte des effets intervenant quand la fréquence augmente. Cette classification se base aussi sur les données disponibles pendant la phase de développement de l'équipement.

- 1) Modèle de type S1 : le schéma électrique de l'équipement, qui est le modèle le plus primitif ; l'intérêt de ce modèle est qu'il est disponible au plus tôt pendant la phase de développement de l'équipement. C'est plutôt un schéma fonctionnel.
- 2) Modèle de type S2 : modèle de type S1 auquel on adjoint les éléments parasites de chaque composant : il s'agit d'un modèle dit « haute fréquence ». Il peut être extrait des données des fabricants de composants, ou de mesures d'impédance sur les composants pris individuellement. Les éléments parasites peuvent éventuellement être estimés à partir de valeurs typiques. Dans le cas de la prise en compte d'éléments non linéaires, des modèles de type IBIS et/ou ICEM¹⁶ des composants électroniques peuvent être intégrés au schéma.
- 3) Modèle de type S3 : modèle de type S2 auquel on adjoint les pistes, dont les paramètres (surtout leur longueur) sont estimés ; ce modèle est utilisé lorsque le routage n'est pas encore connu. Les pistes peuvent être modélisées comme des lignes de transmission :
 - non couplées, en première approximation, si on l'estime comme tel
 - couplées, dans le cas contraire

¹⁶ IBIS : Input/output Buffer Information Specification / ICEM : Integrated Circuit Emission Model

- 4) Modèle de type S4 : modèle de type S2 auquel on adjoint les pistes, dont les paramètres sont relativement bien approchés, voire connus avec une bonne précision, le routage étant connu. Les deux variantes (pistes couplées ou non) du modèle de type S3 sont possibles, selon le degré de précision avec lequel le circuit imprimé est modélisé. Dans le meilleur des cas, il pourrait être modélisé avec un code de calcul spécifique, qui peut être 2D ou 3D (basé sur la méthode PEEC¹⁷ par exemple).
- 5) Modèle de type S5 : modèle de type S3 ou S4 auquel on adjoint des éléments tenant compte des paramètres de transfert explicités en III-2 [ANTO 1 ; ORLA 1 ; TANG 1]. Mais les éléments nécessaires aux admittances de transfert dépendent de la position de l'équipement par rapport à la masse caisse. Ces informations ne peuvent provenir que de l'intégrateur. Ce type de modèle semble encore délicat à construire.

A partir des modèles de type S1 à S5, trois choix de format de partage sont possibles, selon que le contenu explicite de l'équipement est dévoilé ou non :

- Modèle de boîte noire vue en entrée : ce modèle est issu de simulations des différents modèles précédents ; il peut s'agir des impédances ramenées en entrée de carte, ou d'une matrice de couplage vue en entrée de carte. L'avantage est la préservation du contenu explicite du schéma électrique, mais l'inconvénient principal est de nécessiter une étape supplémentaire dans la modélisation. En outre, cette boîte noire ne reflètera que le caractère linéaire de l'équipement et sera utilisée dans le domaine fréquentiel. L'utilisation de ce modèle dans la simulation conduira à l'évaluation des courants et tensions à l'interface entre faisceau et équipement.
- Modèle laissé sous forme de schéma : l'avantage principal est de pouvoir conserver les éléments non linéaires du schéma ; les simulations seront faites dans le domaine temporel ou fréquentiel selon que des éléments non linéaires sont présents ou non. De plus, dans la simulation, l'intégrateur pourra directement évaluer les courants et tensions au niveau des composants terminaux.
- Modèle comportemental d'équipement (cas non linéaire) : d'une manière similaire au modèle IBIS concernant les circuits intégrés, un modèle comportemental d'équipement pourrait comprendre d'une part les composants d'interfaces, et d'autre

¹⁷ PEEC : Partial Element Equivalent Circuit

part les éléments non linéaires, décrits sous forme de fichiers [PERD 1]. Ce type de modèle sort du cadre de notre étude.

III.7. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons rappelé qu'un modèle assemblé d'équipement électronique fusionne un modèle local d'impédance qui pourrait être élaboré par un équipementier, et l'impédance d'interaction entre la masse de la carte et la caisse qui peut être estimée par le constructeur. Ce modèle a donc un intérêt industriel certain pour estimer le risque CEM dans les stades amont de la conception d'un projet. Néanmoins, il élude l'interaction qu'ont a priori les autres accès de la carte avec la caisse.

Le Chapitre II a montré qu'un modèle 2D du circuit imprimé considéré comme une ligne de transmission multiconducteur reproduisait correctement les effets réels. Cette approche de modélisation nous a conduit à proposer dans ce chapitre une analyse fondée sur une analogie avec la modélisation des câbles blindés, en assimilant le plan de masse de la carte à un « blindage » et les pistes aux conducteurs « internes » à ce dernier. Nous passons de la représentation d'une carte sous forme de ligne de transmission multiconducteur à un formalisme dans lequel on introduit donc des notions d'impédance et d'admittance de transfert. A partir de coupes 2D de circuits imprimés, nous avons calculé ces paramètres et observé leurs faibles valeurs devant les paramètres diagonaux de ces matrices, ce qui justifie en partie l'emploi d'un modèle assemblé.

Nous avons recensé les principaux facteurs qui pouvaient avoir une influence sur la validité de ce modèle assemblé, parmi lesquels l'importance des surfaces métalliques (plan de masse plein ou partiel, pistes), la configuration géométrique de l'équipement par rapport à la caisse (distance, orientation du circuit imprimé), et la valeur des charges d'extrémité.

Par une étude de faisabilité sur un circuit imprimé à deux accès comprenant un plan de masse plein, nous avons montré que, même dans un cas extrême de position de circuit imprimé (à 5 mm de la masse caisse), les résultats produits par le modèle assemblé concordent bien avec ceux du modèle global de la carte jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz.

Un tel modèle serait moins approprié pour décrire un circuit possédant un plan de masse partiel. Cependant, il permet d'approximer correctement les maxima de courant à l'extrémité des pistes d'un circuit imprimé, alors qu'en entrée de circuit l'approximation est moins bonne.

Nous avons également constaté ce fait en étudiant l'influence des charges dans le cas d'une carte à plan de masse plein. Que le plan de masse de l'équipement soit plein ou partiel, le modèle assemblé est plutôt adapté si l'on considère des observables (courants, tensions) situées sur le circuit imprimé plutôt qu'à l'interface entre le faisceau et la carte. Cette constatation est intéressante car l'estimation du risque ne peut être faite directement qu'au niveau des composants situés à l'extrémité des pistes du circuit imprimé. Nous approfondirons ce point au Chapitre V.

Dans l'étude de l'influence des charges sur la validité du modèle assemblé, nous avons mis en évidence que la valeur des charges situées de l'autre côté du faisceau intervient dans la validité du modèle assemblé d'un équipement. Lorsque nous avons affaire à deux circuits imprimés reliés l'un à l'autre et à la masse caisse par un fil de masse, la comparaison des courbes obtenues avec les modèles global et assemblé devient plus délicate. Un système plus complet faisant intervenir la variabilité du faisceau reliant deux équipements devrait permettre d'être plus réaliste dans l'évaluation du modèle assemblé. Cela sera fait au Chapitre V.

Les conclusions précédentes ont montré que le modèle assemblé était prometteur. Nous avons donc étudié les différentes possibilités de construction d'un tel modèle. Si un équipement comportant peu de broches doit apparaître comme une boîte noire linéaire, des mesures d'impédances sont envisageables moyennant quelques corrections de mesure. Dans le cas contraire, le modèle local peut être fourni sous forme de schématique, qui a l'avantage d'être construite avec de plus en plus d'éléments au fur et à mesure que le développement du projet progresse. Certains éléments ne sont connus que tardivement dans le développement, en particulier les pistes de la carte. Il convient donc de savoir si cette donnée est absolument indispensable compte tenu de la variabilité des faisceaux de câbles, ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV :

Effet de la variabilité des faisceaux de câbles sur la précision requise sur les modèles d'équipement

IV.1. Introduction : objet de l'étude

Le chapitre précédent a montré que l'emploi d'un modèle assemblé peut être relativement prometteur pour évaluer un risque CEM dans la conception d'un projet. En particulier, il met en jeu un modèle local d'équipement élaboré par le fournisseur. Pour être industriellement satisfaisant d'un point de vue du temps d'élaboration, ce modèle ne doit pas contenir de données superflues qui le rendraient plus précis que nécessaire. En effet, la simulation présente un intérêt particulier pour estimer le risque CEM si elle intervient de préférence tôt dans le schéma de développement d'un véhicule, c'est-à-dire avant le stade prototype. Parmi les modèles exposés à la fin du Chapitre III, un modèle basé sur la schématique est le plus adapté par rapport à cette contrainte. Mais plus il est élaboré tôt, plus il est a priori imprécis, et plus il va produire d'incertitudes.

Néanmoins, un autre élément du système est entouré d'incertitudes : le faisceau de câbles. Tant dans sa complexité que sa diversité [RIBI 1], le faisceau possède une grande variabilité. La complexité inhérente à un faisceau se traduit par le grand nombre de conducteurs et leur enchevêtrement au sein de ce même faisceau, par son cheminement irrégulier le long de son parcours dans le véhicule. La diversité entre plusieurs exemplaires d'un même faisceau concerne leur cheminement, leur entrelacement, leur longueur, qui ne sont pas les mêmes d'un exemplaire à l'autre pour un même modèle de véhicule. En particulier, la longueur d'un faisceau est connue à quelques centimètres près. Toutes ces caractéristiques possèdent un caractère aléatoire lié au processus industriel. Concernant l'entrelacement, des travaux antérieurs ont contribué à élaborer des modèles numériques réalistes des faisceaux [PALE 1 ; RIBI 1, 3 ; CICC 1 ; SALI 1].

Cependant, les études traitant de la modélisation d'équipements [RIBI 2 ; POIN 1] ont été faites sans considérer le caractère aléatoire de l'entrelacement du faisceau. Compte tenu de ce paramètre, il est alors intéressant d'examiner si la variabilité statistique du faisceau a une influence sur la précision à accorder aux modèles d'équipements. En particulier, le modèle

d'équipement le plus élémentaire est son schéma électrique. La différence fondamentale entre ce stade et celui où le circuit imprimé est routé correspond aux pistes du circuit imprimé. Il est important d'évaluer l'impact réel des pistes de circuit imprimé, en particulier parce que leur longueur est généralement faible par rapport à celle des faisceaux. On peut alors se demander si la variabilité statistique du faisceau connecté à l'équipement masque ou non l'effet apporté par les pistes du circuit imprimé.

Face à cette question, les observables que l'on peut considérer sont les courants (et éventuellement les tensions) à différents endroits du circuit électrique de l'équipement, comme le montre la Figure IV-1 :

- à l'interface entre faisceau et circuit imprimé,
- au niveau des premiers composants d'interface (en général, c'est un condensateur),
- au niveau des composants terminaux (situés après l'ensemble des composants d'interface).

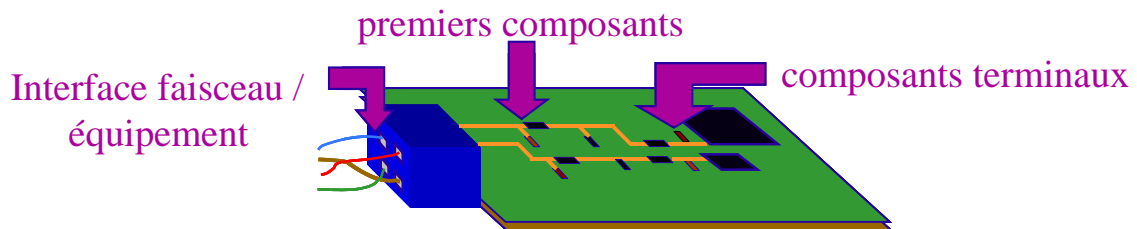


Figure IV-1 : Emplacements des observables

En premier lieu, l'étude a été menée sur un plan uniquement expérimental sur un faisceau à 10 conducteurs. Dans ce cas, seuls différents courants à l'interface entre faisceau et circuit imprimé ont été relevés par une petite sonde de courant monofilaire. Puis, la configuration de mesure a été reproduite par la simulation et les résultats qui en découlent sont comparés aux résultats de mesure. La simulation permet d'aller plus loin pour examiner les observables supplémentaires et étudier le cas plus simple d'un bifilaire. Enfin, une étude analytique sur le cas simple d'une ligne de transmission monofilaire a été menée pour mieux comprendre et expliquer les résultats.

IV.2. Configuration de mesure

Afin d'observer si la dispersion apportée par la variabilité statistique du faisceau peut ou non masquer l'effet des pistes présentes sur un circuit imprimé, nous allons comparer les résultats statistiques donnés par deux circuits imprimés avec plan de masse. Sur chacun d'eux, on trouvera les mêmes configurations d'interface avec les mêmes composants, à la différence près que les routages seront différents. Nous choisissons des interfaces électriques de composants typiquement rencontrées en automobile, en ne gardant que des composants linéaires :

- sur l'un des deux circuits imprimés, les composants sont soudés à des pistes de différentes longueurs,
- sur l'autre circuit imprimé, ils sont tous regroupés au plus près du connecteur, ce qui recrée la configuration du schéma électrique (sans la présence des pistes).

IV.2.1. Echantillon de faisceaux

La comparaison des résultats statistiques entre les deux ensembles de données issues des deux circuits imprimés a été faite à partir d'un échantillon de 30 faisceaux à 10 conducteurs considéré comme suffisamment représentatif par une étude antérieure [RT5-07447]. Le parcours des faisceaux, rectiligne, représente une configuration automobile simplifiée : ils relient deux « points fixes » (comme sur un cas réel) en passant à mi-parcours sur un support isolant de 1,2 cm de hauteur. De plus, leur longueur (1,46 m) n'est pas strictement identique d'un faisceau à l'autre, mais elle est connue à 1 cm près.

Les 10 conducteurs sont numérotés de 1 à 10. Un faisceau de l'échantillon est constitué comme suit :

- 1 paire torsadée constituée de conducteurs de faible section : conducteurs n° 1 et 2
- 7 conducteurs de faible section : conducteurs n° 3 à 9
- 1 conducteur de moyenne section : conducteur n° 10

Les caractéristiques des faisceaux utilisés sont données dans le Tableau IV-1.

Type de conducteur	Rayon de l'âme (mm)	Rayon du diélectrique (mm)	ϵ_r	Pertes ohmiques (m Ω / m)
Paire torsadée ¹⁸	0.465	0.725	3.6	37
Conducteur de puissance	0.65	0.925	3.9	19.5
Monofilaire	0.465	0.725	3.6	37

Tableau IV-1 : Caractéristiques physiques des câbles du faisceau

IV.2.2. Circuits imprimés utilisés

Le circuit imprimé n°1 est représenté sur la Figure IV-2. Le circuit imprimé n°2, représenté sur la Figure IV-3, comporte les mêmes composants, mais avec des longueurs de piste réduites au plus court. Il est destiné à reproduire les résultats donnés par l'utilisation du schéma électrique correspondant représenté sur la Figure IV-4.

Les deux circuits imprimés sont double couche avec un plan de masse plein sur la face opposée à celle des composants. Les broches du circuit imprimé sont numérotées de 1 à 10 comme les faisceaux (la broche n°9 est la masse de la carte). Les dimensions de la carte sont de 15 × 10 cm, pour une épaisseur de 1,6 mm. La permittivité relative du substrat (matériau FR4) est de 4,7.

¹⁸ Pas de torsade = 9.375 mm

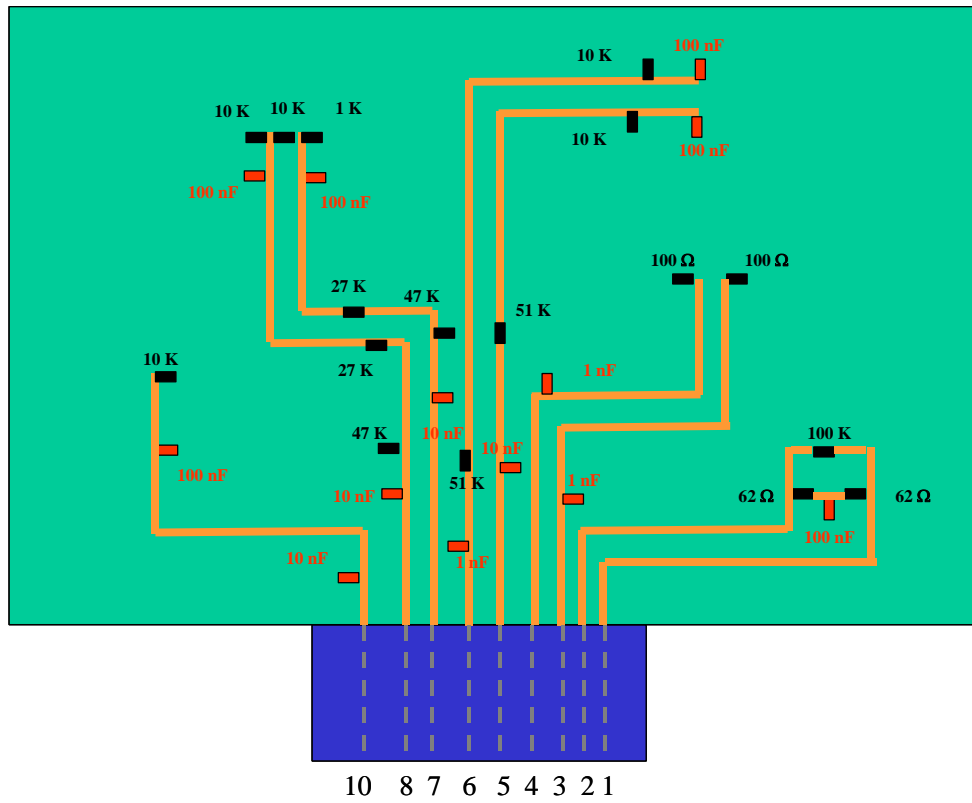


Figure IV-2 : circuit imprimé n°1

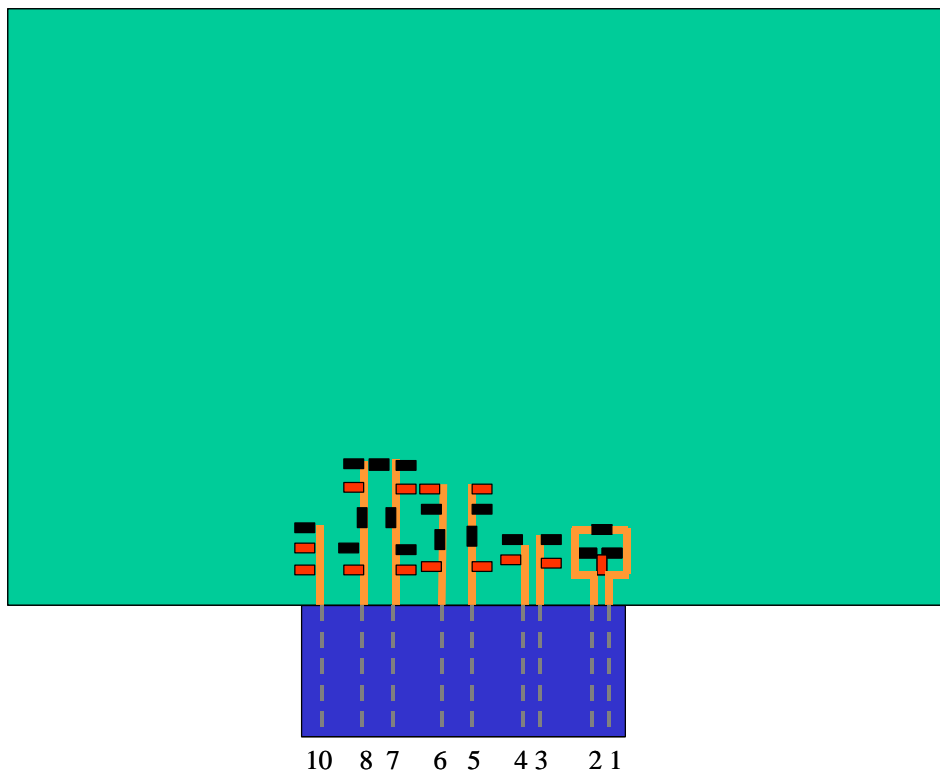


Figure IV-3 : circuit imprimé n°2

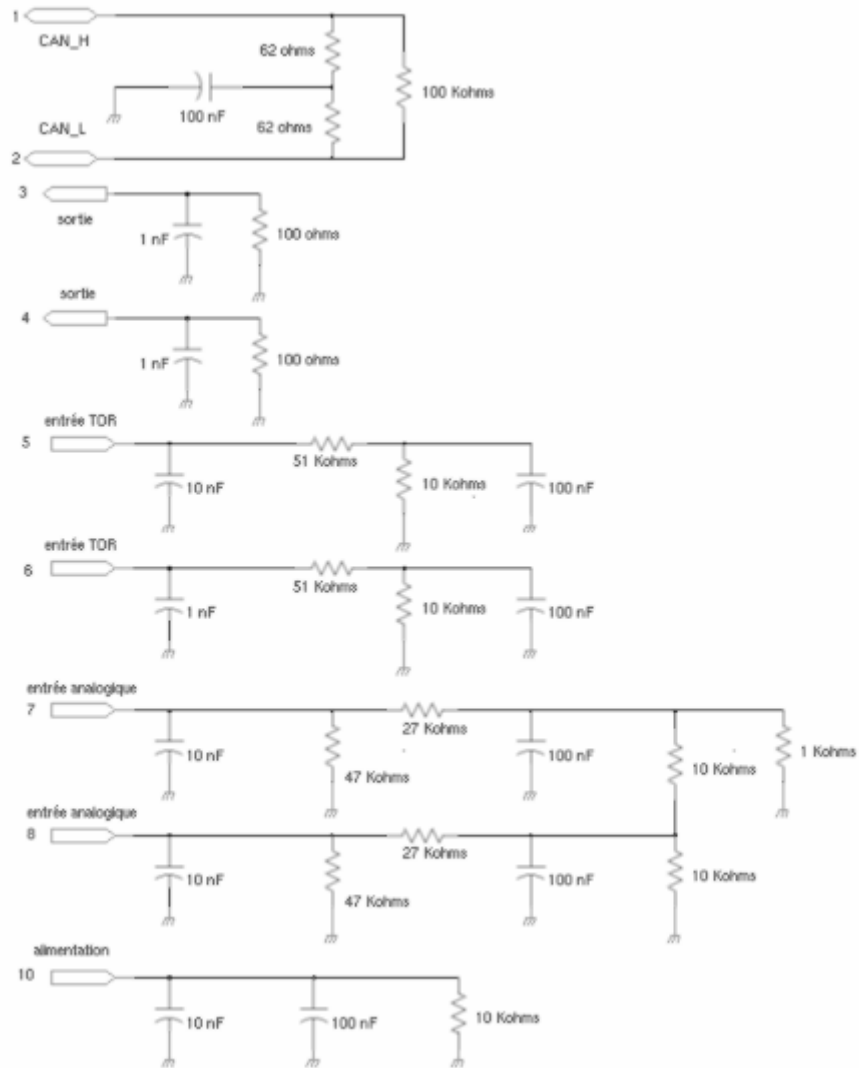


Figure IV-4 : Schéma électrique correspondant à la configuration testée sur les circuits imprimés¹⁹

IV.2.3. Banc de mesure

D'après les hypothèses posées au Chapitre I, nous nous intéressons aux perturbations conduites par le faisceau jusqu'à l'équipement. Nous avons choisi d'étudier les courants induits par diaphonie par une perturbation injectée sur un des fils du faisceau de câbles. La Figure IV-5 présente un schéma du banc de mesure.

¹⁹ Schéma dessiné par commodité avec l'éditeur de schéma de l'outil de simulation SABER

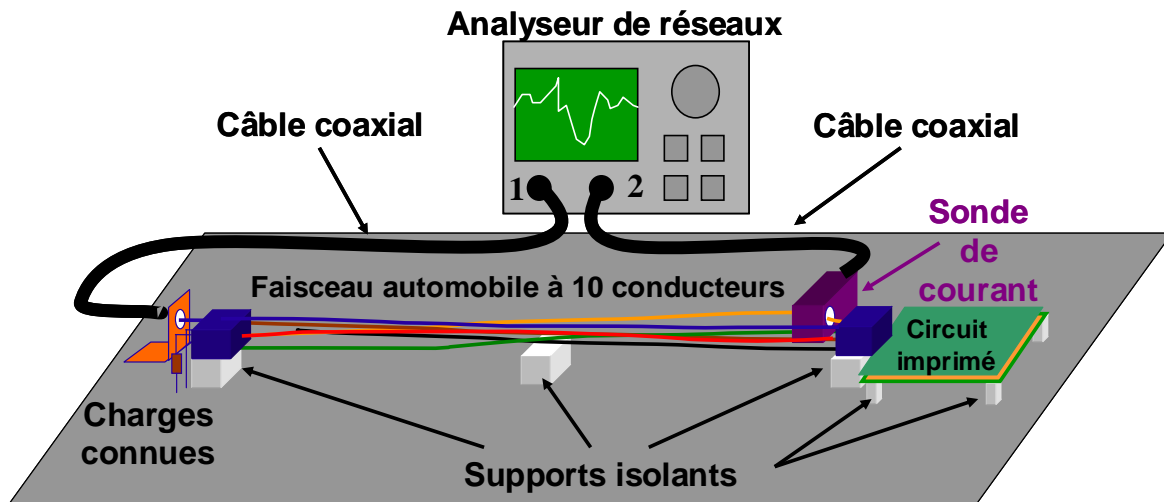


Figure IV-5 : Schéma du banc de mesure

Un plan de masse sert de référence générale de potentiel. Au-dessus de celui-ci, on dispose un exemplaire des faisceaux. A une extrémité du faisceau, on place un des deux circuits imprimés.

A l'autre extrémité, on réalise l'injection de perturbations sur le fil de masse (relié à la masse du circuit imprimé). Pour cela, une équerre est fixée sur le plan de masse, équerre sur laquelle est montée une embase N. L'âme de cette embase est reliée à la broche du connecteur correspondant au fil de masse de l'équipement (conducteur n° 9). Entre les 9 broches restantes et le plan de masse on place des charges de valeurs nominales connues : résistances, courts-circuits (CC), circuits ouverts (CO). Nous avons choisi des valeurs différentes et quelconques afin de se trouver dans une configuration de charges assez générale et pas trop particulière. Le Tableau IV-2 regroupe l'attribution des charges²⁰.

N° de broche	1	2	3	4	5	6	7	8	10
Charge	56 Ω	CC	CO	47 Ω	CO	CO	CC	1 kΩ	CC

Tableau IV-2

Aux deux extrémités du faisceau, le connecteur femelle du faisceau est raccordé à un connecteur mâle (soudé au circuit imprimé pour l'un deux). Ce dernier est fixé à 1 cm au-

²⁰ la numérotation des broches est identique à celle du connecteur du circuit imprimé, vu du faisceau ; cf. Figure IV-2

dessus du plan de masse par un support isolant, afin de garantir l'immobilité du faisceau. Le brochage des faisceaux sur les connecteurs à chacune des extrémités est le même pour tous les faisceaux. La Figure IV-6 montre des photos du banc de mesure.

L'image du courant est relevée au moyen d'une petite sonde de courant monofilaire FCC F36.4, de bande passante 1 MHz – 1 GHz. Pour plus de commodité, on mesure le paramètre de transmission S_{21} par un analyseur de réseaux dont l'un des deux ports est relié à l'embase N décrite ci-dessus et l'autre port est relié à la sonde de courant. Comme l'injection est réalisée à puissance constante, le paramètre S_{21} donne bien l'image du courant, au facteur de la pince près, donné en Annexe 6. Ainsi, les mesures du S_{21} incluent la fonction de transfert de la sonde. Afin de ne pas altérer la connexion entre faisceau et connecteur, la sonde est invariablement disposée à 3 cm du connecteur du circuit imprimé.



Figure IV-6 : Photos du banc de mesure

IV.2.4. Protocole de mesure

L'analyseur de réseaux est calibré complètement sur les deux ports avec un kit de calibrage N approprié. On prend 1601 points de mesure du paramètre S21 sur la bande de fréquence 1 MHz – 1 GHz, avec un pas fréquentiel linéaire.

Les broches sur lesquelles les courants sont relevés, sont choisies en fonction de la longueur de piste entre le connecteur et le premier composant d'interface. Trois images de courants sont relevées à l'interface entre faisceau et circuit imprimé, sur les conducteurs suivants :

- conducteur n°10 (courant I10) : longueur de piste négligeable
- conducteur n°5 (courant I5) : longueur de piste de 2,5 cm
- conducteur n°4 (courant I4) : longueur de piste de 4 cm (comprenant un coude)

Le protocole de mesure est fait de manière à ce que le courant soit mesuré dans les mêmes conditions pour le circuit imprimé n°1 comme pour le circuit imprimé n°2, à savoir que la sonde de courant aura la même position relative par rapport aux fils du faisceau dans les deux cas. Par conséquent, le protocole est le suivant :

- Installation d'un premier faisceau sur le banc.
- Connexion du circuit imprimé n°1 au bout du faisceau.
- Mesure du paramètre S21 en plaçant la sonde de courant autour du conducteur n°10.
- Déconnexion du circuit imprimé n°1 et connexion du circuit imprimé n°2 en veillant à ne pas bouger le faisceau et la sonde de courant.
- Mesure du paramètre S21 à nouveau.
- Déplacement de la sonde de courant autour du conducteur n°5 et nouvelle mesure du paramètre S21.
- Déconnexion du circuit imprimé n°2 et connexion du circuit imprimé n°1 en veillant à ne pas bouger le faisceau et la sonde de courant.
- Mesure du paramètre S21 à nouveau.

On procède de même avec le conducteur n°4 et on répète cette procédure pour chacun des 30 faisceaux.

IV.3. Résultats de mesure

IV.3.1. Effet d'un changement de faisceau et d'un changement de circuit imprimé

La Figure IV-7 illustre l'image du courant I4 relevée sur un même faisceau pour chacun des deux circuits imprimés. Elle permet d'apprécier l'effet des pistes présentes sur le circuit imprimé n°1. Dans notre cas, cet effet est visible surtout après 400 MHz.

La Figure IV-8 illustre l'image de ce même courant I4 relevée pour un même circuit imprimé (le circuit imprimé n°1) mais sur deux faisceaux différents, ce qui permet de mettre en évidence que l'effet de la variabilité du faisceau semble commencer bien avant l'effet de la présence des pistes du circuit imprimé. Dans notre cas, la variabilité du faisceau apparaît avant 50 MHz.

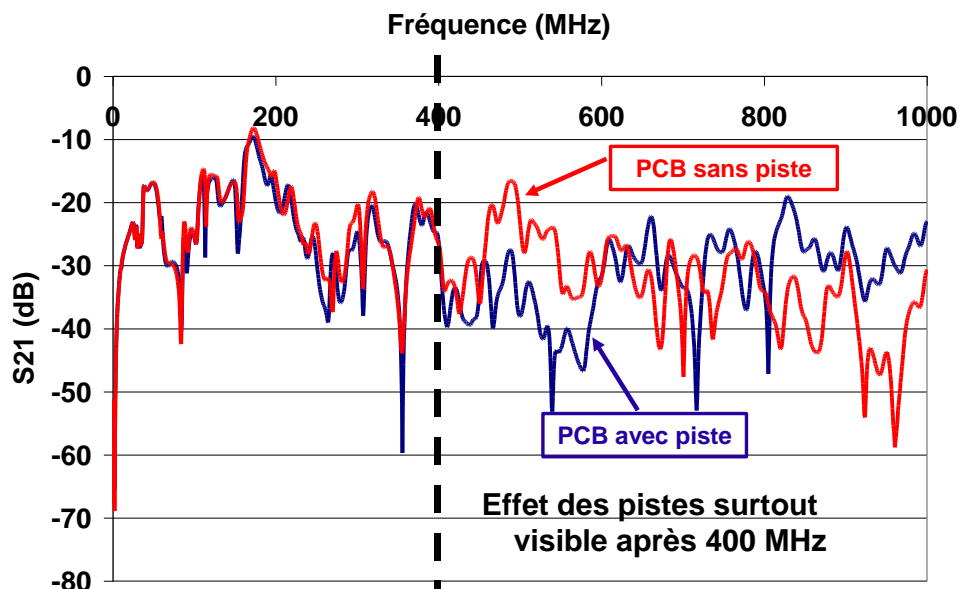


Figure IV-7 : Images d'un courant obtenues sur un même faisceau pour chacun des deux circuit imprimés

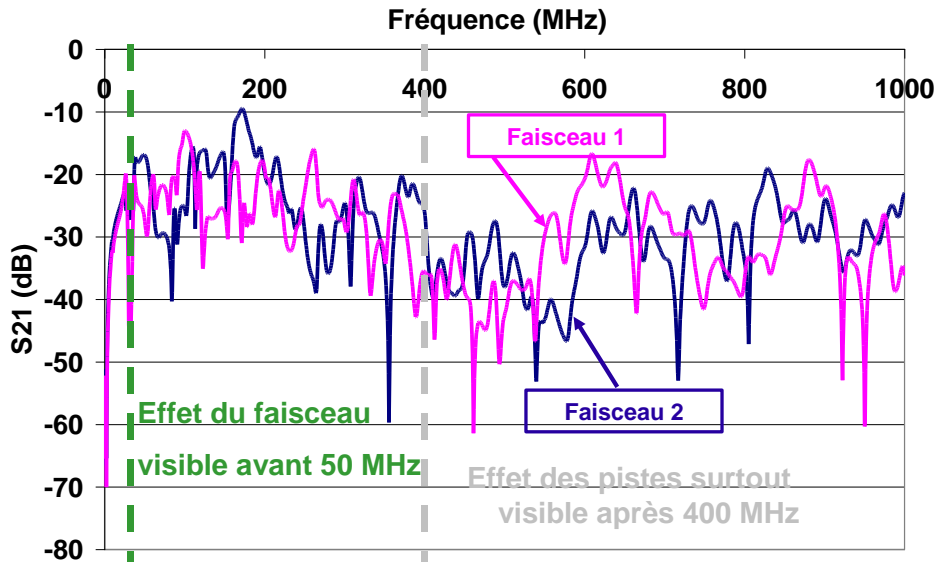


Figure IV-8 : Images d'un courant obtenues pour un même circuit imprimé mais sur deux faisceaux différents

Néanmoins, cela ne signifie pas que l'effet des pistes est masqué par l'effet aléatoire du câble lorsque l'on considère l'ensemble des faisceaux de l'échantillon.

IV.3.2. Résultats des relevés sur l'ensemble des faisceaux de l'échantillon

Parmi les relevés des courants I4, I5 et I10, les Figures IV-9 et IV-10 présentent l'ensemble des courbes correspondant aux courants I4 et I10 relevés sur les circuit imprimé n°1 et circuit imprimé n°2, ainsi que le maximum pour chaque fréquence. Ces exemples illustrent deux cas significatifs. Les résultats du courant I5, qui représente un cas intermédiaire, sont regroupés en Annexe 7.

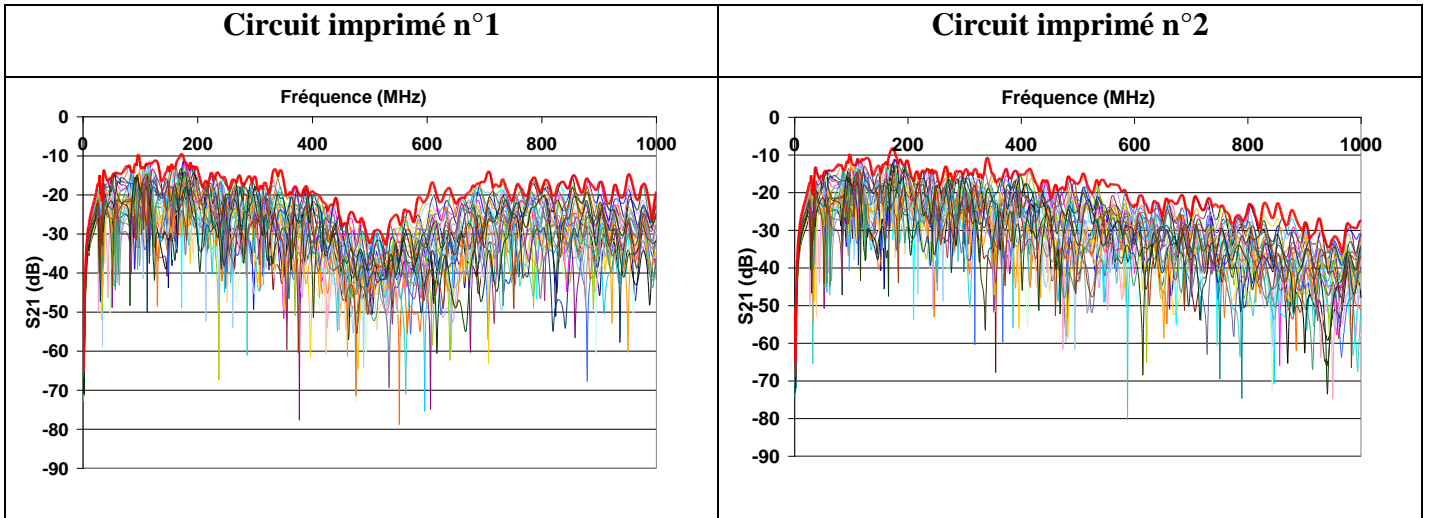


Figure IV- 9 : Images du courant I4 et de son maximum

Mesure sur l'échantillon des 30 faisceaux et pour chacun des deux circuits imprimés

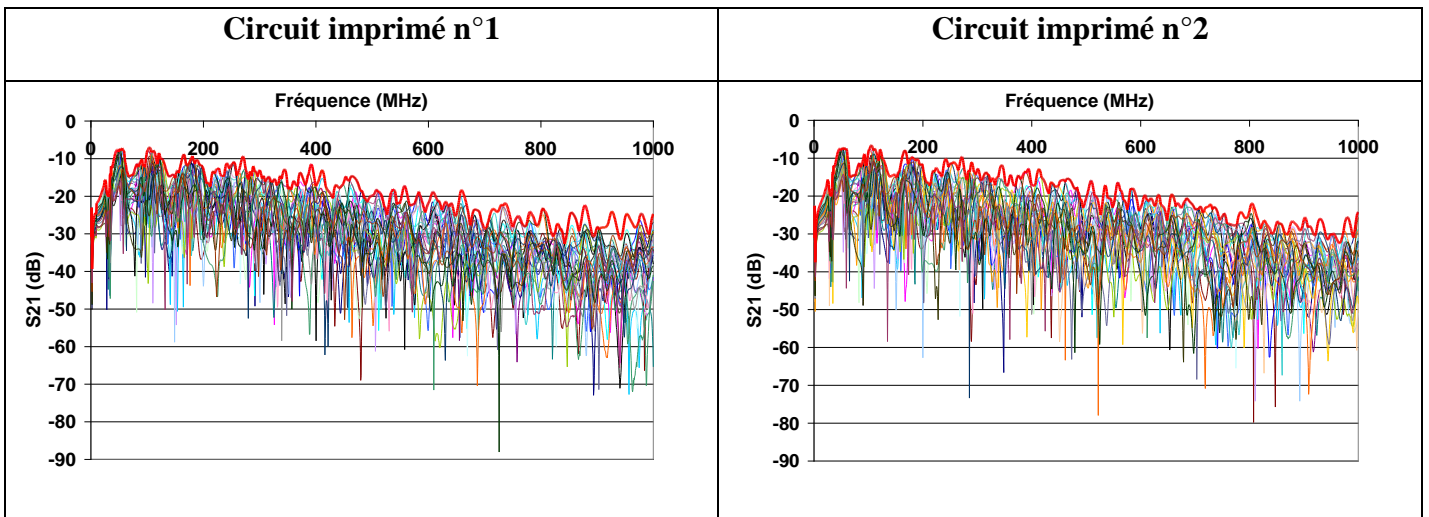


Figure IV-10 : Images du courant I10 et de son maximum

Mesure sur l'échantillon des 30 faisceaux et pour chacun des deux circuits imprimés

De la même façon, les Figures IV-11 et IV-12 réalisent la comparaison, fréquence par fréquence, des moyennes arithmétiques, et maxima obtenus entre les deux circuits imprimés. La moyenne arithmétique \bar{x} est calculée à partir de la relation classique (IV-1), dans laquelle on part des $n = 30$ modules x_i (exprimés en linéaire) du paramètre S21, pour chaque fréquence. La moyenne calculée à partir des valeurs linéaires est ensuite exprimée en valeur logarithmique. On notera que les moyennes et les maxima qui leur correspondent suivent la même allure.

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} \quad (IV-1)$$

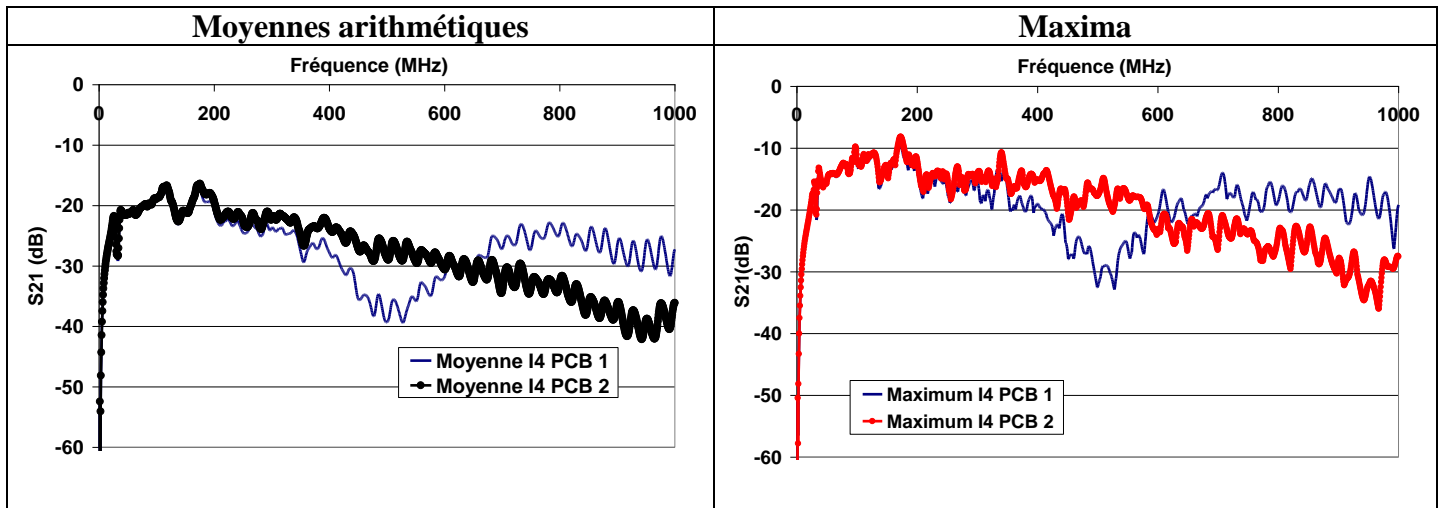


Figure IV-11 : Comparaison des moyennes arithmétiques et des maxima de I4 obtenus pour les deux circuit imprimés

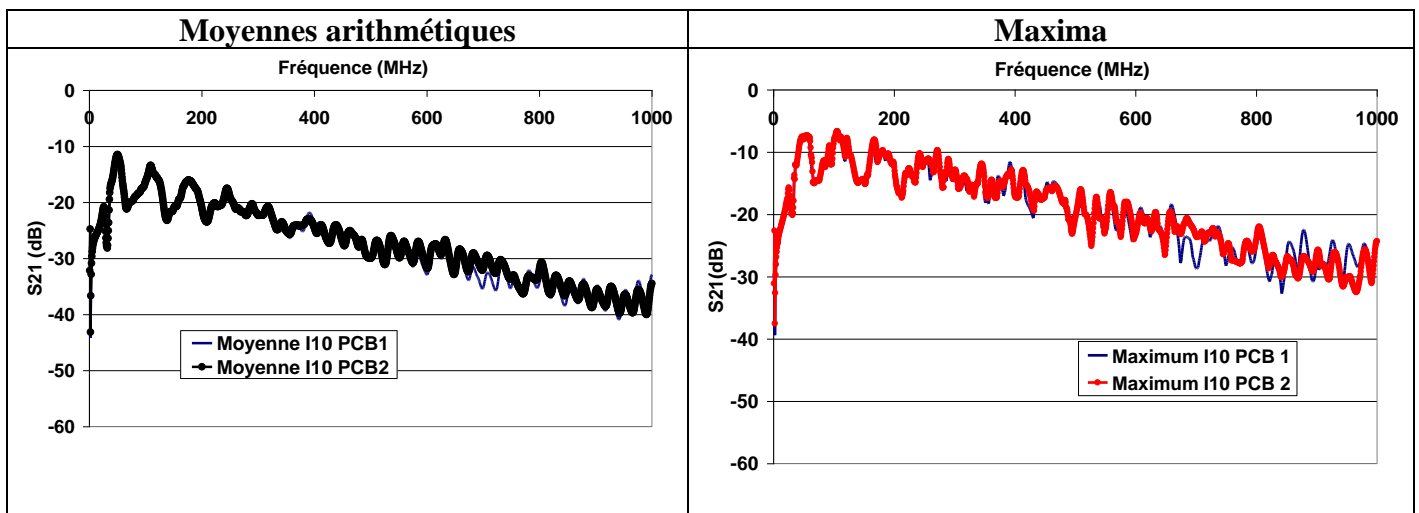


Figure IV-12 : Comparaison des moyennes arithmétiques et des maxima de I10 obtenus pour les deux circuit imprimés

A partir des Figures IV-9 à IV-12, la comparaison des courbes nous conduit aux commentaires suivants :

- Les résultats concernant le courants I4 ne sont pas statistiquement équivalents pour le circuit imprimé n°1 et le circuit imprimé n°2. La fréquence à partir de laquelle les résultats des circuits n°1 et n°2 ne coïncident plus est plus élevée dans le cas du courant I5 par rapport au cas du courant I4 (voir Annexe 7). Cette différence est liée à la longueur de la piste située avant le premier composant. En effet, sur la broche n°4 (respectivement n°5) du circuit imprimé n°1, le premier composant (capacité de découplage) est situé après une longueur de

piste de 4 cm (respectivement 2,5 cm) avec de surcroît une piste qui forme un angle droit. La Figure IV-13 rappelle le routage associé aux broches n°4 et n°5 du circuit imprimé n°1.

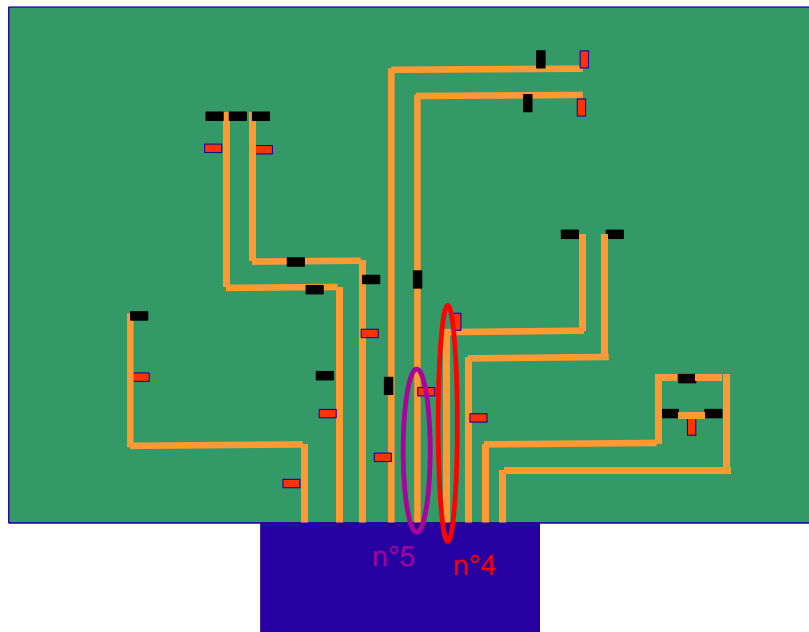


Figure IV-13 : Détail des broches n°4 et 5 du circuit imprimé n°1

Pour le courant I4, on retrouve des différences après 400 MHz, fréquence qui avait été identifiée comme la fréquence à partir de laquelle on observe une différence entre circuit imprimé n°1 et circuit imprimé n°2 pour un même faisceau. Ce type de comportement se retrouve maintenant sur l'ensemble de l'échantillon des faisceaux.

- Les résultats concernant le courant I10 sont statistiquement équivalents pour le circuit imprimé n°1 et le circuit imprimé n°2. Cela s'explique par le fait que sur la broche n°10 du circuit imprimé n°1, le premier composant (capacité de découplage) est aussi proche du connecteur que sur le circuit imprimé n°2.

Ainsi, cette expérience montre que la longueur des pistes joue un rôle plus ou moins important en fonction de leur valeur, et que la variabilité apportée par les faisceaux ne masque pas celle qui est apportée par la longueur des pistes sur le circuit imprimé en ce qui concerne le courant à l'interface entre faisceau et équipement.

IV.4. Résultats de simulation numérique

IV.4.1. Simulation de la configuration expérimentale

Le but de ces simulations est de vérifier que l'on retrouve le même type de comportement que celui observé sur la configuration expérimentale.

IV.4.1.1. Eléments de modélisation

L'échantillon des 30 faisceaux a été généré à l'aide d'un code d'entrelacement développé chez PSA [RIBI 1, 3]. Le faisceau est divisé en 15 tronçons auxquels correspondent 15 sections chaînées entre elles et dont l'enchaînement cohérent est déterminé par l'algorithme d'entrelacement en prenant en compte le caractère aléatoire de l'entrelacement. Chaque tronçon correspond à une portion de ligne de transmission multiconducteur uniforme. Les caractéristiques des câbles composant le faisceau modélisé sont celles du faisceau réel.

Concernant les modèles des circuits imprimés, nous avons adopté une modélisation dissociée, qui a été développée dans les Chapitres II et III. D'une part nous avons élaboré un modèle local par rapport au plan de masse du circuit imprimé et d'autre part nous avons déterminé l'impédance qui traduit l'interaction entre la masse du circuit imprimé et le plan de masse du banc. Le Chapitre II a montré que cette dernière impédance peut être modélisée en première approximation par un circuit RLC série. Dans ce chapitre, nous avons négligé R et L et uniquement considéré une capacité équivalente de 20 pF. Nous allons constater par la suite que ce modèle est suffisant pour reproduire le comportement observé par la mesure.

Quant aux modèles locaux, ils diffèrent selon la carte considérée. Le circuit imprimé n°1, muni de pistes, est modélisé de façon simplifiée en assimilant chaque portion de piste à une ligne de transmission indépendante des autres pistes. La Figure IV-14 représente le symbole d'une ligne de transmission qui sera utilisé par la suite²¹.

²¹ Ce symbole est généralement utilisé par convention dans tous les outils de circuit électrique

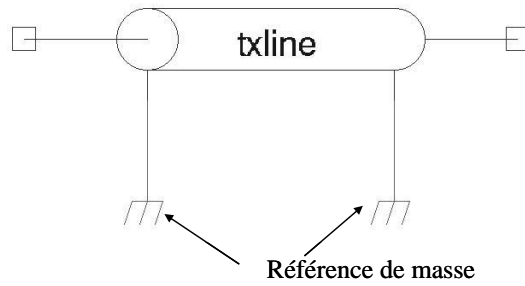


Figure IV-14 : Représentation d'une ligne de transmission

Sur la Figure IV-15, qui représente le schéma électrique du circuit imprimé n°1, on distingue les différentes longueurs de pistes utilisées dans la simulation. Le schéma électrique du circuit imprimé n°2 est donné par la Figure IV-4.

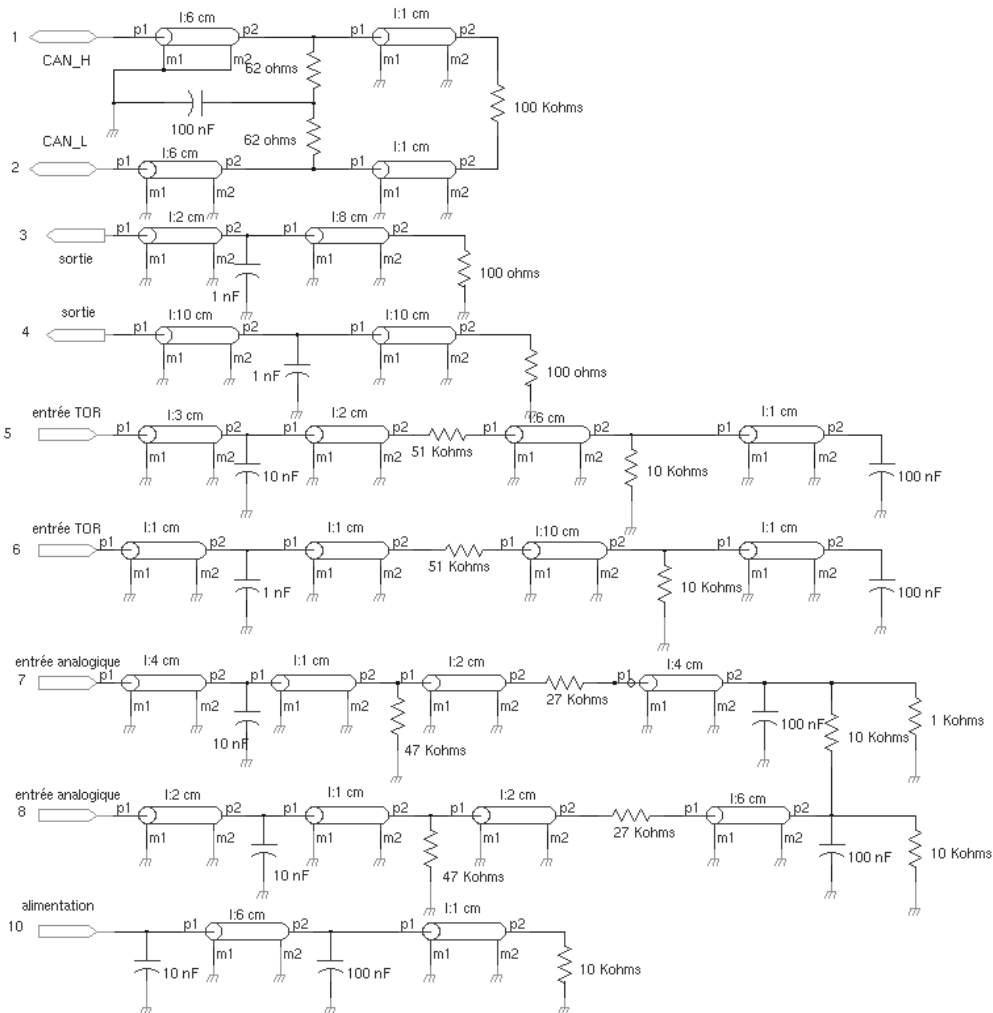


Figure IV-15 : Schéma de modélisation du circuit imprimé n°1²²

²² Schématique SABER employée par commodité de représentation

Les paramètres linéiques L et C de chaque ligne de transmission ont été obtenus avec un code de calcul de réseaux à partir d'une coupe de circuit imprimé de caractéristiques (dimensions, permittivité) identiques au circuit imprimé réel. La différence majeure est que notre modèle ne considère pas de couplage entre les pistes. La Figure IV-16 schématise la section retenue pour calculer les paramètres linéiques.

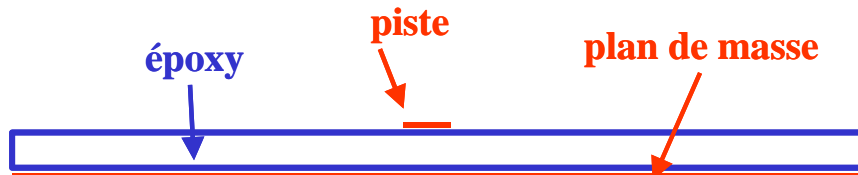


Figure IV-16 : Schéma de la section du circuit imprimé

Dans le code réseau utilisé pour les calculs, chaque portion de piste est modélisée sous forme de matrice admittance de couplage qui a pour référence de potentiel le plan de masse du circuit imprimé. La Figure IV-17 illustre la modélisation de l'impédance caractéristique (environ 120Ω) et de la vitesse de propagation (environ 2.10^8 m/s) correspondant à une piste.

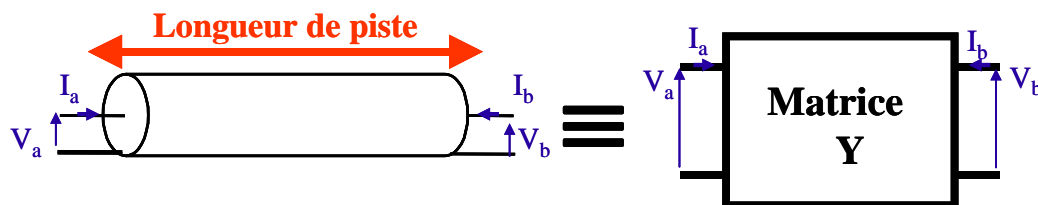


Figure IV-17 : Représentation des pistes sous forme de matrice Y

Les charges linéaires présentes sur les circuits imprimés sont modélisées en tenant compte des éléments parasites qui les caractérisent et qui modifient notablement leur impédance quand la fréquence augmente.

IV.4.1.2. Simulation des courants à l'interface entre faisceau et circuit imprimé

Contrairement aux mesures qui portaient sur le paramètre S21, les simulations qui suivent portent sur des valeurs de courants en dBA et ne prennent pas en compte un quelconque facteur de pince de mesure. Ce n'est pas la comparaison des valeurs mesurées et simulées qui importe ici, mais bien celle des comportements donnés par les deux circuits imprimés différents.

Les Figures IV-18 et IV-19 montrent les résultats de simulation obtenus pour les courants I4 et I10. Ils sont à rapprocher de ceux des mesures, présentés sur les Figures IV-9 et IV-10. Les résultats du courant I5 simulé sont également en Annexe 7. L'ensemble des courbes montre que l'on retrouve les mêmes phénomènes que ceux qui ont été observés sur les courants mesurés.

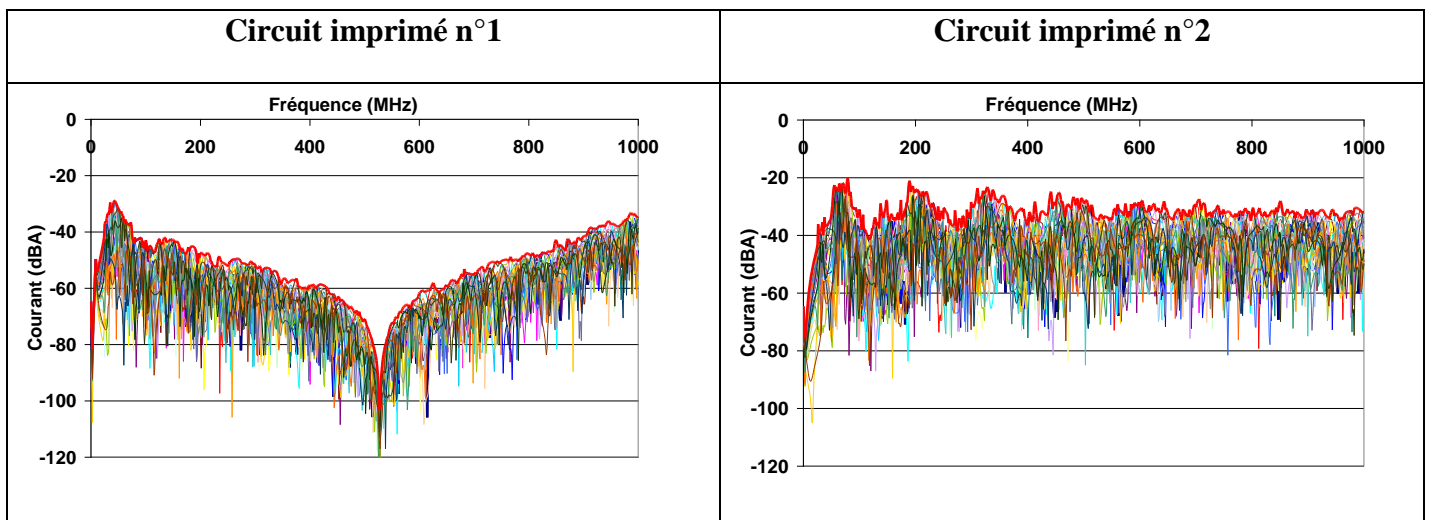


Figure IV-18 : Courant I4 et son maximum

Simulation sur un échantillon de 30 faisceaux pour chacun des deux circuits imprimés

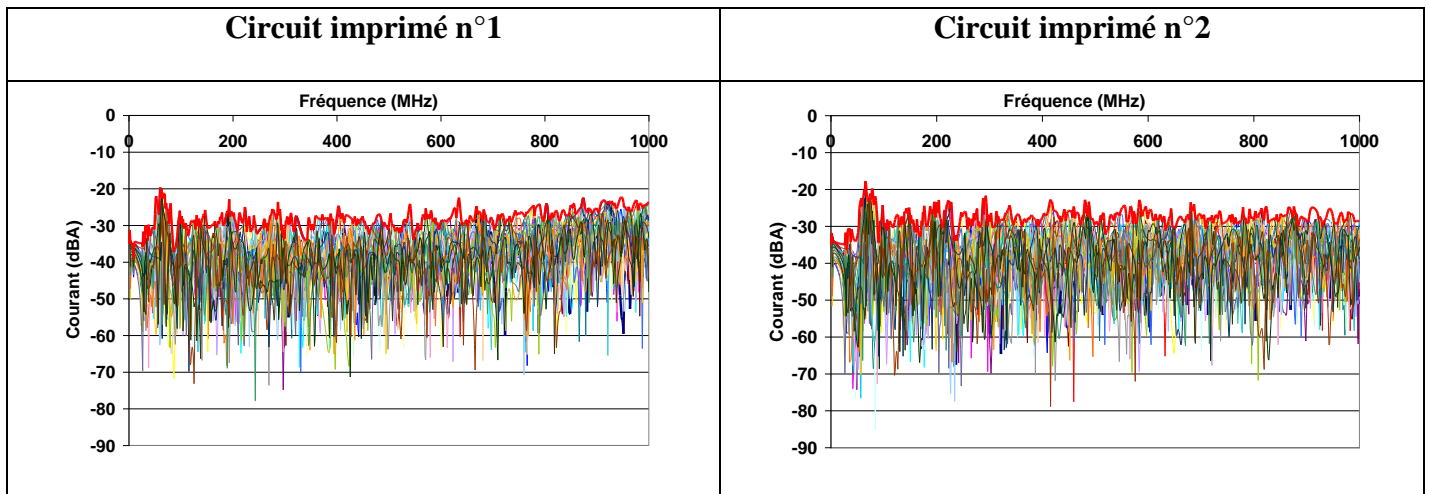


Figure IV-19 : Courant I10 et son maximum

Simulation sur un échantillon de 30 faisceaux pour chacun des deux circuits imprimés

IV.4.1.3. Simulation des courants au niveau des premiers composants d'interface

Les mesures et les premières simulations ont montré que le schéma électrique sans piste ne permettait pas de prédire correctement les courants à l'interface entre faisceau et circuit imprimé dans le cas général où des pistes sont présentes avant le premier composant d'interface.

Néanmoins, on peut penser que les premières pistes du circuit imprimé pourraient être considérées comme des petites portions de faisceau qui le prolongent en quelque sorte, en lui ajoutant une faible longueur. Si les pistes ne jouaient statistiquement pas de rôle significatif, on pourrait espérer que le schéma électrique puisse au moins donner les courants et tensions au niveau des premiers composants d'interface. Nous avons donc testé cette hypothèse en calculant par simulation les courants en question à nouveau dans les deux cas de circuits imprimés (n°1 avec pistes et n°2 sans piste). La Figure IV-20 montre ces courants concernant la broche n°4 des deux circuits imprimés.

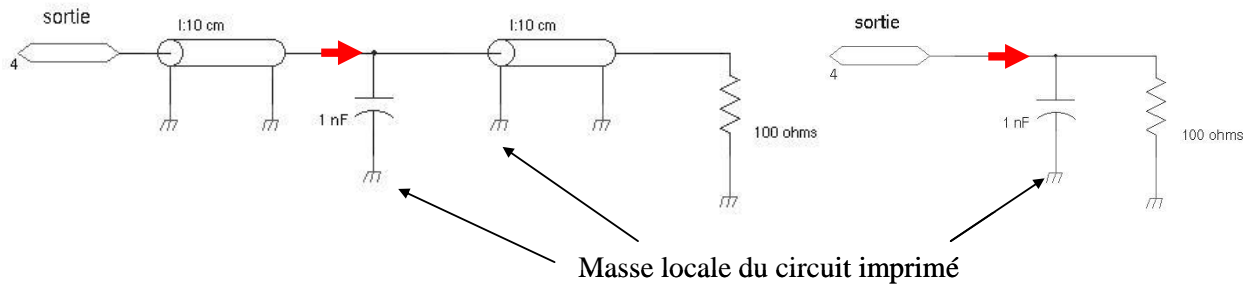


Figure IV-20 : Courants circulant avant le premier composant d'interface de la broche n°4 ; circuit imprimé n°1 (à gauche) et n°2 (à droite)

La Figure IV-21 présente les résultats obtenus sur 30 faisceaux concernant le maximum du courant circulant juste avant le premier composant (condensateur de 1 nF). On constate des écarts qui apparaissent avant 50 MHz, et qui peuvent atteindre 20 à 25 dB sur la bande de fréquence de calcul.

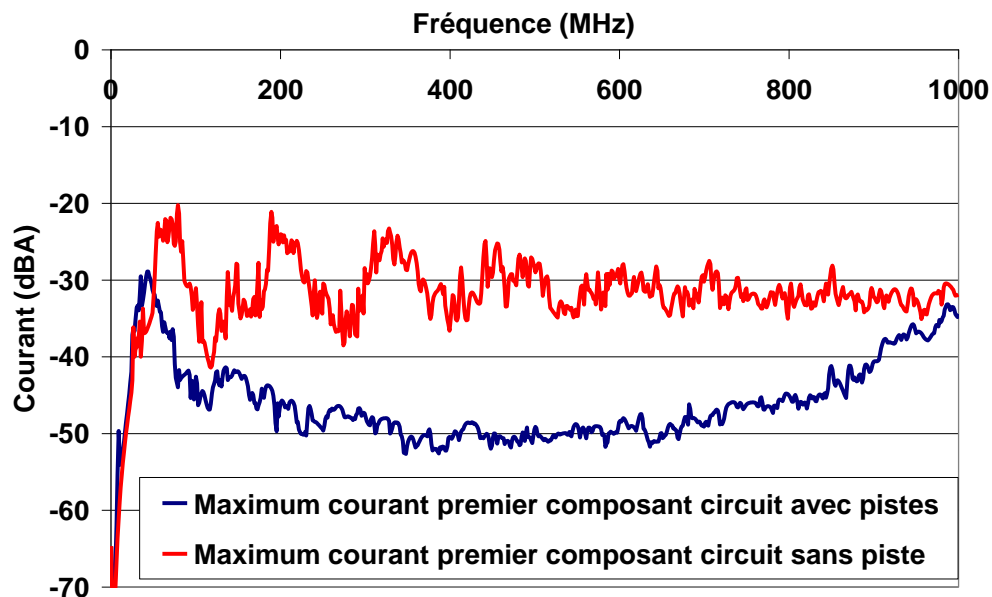


Figure IV-21 : Comparaison des maxima du courant obtenus sur 30 faisceaux au niveau du premier composant des circuits comportant ou non les pistes

Cette différence pourrait éventuellement être interprétée comme le fait que, sur le circuit imprimé n°1, l'impédance ramenée par les pistes situées après le premier composant diffère de l'impédance terminale, comme l'illustre la Figure IV-22.

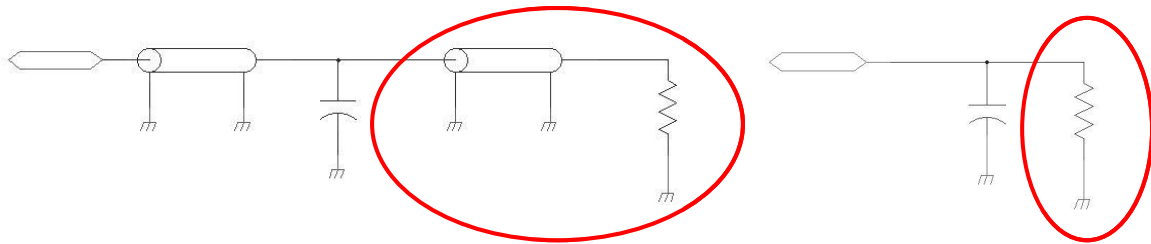


Figure IV-22 : Différence d'impédance vue après le premier composant d'interface entre les circuits n°1 et n°2

Cependant, à la place du circuit imprimé n°2 (sans piste), nous avons simulé un modèle de circuit imprimé dépourvu seulement des premières pistes mais conservant les autres pistes (cf. Figure IV-23). Quand on le compare à ce que donne le circuit imprimé n°1, ce dernier modèle donne le même résultat que le circuit imprimé n°2, et ce pour d'autres broches également : on obtient donc des courbes identiques à ce que montre la Figure IV-21. La différence constatée ne s'explique donc pas seulement par les pistes qui se trouvent après les premiers composants.

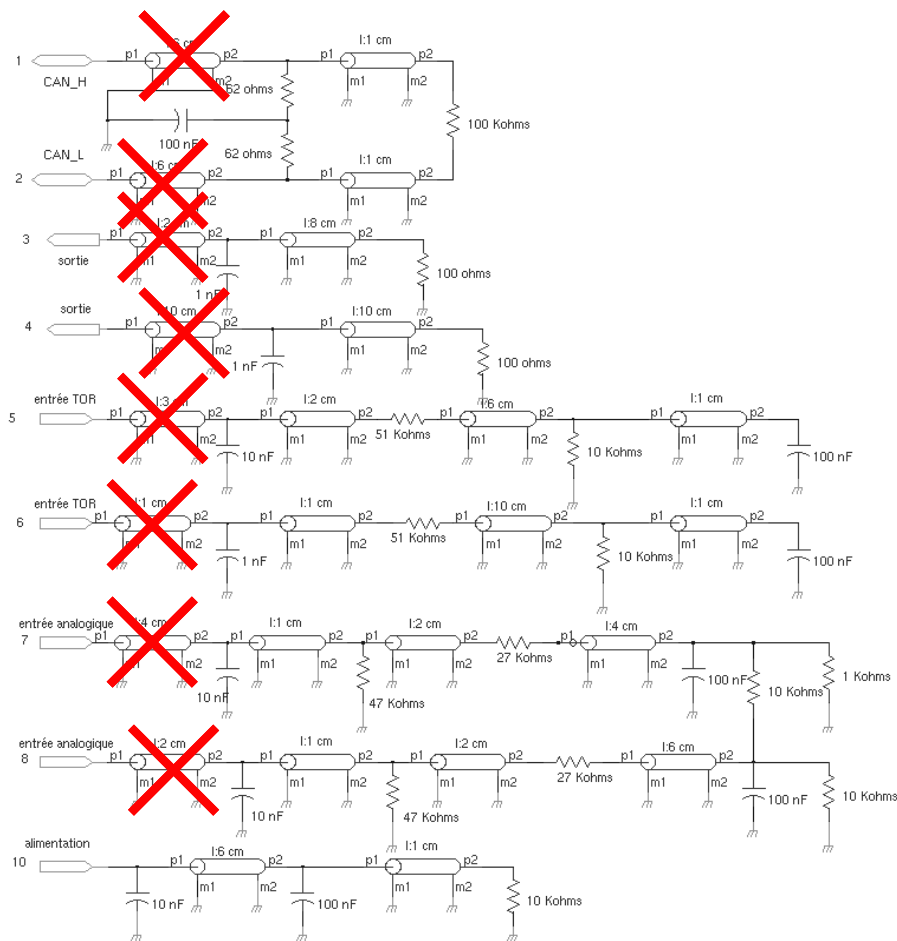


Figure IV-23 : Schéma de circuit imprimé dépourvu uniquement des premières pistes

Afin de s'affranchir de l'influence éventuelle des pistes connectées après les autres broches que la broche considérée, des modèles simplifiés de charges terminales ont été comparés. Seule l'interface de la broche 4 est conservée, avec les pistes associées au circuit imprimé n°1 et sans piste pour le circuit imprimé n°2. Dans les deux cas, les autres extrémités du faisceau sont reliées au plan de masse du banc par des résistances de 1 MΩ, sauf pour la masse du circuit imprimé toujours reliée par la même capacité de 20 pF à la masse du banc. La Figure IV-24 montre les configurations comparées et la Figure IV-25 les maxima obtenus sur 30 faisceaux.

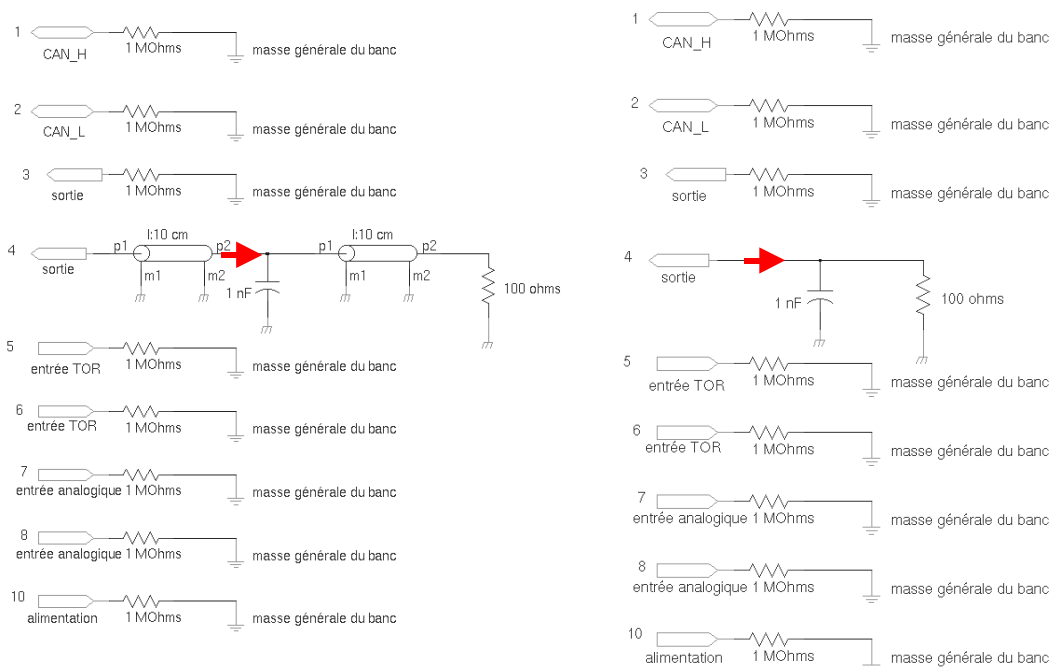


Figure IV-24 : Modèles simplifiés de charges terminales

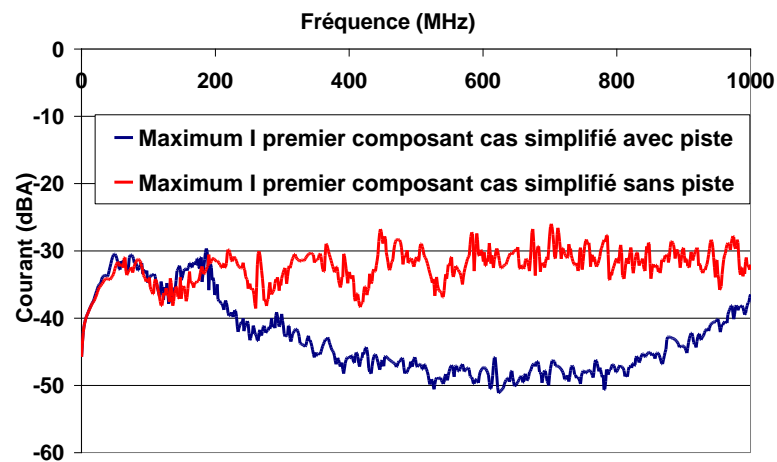


Figure IV-25 : Comparaison des maxima du courant obtenus sur 30 faisceaux au niveau du premier composant pour des modèles simplifiés de charges terminales

On constate qu'il y a toujours une différence significative entre les deux cas pour le courant au niveau du premier composant. Cette différence a lieu après 200 MHz. En effet, à partir de cette fréquence, la longueur de la piste modélisée (10 cm) commence à ne plus être négligeable par rapport à la longueur d'onde, si on considère l'impédance vue de l'extrémité du faisceau : la vitesse de propagation de l'onde se propageant sur le circuit étant de l'ordre de 2.10^8 m/s, la longueur de la piste est proche de $\lambda /10$ à 200 MHz.

Sur la Figure IV-21, la différence entre les courbes apparaît aux alentours de 50 MHz (au lieu de 200 MHz dans le cas précédent). Elle est alors imputable à la configuration des charges présentes sur les autres broches du circuit imprimé n°1 qui auraient ainsi une influence non négligeable sur le résultat.

Dans l'approche analytique examinant un cas simple (cf. IV.5.), nous remarquerons que la différence entre les courbes que l'on observe à la fois sur les Figures IV-21 et IV-25, est due à l'influence des charges à l'autre extrémité du faisceau.

Ainsi, dans le cas général, le schéma électrique ne permet de prédire le courant ni à l'interface entre faisceau et circuit imprimé, ni au niveau du premier composant sur le circuit imprimé, sauf jusqu'à une fréquence de valeur faible liée à la longueur des pistes du circuit. Au-dessus de cette fréquence spécifique liée à la topologie des pistes, la contribution des pistes ne peut pas être omise. Cependant, les grandeurs électriques les plus pertinentes pour estimer le risque CEM sont celles qui concernent les composants terminaux situés sur le circuit imprimé.

IV.4.1.4. Simulation des courants au niveau des composants terminaux sur le circuit imprimé

Les grandeurs électriques les plus pertinentes pour l'équipementier sont les courants et tensions au niveau des composants électroniques situés au bout des pistes, après les composants d'interface. Il paraît donc intéressant de comparer les courants terminaux sur les deux circuits imprimés. La Figure IV-26 illustre les courants dont il est question, et la Figure IV-27 fait la comparaison des maxima obtenus sur 30 faisceaux dans le cas du courant circulant dans le composant terminal de la broche n°4. Malgré la ressemblance des courbes,

on constate une fois de plus que les pistes jouent un rôle non négligeable, avec sur cet exemple des écarts de l'ordre de 20 dB au maximum.

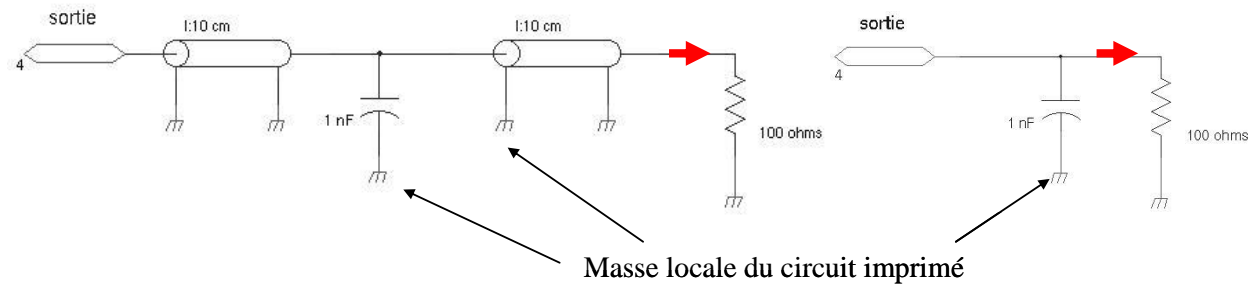


Figure IV-26 : Comparaison des courants au niveau d'un composant terminal

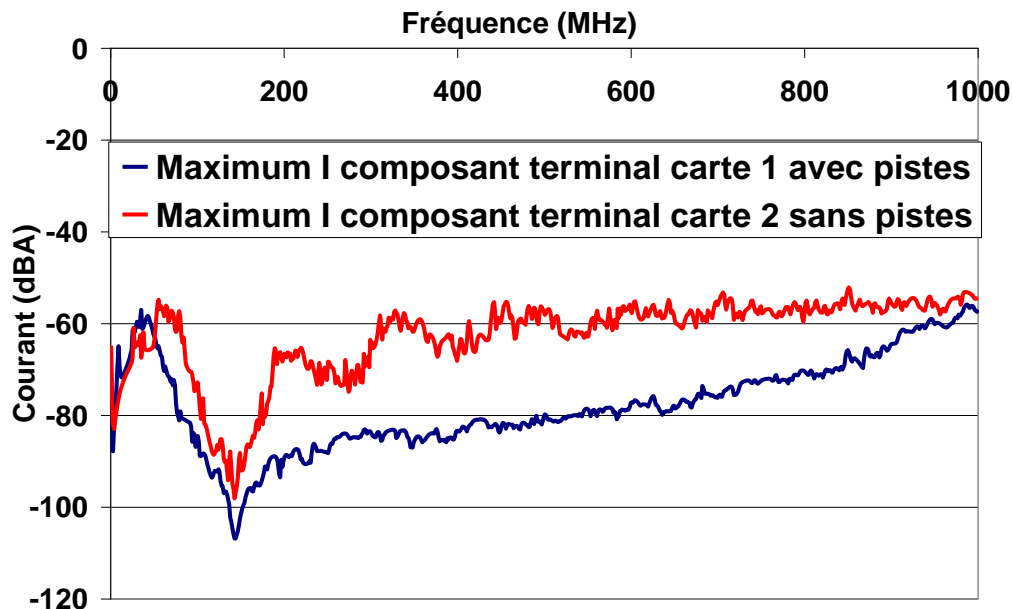


Figure IV-27 : Comparaison des maxima de courant obtenus sur 30 faisceaux au niveau d'un composant terminal

La fréquence maximale de concordance entre les résultats obtenus avec ou sans pistes est environ de 150 MHz. Cette fréquence est plus élevée concernant le cas du courant entrant dans le composant terminal, que celles qui ont été observées dans les cas du courant à l'interface entre le faisceau et la carte, et du courant au niveau du premier composant, et qui sont toutes deux proches de 50 MHz. Dans le cas où le schéma électrique d'un équipement est utilisé, il est donc plus avantageux d'évaluer les courants et tensions au niveau des composants terminaux. Cette constatation rejoint les conclusions du Chapitre III quant à la validité du modèle assemblé.

IV.4.2. Simulation du cas d'une ligne de transmission bifilaire uniforme

Le but de ce paragraphe est de montrer que les phénomènes observés statistiquement dans les mesures et les simulations sur un faisceau multifilaire entrelacé à 10 conducteurs s'expliquent sur une ligne bifilaire uniforme, donc sur une configuration bien plus simple. Ce type de résultat correspond à ce qui a été trouvé numériquement par d'autres auteurs sur une ligne de transmission aléatoire à un conducteur [BROU 1].

Une ligne de transmission bifilaire uniforme a été simulée dans deux configurations. Les configurations A et B de la Figure IV-28 représentent respectivement des cas similaires aux circuit imprimé n°1 et n°2. La charge Z_L est une capacité de 1 nF, comme pour reproduire le cas de la broche 4 du circuit imprimé. L'impédance d'interaction entre la masse du circuit et la référence générale, Z_{gp} , est le circuit RLC série évoqué précédemment. Dans ce schéma, les lignes de transmission sont représentées par des tubes, mais ne sont en aucun cas des câbles blindés. La ligne bifilaire est de longueur 1,50 m, et la ligne matérialisant le circuit imprimé est de longueur 0,1 m. Ses caractéristiques sont identiques à celles des pistes évoquées en IV.4.1.

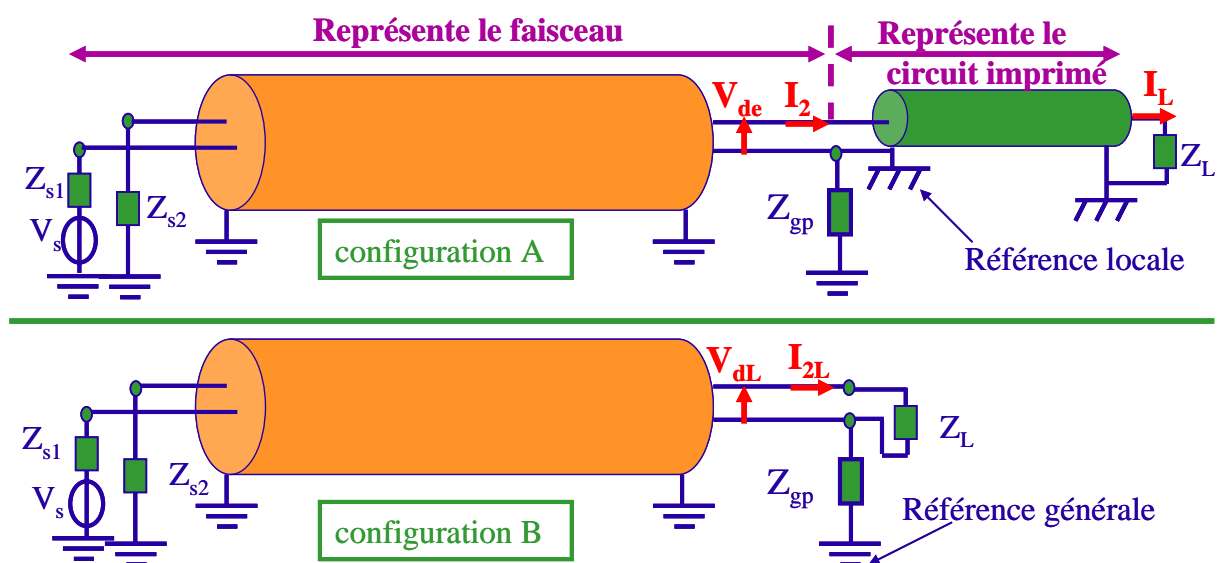


Figure IV-28 : Schéma de simulation de la ligne bifilaire

Ce cas simplifié permet de retrouver le même type de comportement que celui observé sur les cas précédemment étudiés, en particulier quand on compare les grandeurs I_2 (respectivement V_{de}) à I_{2L} (respectivement V_{dL}), comme on le voit sur la Figure IV-29.

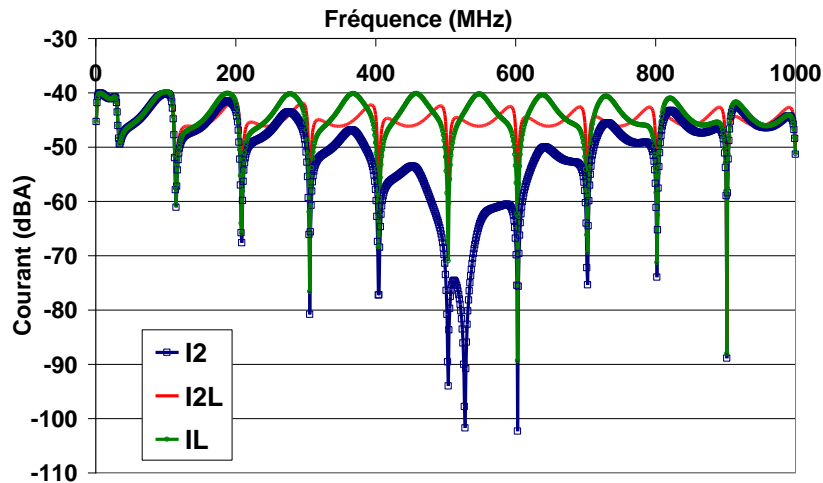


Figure IV-29 : Comparaison des courants I_2 , I_L et I_{2L} dans le cas de la ligne bifilaire uniforme ; Configuration : $Z_{s1} = 50 \Omega$; $Z_{s2} = 50 \Omega$

Les trois courbes de courant possèdent des fréquences d'anti-résonance espacées de 100 MHz et qui coïncident. Elles correspondent à des fréquences pour lesquelles la longueur de la ligne bifilaire (1,5 m) est un multiple de la demi-longueur d'onde dans l'air.

Le courant I_2 à l'interface entre le bifilaire et la piste présente un creux vers 500 MHz, ce qui est comparable au cas du faisceau multiconducteurs entrelacé, et correspond à l'effet de la piste du circuit imprimé. A cette fréquence de 500 MHz, la longueur de la piste de 10 cm vaut le quart de la longueur d'onde dans la piste.

Le courant I_{2L} obtenu sans la piste a une allure générale plate en fréquence, comparable à l'allure du courant donné par le circuit imprimé sans piste dans le cas multiconducteurs entrelacés. Les mêmes observations peuvent être faites sur les tensions.

Examinons maintenant le cas du courant I_L dans la charge Z_L située à l'extrémité de la piste. Si à l'extrémité gauche de la ligne bifilaire, on adopte une configuration de charges similaire à celle du cas à 10 conducteurs ($Z_{s1} = 50 \Omega$; $Z_{s2} = 50 \Omega$), on trouve un courant I_L proche de I_{2L} en amplitude. Dans le cas du faisceau entrelacé à 10 conducteurs, on trouvait un résultat

différent : le courant au niveau du premier composant était distinct selon que les pistes étaient ou non modélisées.

La divergence observée entre le cas du bifilaire et le cas du faisceau à 10 conducteurs tient du fait qu'à l'extrémité gauche du faisceau, la configuration de matrice impédance de charges vues par le faisceau et le bifilaire n'est pas comparable : en effet, on ne doit pas s'arrêter aux valeurs des charges connectées sur un fil, mais à une matrice de charges. On ne peut donc pas transposer les résultats d'un cas à l'autre.

Pour le vérifier, plaçons les charges $Z_{s1} = 1 \text{ k}\Omega$; $Z_{s2} = 1 \text{ k}\Omega$ à l'extrémité gauche de la ligne bifilaire. Cette fois, on retrouve une différence entre les courants I_L et I_{2L} , comme le montre la Figure IV-30.

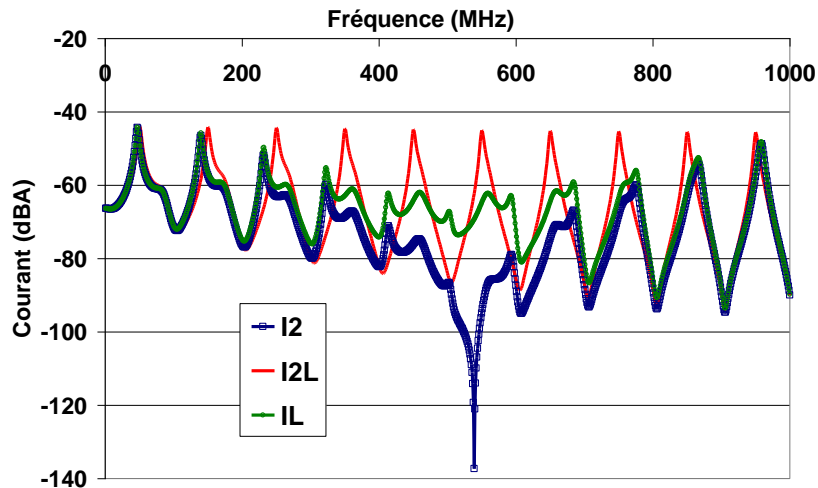


Figure IV-30 : Comparaison des courants I_2 , I_L et I_{2L} dans le cas de la ligne bifilaire uniforme ; Configuration : $Z_{s1} = 1 \text{ k}\Omega$; $Z_{s2} = 1 \text{ k}\Omega$

Cet exemple montre l'importance des charges situées à l'autre extrémité du faisceau sur les grandeurs électriques au niveau des composants du circuit imprimé.

IV.5. Approche analytique

Pour mieux comprendre les allures générales des courbes obtenues dans l'approche expérimentale et dans la simulation, une approche analytique sur un cas déterministe de ligne de transmission monoconducteur a été également menée.

La Figure IV-31 illustre deux configurations simplifiées correspondant aux cas plus complexes examinés précédemment. Z_{c1} , Z_{c2} et v_1 , v_2 sont respectivement les impédances caractéristiques et les vitesses de propagation de la ligne 1 de longueur L_1 et la ligne 2 de longueur L_2 . Leur valeurs numériques sont choisies comme suffisamment représentatives d'un cas réaliste, à savoir :

- $Z_{c1} = 200 \Omega$; $v_1 = 3.10^8$ m/s ; $L_1 = 1,5$ m
- $Z_{c2} = 120 \Omega$; $v_2 = 2.10^8$ m/s ; $L_2 = 0,1$ m

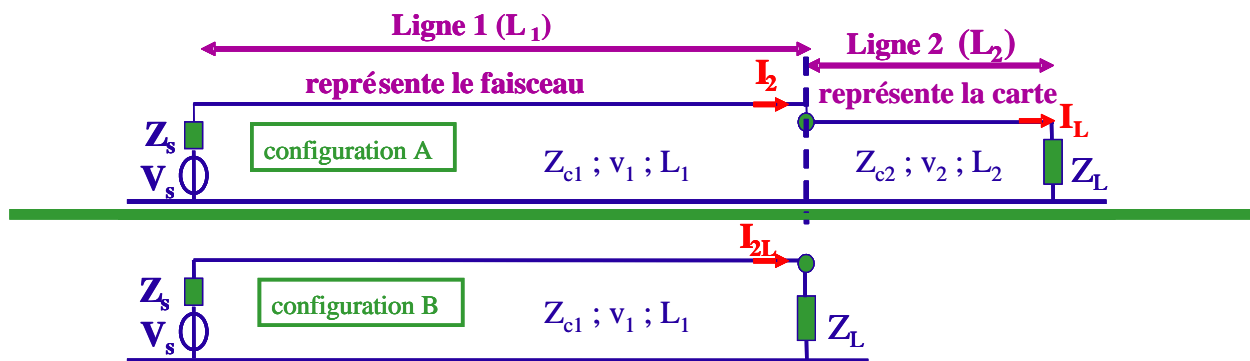


Figure IV-31 : Cas de la ligne de transmission monoconducteur

Les constantes de phase β_1 et β_2 (qui sont des fonctions de la fréquence f) sont donnés par la relation (IV-3) :

$$\beta_1 = \frac{\omega}{v_1} = \frac{2\pi f}{v_1} \quad ; \quad \beta_2 = \frac{\omega}{v_2} = \frac{2\pi f}{v_2} \quad (\text{IV-3})$$

Le calcul des trois courants I_{2L} , I_2 et I_L est développé dans l'Annexe 8.

La théorie des lignes de transmission nous permet d'exprimer le courant I_{2L} , par la relation (IV-4) :

$$I_{2L} = \frac{Z_{c1}}{Z_{c1}(Z_s + Z_L) \cos(\beta_1 L_1) + j(Z_s Z_L + Z_{c1}^2) \sin(\beta_1 L_1)} V_s \quad (\text{IV-4})$$

En remplaçant la ligne 2 et la charge Z_L par l'impédance ramenée vue à l'entrée de la ligne 2, on obtient alors I_2 . En construisant le modèle de Thévenin de la ligne 1, on peut ainsi trouver l'expression de I_L . Ces deux courants sont donnés par (IV-5) et (IV-6) :

$$I_2 = \frac{Z_{c1} (Z_{c2} \cos(\beta_2 L_2) + jZ_L \sin(\beta_2 L_2))}{D} V_s$$

$$I_L = \frac{Z_{c1} Z_{c2}}{D} V_s \quad (\text{IV-5})$$

avec :

$$D = Z_{c1} Z_{c2} (Z_s + Z_L) \cos(\beta_1 L_1) \cos(\beta_2 L_2) - (Z_{c1}^2 Z_L + Z_{c2}^2 Z_s) \sin(\beta_1 L_1) \sin(\beta_2 L_2) + j [Z_{c1} (Z_s Z_L + Z_{c2}^2) \cos(\beta_1 L_1) \sin(\beta_2 L_2) + Z_{c2} (Z_s Z_L + Z_{c1}^2) \sin(\beta_1 L_1) \cos(\beta_2 L_2)] \quad (\text{IV-6})$$

Les expressions de I_2 et de I_L mettent en évidence un dénominateur commun D qui contient des produits de sinus et cosinus possédant deux récurrences fréquentielles différentes. Celles-ci correspondent aux deux constantes de propagation des lignes. Ainsi, la ligne 2 a pour effet d'introduire une variation d'amplitude dans les signaux considérés. Cela explique que les pistes du circuit imprimé introduisent ce type de variations constatées dans les signaux en entrée de circuit imprimé. La Figure IV-32 illustre ce phénomène avec les valeurs numériques suivantes :

- $V_s = 1 \text{ V} ; Z_s = 50 \Omega$
- $L_1 = 1,5 \text{ m}$
- $L_2 = 0,1 \text{ m}$
- $Z_L : 1 \text{ nF}$

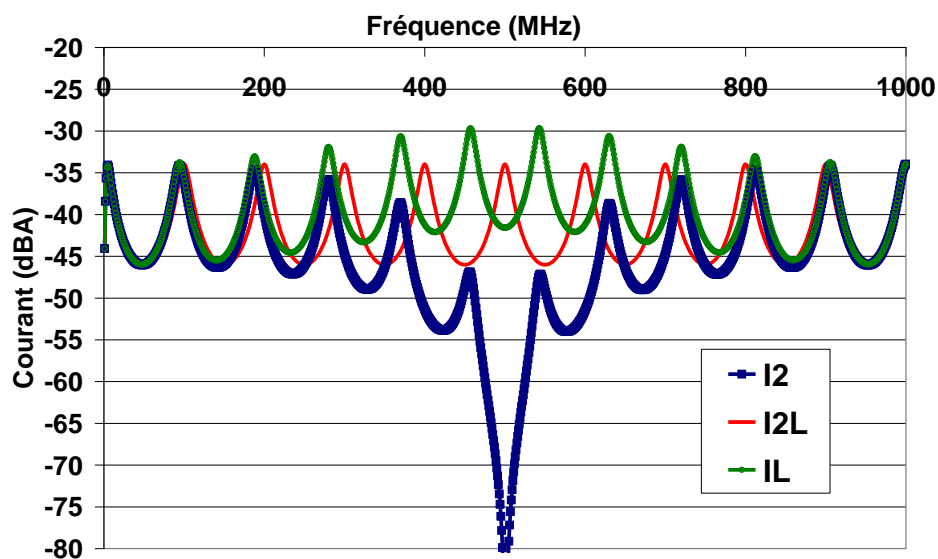


Figure IV-32 : Comparaison des courants I_2 , I_L et I_{2L} dans la configuration suivante de la ligne monofilaire : $Z_s = 50 \Omega$; $Z_{c1} = 200 \Omega$; $Z_{c2} = 120 \Omega$; $L_2 = 0,1 \text{ m}$

En choisissant par exemple $L_2 = 0,2 \text{ m}$, on reproduit deux fois le phénomène sur la bande de fréquences considérée, comme l'illustre la Figure IV-33.

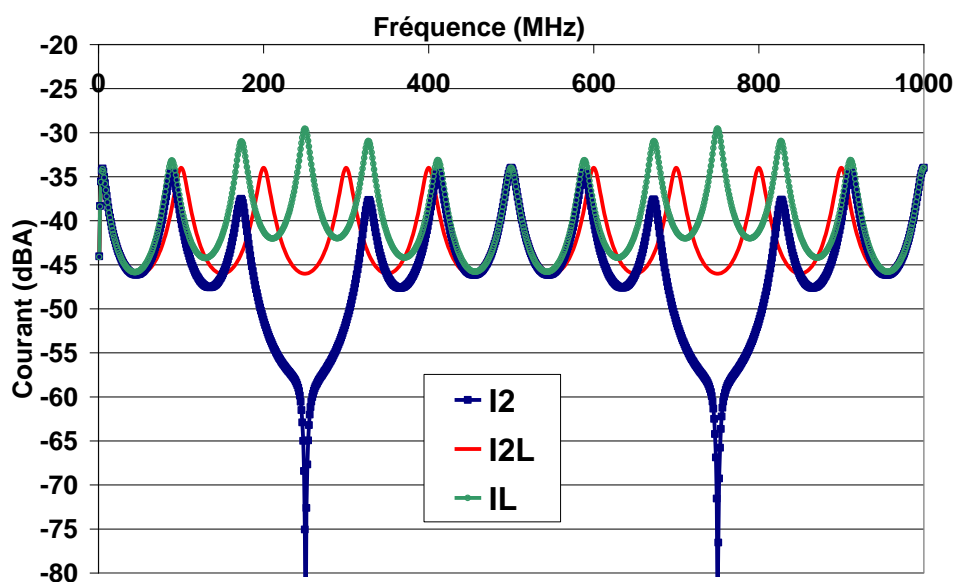


Figure IV-33 : Comparaison des courants I_2 , I_L et I_{2L} dans la configuration suivante de la ligne monofilaire : $Z_s = 50 \Omega$; $Z_{c1} = 200 \Omega$; $Z_{c2} = 120 \Omega$; $L_2 = 0,2 \text{ m}$

De la même manière que dans le paragraphe précédent, on peut montrer que l'écart d'amplitude du courant I_L par rapport à I_{2L} dépend de la valeur de la charge à l'autre extrémité, Z_s , par rapport à l'impédance caractéristique, mais également de la différence entre les impédances caractéristiques des lignes 1 et 2. Sur la Figure IV-32, l'écart maximal d'amplitude entre les deux courants I_L et I_{2L} est d'environ 5 dB, alors que sur la Figure IV-34, où cette fois Z_{c1} vaut 400Ω , cet écart maximal est d'environ 10 dB.

En outre, on peut constater que I_2 sera d'autant plus différent de I_{2L} que Z_L est différente de Z_{c2} . Dans le cas particulier où $Z_L = Z_{c2}$, les amplitudes des trois courants sont égales.

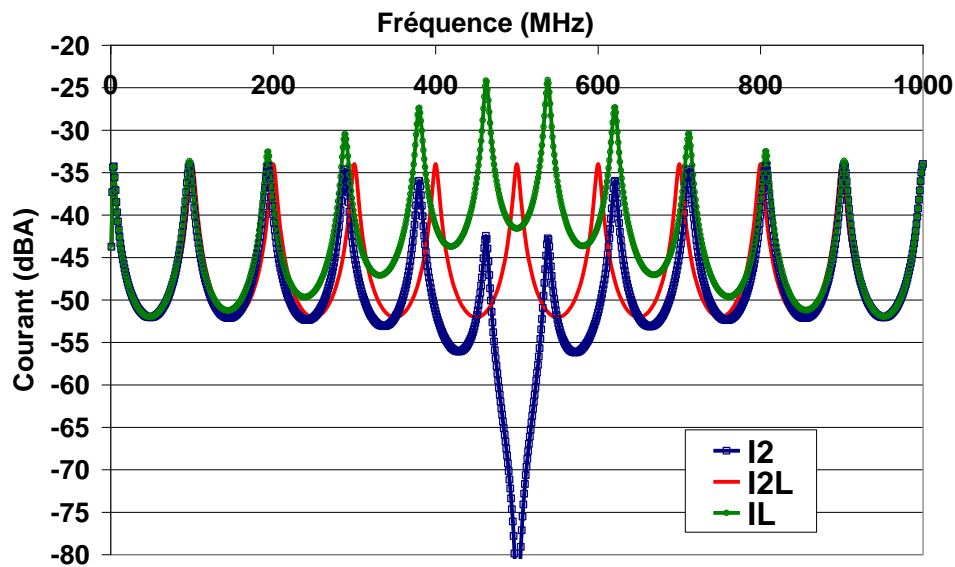


Figure IV-34 : Comparaison des courants I_2 , I_L et I_{2L} dans un cas de la ligne monofilaire
 Configuration : $Z_s = 50 \Omega$; $Z_{c1} = 400 \Omega$; $Z_{c2} = 120 \Omega$; $L_2 = 0,1 \text{ m}$

IV.6. Conclusions

Le besoin de modèles d'équipements en avance de phase dans la conception des projets nous a conduits à examiner la précision nécessaire et suffisante à accorder aux modèles d'équipements. Cette question prend tout son sens lorsque l'on réalise que les faisceaux de câbles, par leur diversité et leur complexité, possèdent une forte variabilité, et donc sont susceptibles de produire des incertitudes importantes. Nous nous sommes demandé si les incertitudes dues à un faisceau entrelacé pouvaient ou non masquer la contribution des pistes du circuit imprimé d'un équipement.

Pour apprécier l'amplitude de ces phénomènes, une étude statistique a été menée en pratiquant des mesures et des simulations sur un échantillon de faisceaux reliés à deux circuits imprimés de topologies différentes. L'un comportait des composants électroniques passifs directement connectés aux extrémités du faisceau, l'autre voyait ces composants placés à différents emplacements le long de pistes de dimensions variables.

Les expérimentations et les simulations simplifiées convergent vers la même conclusion : le caractère aléatoire de l'entrelacement d'un faisceau ne masque pas statistiquement l'effet produit par les pistes d'un circuit imprimé placé à l'extrémité du faisceau. Cela signifie que simuler un équipement avec son schéma électrique uniquement, sans modéliser les pistes, peut conduire à des incertitudes importantes de prédiction à partir d'une certaine fréquence liée à la longueur des pistes. Cette conclusion est valable pour les courants et tensions à l'interface entre faisceau et circuit imprimé, au niveau des premiers composants, et au niveau des composants terminaux. Cependant, dans ce dernier cas, les simulations suggèrent que la fréquence maximale à laquelle le schéma électrique est valable est plus grande que pour les observables à l'interface entre faisceau et circuit imprimé et au niveau des composants. Dans la configuration relativement réaliste traitée, les écarts observés étaient de l'ordre de 20 dB, ce qui correspond à un facteur 10 sur les courants et constitue ainsi une approximation relativement insatisfaisante lors de l'évaluation du risque CEM. Ces écarts sont à constater à des fréquences à partir desquelles les longueurs des pistes ne sont plus négligeables par rapport à la longueur d'onde des signaux se propageant sur le circuit imprimé.

Une configuration à un conducteur permet d'analyser assez facilement les facteurs suivants qui interviennent dans les différences observées, et qui subsistent statistiquement sur un échantillon de faisceaux aléatoires :

- la différence de constantes de propagation ainsi que d'impédances caractéristiques entre le faisceau et le circuit imprimé
- les charges présentes aux extrémités du faisceau, et leurs valeurs par rapport aux (matrices) impédances caractéristiques

En fait, le caractère aléatoire de l'entrelacement du faisceau n'intervient pas, mais, par l'examen de cas plus simples avec des lignes uniformes, on peut dire que les effets apportés par le faisceau d'une part, et les pistes du circuit imprimé d'autre part sont bien indépendants.

Un modèle d'équipement qui tient compte au mieux des pistes du circuit imprimé tendra logiquement à reproduire les effets réellement observés sur la plus grande bande de fréquence

possible. En outre, le Chapitre III tend à montrer sur des cas simples qu'un modèle assemblé prédirait mieux les courants / tensions à l'extrémité des pistes plutôt qu'à l'interface entre faisceau et carte électronique. Cependant, l'évaluation faite dans les Chapitres III et IV n'a principalement tenu compte que d'un seul circuit imprimé connecté au faisceau. Un cas simple pour lequel deux cartes sont reliées l'une à l'autre par un faisceau uniforme a montré que la variabilité du faisceau est à prendre en compte dans l'évaluation du modèle assemblé.

La démarche de simulation la plus adaptée au problème s'appuierait donc sur une modélisation dissociée prenant en compte les pistes du circuit et elle viserait à évaluer les courants / tensions au niveau des composants terminaux. Les cas simples ne permettant pas encore de conclure, nous devons examiner si cette démarche s'avère suffisante pour un sous-système automobile suffisamment réaliste. Ce dernier mettra en jeu deux circuits imprimés reliés l'un à l'autre. Nous verrons ainsi quel niveau de précision l'équipementier doit véritablement accorder au modèle de son équipement.

Le travail présenté dans ce chapitre a fait l'objet d'une communication au colloque international de CEM à Zurich en février 2005 [EGOT 2].

Chapitre V :

Etude d'un cas test réaliste de sous-système électronique automobile

V.1. Introduction : objet du cas test

Les Chapitres II et III ont mis en évidence que la modélisation dissociée d'un équipement électronique automobile est relativement prometteuse. Cependant, les études menées dans ces deux chapitres n'ont porté que sur des cas canoniques relativement simples de circuits imprimés.

La démarche de modélisation dissociée met en jeu d'une part le constructeur qui détermine un modèle d'impédance entre la masse équipement et la masse caisse, et d'autre part des équipementiers qui élaborent des modèles locaux d'équipement. Le présent chapitre a pour but d'évaluer cette démarche sur un cas représentatif d'une application industrielle. L'exécution de mesures et leur confrontation à des simulations devrait permettre de juger de la faisabilité de la démarche et des incertitudes associées.

Dans ce chapitre, nous nous plaçons dans le cadre de l'estimation de risque CEM faite à partir de données disponibles avant le stade de prototype. Les différents types de modèles locaux d'équipement que l'on construira ne seront donc pas basés sur des mesures. Afin de ne pas introduire trop de paramètres non maîtrisés, nous choisissons d'évaluer la démarche sur des équipements de test dont tous les composants sont linéaires et passifs. Les différents types de topologies de plan de masse doivent également être envisagés. Par ailleurs, nous devons tenir compte de la variabilité apportée par le faisceau en produisant des résultats statistiques à partir d'un échantillon représentatif de faisceaux. Pour se rapprocher du cas industriel, deux équipementiers ont contribué à cette étude : il s'agit de Valeo et de Siemens VDO Automotive (que l'on désignera par la suite par « Siemens VDO » pour ne pas alourdir le texte). Toujours pour être fidèle à la réalité industrielle, ces équipementiers ont conçu le schéma électrique et réalisé ces équipements de test selon leurs processus et règles de conception et de réalisation. De même, dans le contexte des projets industriels, ils sont les plus à même d'estimer le risque CEM en fonction des critères de susceptibilité qu'ils possèdent. En partant de ce principe, ils ont déterminé la nature et les emplacements des observables utiles, qui ont été identifiées comme des tensions à évaluer à différents endroits des circuits imprimés. De notre côté, notre

rôle d'intégrateur a consisté à définir et réaliser un banc de mesure représentant un sous-système automobile.

Dans un premier temps, nous exposons le banc de mesure choisi ainsi que le protocole expérimental. Puis nous présentons les modèles des différents éléments qui composent la configuration de mesure en soulignant ce qu'ils ne prennent pas en compte. Les résultats expérimentaux sont ensuite confrontés aux résultats de simulation pour aboutir aux conclusions que l'on peut tirer d'un tel démonstrateur.

V.2. Configuration expérimentale

V.2.1. Principe du banc de mesure

Le sous-système à étudier devait être suffisamment réaliste afin d'obtenir des résultats significatifs, mais aussi suffisamment simple pour pouvoir être modélisé facilement et minimiser le nombre de paramètres non maîtrisés. Nous avons choisi de placer deux circuits imprimés reliés entre eux par un faisceau à 2 cm au-dessus d'un plan de masse représentant la caisse d'un véhicule. La Figure V-1 symbolise la configuration retenue pour l'étude.

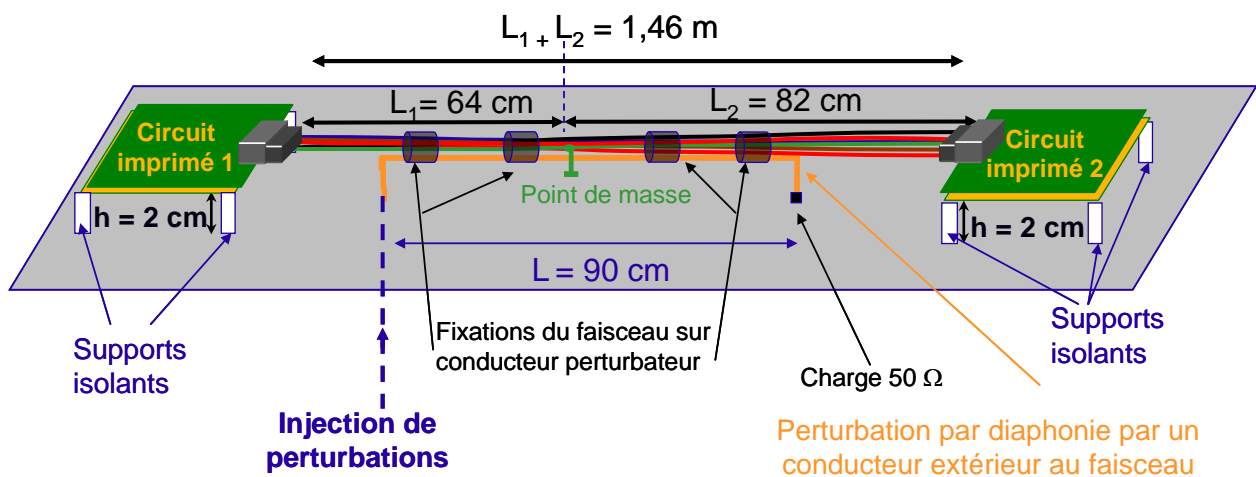


Figure V-1 : Principe du banc de mesure

Pour tenir compte de la variabilité du faisceau, nous choisissons de réutiliser l'échantillon des 30 faisceaux entrelacés présentés dans le Chapitre IV, à la différence près qu'ils comprennent un point de masse dans le cas présent. Pour mémoire, ils comprennent chacun 10 conducteurs, dont une paire torsadée et un conducteur de diamètre plus important que les autres qui fait

office de fil d'alimentation vis-à-vis des circuits imprimés qui sont, rappelons-le, passifs. Afin de respecter une configuration réelle de connexion du faisceau, un des conducteurs, le fil de masse, relie les masses des deux circuits imprimés à un point de masse commun situé pratiquement à mi-distance du faisceau.

L'excitation de cette configuration passive devait être compatible avec les hypothèses de travail posées au Chapitre I qui considèrent que les aspects CEM internes aux équipements ne sont pas considérés dans cette étude. Cela écarte donc l'éventualité de l'illumination du sous-système par une onde plane dans une chambre anéchoïque, encore moins dans une chambre réverbérante où les conditions seraient mal maîtrisées. Une technique de type BCI²³ aurait pu être envisagée mais la modélisation de la pince et de son interaction avec les conducteurs du faisceau se serait avérée difficile à réaliser. L'objet du cas test était de se focaliser sur la modélisation des équipements, et d'avoir un système d'excitation facile à mettre en œuvre et à modéliser. C'est pourquoi nous avons choisi d'exciter le sous-système par diaphonie au moyen d'un conducteur rigide en cuivre, de diamètre 4 mm, sur lequel le faisceau est fixé. Dans la pratique, ce système peut représenter une configuration automobile perturbée soit par diaphonie par un autre faisceau ou un câble longeant le faisceau considéré²⁴. L'injection de perturbations harmoniques est réalisée à une extrémité du conducteur, l'autre extrémité étant terminée par une charge de 50 Ω pour favoriser un couplage électromagnétique de type hybride.

V.2.2. Configuration des circuits imprimés utilisés

Les circuits imprimés utilisés sont des circuits double couche dont le routage a été conçu et réalisé par les équipementiers. Les cartes sont de dimensions carrées, de 10 cm de côté. Leur épaisseur est de 1,6 mm. Le substrat est de l'époxy FR4 dont la permittivité relative ϵ_r avoisine 4,5.

Comme cela a été déjà évoqué dans les Chapitres II et III, deux principaux types de topologie de masse peuvent être rencontrés pour un circuit imprimé d'équipement : masse pleine et masse partielle. La modélisation dissociée semble plus prometteuse dans le cas du plan de

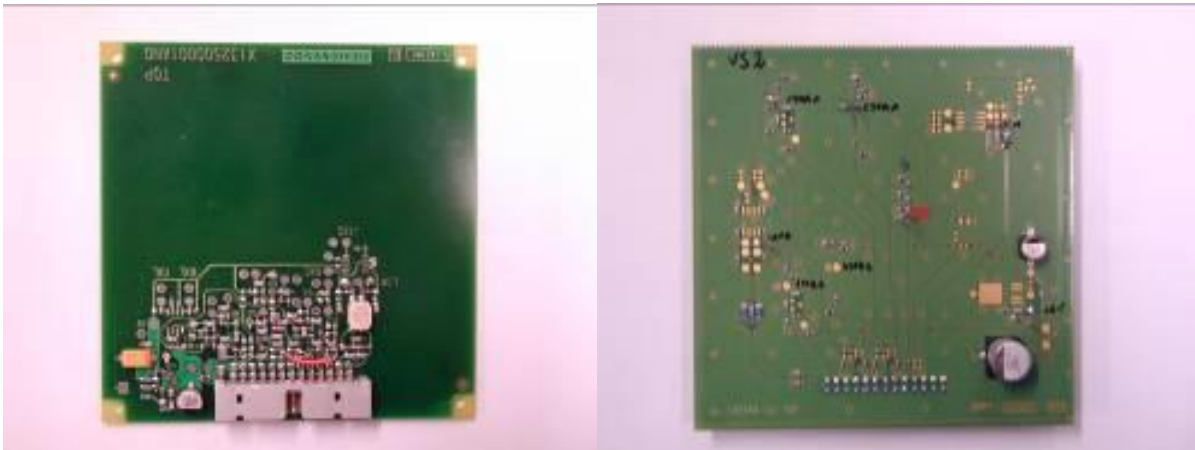
²³ Bulk Current Injection

²⁴ Certains pourraient y voir également une situation semblable à celle d'une onde plane polarisée verticalement illuminant le faisceau

masse plein que dans celui de la masse partielle, mais ces deux types de cas restent à être évalués. Deux configurations ont donc fait l'objet des tests, selon la topologie de la masse du circuit :

- La configuration A : les deux circuits imprimés 1 et 2 (numérotation de la Figure V-1) possèdent un plan de masse plein.
 - Circuit imprimé 1 : carte Siemens VDO
 - Circuit imprimé 2 : carte Valeo (notée carte V2)

Dans la configuration A, le plan de masse de la carte Siemens VDO est situé sur une des faces. Sur la carte Valeo, les surfaces de masse occupent les deux faces : du côté des composants, la masse comble les surfaces non couvertes par les pistes et les composants, comme le montre la Figure V-2 ; l'autre face comporte un plan de masse plein.



**Figure V-2 : Photo des cartes à plan de masse plein :
Siemens VDO (à gauche) et Valeo (à droite)**

- La configuration B : masse partielle / masse pleine
 - Circuit imprimé 1 : carte Valeo dont la masse est en grille (carte V1)
 - Circuit imprimé 2 : carte Valeo dont le plan de masse est plein (carte V2 de la configuration A).

Dans la configuration B, la topologie de la masse du circuit imprimé 1 est une grille de pas 1 cm, disposée sur les deux faces. Comme le montre la Figure V-3, une des faces est maillée dans un sens, tandis que l'autre face est maillée dans l'autre sens. Des trous métallisés répartis sur toute la surface permettent la connexion des deux maillages.

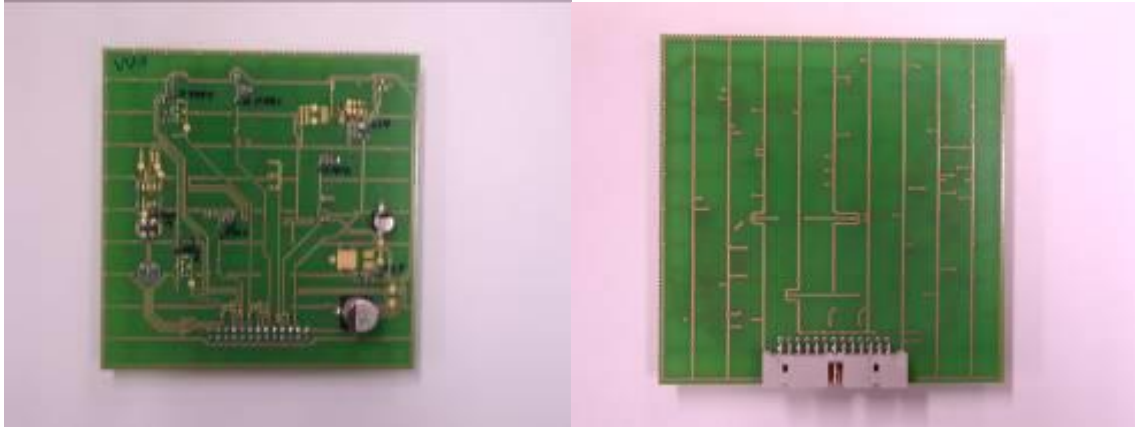


Figure V-3 : Photos de la carte Valeo dont la masse est en grille

Les composants des cartes 1 et 2 forment des interfaces typiquement rencontrées sur les équipements électroniques automobiles, dont des exemples sont donnés dans le Chapitre I. Ces interfaces ont été choisies de manière à obtenir une compatibilité entre les circuits imprimés 1 et 2 en considérant le cas réaliste où ceux-ci communiquent entre eux. Les interfaces choisies sont les suivantes :

- Une interface du réseau CAN, qui comprend les signaux CAN_H et CAN_L
- Une interface du réseau LIN
- Un bloc d'alimentation : cette interface est dénommée V BAT, en référence à la tension provenant normalement de la batterie (i.e. +12 V)
- Deux entrées numériques dénommées E TOR²⁵ 1 et E TOR 2
- Deux sorties numériques dénommées S TOR 1 et S TOR 2
- Une entrée analogique sur la carte 1, dénommée E ANA, reliée à une sortie analogique sur la carte 2, dénommée S ANA.

L'ensemble des schémas électriques d'interfaces est consigné dans l'Annexe 9.

Sur ce cas test, les composants montés sur les circuits imprimés sont passifs et les composants non linéaires ont été remplacés par des composants linéaires jugés équivalents par les équipementiers. A titre d'exemple, la Figure V-4 montre qu'un transistor présent sur une interface de sortie a été remplacé par deux capacités (entre base et émetteur, et base et collecteur) et une résistance nulle entre émetteur et collecteur.

²⁵ TOR : Tout Ou Rien

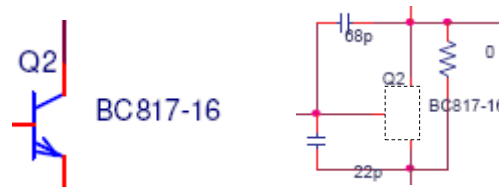


Figure V-4 : Remplacement d'un transistor par des composants linéaires

V.2.3. Banc de mesure, protocole et traitement des données

Les observables sont les amplitudes (en dB) de six tensions en différents endroits des circuits, endroits déterminés par les équipementiers comme étant appropriés pour estimer un risque CEM. Ils concernent les signaux suivants :

Carte 1 :

- CAN
- V BAT
- E TOR 2
- S TOR 2
- E ANA
- LIN

Carte 2 :

- CAN
- V BAT
- E TOR 1
- S TOR 1
- S ANA
- LIN

Les tensions sont mesurées entre un point particulier de l'interface et le point le plus proche de la masse de la carte, à l'exception du point de mesure relatif au CAN Siemens VDO, pour lequel la tension est mesurée entre deux points relatifs aux signaux CAN_H et CAN_L.

Dans ce cas test, nous avons besoin d'effectuer des mesures sur des circuits imprimés flottants. En effet, les différences de potentiel considérées ne se rapportent pas à la référence de masse générale du montage. Ce point délicat nous amène à considérer un moyen de mesure de tension différentielle. Nous avons alors choisi d'utiliser une sonde de tension différentielle haute fréquence, dont la bande passante est garantie jusqu'à 1,5 GHz. Elle a pour avantages de présenter une impédance d'entrée suffisamment haute dont le modèle est fourni par le fabricant (voir V.3.3.), et de pouvoir se connecter et déconnecter facilement et rapidement entre deux mesures.

Par ailleurs, il s'agit d'alimenter le conducteur perturbateur de telle manière que le balayage en fréquence soit suffisamment rapide (vu le nombre de points de mesure), et les points de fréquence soient suffisamment nombreux. Afin d'obtenir une cohérence fréquentielle et une

synchronisation entre le signal généré et le récepteur de mesure relié à la sonde de tension, l'analyseur de réseaux a été choisi pour réaliser les mesures.

Ainsi, le port 1 de l'analyseur de réseaux est connecté à l'extrémité du conducteur perturbateur, et le port 2 est relié à la sonde de tension via un module spécifique d'alimentation de la sonde, car cette dernière est active. La Figure V-5 montre le banc de mesure ainsi constitué, qui nécessite un calibrage complet de l'analyseur sur ses deux ports. Afin d'obtenir la meilleure sensibilité possible pour les mesures de tension sur les cartes, la puissance de sortie de l'analyseur a été réglée sur le maximum disponible, à savoir 10 dBm.

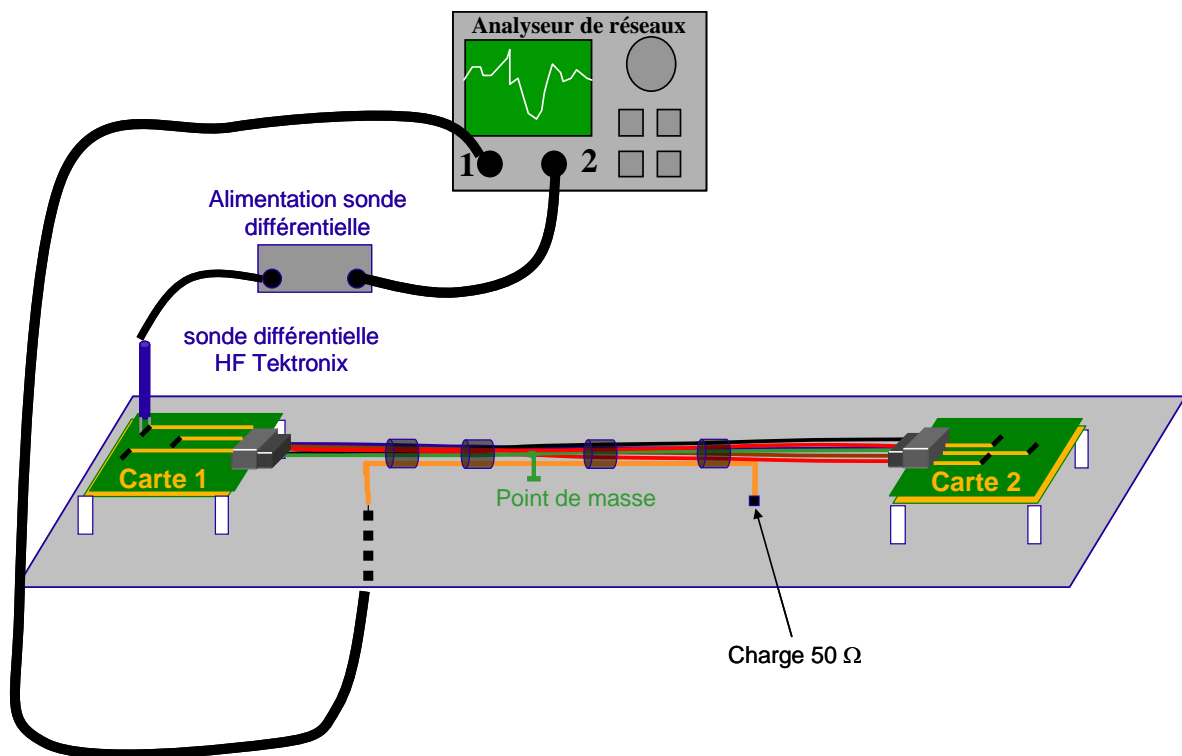


Figure V-5 : Mesure de tension sur un circuit imprimé

Le résultat exploitable de la mesure est donc le paramètre S_{21} , qui permet de déduire la tension recueillie par la sonde, si on connaît la valeur de la source de tension équivalente ramenée dans le plan de calibrage du port 1 de l'analyseur de réseaux (en entrée du conducteur perturbateur). Celle-ci dépend directement de la source de tension interne de l'analyseur (à l'atténuation et au déphasage du câble coaxial près). Néanmoins, la régularité en fréquence de la valeur de cette source de tension ne nous a pas paru suffisamment maîtrisée. C'est pourquoi nous avons relevé l'image du courant injecté et ensuite normalisé toutes les valeurs de tensions mesurées pour un courant injecté de 1 A, et ce, pour chaque exemplaire de faisceau. L'image du courant a été relevée au moyen de la sonde de courant

monofilaire de bande passante 1 MHz - 1 GHz qui a également été utilisée au Chapitre IV. Cette bande de fréquence a donc été choisie pour le balayage de l'analyseur de réseaux. La Figure V-6 représente la configuration de mesure du paramètre S21 correspondant au courant injecté.

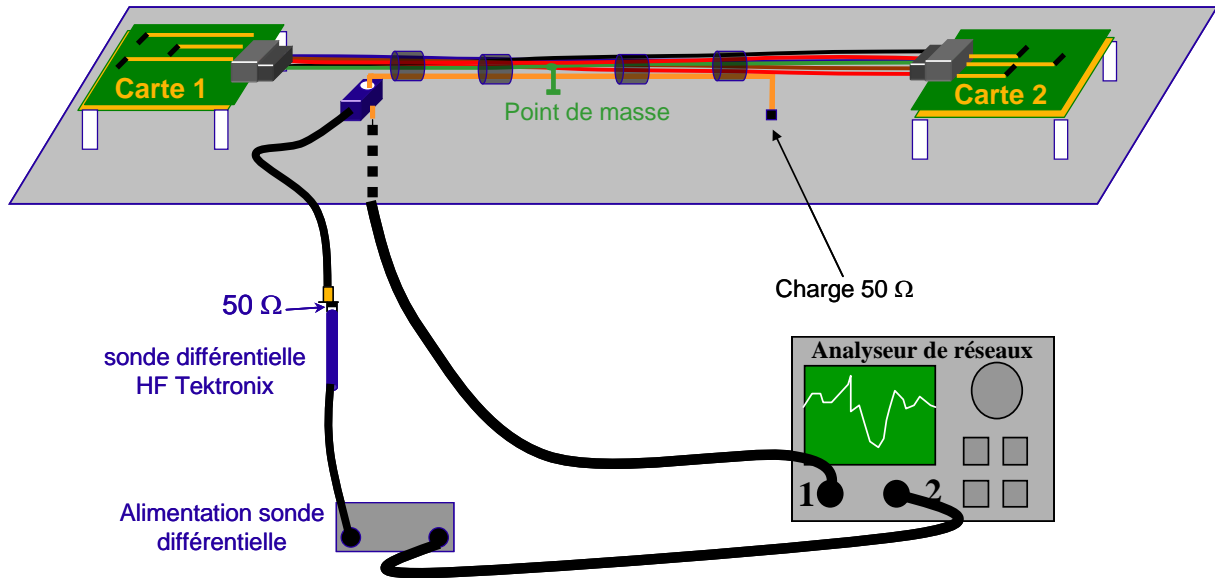


Figure V-6 : Mesure de l'image du courant injecté

A partir de l'impédance de transfert Z_T de la sonde de courant et des mesures de $S21_V$ et de $S21_{inj}$ relatives respectivement à une tension V sur la carte et au courant injecté I_{inj} , nous pouvons calculer la tension obtenue pour 1 A injecté, donnée par la relation (V-1) :

$$\frac{V}{I_{inj}} = \frac{S21_V}{S21_{inj}} Z_T \quad (V-1)$$

La Figure V-7 montre une photo du banc de mesure, et la Figure V-8 des photos de mesure de tension sur les cartes.



Figure V-7 : Photo du banc de mesure

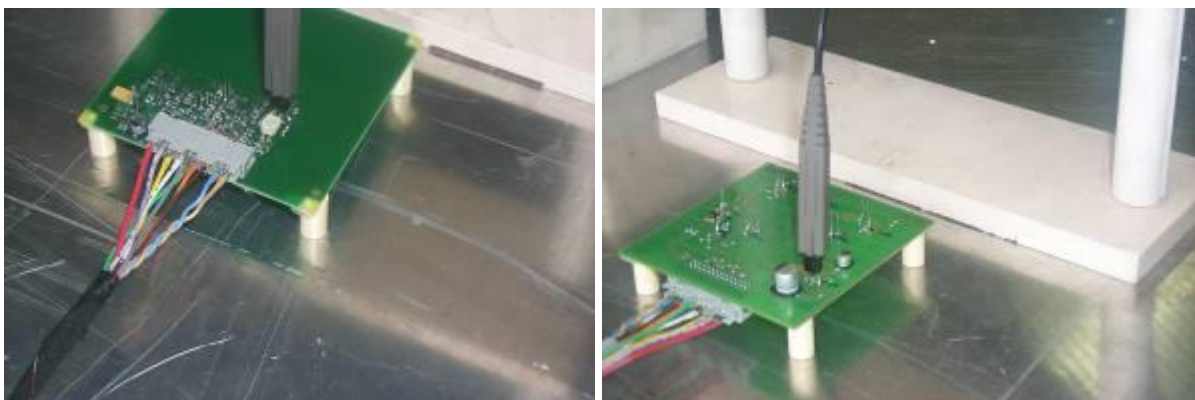


Figure V-8 : Mesures de tension sur les cartes à l'aide de la sonde

Un échantillon de 30 faisceaux considéré comme représentatif a été utilisé pour les mesures, en plus d'un faisceau uniforme présenté sur la Figure V-9. Ce faisceau, dont les conducteurs sont dépourvus de gaine diélectrique, a été destiné à représenter un cas canonique. Cependant, pour relier ses extrémités aux connecteurs des circuits imprimés, des conducteurs sont nécessaires, ce qui rend le faisceau non uniforme à ses extrémités.

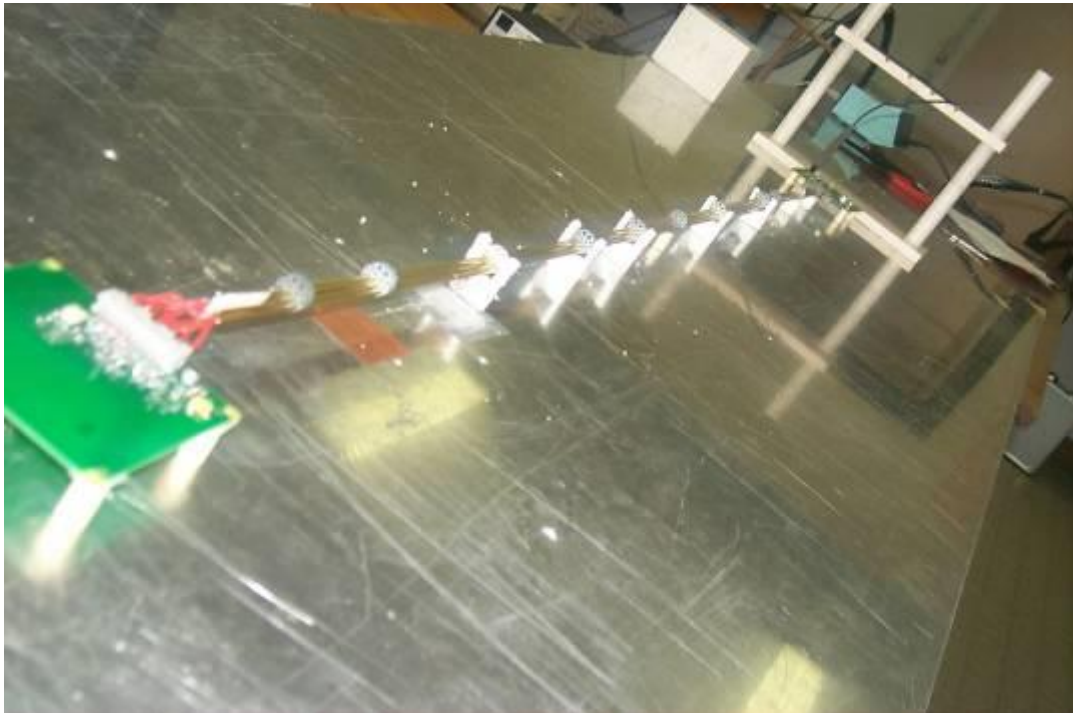


Figure V-9 : Banc de mesure avec un faisceau uniforme

V.3. Modélisation des configurations à l'étude

Les principaux éléments à modéliser sont les équipements, les faisceaux couplés au conducteur perturbateur, ainsi que la sonde de tension. D'autres éléments comme les brins verticaux du conducteur perturbateur et le brin qui relie le fil de masse au point de masse ont également fait l'objet d'une modélisation. Les différents éléments des configurations étudiées ont été modélisés en tenant compte des contraintes du code de circuit utilisé (SABER dans notre cas) avec lequel les modèles doivent être compatibles. Ils ont également été construits dans le contexte de la simulation CEM menée en amont dans les projets, au stade où les

prototypes sont encore inexistantes. A ce stade, la fidélité des modèles à la réalité n'est pas optimale.

V.3.1. Modélisation des équipements

Un des buts de ce cas test est d'évaluer la modélisation dissociée des équipements électroniques. Même pour la carte de Valeo possédant une masse en grille, le modèle adopté sera donc un modèle assemblant d'une part l'impédance d'interaction entre la masse de la carte et la référence générale, et d'autre part un modèle local du circuit.

V.3.1.1. Impédance d'interaction entre la masse du circuit imprimé et la référence générale

Le paragraphe II.7.1. du Chapitre II a montré que l'impédance d'interaction mesurée pour la carte possédant une masse en grille est quasiment la même que celle que présente la carte dont le plan de masse est plein.

Lorsque le prototype physique n'existe pas encore, de telles mesures ne sont pas possibles. Mais une simulation s'appuyant sur les dimensions de la carte et sa disposition par rapport à la masse générale est tout à fait envisageable. La Figure V-10 montre le modèle 3D employé pour la simulation. Pour vérifier la pertinence du modèle, nous avons comparé l'impédance qu'il en résulte avec l'impédance effectivement mesurée au Chapitre II sur l'équipement comprenant un plan de masse plein.

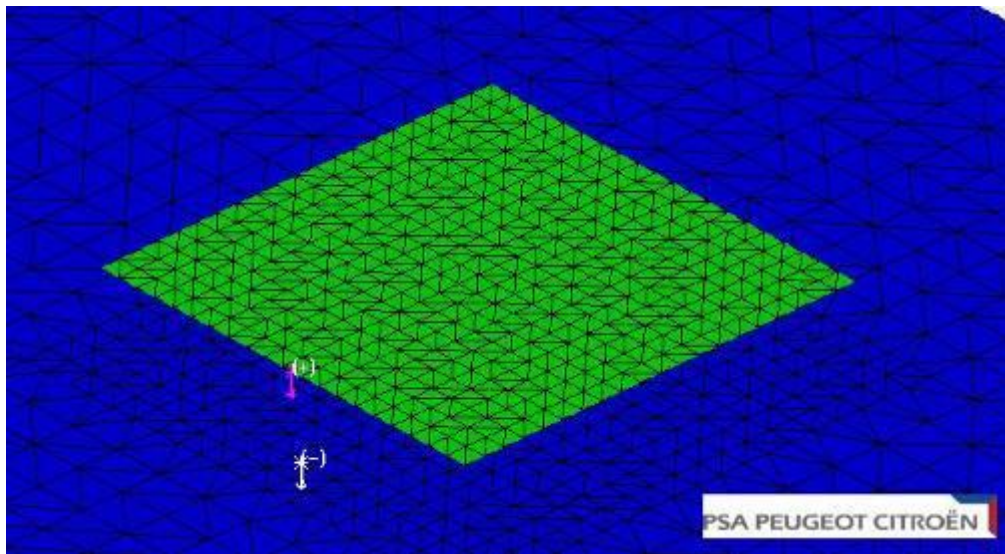


Figure V-10 : Modèle 3D du plan de masse des circuits imprimés

La Figure V-11 présente l'allure du module des impédances mesurée et simulée, ainsi que celle du circuit RLC série équivalent choisi pour modéliser l'impédance d'interaction en question. Les valeurs obtenues sont : $R = 0,5 \Omega$; $L = 11 \text{ nH}$; $C = 8,5 \text{ pF}$.

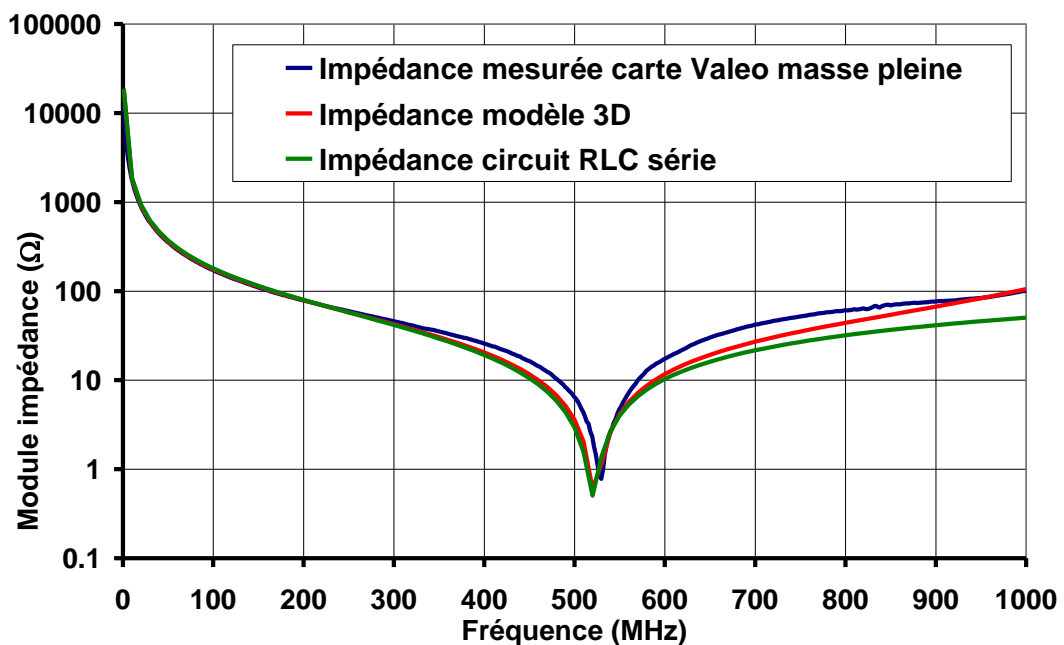


Figure V-11 : Modèle 3D du plan de masse plein des circuits imprimés

V.3.1.2. Modèles locaux des circuits imprimés

Ces modèles ont été élaborés à partir de données disponibles dans la phase amont de la conception des équipements. Comme cela est expliqué en détail dans le Chapitre III, les modèles sont établis sous forme de schémas de différents niveaux de détail : S1, S2, S3, S4 (nous reprenons ici les dénominations introduites au Chapitre III). Donnons plus de précisions sur ces modèles :

- Modèle S1 : le schéma électrique dans sa forme la plus simple, avec les valeurs nominales des composants
- Modèle S2 : il correspond au modèle S1 auquel on adjoint les éléments parasites des composants, afin d'obtenir un modèle haute fréquence. La Figure V-12 donne des schémas équivalents approchés typiques d'une résistance et d'un condensateur CMS tels que ceux qui sont utilisés sur les cartes de test.

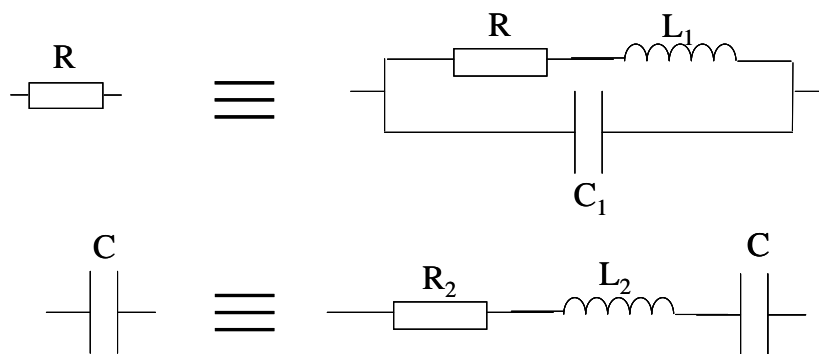


Figure V-12 : Schémas équivalents d'une résistance et d'un condensateur

Les ordres de grandeur retenus pour les composants parasites sont : $L_1 = 1 \text{ nH}$; $C_1 = 0,1 \text{ pF}$; $R_2 = 0,06 \Omega$; $L_2 = 1,2 \text{ nH}$.

Par ailleurs, certains composants particuliers comme le filtre de mode commun présent sur l'interface CAN de la carte 1 sont plus délicats à modéliser. Dans une des deux configurations A et B aucun schéma n'était disponible pour le filtre, si bien que les valeurs nominales ont été retenues. Dans l'autre configuration, l'équipementier a établi un modèle équivalent qui serait valable jusqu'à 200 MHz environ.

- Modèle S3 : il correspond au modèle S2 auquel on adjoint des modèles des pistes du circuit, sous forme de lignes de transmission sans pertes dont la référence de masse

est la masse de la carte. Les paramètres des pistes sont seulement estimés dans ce cas, le routage étant encore inconnu.

- **Modèle S4 :** il correspond au modèle S2 auquel on adjoint des modèles approchés des pistes du circuit, sous forme de lignes de transmission sans pertes dont la référence de masse est la masse de la carte. A l'exception des signaux CAN Valeo, les pistes sont supposées découplées les unes des autres.

Selon la topologie des pistes, l'impédance caractéristique et la vitesse de propagation ont été déterminées à partir de formules de calcul pour les cas les plus classiques, ou de simulations issues de coupes 2D pour les autres cas. La longueur des lignes est approchée au sens où la longueur géométrique calculée à partir du routage est augmentée de longueurs supplémentaires apportées par les coudes des pistes. L'effet de chaque coude a été pris en compte de façon arbitraire par une longueur supplémentaire de 1 cm, quel que soit l'angle formé par le coude.

Les formules font intervenir la permittivité relative effective notée $\epsilon_{r\text{ eff}}$ qui donne la vitesse de propagation v en fonction de la vitesse de la lumière dans le vide c_0 par la relation classique :

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r\text{ eff}}}} \quad (\text{V-2})$$

➤ Carte Siemens VDO (plan de masse plein) :

La topologie des pistes sur la carte s'apparente aux lignes microstrip dont la Figure V-13 fournit une illustration.

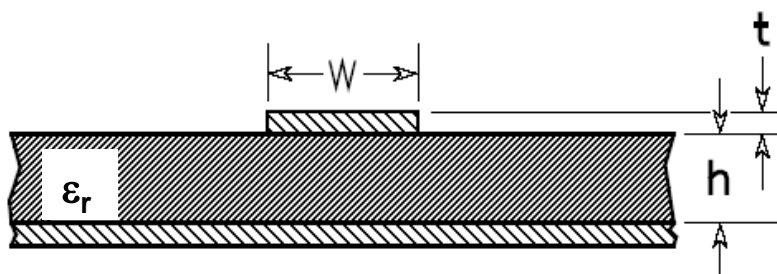


Figure V-13 : Coupe d'une ligne microstrip

Lorsque l'épaisseur t du conducteur est très faible devant h , et pour $w/h < 1$, ce qui est notre cas (car $t = 35 \mu\text{m}$, $h = 1,6 \text{ mm}$, $w = 300 \mu\text{m}$) les relations simplifiées (V-3) et (V-4) donnent respectivement $\varepsilon_{r\text{eff}}$ et l'impédance caractéristique Z_c [WADE 1] :

$$\varepsilon_{r\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{V-3})$$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{r\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad (\text{V-4})$$

Ainsi, nous obtenons $Z_c \approx 125 \Omega$ et $v \approx 1,7 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

➤ Carte Valeo 2 (plan de masse plein) :

La topologie s'apparente à celle d'un guide d'ondes coplanaire avec un plan de masse, comme l'illustre la Figure V-14.

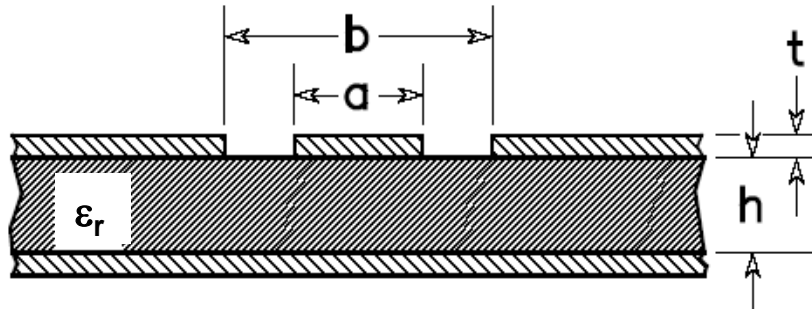


Figure V-14 : Coupe d'un guide coplanaire avec plan de masse

Posons :

$$k = \frac{a}{b} ; \quad k_1 = \frac{th \left(\frac{\pi a}{4h} \right)}{th \left(\frac{\pi b}{4h} \right)} ; \quad k' = \sqrt{1 - k^2} ; \quad k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (\text{V-5})$$

Les relations (V-6) et (V-7) donnent respectivement $\varepsilon_{r\text{eff}}$ et Z_c [WADE 1] :

$$\varepsilon_{r\text{eff}} = \frac{1 + \varepsilon_r \frac{k' k_1}{k k_1'}}{1 + \frac{k' k_1}{k k_1'}} \quad (\text{V-6})$$

$$Z_c = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r\text{ eff}}}} \frac{1}{\frac{k}{k} + \frac{k_1}{k_1'}} \quad (\text{V-7})$$

Ainsi, avec les valeurs numériques $a = 300 \mu\text{m}$, $b = 500 \mu\text{m}$, nous obtenons $Z_c \approx 75 \Omega$ et $v \approx 1,8.10^8 \text{ m/s}$.

➤ Carte Valeo 1 (masse en grille) :

La disposition des pistes par rapport à la grille de masse varie selon le signal considéré et l'emplacement sur la carte. Elles peuvent être plus ou moins proches des conducteurs constituant la grille, et l'angle entre elles et la grille n'est pas fixe. Pour ces raisons, il faudrait modéliser en 3D la carte pour obtenir des paramètres corrects. Comme cela est fastidieux et irréaliste en avance de phase, nous choisissons d'estimer les paramètres des lignes par modélisation 2D, en se basant seulement sur le fait que la masse est une grille de pas 1 cm. Deux coupes 2D sont utilisées pour estimer les paramètres linéiques moyens d'une ligne, comme le montre la Figure V-15.

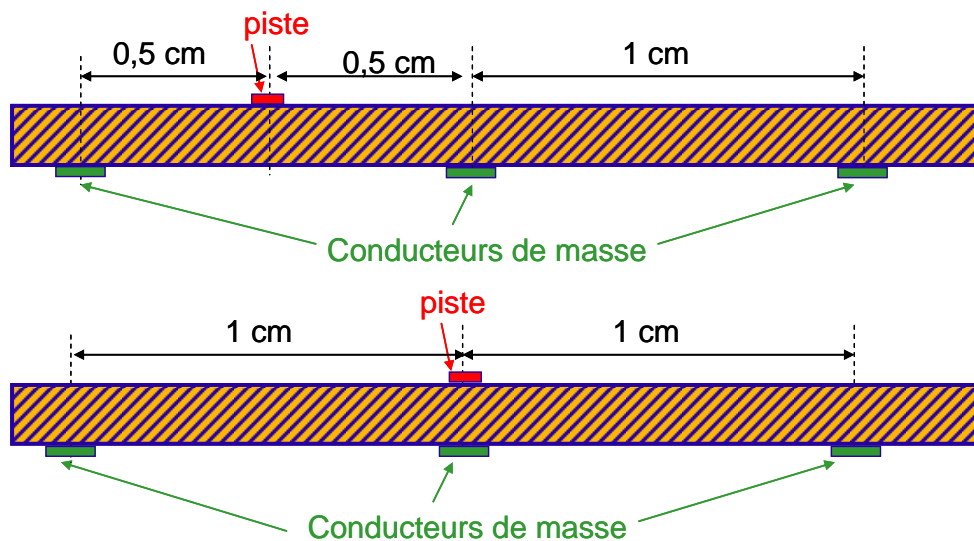


Figure V-15 : Coupes 2D utilisées pour estimer les paramètres de la carte Valeo 1

Les paramètres déduits de ces coupes sont quasiment les mêmes dans les deux cas, à savoir : $Z_c \approx 160 \Omega$ et $v \approx 2,1.10^8 \text{ m/s}$.

Les mesures de ces paramètres par Valeo sur des configurations de pistes formant différents angles avec une masse en grille ont donné des ordres de grandeurs similaires surtout pour Z_c .

➤ Cas des pistes couplées du CAN sur les cartes Valeo :

Le routage montre clairement que les pistes correspondant au CAN Valeo sont très proches donc forcément couplées. Pour tenir compte de cette topologie, des coupes 2D ont été faites, comme le montre par exemple la Figure V-16 pour la carte Valeo 2 possédant un plan de masse plein sur ses deux faces.

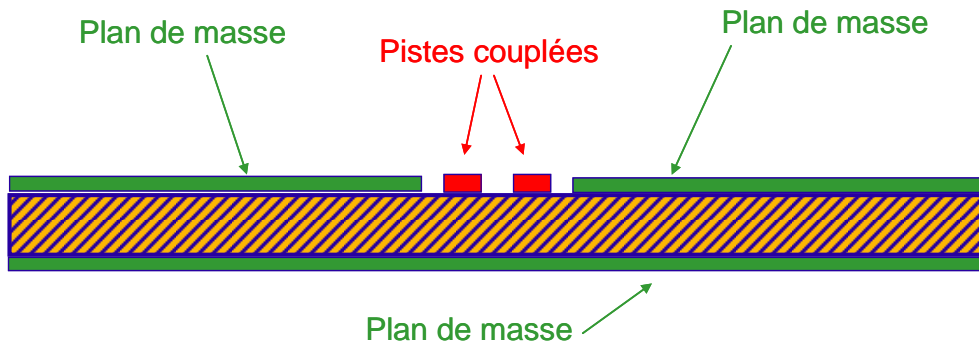


Figure V-16 : Coupe 2D des pistes CAN sur la carte Valeo 2

Les paramètres linéiques de ce type de section vont permettre ensuite de modéliser le couple de pistes en tant que ligne bifilaire dans le code circuit. Le symbole de cette dernière est représenté sur la Figure V-17. Dans cette figure, les points p1 et p2 correspondent à une extrémité de la ligne, tandis que m1 et m2 correspondent à l'autre extrémité ; p1 et m1 (respectivement p2 et m2) appartiennent au même conducteur. On doit en plus connecter à ce symbole la référence de potentiel de la ligne, en l'occurrence ici la masse de la carte. Le paramètre principal à préciser est la longueur de la ligne.

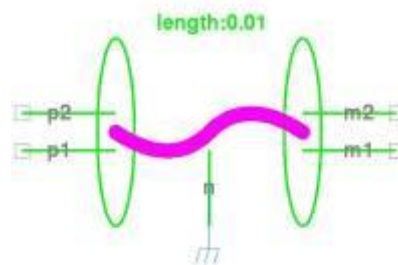


Figure V-17 : Symbole d'une ligne bifilaire dans le code SABER

V.3.2. Modélisation des faisceaux

L'échantillon des 30 faisceaux a été généré à l'aide du code d'entrelacement développé chez PSA mentionné dans le Chapitre IV [RIBI 1, 3]. Dans notre cas test, les faisceaux sont divisés en 16 segments, correspondant chacun à une portion de ligne de transmission multiconducteur uniforme de 9 cm de longueur. On a pris soin d'inclure dans les coupes concernées le conducteur perturbateur dont la position est invariante quel que soit le segment.

La particularité est que la torsade véhiculant le signal CAN est ici non modélisée, car elle ne peut pas être prise en compte telle quelle avec les autres conducteurs du faisceau par le code circuit utilisé. En revanche, la paire des conducteurs reste accouplée d'une section à une autre, sur toute la longueur du faisceau. Pour illustrer cela, la Figure V-18 présente trois coupes du faisceau issues de l'outil de visualisation du code 2D utilisé : de gauche à droite sont représentées les coupes des segments n° 1, 8 et 15 d'un même faisceau. Contrairement aux deux autres, le segment 8 comprend le conducteur perturbateur. Sur ces trois sections, on vérifie bien que les conducteurs de la paire torsadée, identifiés par les chiffres 1 et 2, restent groupés.

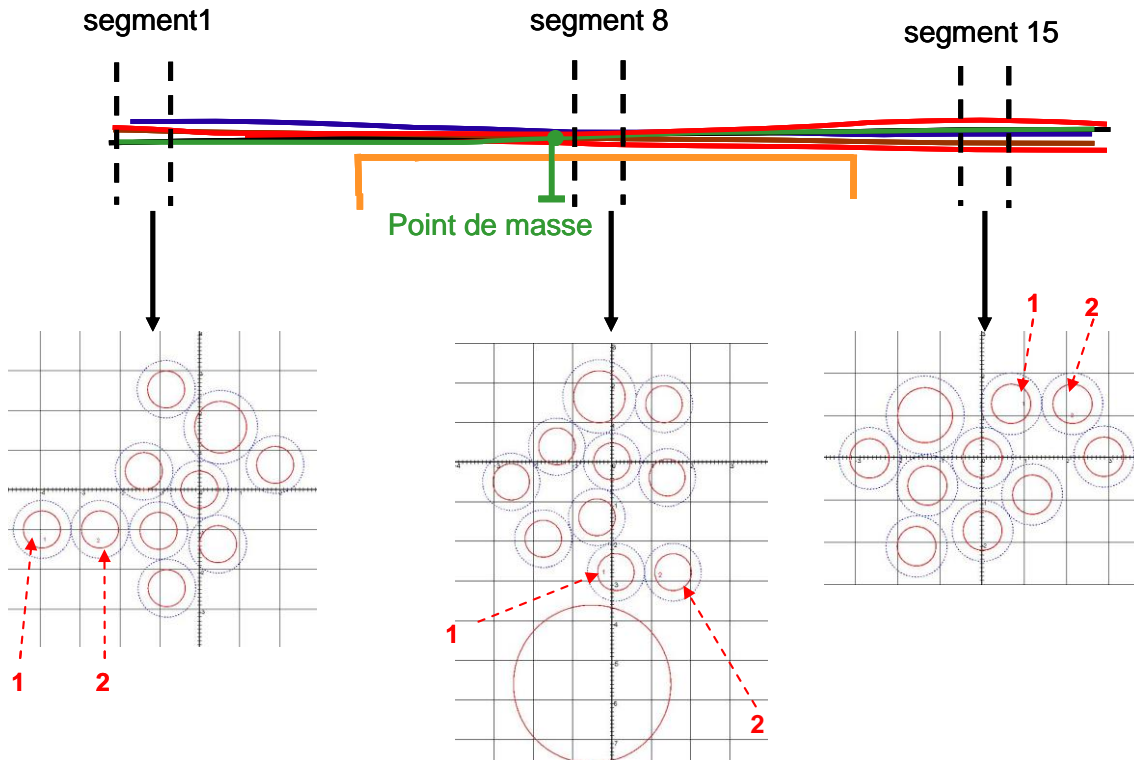


Figure V-18 : Différentes coupes du faisceau

Dans le cas du faisceau uniforme, 4 segments ont été générés, dont les longueurs ont été ajustées par rapport aux dimensions réelles du faisceau (voir V.3.4.).

V.3.3. Modélisation de la sonde de tension

La sonde de tension différentielle haute fréquence est présentée sur la Figure V-19. La confrontation des mesures et des simulations a montré qu'il était nécessaire de prendre en considération son taux de réjection de mode commun, que nous notons TRMC. Ainsi, pour pouvoir comparer mesure et simulation, nous devons modéliser le plus correctement possible la sonde.



Figure V-19 : Photo de la sonde et ses accessoires

Par définition, le TRMC d'un amplificateur différentiel est le rapport entre l'amplification du mode différentiel sur celui du mode commun. Dans notre cas, le rapport d'amplification est unitaire, si bien que la tension V_{mes} mesurée à la sortie de l'amplificateur est la somme de la tension différentielle V_{md} et de la partie de la tension de mode commun V_{mc} non rejetée par la sonde. Elle est donnée par la relation (V-8) :

$$V_{mes} = V_{md} + \frac{V_{mc}}{TRMC} \quad (V-8)$$

Nous avons mesuré le TRMC grâce à l'analyseur de réseaux. Le schéma du montage de mesure du TRMC est donné sur la Figure V-20. Conformément aux préconisations du fabricant, l'alimentation de l'analyseur est chargée sur 50Ω . Les deux ports de la sonde sont connectés au potentiel de l'âme du câble coaxial alimentant le montage, ce qui annule V_{md} .

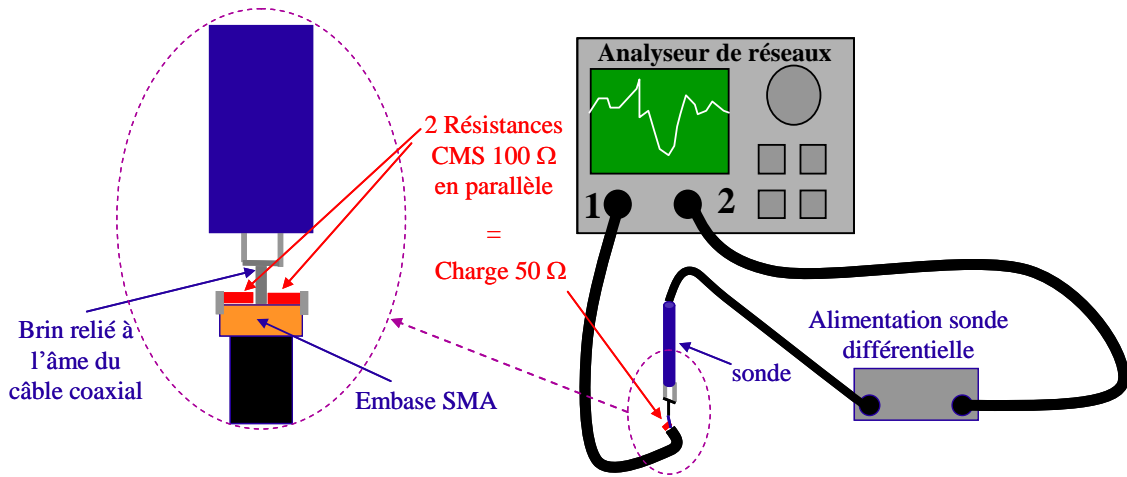


Figure V-20 : Montage utilisé pour mesurer le TRMC de la sonde

La Figure V-21 représente un schéma équivalent du montage. Les tensions V_{mc} et V_{mes} sont alors respectivement V_1 et V_2 apparaissant sur les ports 1 et 2.

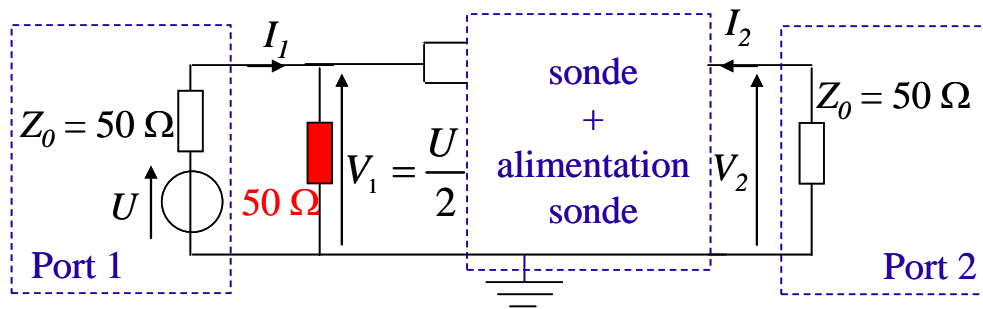


Figure V-21 : Schéma équivalent du montage de la Figure V-19

Le calcul (V-9) exprime le paramètre S_{21} mesuré, compte tenu de la relation (V-8) dans laquelle $V_{md} = 0$:

$$S_{21} = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{V_1 + Z_0 I_1} = \frac{2V_2}{U} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{mes}}{V_{mc}} = \frac{1}{TRMC} \quad (V-9)$$

Ainsi, dans ce montage, le TRMC est l'inverse du paramètre S_{21} . Les résultats de la mesure sont donnés sur la Figure V-22 en même temps que quatre valeurs garanties par le constructeur.

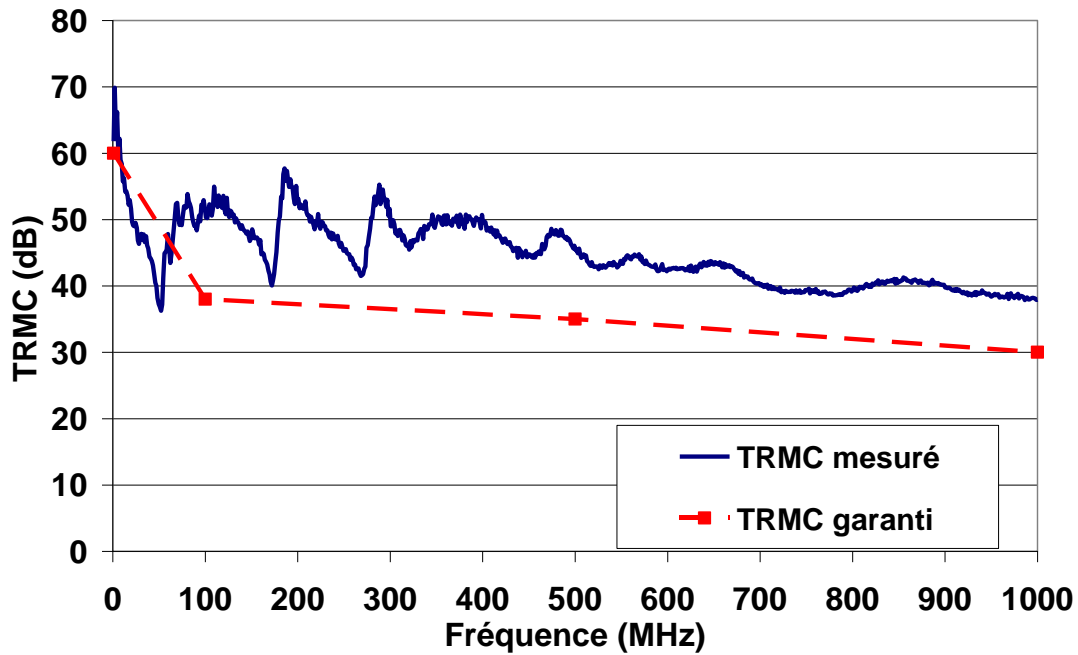


Figure V-22 : TRMC mesuré et points garantis

Afin de pouvoir tenir compte au mieux des effets apportés par la sonde dans la mesure, nous avons construit un modèle de sonde qui regroupe le modèle de l'impédance d'entrée donné par le fabricant et plusieurs blocs mis en évidence sur la Figure V-23. Deux sources de tensions commandées en tension de rapport 1 relèvent les tensions entre chacune des bornes de la sonde et la masse générale du banc de test. Un premier bloc fait la différence de ces deux tensions pour obtenir la tension différentielle V_{md} , et un deuxième bloc en fait la demi-somme, ce qui donne la tension de mode commun V_{mc} . Cette dernière est multipliée par $1/TRMC$ pour fournir la tension qui, additionnée à V_{md} donne V_{mes} , conformément à la relation (V-8).

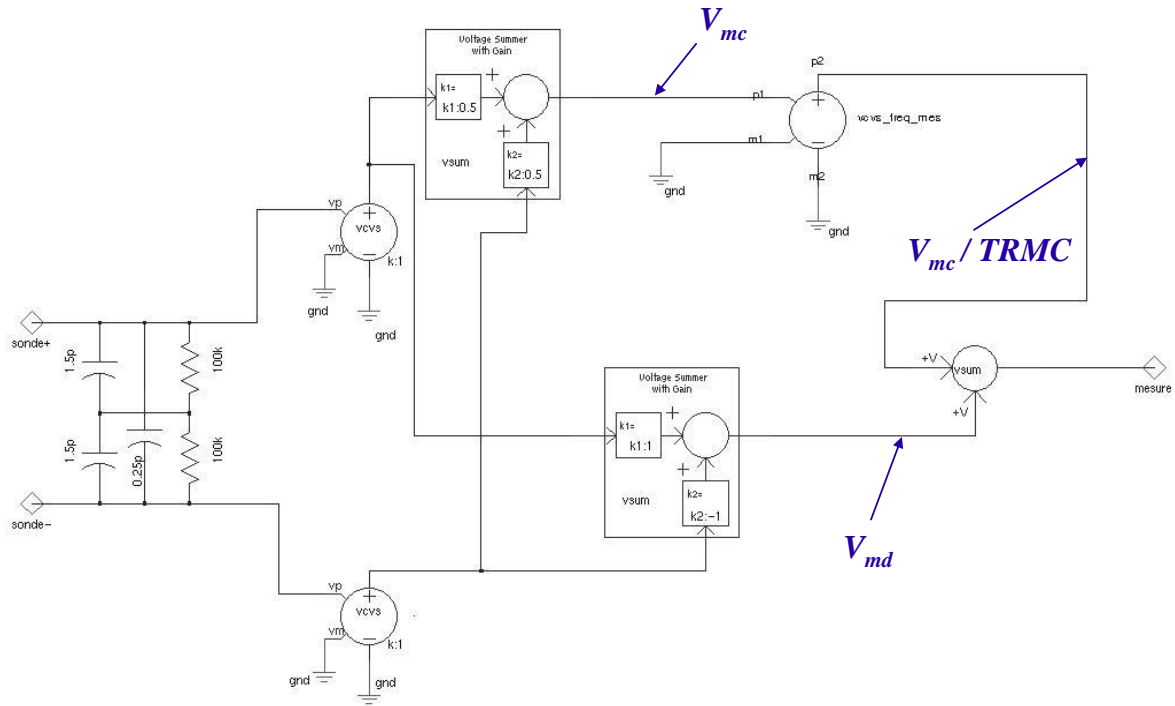


Figure V-23 : Modèle de la sonde de tension

V.3.4. Modélisation de la configuration

La Figure V-24 présente le schéma modélisant le cas du faisceau uniforme. On reconnaît le symbole de la Figure V-17 qui représente quatre lignes de transmission multiconducteurs uniformes, deux d'entre elles ont 10 conducteurs (faisceau seul) et les deux autres ont 11 conducteurs (faisceau et conducteur perturbateur). Comme cela a été expliqué plus haut, le conducteur de perturbation est alimenté par une source idéale de courant de 1 A.

Les deux équipements sont représentés par des modèles assemblés comprenant l'impédance d'interaction entre les masses des cartes et la référence générale de potentiel modélisée par le circuit RLC déjà évoqué plus haut. Les modèles locaux sont des modèles de type S1, S2, ou S4.

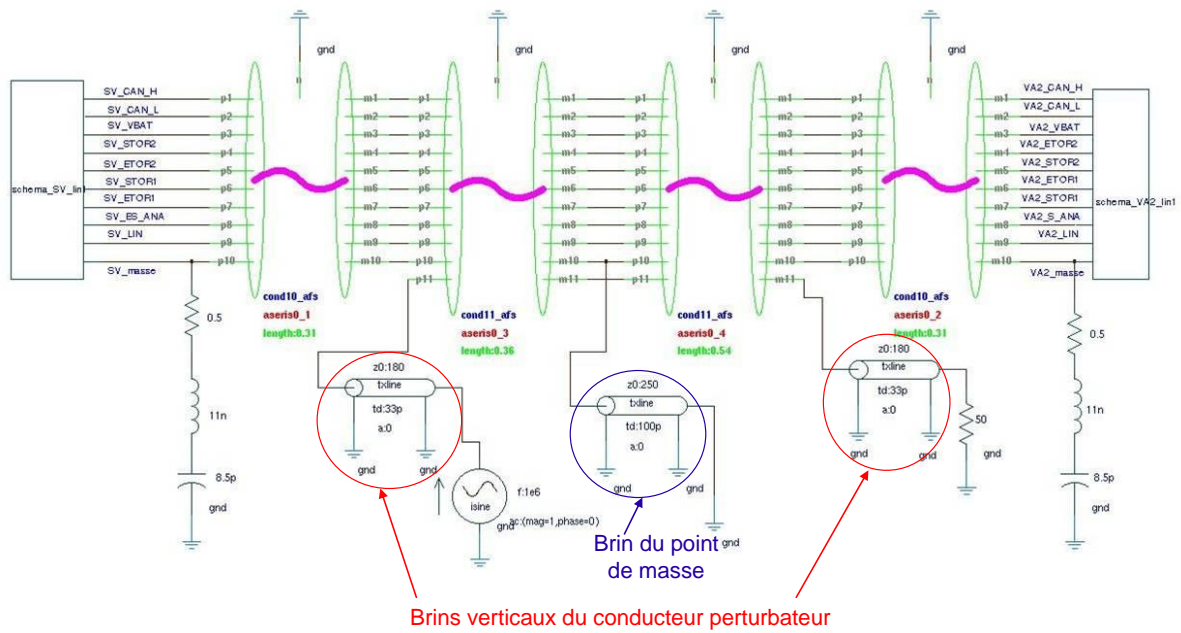


Figure V-24 : Schéma global de simulation ; cas du faisceau uniforme

Les brins verticaux du conducteur de perturbation sont modélisés comme des lignes de transmission de longueur égale à la hauteur de la ligne par rapport au plan de masse [DEGA 1, 2], à savoir 2 cm. Il en est de même pour le point de masse connecté à la référence générale.

V.3.5. Imperfection des modèles

Il est important de garder à l'esprit les aspects imparfaitement pris en compte dans les modèles mis en œuvre. Ces derniers ont été construits avec la préoccupation de leur applicabilité industrielle notamment en terme de temps. Ci-dessous sont rassemblées les principales sources d'incertitudes qui ont été négligées dans les modèles et dont on souhaite finalement évaluer globalement l'impact :

- Incertitudes liées aux modèles d'équipements :
 - L'interaction des pistes avec la référence générale, non prise en compte dans le modèle assemblé, en particulier dans le cas de la carte possédant un plan de masse partiel.

- La masse des cartes, supposée équipotentielle.
 - L'effet des coudes formés par les pistes, pris en compte de façon approximative, comme cela est dit plus haut
 - Les pertes liées aux pistes
 - Les modèles des composants, en particulier le filtre de mode commun.
 - Les connecteurs (dont les broches sont également coudées) non modélisés, mais assimilés à une portion de faisceau (cf. Annexe 1).
- Incertitudes liées au reste de la configuration :
 - Le modèle de la sonde de tension
 - Les pertes (ohmiques et diélectriques) du faisceau
 - La torsade non modélisée.
 - L'interaction entre les brins verticaux du conducteur perturbateur et le faisceau.
 - Les interactions entre le brin reliant le fil de masse au point de masse et le faisceau d'une part, et le conducteur perturbateur d'autre part.
 - La transition entre le faisceau et le connecteur, qui crée une discontinuité dans la structure du faisceau, comme le montre la Figure V-25.

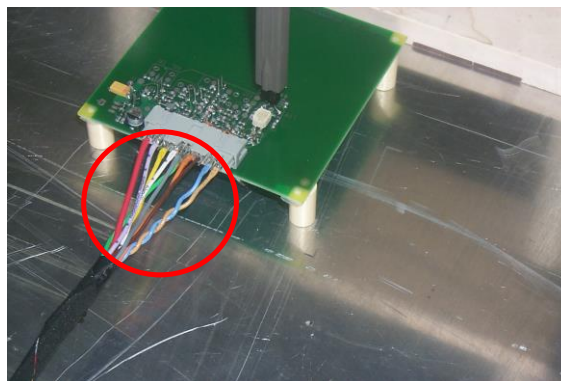


Figure V-25 : Transition à l'extrémité du faisceau

- Incertitudes liées à la méthode :

Des incertitudes sont liées à la correction des valeurs de tension mesurées par rapport au courant perturbateur injecté, sans oublier l'incertitude de ± 2 dB sur l'impédance de transfert de la sonde de courant ayant servi à le mesurer.

V.4. Résultats - confrontation des mesures et des simulations

V.4.1. Généralités sur les résultats

Nous avons réalisé la comparaison, fréquence par fréquence, des moyennes arithmétiques, et des maxima obtenus :

- entre les résultats de mesure et de simulation du modèle S4 auquel on a adjoint le modèle de la sonde ; cette comparaison a été faite pour les configurations A (cartes Siemens VDO et Valeo à plan de masse plein) et B (cartes Valeo, dont l'une possède une masse en grille, et l'autre un plan de masse plein).
- entre les résultats de simulation donnés par les modèles S1, S2 et S4 pour la configuration A.

Le modèle S3 n'a pas été utilisé, car seuls des décalages en fréquence différencieront les résultats qu'il produit par rapport aux courbes issues du modèle S4. La moyenne arithmétique est calculée à partir des valeurs linéaires, de la même manière que dans le Chapitre IV.

Soulignons l'importance du TRMC de la sonde de tension. Selon le signal et la bande de fréquence considérée, l'un ou l'autre des termes de l'équation (V-8) sera largement prépondérant sur l'autre, ou alors leur ordre de grandeur sera équivalent. Selon le cas, on obtiendra donc essentiellement la tension différentielle ou la partie de la tension de mode commun non rejetée par la sonde. A titre d'illustration, la Figure V-26 montre un signal pour lequel cette dernière tension est prépondérante avant 200 MHz, alors que c'est la tension différentielle qui l'est après 300 MHz. Ce signal est obtenu sur un exemplaire de l'échantillon des 30 faisceaux.

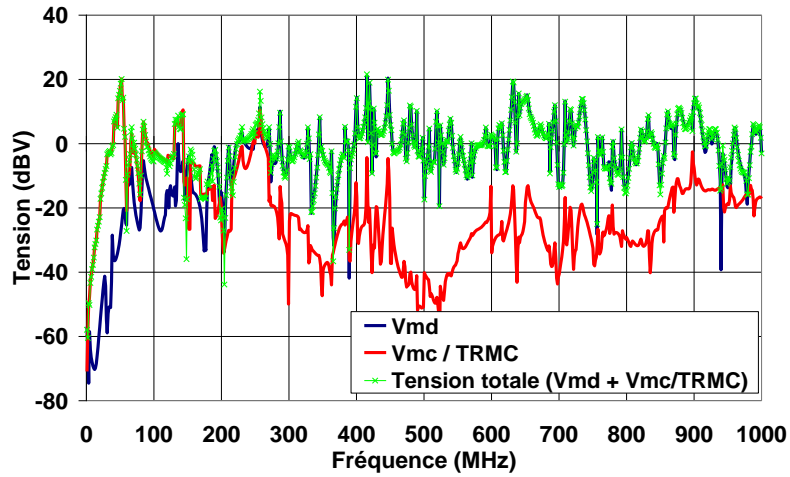


Figure V-26 : VBAT Siemens VDO (configuration A)

Les simulations ont également montré que sur les entrées numériques et sur l'entrée analogique, la tension de mode commun non rejetée est prépondérante sur toute la bande de fréquence comme le montre la Figure V-27. Le mode différentiel du signal est fortement atténué car sur les interfaces en question, une résistance de forte valeur (10 k Ω ou plus) est placée en série sur le trajet du signal, avant le point de mesure (voir Annexe 9).

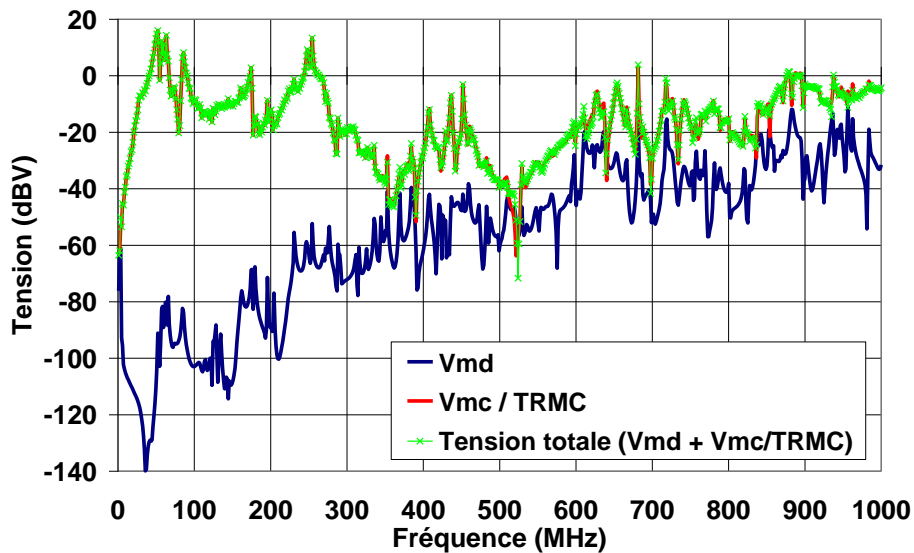


Figure V-27 : ETOR2 carte Valeo 1 (configuration B)

La première résonance obtenue autour de 50 MHz, sur la tension de mode commun non rejetée, comme parfois sur la tension de mode différentiel, correspond à la résonance quart d'onde du faisceau (dont la longueur avoisine 1,50 m).

V.4.2. Etude sur faisceaux uniforme et entrelacés : intérêt de l'analyse statistique des résultats

- Résultats de mesure et de simulation obtenus pour le faisceau uniforme :

Nous avons mesuré et simulé une configuration de faisceau uniforme afin d'évaluer la qualité de la correspondance qui peut être obtenue entre les courbes issues de la mesure et de la simulation dans ce cas.

La comparaison des résultats simulés et mesurés sur le faisceau uniforme montre une même allure générale des courbes, mais une comparaison fréquence à fréquence n'est pas judicieuse, pour toutes les raisons exposées en V.3.5, en plus du fait que le faisceau uniforme réel est non uniforme à ses extrémités (contrairement au modèle employé). L'exemple de la Figure V-28 vient étayer ce propos.

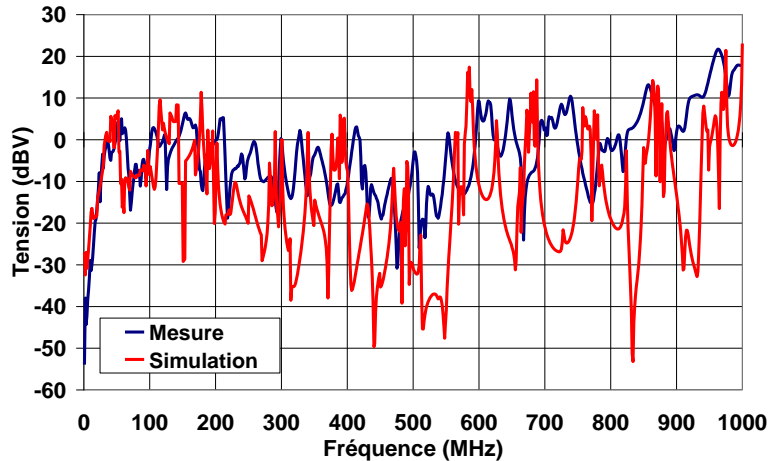


Figure V-28 : Comparaison mesure / simulation dans le cas du faisceau uniforme

L'utilisation d'un faisceau uniforme n'est donc pas très pertinente pour évaluer au mieux la qualité de nos modèles. A plus forte raison, comparer les résultats de mesure et de simulation sur un exemplaire particulier de faisceau entrelacé n'aurait pas plus de sens.

Ainsi, nous nous sommes orientés vers une exploitation statistique des mesures et des simulations à partir de l'échantillon de faisceaux entrelacés.

- Comparaison des résultats statistiques des faisceaux entrelacés et du faisceau uniforme :

Les nombreuses résonances et anti-résonances qui apparaissent sur le faisceau uniforme ou sur un exemplaire de faisceau se chevauchent après superposition des courbes de l'échantillon de faisceaux entrelacés. L'examen des courbes de moyenne et de maximum obtenues à partir de l'échantillon de faisceaux entrelacés permet de mieux représenter l'évolution fréquentielle du signal à laquelle on peut s'attendre globalement, ce qui prend bien en compte la variabilité du faisceau. La Figure V-29 illustre ce propos sur l'exemple d'un des signaux mesurés. Le même type de comportement peut être observé sur les résultats de simulation.

Toutefois, nous constatons que les courbes issues du cas du faisceau uniforme ont la même allure générale que celles de la moyenne et du maximum provenant de l'échantillon de faisceaux entrelacés. Pour la plupart des courbes, les maxima d'amplitude obtenus dans le cas du faisceau uniforme se situent globalement entre la moyenne et le maximum obtenus sur l'échantillon de faisceau entrelacés.

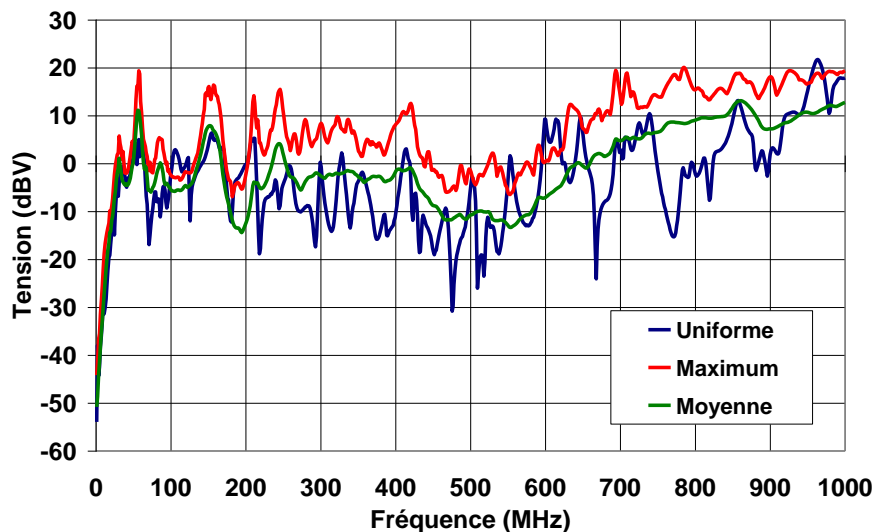


Figure V-29 : Comparaison des résultats de mesure donnés par le faisceau uniforme avec la moyenne et le maximum obtenus sur les faisceaux entrelacés

- Allure des courbes de maximum et de moyenne obtenues par simulation :

Comme nous le verrons par la suite, l'examen des résultats de simulation montre que les courbes sont d'allure relativement chaotique et saccadée en comparaison des courbes issues des mesures : de nombreuses résonances se traduisent par des raies assez fines qui se

succèdent sur toute la bande de fréquence. Cela est dû au fait que les modèles des faisceaux et des pistes sont sans pertes, et que l'enchaînement des tronçons de faisceaux dans le modèle se fait de manière discontinue, contrairement aux faisceaux réels. Cette caractéristique des courbes simulées se retrouve sur les maxima de l'échantillon. En revanche, les courbes représentant les moyennes des signaux sont beaucoup plus lisses, ce qui rend la comparaison avec la mesure plus commode. La Figure V-30 illustre ces propos.

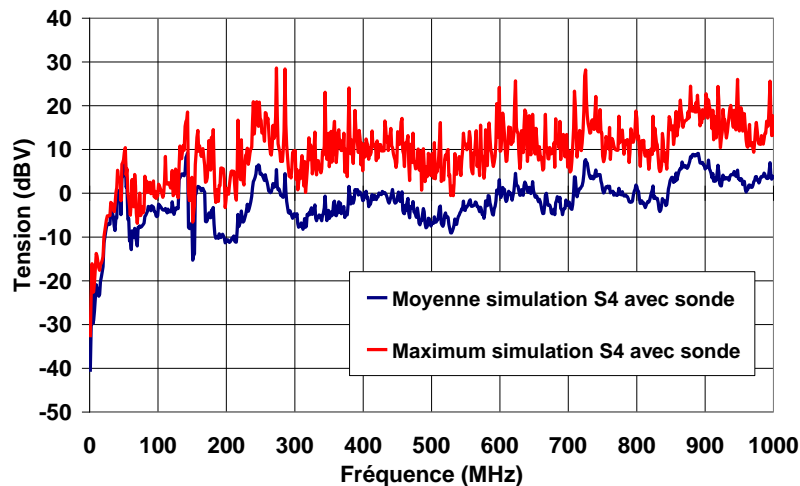


Figure V-30 : Comparaison maximum / moyenne obtenus par simulation

L'écart entre le maximum et la moyenne est typiquement :

- en mesure : de 5 à 10 dB en dessous de 200 MHz ; 10 dB après 200 MHz
- en simulation : de 5 à 10 dB en dessous de 200 MHz ; de 10 à 20 dB après 200 MHz

Effectivement, un rapport sur l'étude spécifique du traitement numérique des caractéristiques d'un faisceau automobile [RT5-07447] avait relevé une dispersion différente entre la simulation et la mesure en haute fréquence sur les paramètres S des faisceaux. Cette différence est entièrement imputable au modèle de faisceau, et non au modèle d'équipement.

En comparant les résultats de mesure et de simulation, on constate qu'il est globalement plus approprié de considérer la moyenne que le maximum dans les cas pour lesquels le plan de masse de la carte est plein. Dans ces dernier cas, les maxima issus des simulations surestiment souvent ceux qui sont issus des mesures.

Dans le cas de la carte dont la masse est en grille (carte 1 de la configuration B), nous verrons pourquoi les maxima issus de la simulation sont plus proches des maxima mesurés que ne le sont les moyennes correspondantes.

Tous les résultats statistiques des configurations A et B sont consignés dans l'Annexe 10.

V.4.3. Approche adoptée pour la comparaison simulation / mesure

Etant donné les différentes sources d'incertitudes énumérées en V.3.5, on ne peut raisonnablement s'attendre à une superposition parfaite des courbes issues de simulation et de mesure, comme c'est souvent le cas en CEM. C'est d'autant plus vrai quand il s'agit de données ayant subi un traitement statistique.

Dans ces conditions, l'appréciation de la plus ou moins bonne concordance des courbes doit tenir compte de cet aspect de manière qualitative ou quantitative. Par exemple, la méthode FSV (Feature Selective Validation) est une méthode quantitative développée pour comparer des données, en particulier des données issues de simulation et de mesure [DUFF 1, ANTO 2, ARCH 1, DROZ 1]. Dans cette technique, l'évaluation quantifie deux critères principaux : un critère d'amplitude (tendance, enveloppe des courbes) qui tient compte de variations lentes de signal sur la plage considérée, et un critère caractéristique, qui prend en compte les résonances souvent rencontrées en CEM. Nous n'avons pas mis en œuvre une telle approche quantitative, cependant la quantification numérique qui en ressort peut être interprétée de manière qualitative comme cela est expliqué dans les articles en question, en évaluant la ressemblance entre les courbes par une note globale de 1 à 6. L'article [ARCH 1] montre que l'appréciation qualitative globale d'un groupe d'experts et d'ingénieurs CEM concorde très bien avec le résultat de l'approche quantitative FSV. Le Tableau V-1 donne la correspondance entre notes et jugements qualitatifs.

Note	Résultat qualitatif
1	Excellent
2	Très bon
3	Bon
4	Moyen
5	Médiocre
6	Très médiocre

Tableau V-1 : Echelle de notes attribuées à la ressemblance entre les courbes

Pour évaluer nos résultats, nous nous appuyons sur le même type d'appréciation, en l'appliquant à notre problématique, c'est-à-dire en gardant à l'esprit que la simulation sert à évaluer un risque CEM. Dans ce contexte, c'est l'ordre de grandeur de l'amplitude des signaux qui importe : par exemple, un écart de 5 dB entre mesure et simulation n'est pas rédhibitoire, surtout en haute fréquence. Ainsi, le poids à accorder aux basses fréquences est plus élevé que pour les hautes fréquences. Dans nos cas de figure, la concordance mesure / simulation n'est jamais parfaite, c'est pourquoi la note 1 (excellent) n'a pas été attribuée.

V.4.4. Configuration A : cartes à plan de masse plein

Le Tableau V-2 rassemble les résultats des évaluations effectuées en comparant les maxima et les moyennes entre simulation et mesure, d'après les explications du paragraphe précédent. Les courbes correspondantes sont présentées en Annexe 10. Les meilleures concordances entre moyenne et maximum sont mises en évidence en gras. Ces résultats sont très prometteurs, puisque la concordance est globalement bonne, voire très bonne vis-à-vis de l'objectif d'estimation de risque. Ils viennent confirmer que la moyenne des signaux est plus appropriée que le maximum pour la plupart des signaux en question.

Carte 1 Siemens VDO masse pleine			Carte 2 Valeo masse pleine		
Signal	Moyenne	Maximum	Signal	Moyenne	Maximum
CAN	4	3	CAN	3	4
VBAT	2	3	VBAT	2	3
STOR2	4	4	ETOR1	4	3
ETOR2	4	3	STOR1	3	4
EANA	4	3	SANA	2	3
LIN	2	3	LIN	2	3
Moyenne signaux	3.3	3.2	Moyenne signaux	2.7	3.3

Tableau V-2 : Evaluations des résultats de la configuration A

Les signaux relatifs au CAN sont relativement entachés d'erreurs en partie à cause de la topologie des pistes, et pour la carte 1, du filtre de mode commun dont le modèle HF est mal connu.

On remarque que pour l'entrée analogique, et pour les entrées et sorties numériques, la concordance est moins bonne que pour les autres signaux. Comme cela est évoqué plus haut, des impédances qui présentent de fortes valeurs sur tout ou partie de la bande de fréquence sont interposées sur ces interfaces avant la sonde de mesure. Précisément, la simulation

suggère que la tension de mode commun non rejetée est bien supérieure à celle de mode différentiel sur la bande de fréquence considérée. A ces endroits, la mesure donne des amplitudes supérieures à celles données par la simulation, ce qui suggère que le mode commun est en réalité plus important que ne le produit le modèle assemblé d'équipement par la simulation.

A titre d'illustration, la Figure V-31 montre un des résultats les plus intéressants.

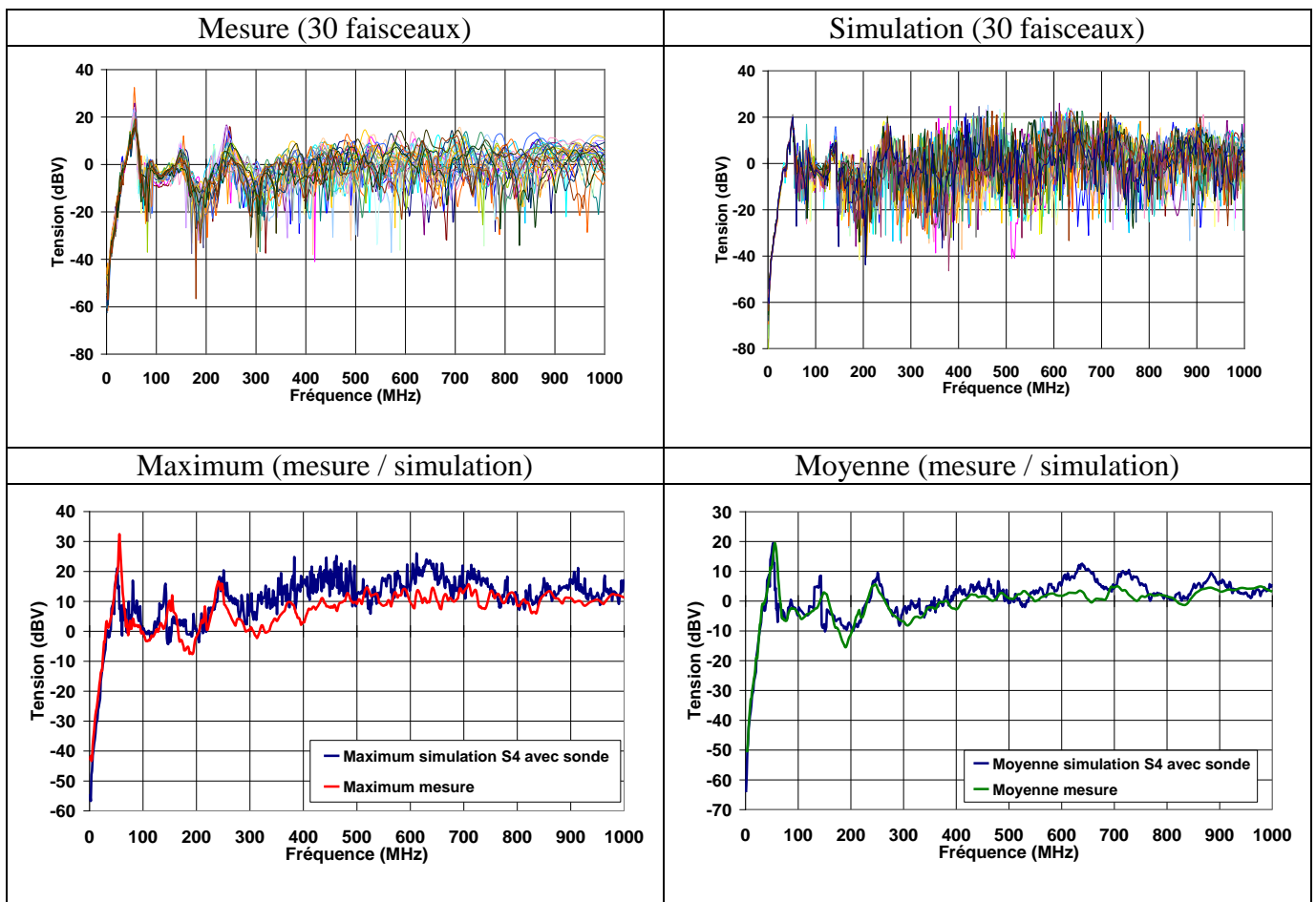


Figure V-31 : Résultats de mesure et de simulation pour VBAT carte 1 (Siemens)

V.4.5. Configuration B : masse partielle / masse pleine

De la même manière qu'au paragraphe précédent, le Tableau V-3 rassemble les résultats des évaluations de la configuration B pour laquelle la carte 1 possède une masse en grille.

Carte 1 Valeo masse en grille			Carte 2 Valeo masse pleine		
Signal	Moyenne	Maximum	Signal	Moyenne	Maximum
CAN	5	4	CAN	3	4
VBAT	3	2	VBAT	2	3
STOR2	4	3	ETOR1	4	3
ETOR2	5	4	STOR1	3	4
EANA	5	4	SANA	2	3
LIN	3	2	LIN	2	3
Moyenne signaux	4.2	3.2	Moyenne signaux	2.7	3.3

Tableau V-3 : Evaluations des résultats de la configuration B

Dans la configuration B, les résultats sont globalement différents entre les deux cartes. Les correspondances sont globalement moins bonnes pour la carte 1, dont la masse est en grille, que pour la carte 2, qui possède un plan de masse plein. Concernant ce dernier cas, les correspondances sont similaires à celles de la configuration A. La Figure V-32 donne l'exemple d'une concordance satisfaisante obtenue pour un signal de la carte 2.

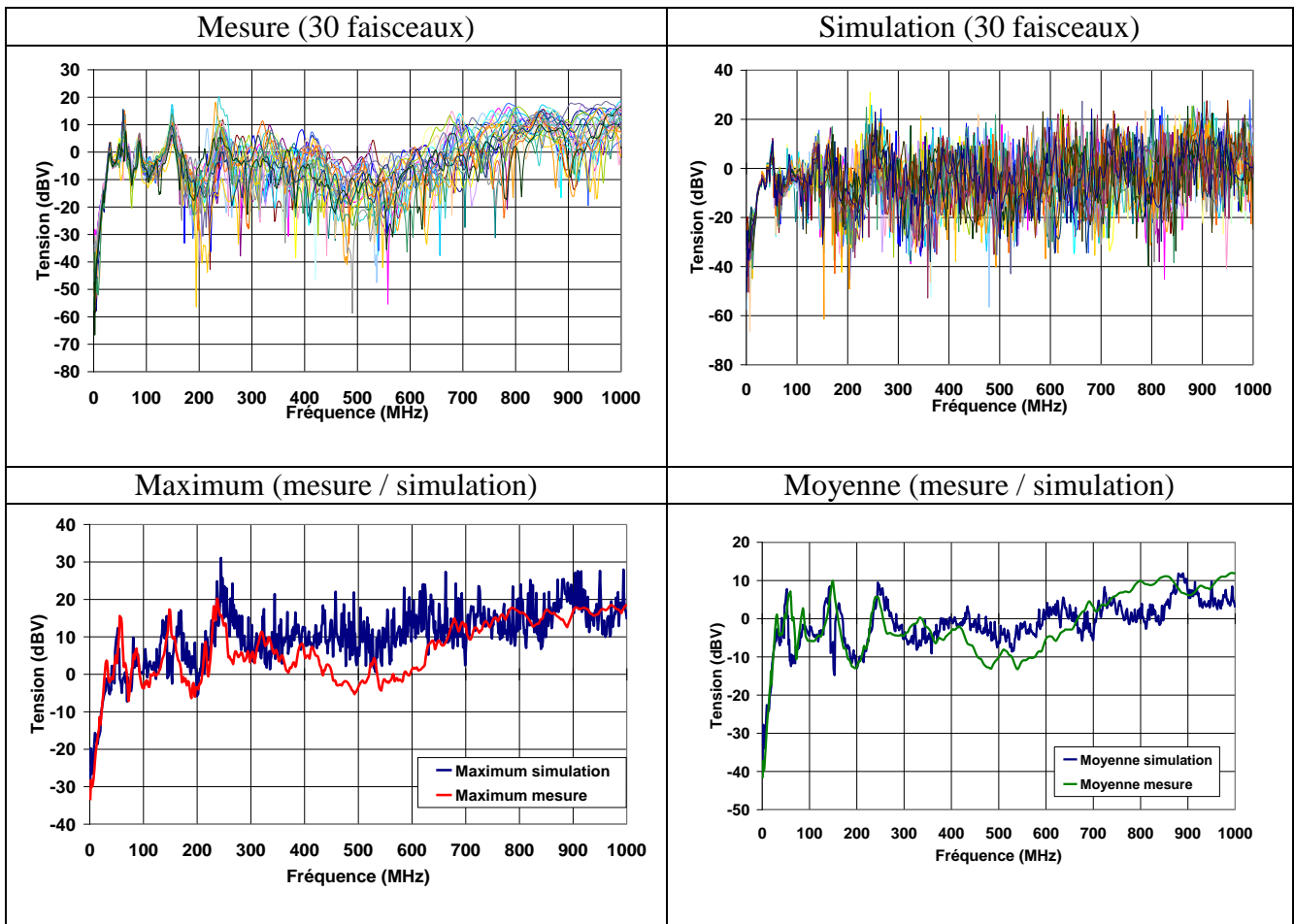


Figure V-32 : Résultats de mesure et de simulation pour VBAT carte 2 (masse pleine)

Dans le cas de la carte 1, les signaux issus des simulations ont globalement une amplitude inférieure à celle des signaux mesurés, en particulier ceux qui traduisent la moyenne. Comme l'écart entre moyenne et maximum est plus grand en simulation qu'en mesure, les maxima ont une meilleure correspondance entre eux que les moyennes sur cette configuration B, et cela pour tous les signaux, même ceux pour lesquels la tension de mode différentiel est donnée prédominante par la simulation.

Même sur les maxima, la simulation sous-estime encore la mesure. Les concepts d'impédance et d'admittance de transfert développés au Chapitre III permettent d'apporter un élément d'explication à ce fait. En effet, leurs valeurs ne sont plus tellement négligeables car la masse de la carte 1 n'est pas pleine. D'après les équations (III-1) écrites au Chapitre III, ces valeurs vont donc avoir pour effet d'ajouter des termes non négligeables aux tensions et aux courants obtenus par une modélisation complètement dissociée, qui est celle qui a été adoptée dans ces simulations.

La Figure V-33 donne l'exemple d'une concordance satisfaisante obtenue pour un signal de la carte 1.

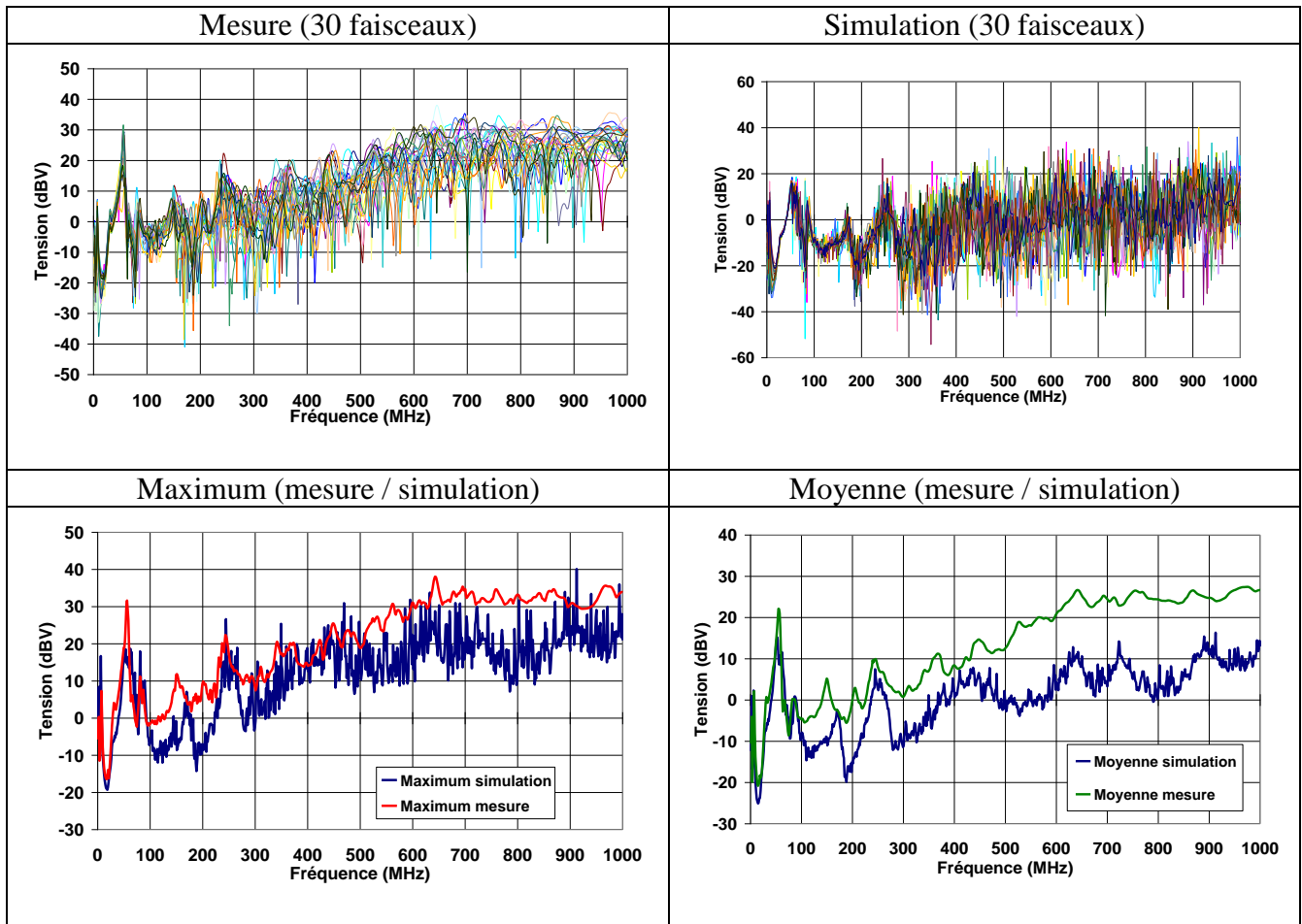


Figure V-33 : Résultats de mesure et de simulation pour LIN carte 1 (masse en grille)

V.5. Degré de précision des modèles d'équipement

Pour évaluer l'influence de la précision du modèle local d'équipement sur les résultats de simulation, des simulations sans sonde ont été effectuées sur la configuration A avec les modèles S1 (schéma électrique seul), S2 (modèle S1 incluant un modèle HF des composants), S4 (modèle S2 complété par les pistes). Le modèle S4, qui donne de bons résultats comme nous l'avons vu en V.4.4, a été choisi comme référence à laquelle on a donc comparé les modèles S1 et S2.

Le modèle S1, reprenant uniquement le schéma électrique, est en général très inadapté, sauf dans le cas particulier où la charge placée sur le circuit est de valeur basse et proche de l'impédance caractéristique des pistes. La concordance de S1 avec S4 n'a en général lieu que jusque 100 MHz, voire 200 MHz pour le LIN, ou exceptionnellement 300 MHz dans le cas du CAN. La Figure V-34 montre un exemple où il n'y a pas de concordance entre les signaux.

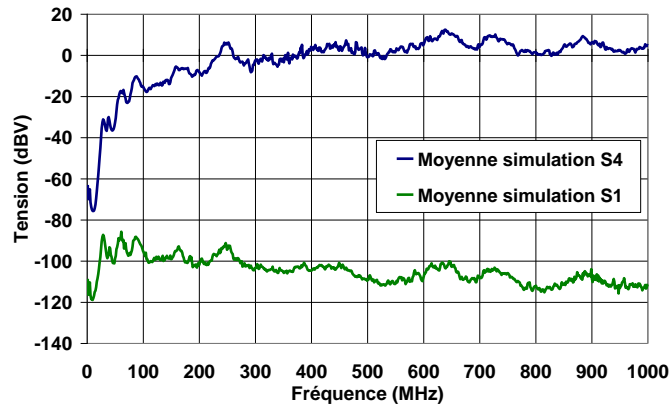
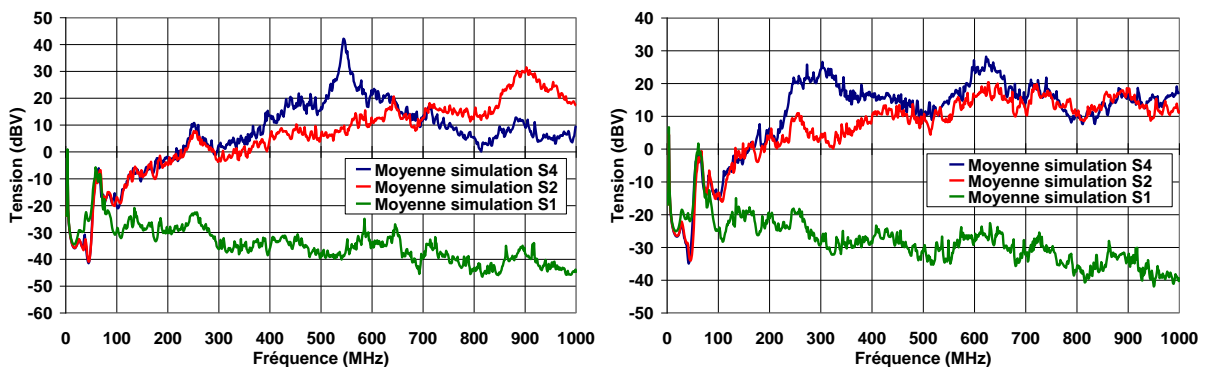


Figure V-34 : Comparaison de S1 et S4 pour VBAT Siemens VDO

La comparaison des résultats des modèles S2 et S4 aboutit à des conclusions similaires à celles du Chapitre IV : l'effet des pistes est visible. La Figure V-35 montre que les pistes produisent un décalage de fréquences de résonance tout en conservant leur amplitude dans certains cas, et dans d'autres, ces effets sont plus accentués. Dans tous les cas, le modèle S2 donne un ordre de grandeur relativement acceptable du résultat fourni par S4, contrairement à S1 : cela signifie que les éléments parasites des composants constituent des paramètres critiques à prendre en compte, dont l'effet joue un rôle prééminent sur celui des pistes. De plus, S2 n'est pas trop compliqué à construire, car une fois que le schéma électrique (S1) est connu, les éléments parasites à rajouter ont des valeurs typiques. Si l'on souhaite vraiment obtenir plus de précision alors que S4 n'est pas connu, le modèle S3 pourrait être utilisé avec profit en faisant des estimations sur les longueurs de pistes.



**Figure V-35 : Comparaison de S1, S2 et S4
(gauche : STOR 2 Siemens VDO ; droite : STOR 1 Valeo)**

V.6. Conclusions

Pour tester la démarche de modélisation dissociée des équipements électroniques automobiles, et évaluer le degré de confiance à accorder aux modèles de simulation, nous nous sommes appuyés sur une configuration et un contexte représentatifs d'un cas industriel, en faisant appel à deux équipementiers. Ces derniers ont joué le rôle qui est le leur lors du déroulement d'un projet, en assurant la conception et la réalisation des équipements. De plus, selon la démarche de modélisation proposée dans ce mémoire pour évaluer un risque en avance de phase des projets, ils ont fourni les schémas d'interface, et certains modèles de composants. En particulier, ils ont proposé des modèles linéaires équivalents aux composants non linéaires.

Conformément à la problématique de ces travaux se focalisant sur les perturbations conduites, le faisceau reliant les deux équipements mis en jeu a été perturbé par diaphonie. Comme les modèles de faisceaux peuvent prendre en compte leur variabilité, une approche statistique a été menée en utilisant un échantillon de 30 faisceaux. Cela constitue une démarche pertinente dans le traitement d'un tel type de cas industriel.

La comparaison entre les résultats de mesure et de simulation montre une bonne, voire très bonne concordance globale dans le cas des circuits à plan de masse plein, lorsque l'on observe surtout la moyenne obtenue sur l'échantillon de faisceaux. Cette concordance est moins bonne dans le cas du circuit à plan de masse en grille, mais elle reste acceptable si l'on considère le maximum obtenu sur l'échantillon de faisceaux, au lieu de la moyenne. En effet, le modèle de faisceau produit une dispersion différente de celle obtenue en mesure. Cela met tout de même en évidence une limitation de la validité du modèle assemblé dans le cas d'une masse partielle. En effet, il produit des signaux d'amplitude globalement plus faible que les signaux réellement mesurables.

En définitive, ce cas test a démontré le bon, voire le très bon niveau de confiance que l'on peut avoir dans la simulation, et dans la modélisation dissociée des équipements électroniques. Ce résultat a été obtenu sans tenir compte des pertes dans le faisceau et dans les pistes des circuits. Dans cette configuration réaliste, c'est donc surtout l'amortissement dû aux charges qui intervient dans l'amplitude des signaux.

Différents modèles dépendant du stade de développement de l'équipement ont été évalués : le schéma électrique seul, auquel on ajoute ensuite les éléments parasites des composants (modèles HF des composants), auxquels on ajoute enfin une longueur approximative des pistes lorsque le routage est connu. L'intérêt de la simulation est maximum lorsque le meilleur compromis est atteint entre avance de phase et confiance dans les résultats. Le meilleur compromis serait alors un modèle comprenant un modèle HF des composants ainsi qu'une estimation des longueurs de pistes prévisibles avant le routage du circuit.

Une partie du travail présenté dans ce chapitre a fait l'objet de plusieurs communications :

- au colloque 2EMC à Rouen en septembre 2005 [EGOT 3].
- au 13^{ème} colloque international sur la Compatibilité Electromagnétique à Saint-Malo d'avril 2006 [EGOT 4] (résumé accepté).
- au colloque EMC Europe à Barcelone de septembre 2006 [EGOT 5] (papier soumis)

Conclusion générale

Cette thèse a permis de proposer et de justifier une méthodologie de modélisation CEM des équipements électroniques montés dans un véhicule. Cette méthodologie prend en compte les principales contraintes industrielles, à savoir le rôle d'intégrateur joué par le constructeur automobile et la nécessité de disposer de modèles de simulation dans les phases amont de la conception d'un véhicule, à savoir avant le stade prototype des équipements. Par conséquent, nous avons privilégié l'utilisation de données issues des schématiques électriques des équipements. Rappelons que nous n'avons considéré que les perturbations conduites par les faisceaux vers les équipements, vus comme des charges d'extrémité dans le cadre de la théorie des lignes de transmission. L'étude a prouvé la faisabilité de l'estimation d'un risque CEM en séparant le modèle d'équipement en deux parties dont la frontière est la référence de masse de la carte électronique.

La première partie du modèle d'équipement consiste à caractériser l'impédance d'interaction entre la masse du circuit imprimé et la caisse du véhicule. Cette évaluation peut très bien être effectuée par l'intégrateur en avance de phase, en s'appuyant sur la maquette numérique et les dimensions extérieures de la carte électronique, que son plan de masse soit plein ou partiel. Pour s'en convaincre, nous avons développé une méthode mixte qui combine des données de mesure et un modèle numérique du banc de mesure. Elle a permis de montrer expérimentalement que la masse partielle d'un circuit imprimé présentait la même impédance d'interaction avec la référence générale de masse qu'un plan de masse plein de mêmes dimensions extérieures.

La deuxième partie du modèle d'équipement consiste à modéliser le circuit par rapport à la masse de la carte, indépendamment de l'environnement métallique du véhicule. Cette caractérisation correspond mieux aux attributions de l'équipementier. En considérant les observables courants et tensions sur le circuit imprimé, et ce pour des distances réalistes du circuit imprimé par rapport à la caisse du véhicule, nous avons montré sur des cas simples que la dissociation du modèle en deux parties était suffisamment pertinente. Cette conclusion semble produire plus d'incertitudes à l'interface entre équipement et faisceau qu'au niveau des composants situés au bout des pistes de la carte de circuit imprimé. C'est justement au niveau des composants que doit se faire l'estimation du risque CEM vis-à-vis de critères de susceptibilité.

Par ailleurs, nous avons également fait intervenir la variabilité des faisceaux de câbles et nous avons montré que son effet était indépendant de celui des pistes du circuit imprimé, et ce sur un échantillon statistiquement significatif de faisceaux. En effet, cette variabilité ne masque pas la contribution des pistes qui apparaît après une fréquence spécifique reliée à la topologie des pistes.

Enfin, nous avons évalué la démarche proposée sur un cas réaliste de sous-système électronique automobile mettant en jeu deux équipements reliés entre eux par un faisceau. Pour assurer la représentativité industrielle de la configuration, ces équipements ont été conçus et réalisés par deux équipementiers, et un échantillon de 30 faisceaux différents a été utilisé. La concordance très satisfaisante entre mesure et simulation jusqu'à 1 GHz démontre la faisabilité industrielle de la méthodologie et le très bon niveau de confiance à accorder à ce type de modèle de simulation. Ces conclusions ont été obtenues sur un système linéaire et sans prendre en compte les pertes dans les câbles et dans les pistes. Le modèle d'équipement le plus efficace en avance de phase dans la conception prendrait en compte le modèle haute fréquence des composants ainsi qu'une estimation des longueurs de pistes. Néanmoins, il convient de garder à l'esprit qu'un circuit possédant une masse partielle aura tendance à produire des niveaux de tension globalement plus élevés que ceux donnés par un modèle construit en deux parties.

Les travaux passés avaient permis aux constructeurs de pouvoir prendre en compte les faisceaux et éventuellement le couplage d'un champ rayonné sur ces derniers. Notre démarche d'intégration des charges vis-à-vis de perturbations conduites par les faisceaux contribue à pouvoir maintenant accomplir des simulations CEM de l'architecture électrique et électronique d'un véhicule. Dans le déroulement des projets véhicules, cette approche pourra non seulement être utilisée pour évaluer des valeurs absolues de tension, mais aussi des variations relatives de tension : nous pourrions envisager d'estimer par simulation l'effet produit par une modification de composants sur un équipement électronique.

En outre, il conviendrait d'étendre l'intégration des composants aux charges non linéaires dans les modèles d'équipements, et de voir quelle approche adéquate pourrait être utilisée pour traiter efficacement ce type de problème. Il serait également intéressant d'examiner ce que produirait un champ rayonné couplé directement sur les équipements électroniques automobiles ou de considérer le rayonnement de tels équipements. Cependant, cette problématique relèverait a priori plus de l'équipementier que de l'intégrateur.

ANNEXES

ANNEXE 1

Effet apporté par un connecteur automobile

Nous avons évalué par la mesure l'effet d'un connecteur automobile de 2 cm de longueur interposé entre une ligne bifilaire constituée de deux tiges dépourvues de gaine diélectrique et un circuit imprimé sur lequel une résistance CMS de 1 k Ω est soudée. La Figure A1-1 montre la configuration de mesure, qui reprend celle du banc de mesure exposé dans le Chapitre II.

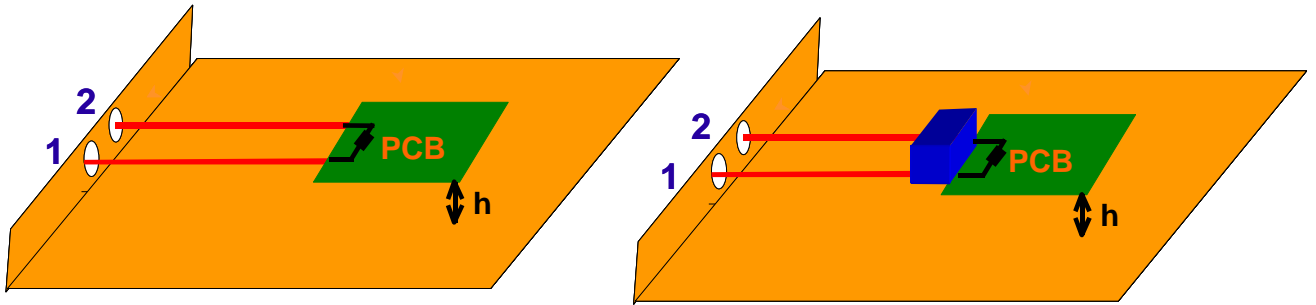


Figure A1-1 : Configurations de mesure avec et sans connecteur

Nous avons mesuré les paramètres S en amont du banc de mesure ; en plus de celui du circuit, ils comprennent donc l'effet de la ligne bifilaire ainsi que celui du connecteur automobile dans l'un des deux cas.

Les allures de paramètres S obtenues avec ou sans connecteur sont les mêmes, sauf que le connecteur automobile induit un léger décalage des courbes vers les fréquences plus basses, ce qui correspond globalement à une plus grande longueur de ligne. Ce décalage croît proportionnellement avec la fréquence. La Figure A1-2 montre l'exemple du paramètre S22 mesuré avec et sans connecteur.

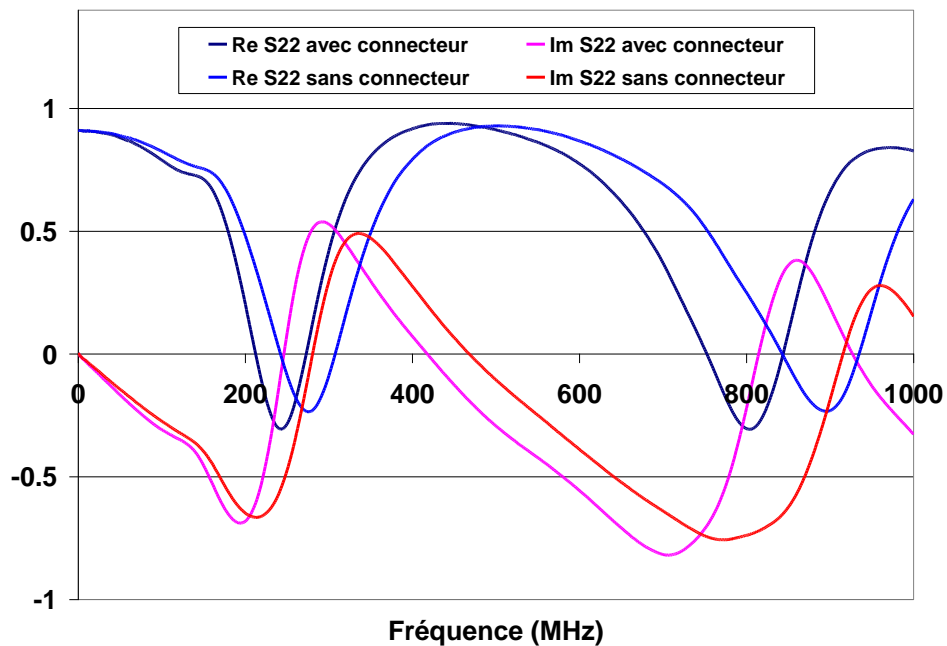


Figure A1-2 : Paramètre S22 mesuré avec ou sans connecteur

Nous avons ensuite opéré un décalage en fréquence proportionnel à la fréquence sur les paramètres S mesurés avec connecteur. Le facteur de proportionnalité appliqué correspond au rapport des longueurs totales de ligne avec et sans connecteur (respectivement 20 cm et 18 cm), soit 10/9. Cela suppose que les constantes de propagation sont quasiment les mêmes le long de la ligne formée des tiges seules ainsi que le long de la portion de ligne formée par le connecteur.

La Figure A1-3 montre l'exemple des parties réelles et imaginaires du paramètre S22 mesuré sans connecteur, ainsi que celles obtenues après le décalage en fréquence sur les mesures avec connecteur. La bonne concordance des résultats tend donc à montrer qu'en première approximation, le diélectrique du connecteur n'a pas grande influence jusqu'à 1 GHz.

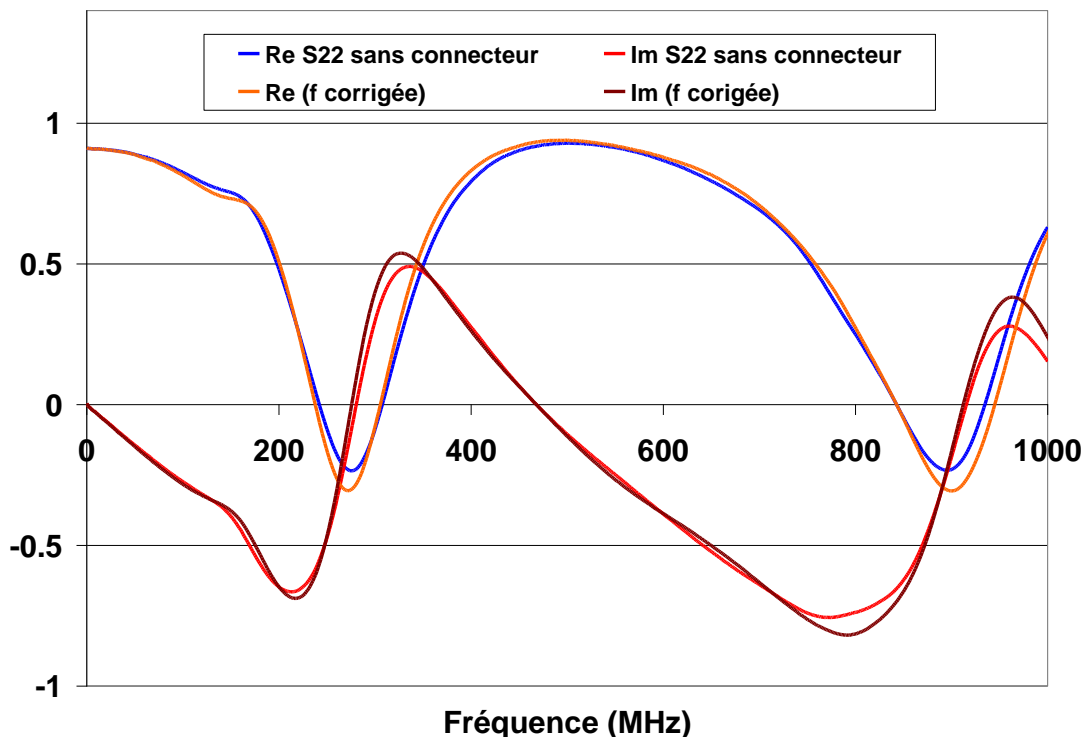


Figure A1-3 : Paramètre S22 sans connecteur et paramètre S22 obtenu après décalage en fréquence des mesures avec connecteur

En première approximation, nous pouvons donc assimiler un connecteur automobile à une petite portion de ligne prolongeant le faisceau, lui-même modélisé par une ligne de transmission multiconducteur.

ANNEXE 2

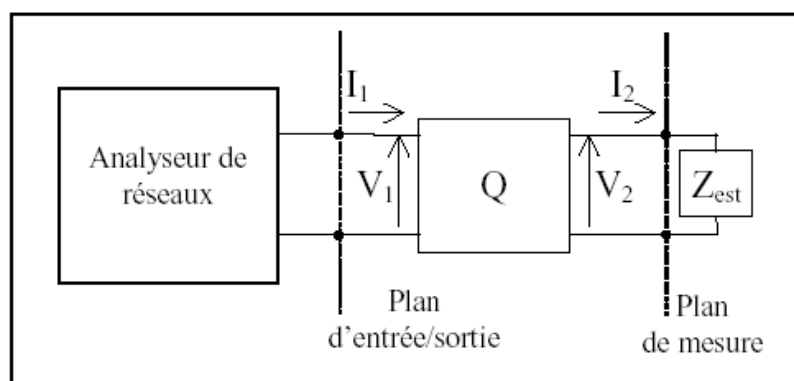
Mesures d'impédances à l'analyseur de réseaux

A2.1. Principe de calibrage de l'analyseur de réseaux

Considérons le cas d'une mesure en réflexion utilisant un des deux ports de l'analyseur de réseaux.

Le calibrage est un procédé qui permet de s'affranchir des erreurs de mesure systématiques (pour une configuration de mesure donnée) générées par ce qui intervient entre l'appareil de mesure et l'objet mesuré. Le calibrage définit le plan de référence pour lequel la précision de mesure est optimisée.

Le principe de calibrage de l'analyseur de réseaux en réflexion, pour les mesures d'impédances sur un port, est bien expliqué dans la thèse de N. Ribière-Tharaud [RIBI 1, 2]. Le modèle d'erreurs systématiques utilisé est représenté sur la Figure A2-1 par un quadripôle d'erreur qui s'intercale entre le plan d'entrée / sortie de l'analyseur de réseaux (vu comme une référence absolue de mesure) et le plan de la mesure.



**Figure A2-1 : Modèle d'erreur sous forme de quadripôle ;
mesure d'impédance sur un port**

L'analyseur de réseaux utilisé sur un port déduit les impédances à partir de la mesure du coefficient de réflexion complexe Γ , dont le module ρ est inférieur ou égal à 1. Les charges du kit de calibrage sont constituées d'une charge proche d'un court-circuit ($\Gamma = -1$), une d'un circuit ouvert ($\Gamma = 1$), et la troisième d'une charge adaptée ($\Gamma = 0$) à l'impédance caractéristique de référence Z_c (souvent 50Ω).

Bien que les trois terminaisons soient indispensables pour le calibrage, l'impédance de la charge adaptée est particulièrement importante pour un calibrage précis et a une grande influence sur la précision de mesure résultante. L'incertitude sur la phase de cette charge augmente avec la fréquence et devient un facteur d'erreur considérable particulièrement pour des mesures de composants à fort facteur de qualité en haute fréquence.

La valeur de l'impédance sous test cherchée est déduite des valeurs de 7 impédances : l'impédance, vue du plan d'entrée / sortie de l'analyseur, des charges du kit de calibrage et de cette même charge sous test placées dans le plan de mesure (ou plan de calibrage), et des

valeurs connues des charges du kit. La démarche employée par N. Ribière-Tharaud aboutit à l'expression de l'impédance sous test, qui est retranscrite par la relation (A2-1) :

$$Z_{est} = \frac{Z_o Z_s (Z_{xm} - Z_{stdm})(Z_{sm} - Z_{om}) + Z_o Z_{std} (Z_{xm} - Z_{sm})(Z_{om} - Z_{stdm}) + Z_{std} Z_s (Z_{xm} - Z_{om})(Z_{stdm} - Z_{sm})}{Z_{std} (Z_{xm} - Z_{stdm})(Z_{om} - Z_{sm}) + Z_s (Z_{xm} - Z_{sm})(Z_{stdm} - Z_{om}) + Z_o (Z_{xm} - Z_{om})(Z_{sm} - Z_{stdm})}$$

(A2-1)

où :

- Z_{est} est l'impédance cherchée (impédance d'entrée de l'équipement testé)
- Z_s est l'impédance du court-circuit (valeur vraie)
- Z_o est l'impédance du circuit ouvert (valeur vraie)
- Z_{std} est l'impédance de la charge (valeur vraie)
- Z_{xm} est l'impédance de l'équipement sous test mesurée sans calibrage
- Z_{sm} est l'impédance du court-circuit mesurée sans calibrage
- Z_{om} l'impédance du circuit ouvert mesurée sans calibrage
- Z_{stdm} l'impédance de la charge mesurée sans calibrage

D'une manière générale, les charges de calibrage sont définies par un modèle mathématique, et elles sont rangées en « classes standards », ce qui correspond aux modèles d'erreur utilisés par l'analyseur [AGIL 1].

Le circuit ouvert est généralement décrit par sa capacité parasite C, dont le modèle mathématique est une fonction polynomiale de la fréquence f, selon l'équation (A2-2) :

$$C = C_0 + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3$$

(A2-2)

Les unités des coefficients sont exprimées comme suit : C_0 (10^{-15} F), C_1 (10^{-27} F/Hz), C_2 (10^{-36} F/Hz²), C_3 (10^{-45} F/Hz³).

De même, le court-circuit, s'il n'est pas assimilé à une charge parfaite de 0 Ω, peut être décrit par son inductance parasite L, fonction polynomiale de f, selon l'équation (A2-3) :

$$L = L_0 + L_1 f + L_2 f^2 + L_3 f^3$$

(A2-3)

Les unités des constantes sont exprimées comme suit : L_0 (nH ou pH), L_1 (10^{-24} H/Hz), L_2 (10^{-33} H/Hz²), L_3 (10^{-42} H/Hz³).

La charge de 50 Ω est le plus souvent modélisée par une constante (50 Ω) sur toute la bande de fréquence d'étude.

En outre, la définition des charges de calibrage comprend aussi la donnée de trois décalages appelés *offsets* correspondant à la longueur de ligne entre le plan de calibrage proprement dit (intérieur au connecteur coaxial comme le montre la Figure A2-2) et le modèle de charge standard applicable explicité ci-dessus :

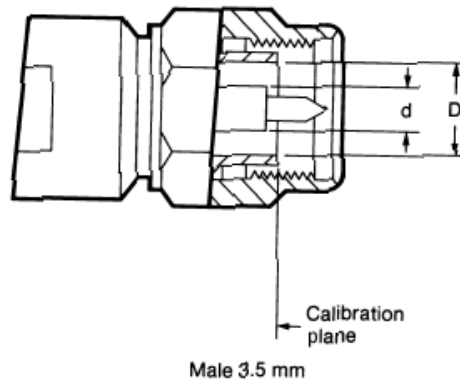


Figure A2-2 : Connecteur SMA mâle et plan de calibrage correspondant

- offset delay : retard additionnel introduit (en ps)

NB : certains analyseurs de réseaux utilisent ce paramètre pour modéliser L_0 selon la formule suivante :

$$L_0(pH) = \text{Offset delay}(ps) \times Z_0(\Omega)$$

- offset Z_0 : impédance caractéristique de la transition (en Ω)
- offset loss : pertes unidirectionnelles par effet de peau (en $\Omega / \square ns$)

A2. 2. Incertitudes liées au kit de calibrage

Lors de nos mesures, les valeurs de charges constituant les kits spécifiques utilisés ne sont pas connues. De plus, elles sont difficilement mesurables en ce qui concerne le circuit ouvert et le court-circuit (voire pour la charge mise pour 50Ω). Le calibrage a été fait en utilisant comme valeurs correctives celles d'un même kit Agilent (85033C) préenregistré dans l'analyseur de réseaux, kit que l'on nommera « kit correcteur ».

Illustrons ce qu'un kit de calibrage inapproprié peut entraîner sur la mesure d'impédances. Ne connaissant pas réellement les valeurs du kit utilisé, on va illustrer l'erreur potentiellement commise en se basant sur deux kits concrets. Leurs principales caractéristiques pour la bande fréquentielle explorée, sont dans le Tableau A2-1.

	Kit correcteur	Kit utilisé
<i>Nom</i>	Agilent 85033C	Agilent 85052D
C_0	53 fF	49.433 fF
C_1	150.10^{-27} F / Hz	$-310,13.10^{-27}$ F / Hz
<i>Open offset delay</i>	14,491 ps	29,243 ps
L_0	834,75 pH	2,08 pH
L_1	-	$-108,54.10^{-24}$ H / Hz
<i>Short offset delay</i>	-	31,785 ps
<i>Load</i>	50Ω	50Ω

Tableau A2-1 : Principales caractéristiques de deux kits de calibrage

On simule le résultat donné par l'analyseur de réseaux par le calcul. Pour cela, la relation utilisée est la relation (A2-1).

On a choisi comme quadripôle d'erreur entre le plan de référence de l'analyseur et le plan de calibration une ligne de transmission à pertes, dont les caractéristiques sont choisies arbitrairement, puisque le calcul montre que l'erreur commise ne dépend pas desdites caractéristiques.

Dans notre calcul, les charges de calibration indiquées par la lettre m dans la relation (A2-1) (Z_{om} , Z_{sm} , Z_{stdm}) correspondent aux impédances du kit *utilisé* ramenées par la ligne de transmission. Les charges de calibration Z_o , Z_s , Z_{std} correspondent quant à elles aux valeurs du kit *correcteur*. Le calcul permet ainsi d'obtenir l'impédance affichée par l'analyseur lorsque le kit utilisé n'est pas le kit demandé pour la correction des mesures.

La Figure A2-3 compare, sans et avec erreur de kit de calibration, les composantes de l'impédance d'une résistance de valeur nominale 1 k Ω .

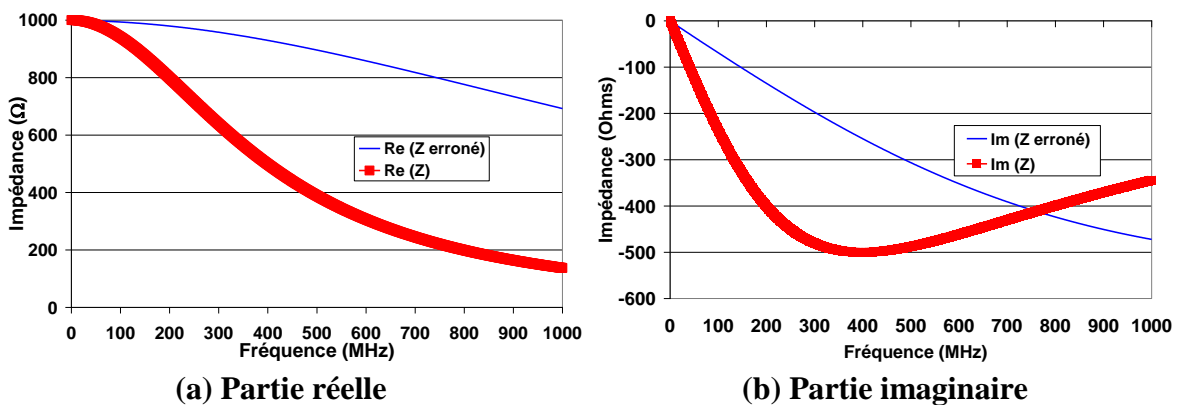


Figure A2-3 : Illustration par le calcul de l'effet d'un calibrage inapproprié

La Figure A2-4 illustre l'erreur commise sur la mesure de faible valeurs d'impédance, en l'occurrence ici une inductance de 1 nH, avec les définitions des kits du Tableau A2-2. Elle est vue comme une inductance (comportant une partie active) de 235 pH.

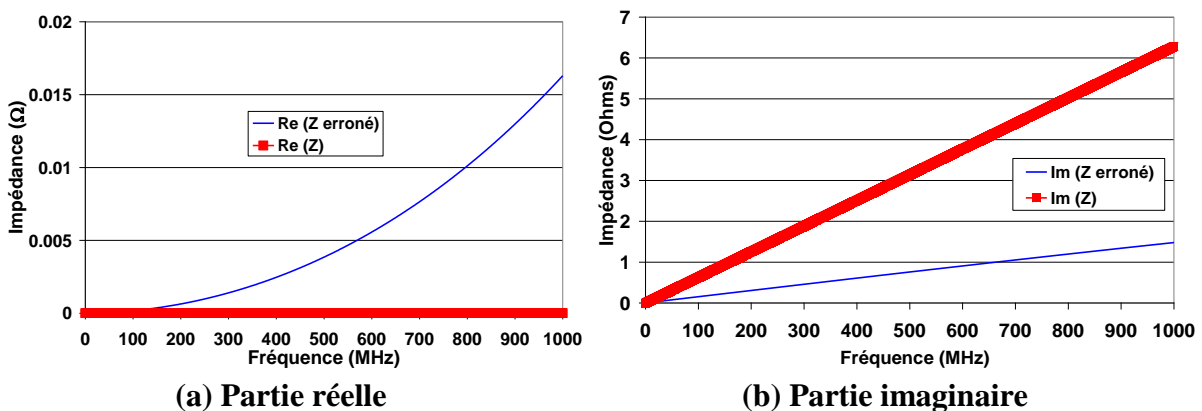


Figure A2-4 : Illustration par le calcul de l'effet d'un calibrage inapproprié

A2. 3. Incertitudes de mesure intrinsèques à l'analyseur de réseaux.

L'analyseur de réseaux est d'autant plus précis que l'impédance mesurée est proche de son impédance caractéristique de référence (bien souvent 50Ω). Ainsi, l'incertitude est d'autant plus grande que le module ρ du coefficient de réflexion de la charge se rapproche de 1. L'erreur est également d'autant plus grande que la fréquence est élevée.

Les courbes d'incertitudes de mesure données par Agilent tiennent compte de la contribution d'erreurs aléatoires, d'un modèle de précision dynamique, et d'erreurs systématiques résiduelles. Elles donnent en fonction de ρ , l'incertitude absolue $\Delta\rho$ sur ρ , et l'incertitude absolue $\Delta\Phi$ de la phase Φ de Γ .

La Figure A2-5 présente le cas de l'analyseur Agilent 8753 ES, pour des mesures référencées par rapport au kit 85052D, de connectique SMA. Ces données concernent une configuration de calibrage complète des deux ports (« full two port »), mais dans laquelle les coefficients de transmission sont nuls. En première approximation, on peut considérer que ces données sont valables pour des mesures après un calibrage en réflexion uniquement, bien que le calibrage « full two port » prenne en compte des termes d'erreur supplémentaires par rapport au calibrage sur un port.

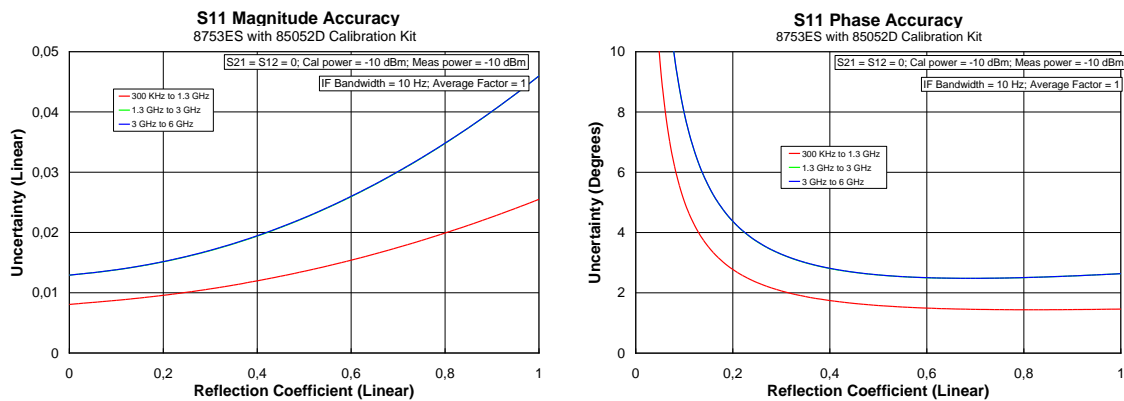


Figure A2-5 : Données d'incertitudes intrinsèques à l'analyseur de réseaux

On cherche à savoir quelle est l'incertitude intrinsèquement apportée par l'analyseur de réseaux calibré correctement.

Pour ce faire, on se base sur les courbes données sur la Figure A2-5, pour le kit Agilent 85052D (cas de kit relativement défavorable vis-à-vis de l'incertitude avec l'analyseur 8753 ES). Rappelons que le coefficient de réflexion complexe s'écrit : $\Gamma = \rho e^{j\Phi}$. Les courbes en question donnent l'incertitude absolue $\Delta\rho$, et l'incertitude absolue $\Delta\Phi$, tout cela en fonction de ρ .

L'incertitude sur la mesure d'une impédance complexe notée $Z = R + jX$ n'est pas une notion évidente à définir de manière unique. On a donc choisi de calculer l'incertitude absolue ΔR sur la partie réelle R , ainsi que l'incertitude absolue ΔX sur la partie imaginaire X d'une impédance mesurée, à partir des données précédemment citées. Pour cela, on exprime Z en fonction de ρ et Φ . Z_c étant l'impédance de référence de l'analyseur de réseaux (ici 50Ω), on a :

$$Z = Z_c \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \tag{A2-4}$$

D'où :

$$Z = Z_c \left(\frac{1-\rho^2}{1+\rho^2-2\rho \cos\Phi} + j \frac{2\rho \sin\Phi}{1+\rho^2-2\rho \cos\Phi} \right) \tag{A2-5}$$

Puis on calcule ensuite les incertitudes absolues par :

$$\Delta R = \left| \frac{\partial R}{\partial \rho} \right| \Delta \rho + \left| \frac{\partial R}{\partial \Phi} \right| \Delta \Phi \quad \text{et} \quad \Delta X = \left| \frac{\partial X}{\partial \rho} \right| \Delta \rho + \left| \frac{\partial X}{\partial \Phi} \right| \Delta \Phi \tag{A2-6}$$

Il est commode de travailler avec l'impédance réduite par rapport à Z_c , qui s'écrit $z = Z / Z_c$, et des parties réelles et imaginaires réduites $r = R / Z_c$ et $x = X / Z_c$. Examinons les incertitudes relatives $\Delta r / r = \Delta R / R$ et $\Delta x / x = \Delta X / X$.

La Figure A2-6 montre à la fois les surfaces obtenues (r et x variant entre 0,01 et 100) et les réseaux de courbes correspondant à $\Delta r / r$ en fonction de r (pour quelques valeurs de x), ainsi qu'à $\Delta x / x$ en fonction de x (pour quelques valeurs de r).

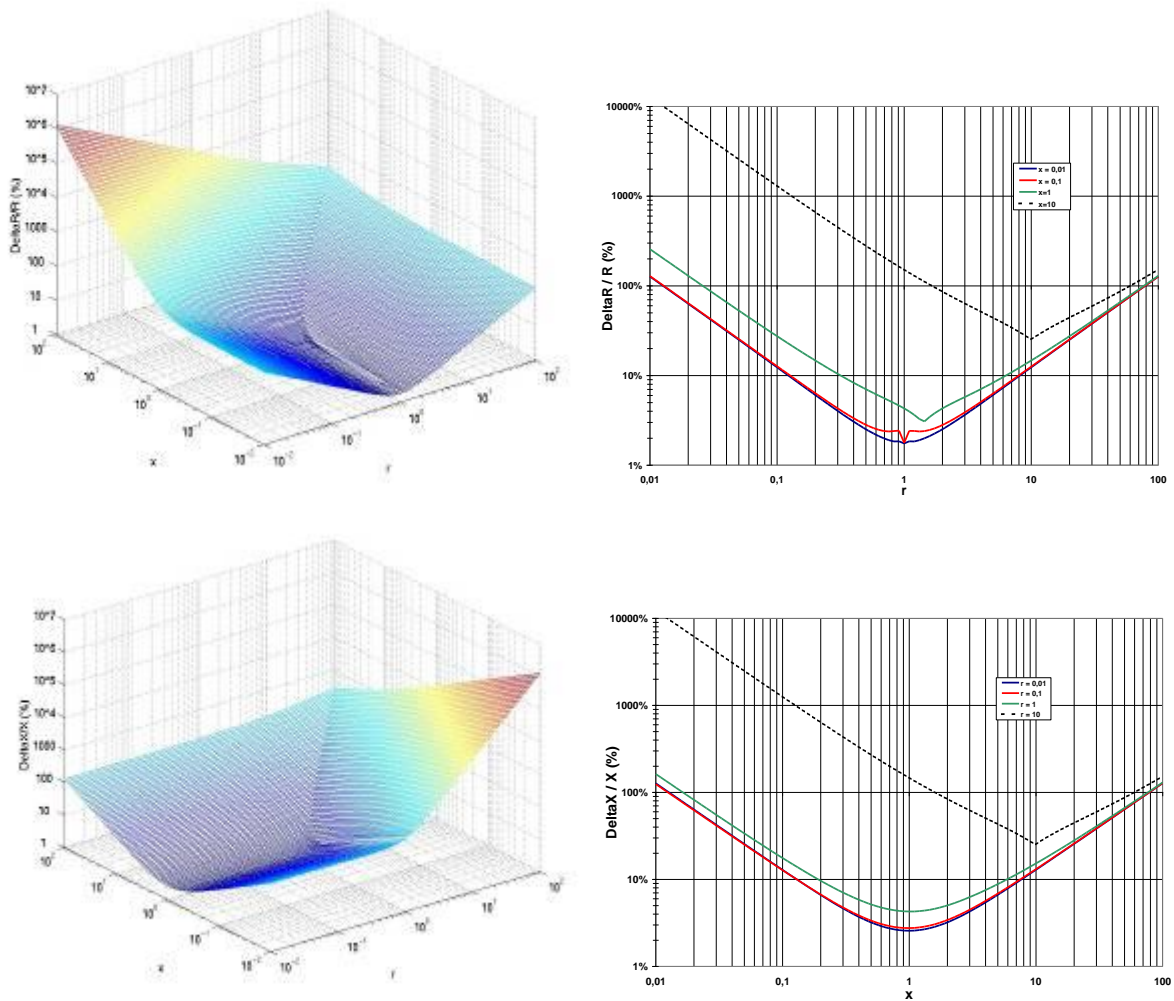


Figure A2-6 : Incertitudes relatives sur les parties réelle R et imaginaire X de l'impédance Z mesurée en fonction des parties réelle r et imaginaire x de l'impédance réduite $z = Z / Z_c$

On constate qu'on a déjà typiquement une incertitude de 10 à 20 % pour une impédance mesurée de $10 Z_c$, soit 500Ω .

Pour les cas quasi exclusivement résistifs ou réactifs, l'incertitude est la plus faible lorsqu'on est proche de Z_c .

Lorsqu'on mesure de fortes valeurs de X avec une très faible valeur de R , on a théoriquement une incertitude relative énorme sur cette faible valeur de R . De même, lorsqu'on mesure de fortes valeurs de R avec une très faible valeur de X , on a théoriquement une incertitude relative énorme sur X .

A2. 4. Méthodes de compensation circuit ouvert / court-circuit (CO / CC)

Si une charge peut être directement mesurée dans le plan de calibrage (coaxial), on obtiendra des valeurs de mesures comprises dans l'intervalle d'incertitude de l'instrument. Cependant, les composants réels ne peuvent pas être connectés directement sur le plan de calibrage, et un dispositif approprié doit être utilisé.

Le dispositif approprié présente des caractéristiques parasites ou résiduelles, modélisées par une cellule R_s , L_s , C_o , G_o , comme indiqué sur la Figure A2-7.

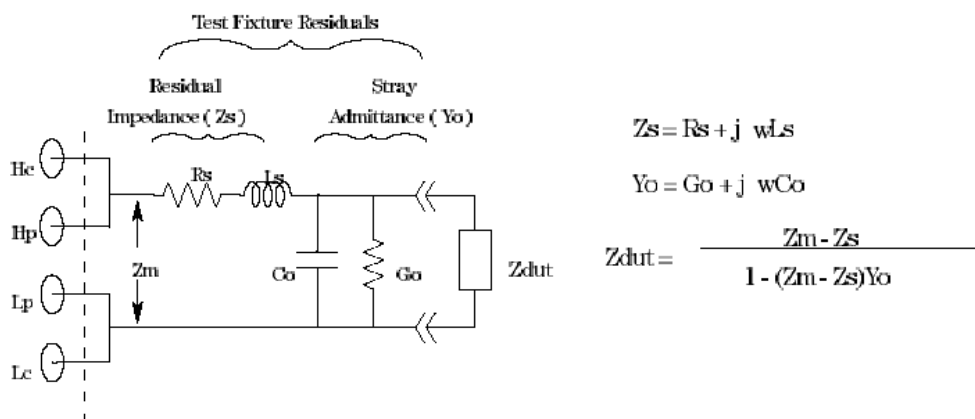


Figure A2-7 : Modèle du dispositif placé entre plan de calibrage et élément sous test

L'impédance résiduelle Z_s et l'admittance parasite Y_o existant entre le plan de calibrage et le composant sous test va produire des erreurs de mesure additionnelles. La « compensation » doit corriger celles-ci.

L'expression de l'impédance équivalente à l'ensemble (c'est-à-dire l'impédance mesurée Z_{xm}) en fonction de l'impédance Z_{dut} de l'élément sous test, de l'impédance résiduelle Z_s et de l'admittance parasite Y_o , permet de retrouver l'expression de l'impédance cherchée, Z_{dut} , donnée par la relation classique (A2-7).

$$Z_{dut} = \frac{Z_{xm} - Z_s}{1 - (Z_{xm} - Z_s)Y_o} \quad (\text{A2-7})$$

Cette dernière suppose que $Z_s \ll 1 / Y_o$: l'impédance résiduelle Z_s et l'admittance parasite Y_o sont respectivement obtenues par une mesure en court-circuit et en circuit ouvert à la place de l'élément sous test. D'où le nom donné en anglais à ce type de compensation : « open / short compensation ». Lors de ces mesures, l'écartement des électrodes, pour le circuit ouvert comme pour le court-circuit, doit être le même que celui qui existe lorsque l'élément sous test est connecté.

Par ailleurs, le dispositif intercalé entre plan de calibrage et élément à mesurer peut aussi être modélisé par un quadripôle, et on se retrouve dans une configuration similaire à celle de la Figure A2-1, sauf que le plan de calibrage est situé à gauche du quadripôle cette fois. Un développement montre que si le quadripôle ajouté est symétrique, on obtient la relation (A2-8), légèrement différente de la relation approchée (A2-7), mais qui traduit aussi une compensation CO / CC :

$$Z_{dut} = Z_o \frac{Z_s - Z_{xm}}{Z_{xm} - Z_o} = \frac{Z_{xm} - Z_s}{1 - Z_{xm} Y_o} \quad (\text{A2-8})$$

N.B : la formule donnant l'impédance terminale d'une ligne en fonction de l'impédance ramenée s'apparente ni plus ni moins à la formule (A2-8) de compensation CO / CC.

En effet, l'impédance ramenée d'un court-circuit et l'admittance ramenée d'un circuit ouvert s'expriment respectivement par :

$$Z_{rs} = Z_c \operatorname{th}(\gamma l) \quad Y_{ro} = \frac{\operatorname{th}(\gamma l)}{Z_c} \quad (\text{A2-9})$$

et l'impédance présente en bout de ligne Z_L s'écrit, en fonction de l'impédance ramenée Z_r :

$$Z_L = Z_c \frac{Z_r - Z_c \operatorname{th}(\gamma l)}{Z_c - Z_r \operatorname{th}(\gamma l)} = \frac{Z_r - Z_c \operatorname{th}(\gamma l)}{1 - Z_r \frac{\operatorname{th}(\gamma l)}{Z_c}} = \frac{Z_r - Z_{rs}}{1 - Z_r Y_{ro}} \quad (\text{A2-10})$$

ANNEXE 3

Interaction entre masse d'un circuit imprimé et masse caisse Analogie avec la théorie des antennes microstrip

La configuration du plan de masse plein d'une carte parallèle au plan de masse générale est similaire à celle d'une antenne microstrip au-dessus d'un plan de masse, ou encore à la structure composée du plan d'alimentation et du plan de masse d'une carte multicouche muni d'un via (voir Figure A3-1). Dans ces derniers cas, on notera que les deux surfaces planes métalliques en question sont séparées par un substrat diélectrique dont l'épaisseur h est très faible devant les dimensions de la cavité et la longueur d'onde. Dans notre cas, cet espace est assimilable à du vide (si on néglige l'influence du diélectrique de la carte), et la distance qui sépare les deux plans de masse n'est pas infime (bien qu'elle soit petite devant λ par hypothèse dans notre étude).

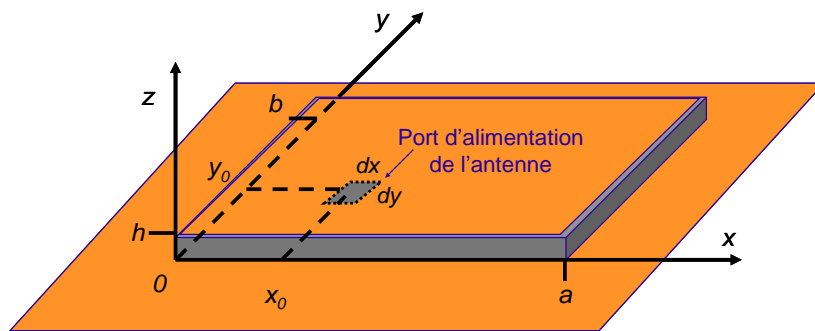


Figure A3-1 : Données géométriques d'une antenne microstrip

Le modèle théorique est un modèle de cavité électromagnétique rectangulaire pour laquelle les deux surfaces métalliques sont des conducteurs électriques parfaits, et les quatre parois latérales des conducteurs magnétiques parfaits [CARV 1 ; LO 1 ; XU 1]. Ainsi, la cavité est analysée comme une superposition de modes TM_z , si bien que l'impédance d'entrée de l'antenne s'exprime par une double somme infinie de termes correspondant à la contribution de chacun des modes. Pour une cavité à pertes, elle est donnée par la relation (A3-1) [CARV 1 ; XU 1 ; CHEN 1,2], :

$$Z_{in} = \frac{j\omega\mu h}{ab} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}^2}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \cos^2(k_x x_0) \cos^2(k_y y_0) \sin c\left(\frac{k_x dx}{2}\right) \sin c\left(\frac{k_y dy}{2}\right) \quad (A3-1)$$

Avec : $\chi_{mn}^2 = 1$ pour $m = n = 0$; $\chi_{mn}^2 = 2$ pour $m = 0$ ou $n = 0$; $\chi_{mn}^2 = 4$ pour $m \neq 0$ et $n \neq 0$;

$$k_x = \frac{m\pi}{a} \quad k_y = \frac{n\pi}{b} \quad \text{et} \quad k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \left(1 - \frac{j}{2Q}\right) \quad \text{où } Q \text{ est le facteur de qualité total.}$$

Le facteur de qualité total Q de la cavité prend en compte les trois types de pertes : diélectriques dans le substrat, par conduction dans le métal, et par rayonnement. Ce dernier type de perte est négligeable devant les deux autres dans le cas de la géométrie microstrip présentée sur la Figure A3-1, où h est très petit devant a et b [LEON 1]. Quand le substrat est épais ou à faibles pertes, cette hypothèse n'est plus valide et les pertes par rayonnement doivent être prises en compte [CHEN 1,2].

La Figure A3-2 montre plusieurs schémas électriques équivalents de l'impédance exprimée dans la relation (2-1) [CARV 1, HAMP 1, XU 1]. L'impédance apportée par un mode TM_{mn} est équivalente à :

- pour $m = n = 0$, un circuit RC parallèle (C_{00} est la capacité statique du microstrip) ;
- pour $m \neq 0$ ou $n \neq 0$, un circuit RLC parallèle dont la fréquence de résonance est la fréquence de coupure de ce mode. Sa contribution est inductive en dessous de cette dernière, et capacitive au-dessus [XU 1].

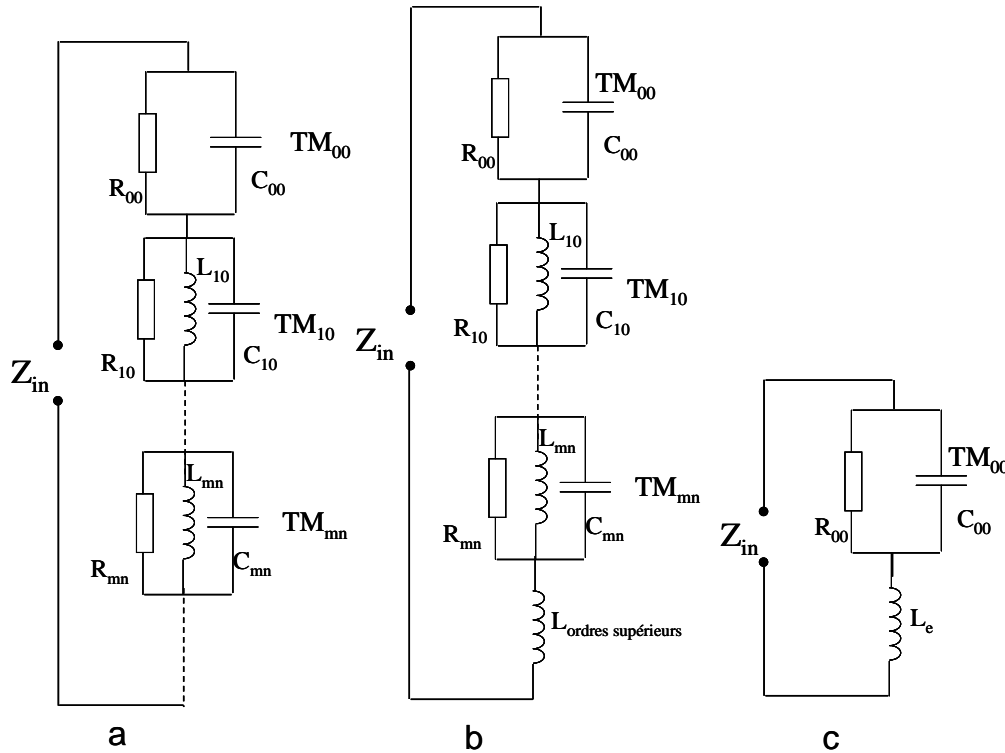


Figure A3-2 : Schémas électriques équivalents du modèle de cavité :
a) : schéma général ; b) schéma simplifié jusqu'à la fréquence de coupure de TM_{mn}
c) : schéma simplifié en dessous de la fréquence de coupure de TM_{10}

Ainsi, en dessous de la fréquence de coupure du mode TM_{10} (considéré comme premier mode de cavité), l'inductance effective L_e du schéma simplifié c) de la Figure A3-2 représente la contribution inductive de tous les modes TM_{mn} avec $(m,n) \neq (0,0)$. La convergence vers la valeur de L_e va demander un nombre assez important de termes $N = m_{\max} = n_{\max}$ de la double somme tronquée. Le schéma c) permet de mieux comprendre le schéma électrique équivalent de nos cas d'étude (cas 1 et 2), dans lesquels apparaît la fréquence de résonance série f_s déterminée par C_{00} et L_e . Cette fréquence particulière est à distinguer des fréquences de résonance de cavité f_c des modes TM_{mn} .

A titre d'exemple, nous avons représenté sur la Figure A3-3 l'impédance du cas 2 simulée par le code 3D confrontée aux résultats donnés par la relation (A3-1) pour différentes valeurs de N , afin d'examiner la convergence vers f_s . Les paramètres sont : $a = 10$ cm ; $b = 5$ cm ; $x_0 = 5$ cm ; $y_0 = 0$; $dx = 2$ mm (diamètre de la tige) ; $dy = 0$; $h = 2$ cm. Les pertes n'ont pas été considérées.

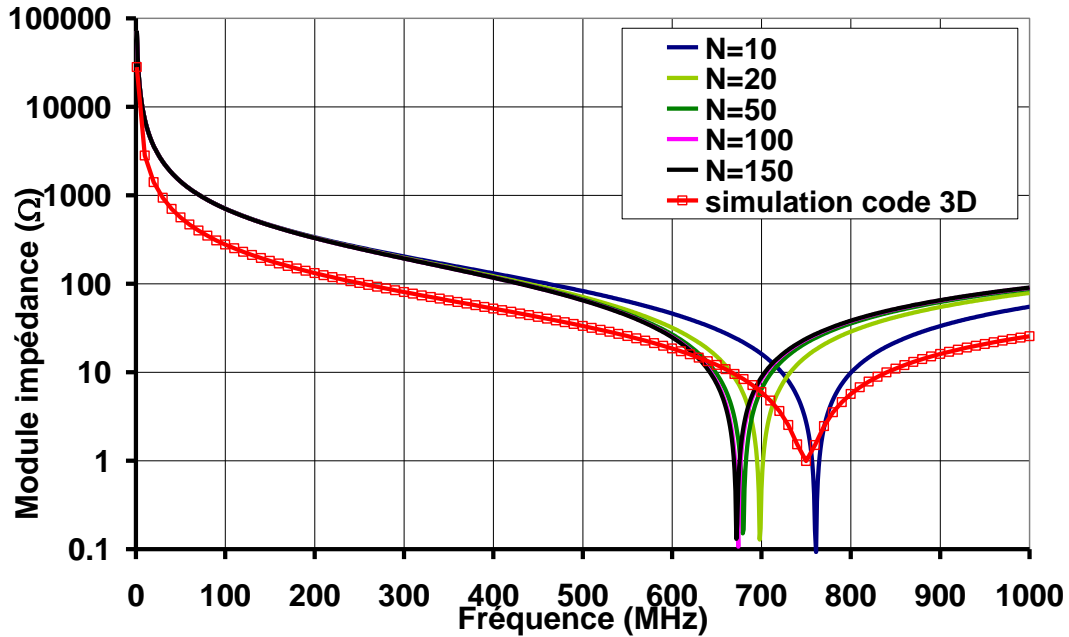


Figure A3-3 : Comparaison de la mesure et du modèle de cavité

Cet exemple montre les limites de la relation (A3-1) sur nos cas d'étude. La Figure A3-3 confirme que l'impédance issue de (A3-1) correspond à la capacité de la carte vers les basses fréquences (valeur de 2,2 pF trouvée précédemment) ; de plus la fréquence de résonance f_s issue du calcul est plus faible que celle résultant de la simulation 3D, ce qui montre que L_e est trop élevée. En effet, dans le modèle de cavité, la valeur de L_e est plus forte lorsque le port d'alimentation est de petite dimension et elle est singulière lorsqu'il se trouve sur les bords [XU 1], ce qui correspond à nos cas. Le modèle de cavité modale de type TM n'est pas alors précis, car il ne tient pas compte des effets de bord [XU 1]. Pour les inclure, il est possible d'introduire des dimensions effectives de la cavité, plus grandes que a et b [CHEN 1]. Au-delà de ce constat, le principal facteur limitant le modèle de cavité dans notre cas est bien la hauteur h de la carte qui apparaît comme importante ici pour satisfaire correctement la théorie des lignes microstrip. Par conséquent, la cavité devrait être analysée à l'aide d'autres modes que les modes TM_z , et les pertes par rayonnement devraient être prises en compte. Mais tel n'est pas le but de notre étude.

Cependant, dans le cas d'une géométrie microstrip, on trouve une succession de minima et maxima locaux (résonances et anti-résonances), qui a été observée également dans le cas de deux cartes de dimensions plus importantes interagissant l'une avec l'autre [HOCK 1, 2]). Cette théorie nous permet de mieux comprendre les phénomènes qui expliquent l'allure de la courbe d'impédance.

ANNEXE 4

Calcul des paramètres linéiques locaux et de transfert d'un circuit imprimé

Les notations utilisées ici sont celles des paragraphes III.2.1 et III.2.2 du Chapitre III. Ecrivons les matrices impédance et admittance linéiques dans les représentations globale (\mathbf{Z} et \mathbf{Y}) et locale (\mathbf{z} et \mathbf{y}).

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{00} & Z_{01} & \dots & Z_{0n} \\ Z_{10} & Z_{11} & \dots & Z_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{n0} & Z_{n1} & \dots & Z_{nn} \end{bmatrix} \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{00} & Y_{01} & \dots & Y_{0n} \\ Y_{10} & Y_{11} & \dots & Y_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{n0} & Y_{n1} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \quad (\text{A4-1})$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_{11} & \dots & \dots & z_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{n1} & \dots & \dots & z_{nn} \end{bmatrix} \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{11} & \dots & \dots & y_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{n1} & \dots & \dots & y_{nn} \end{bmatrix} \quad (\text{A4-2})$$

Le formalisme global s'exprime par les équations (A4-3) et (A4-4) :

$$\frac{d\mathbf{V}}{dx} = -\mathbf{Z}\mathbf{I} \quad (\text{A4-3})$$

$$\frac{d\mathbf{I}}{dx} = -\mathbf{Y}\mathbf{V} \quad (\text{A4-4})$$

Le formalisme dissocié s'exprime par les équations (A4-5) à (A4-8) :

$$\frac{dv}{dx} = -z\mathbf{i} + \mathbf{Z}_t i_0 \quad (\text{A4-5})$$

$$\frac{di}{dx} = -\mathbf{y}\mathbf{v} - \mathbf{Y}_t v_0 \quad (\text{A4-6})$$

$$\frac{dv_0}{dx} = -z_0 i_0 + \sum_{k=1}^n z_{tk} i_k \quad (\text{A4-7})$$

$$\frac{di_0}{dx} = -y_0 v_0 - \sum_{k=1}^n y_{tk} v_k \quad (\text{A4-8})$$

Les relations (A4-9) à (A4-12) mettent en correspondance les grandeurs des formalismes global et dissocié, pour k entre 1 et n :

$$I_0 = i_0 - \sum_{k=1}^n i_k \quad (\text{A4-9})$$

$$V_0 = v_0 \quad (\text{A4-10})$$

$$I_k = i_k \quad (\text{A4-11})$$

$$V_k = v_0 + v_k \quad (\text{A4-12})$$

Exprimons z_0 et les z_{tk} et les z_{ij} en fonction des Z_{ij} :

On injecte (A4-9) dans (A4-3) écrite pour la première ligne, et on obtient :

$$\frac{dV_0}{dx} = -Z_{00} i_0 + Z_{00} \sum_{k=1}^n i_k - \sum_{k=1}^n Z_{0k} i_k \quad (\text{A4-13})$$

Grâce à (A4-10), on égalise (A4-13) et (A4-7), et on tire :

$$\boxed{\begin{aligned} z_{tk} &= Z_{00} - Z_{0k} \\ z_0 &= Z_{00} \end{aligned}}$$

A l'indice k , (A4-11), (A4-12) et (A4-13) nous donnent :

$$\frac{dv_k}{dx} = \frac{dV_k}{dx} - \frac{dV_0}{dx} = -Z_{k0} i_0 + Z_{k0} \sum_{j=1}^n i_j - \sum_{j=1}^n Z_{kj} i_j + Z_{00} i_0 - Z_{00} \sum_{k=1}^n i_k + \sum_{k=1}^n Z_{0k} i_k \quad (\text{A4-14})$$

En comparant (A4-14) et (A4-5) écrite à la ligne k , on a en particulier :

$$\boxed{z_{ij} = Z_{00} + Z_{ij} - Z_{i0} - Z_{0j}}$$

Exprimons y_0 et les y_{tk} et les y_{ij} en fonction des Y_{ij} :

(A4-9) et (A4-11) nous permettent d'écrire :

$$\frac{di_0}{dx} = \frac{dI_0}{dx} + \sum_{k=1}^n \frac{dI_k}{dx} \quad (\text{A4-15})$$

Ecrivons (A4-4) pour la première ligne :

$$\frac{dI_0}{dx} = -Y_{00} v_0 - \sum_{k=1}^n Y_{0k} (v_0 + v_k) = -\left(\sum_{k=0}^n Y_{0k} \right) v_0 - \sum_{k=1}^n Y_{0k} v_k \quad (\text{A4-16})$$

De même, pour les autres lignes k :

$$\frac{dI_k}{dx} = -\left(\sum_{j=0}^n Y_{kj} \right) v_0 - \sum_{k=1}^n Y_{kj} v_j \quad (\text{A4-17})$$

D’où :

$$\sum_{k=1}^n \frac{dI_k}{dx} = \sum_{k=1}^n \left[- \left(\sum_{j=0}^n Y_{kj} \right) v_0 - \sum_{k=1}^n Y_{kj} v_j \right] \quad (\text{A4-18})$$

En partant de l’équation (A4-15), faisons la somme de (A4-16) et (A4-18) et comparons le résultat à (A4-8). Et comparons la ligne k de (A4-6) avec (A4-17). On obtient :

$$\begin{aligned} y_0 &= \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^n Y_{ij} \\ y_{ij} &= Y_{ij} \\ y_{tk} &= \sum_{i=0}^n Y_{ik} \end{aligned}$$

Prenons maintenant l’exemple numérique cité dans le Chapitre III, dont le schéma figure ci-dessous.

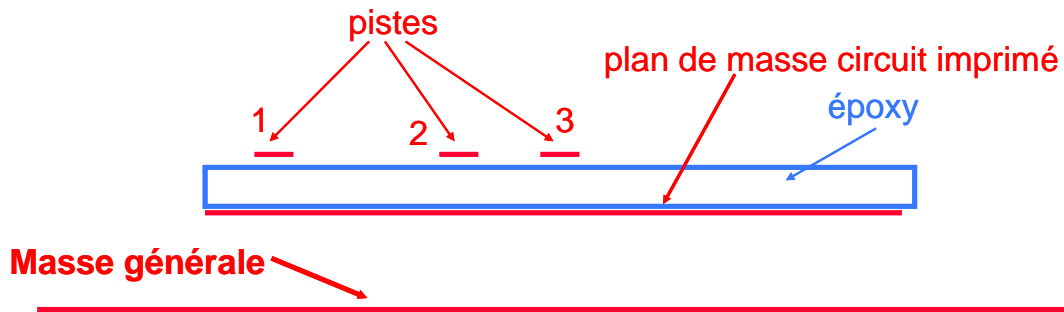


Figure A4-1 : Coupe 2D d’un circuit imprimé

Les matrices des paramètres linéiques L et C de la ligne sont calculées par un code 2D. Elles valent approximativement :

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 165 & 154 & 159 & 159 \\ 154 & 661 & 160 & 156 \\ 159 & 160 & 668 & 232 \\ 159 & 156 & 232 & 669 \end{bmatrix} (nH/m)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 183 & -40,0 & -38,0 & -38,1 \\ -40,0 & 41,3 & -0,2 & -0,1 \\ -38,0 & -0,2 & 41,6 & -2,9 \\ -38,1 & -0,1 & -2,9 & 41,6 \end{bmatrix} (pF/m)$$

Les paramètres impédances et admittances de transfert s'apparentent donc ici à des inductances l_{ii} et à des capacités c_{ik} de transfert. Ils sont à comparer aux termes des matrices inductance \mathbf{l} et capacité \mathbf{c} locales. Tous ces termes sont obtenus à partir des relations encadrées.

$$\mathbf{l} = \begin{bmatrix} 518 & 12 & 8 \\ 12 & 515 & 79 \\ 8 & 79 & 516 \end{bmatrix} (nH/m) \quad \begin{cases} l_{i1} \approx 11 nH/m \\ l_{i2} \approx 6 nH/m \\ l_{i3} \approx 6 nH/m \end{cases}$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} 41 & -0,2 & -0,1 \\ -0,2 & 41,6 & -2,9 \\ -0,1 & -2,9 & 41,6 \end{bmatrix} (pF/m) \quad \begin{cases} c_{i1} \approx 1 pF/m \\ c_{i2} \approx 0,5 pF/m \\ c_{i3} \approx 0,5 pF/m \end{cases}$$

Nous déduisons aussi la valeur des paramètres linéiques liés au plan de masse du circuit :

$$l_0 = 165 \text{ nH/m}$$

$$c_0 = 69 \text{ pF/m}$$

ANNEXE 5

Reconstitution d'impédances équivalentes à partir de la mesure d'impédances entre broches d'un équipement

La Figure A5-1 montre la configuration de mesure des impédances $Z_{mes_{ij}}$ et celles des impédances équivalentes cherchées Z'_{dij} . Pour une question de commodité dans les calculs, les broches sont renumérotées de 0 à n ($n = 3$ sur notre exemple). Les données sont donc des mesures d'impédances entre $(n+1)$ points. Le point 0 est choisi comme référence (on choisira la masse du circuit imprimé). De cette manière, l'équipement est un multiport.

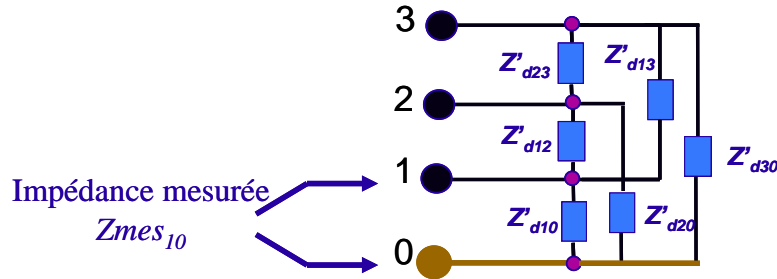


Figure A5-1 : Mesure d'impédance entre deux accès d'un équipement multiport

Le principe du calcul est :

1. de passer des $Z_{mes_{ij}}$ à la matrice Z du multiport référencé par rapport au point 1 (la matrice Z est de taille n)
2. d'inverser la matrice Z pour obtenir la matrice Y
3. de passer de Y en une représentation en impédances équivalentes Z'_{dij}

1. Calcul des termes de la matrice Z :

La matrice Z du multiport est classiquement reliée aux courants et aux tensions par l'équation (A5-1) :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A5-1})$$

Par définition, les termes de la matrice Z sont obtenus en annulant tour à tour des courants, donc en laissant des ports en circuit ouvert, comme l'indique la relation (A5-2) :

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_i=0; i \neq j} \quad (\text{A5-2})$$

Par conséquent, lors d'une mesure d'impédance entre la broche i et 0 (la référence), nous mesurons Z_{ii} . Les termes diagonaux de la matrice Z sont donnés par :

$$Z_{ii} = Z_{mes_{i0}} \quad (\text{A5-3})$$

Traisons ensuite le cas d'une mesure d'impédance entre deux broches distinctes de la référence, par exemple entre 1 et 2 : $Z_{mes_{12}}$, comme le montre la Figure A5-2.

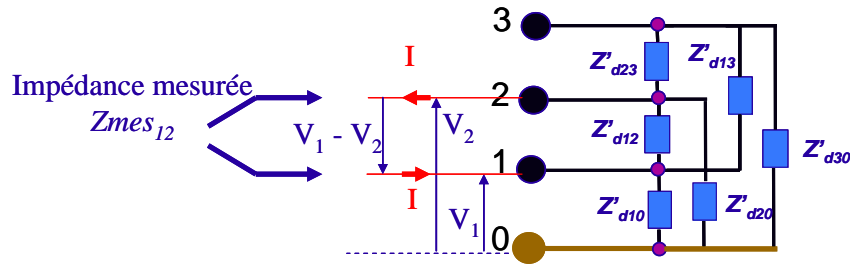


Figure A5-2 : Mesure d'impédance entre les accès 1 et 2

L'écriture de l'équation matricielle (A5-1) nous donne en particulier ici :

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I - Z_{12} I \\ V_2 = Z_{21} I - Z_{22} I \end{cases} \quad (\text{A5-4})$$

Faisons la différence de ces équations. Sachant que la matrice Z est symétrique (multiport passif), nous avons :

$$Z_{mes_{12}} = Z_{11} + Z_{22} - 2Z_{12} \quad (\text{A5-5})$$

Ainsi, dans le cas général, les termes extra diagonaux de Z sont donnés par :

$$Z_{ij} = \frac{1}{2} (Z_{mes_{i0}} + Z_{mes_{j0}} - Z_{mes_{ij}}) \quad (\text{A5-6})$$

Grâce à (A5-3) et (A5-6), on reconstitue toute la matrice Z .

2. Inversion de la matrice Z : obtention de Y
3. Calcul des impédances équivalentes Z'_d

$$Z'_{d\ ij} = \frac{-1}{Y_{ij}} \quad \text{et} \quad Z'_{d\ ii} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n Y_{ij}} \quad (\text{A5-7})$$

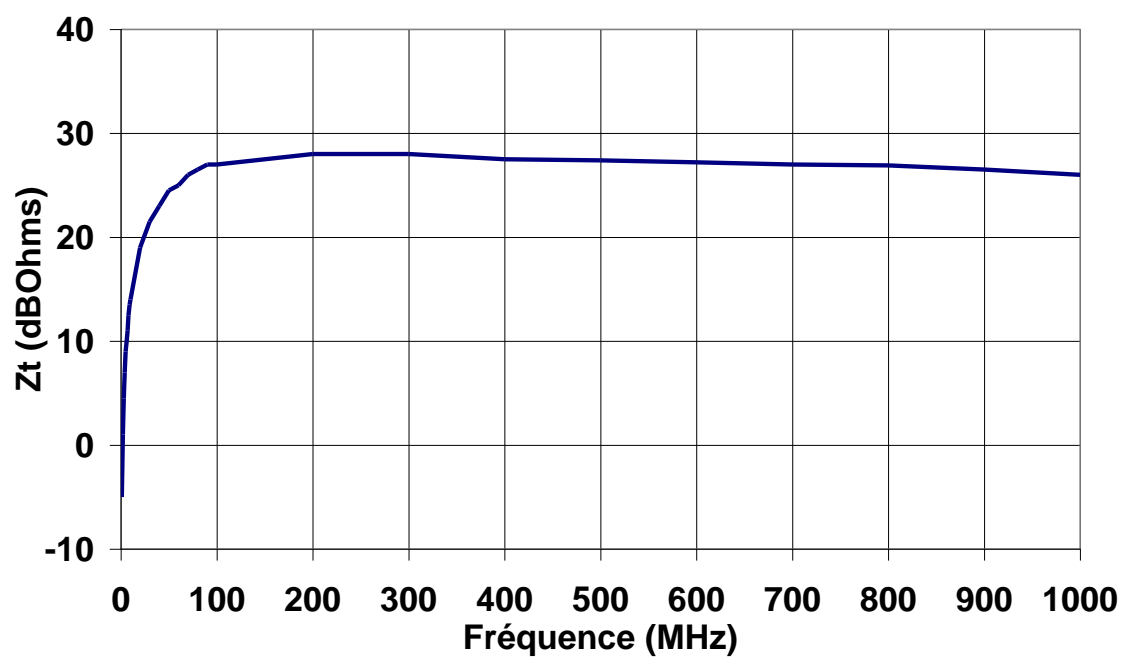
ANNEXE 6

Impédance de transfert de la sonde de courant FCC F36.4

Bande passante : 1 MHz – 1 GHz

Cette sonde a été utilisée dans les mesures de courant exposées aux Chapitres IV et V.
Le graphique ci-dessous montre l'allure de l'impédance de transfert de la sonde donnée par le fabricant.

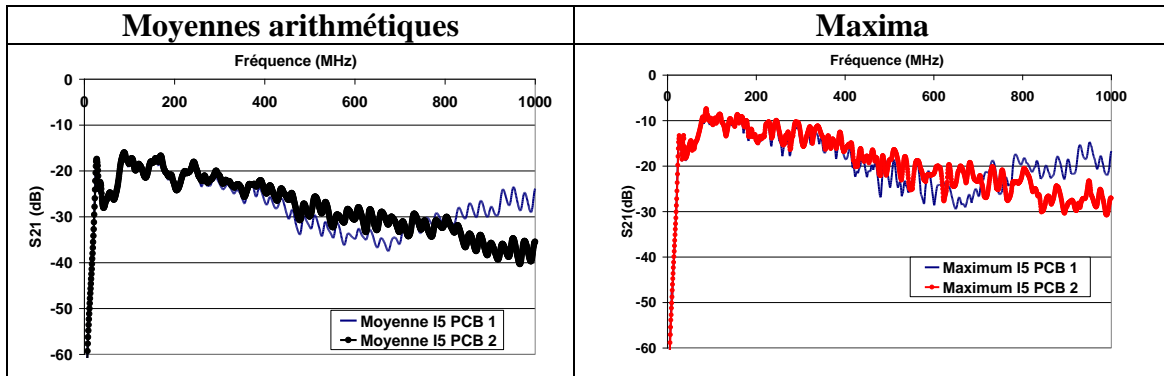
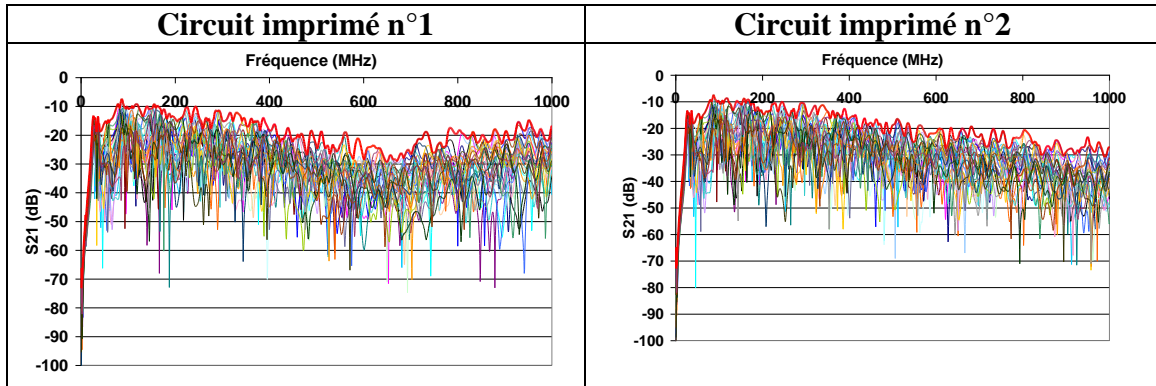
L'impédance de transfert est quasiment plate sur la bande de fréquence 100 MHz – 1 GHz.



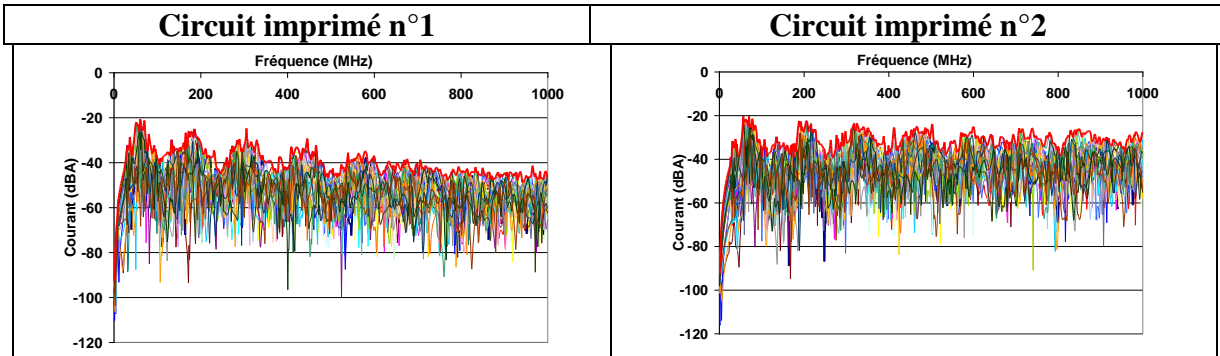
ANNEXE 7

Résultats de mesures et de simulation pour le courant I5 (Chapitre IV)

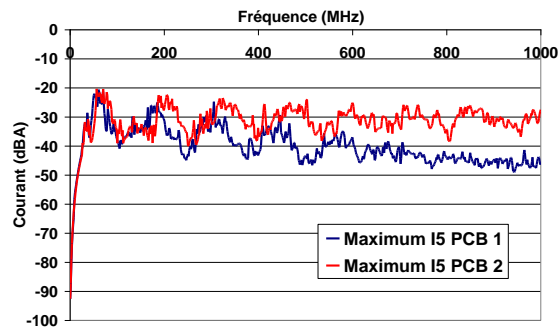
Mesure sur l'échantillon de 30 faisceaux



Simulations sur l'échantillon de 30 faisceaux



Comparaison des maxima des courants simulés



ANNEXE 8

Calcul analytique des courants I_2 , I_L et I_{2L} (Chapitre IV)

[PAUL 1] donne l'expression du courant $I(z)$ le long d'une ligne de transmission de longueur L , d'impédance caractéristique Z_c et de constante de propagation γ , représentée sur la Figure A8-1. Elle est retranscrite par l'équation (A8-1).

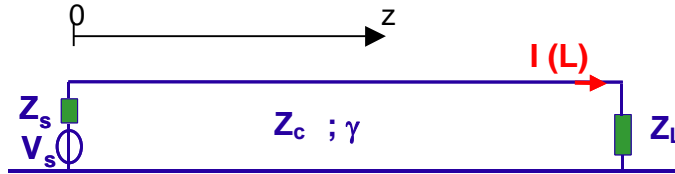


Figure A8-1 : Ligne de transmission monoconducteur

$$I(z) = \frac{1 - \Gamma_L e^{-2\gamma L}}{1 - \Gamma_s \Gamma_L e^{-2\gamma L}} \frac{1}{Z_s + Z_c} V_s e^{-\gamma z} \quad (\text{A8-1})$$

avec

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_c}{Z_s + Z_c} \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (\text{A8-2})$$

- **Courant I_{2L} :**

Dans notre cas, représenté sur la Figure A8-2 (configuration B), on particularise la relation (A8-1) pour la valeur $z = L$. On tient compte du fait que $\gamma_1 = j\beta_1$ et $\gamma_2 = j\beta_2$ et de la relation (A8-3) donnant les constantes de phase β_1 et β_2 (fonctions de la fréquence f), et on obtient la relation (A8-4) donnant I_{2L} .

$$\beta_1 = \frac{\omega}{v_1} = \frac{2\pi f}{v_1} \quad ; \quad \beta_2 = \frac{\omega}{v_2} = \frac{2\pi f}{v_2} \quad (\text{A8-3})$$

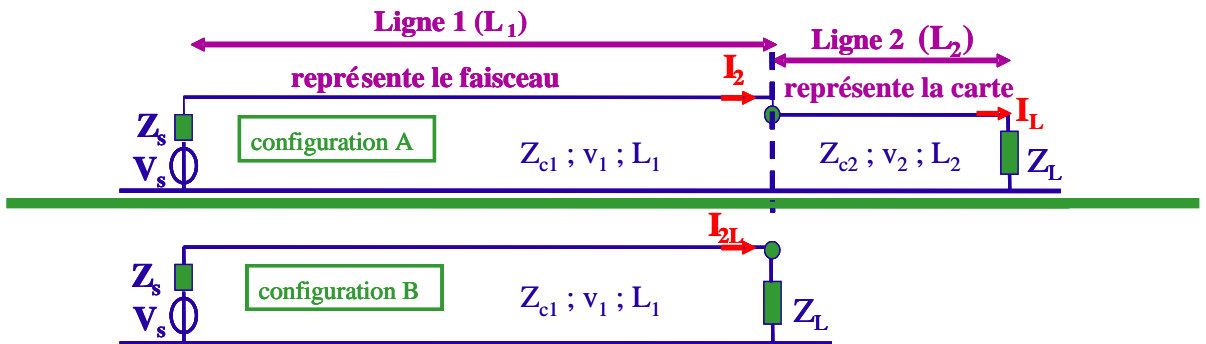


Figure A8-2 : Cas de la ligne de transmission monoconducteur

$$I_{2L} = \frac{Z_{c1} V_s}{Z_{c1} (Z_s + Z_L) \cos(\beta_1 L_1) + j (Z_s Z_L + Z_{c1}^2) \sin(\beta_1 L_1)} \quad (\text{A8-4})$$

• **Courant I_2** :

Dans la configuration A de la Figure A8-2, on remplace la ligne 2 et la charge Z_L par l'impédance ramenée Z_{rL} vue à l'entrée de la ligne 2, ce qui est schématisé par la Figure A8-3. Z_{rL} est donnée par la relation (A8-5).

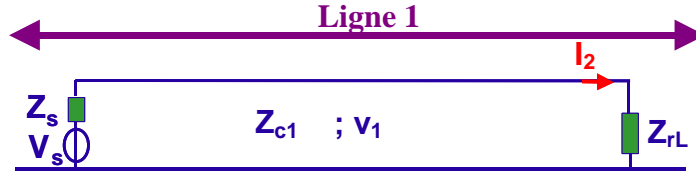


Figure A8-3 : Configuration A modélisée pour le calcul de I_2

$$Z_{rL} = Z_{c2} \frac{Z_L + j Z_{c2} \tan(\beta_2 L_2)}{Z_{c2} + j Z_L \tan(\beta_2 L_2)} \quad (\text{A8-5})$$

Pour obtenir I_2 , on remplace Z_L par l'expression de Z_{rL} dans la relation (A8-4), ce qui donne :

$$I_2 = \frac{Z_{c1} V_s}{Z_{c1} \left(Z_s + Z_{c2} \frac{Z_L + j Z_{c2} \tan(\beta_2 L_2)}{Z_{c2} + j Z_L \tan(\beta_2 L_2)} \right) \cos(\beta_1 L_1) + j \left(Z_s Z_{c2} \frac{Z_L + j Z_{c2} \tan(\beta_2 L_2)}{Z_{c2} + j Z_L \tan(\beta_2 L_2)} + Z_{c1}^2 \right) \sin(\beta_1 L_1)} \quad (\text{A8-6})$$

Après calcul, les relations (A8-7) et (A8-8) donnent l'expression de I_2 .

$$I_2 = \frac{Z_{c1} (Z_{c2} \cos(\beta_2 L_2) + j Z_L \sin(\beta_2 L_2)) V_s}{D} \quad (\text{A8-7})$$

avec :

$$D = Z_{c1} Z_{c2} (Z_s + Z_L) \cos(\beta_1 L_1) \cos(\beta_2 L_2) - (Z_{c1}^2 Z_L + Z_{c2}^2 Z_s) \sin(\beta_1 L_1) \sin(\beta_2 L_2) + j \left[Z_{c1} (Z_s Z_L + Z_{c2}^2) \cos(\beta_1 L_1) \sin(\beta_2 L_2) + Z_{c2} (Z_s Z_L + Z_{c1}^2) \sin(\beta_1 L_1) \cos(\beta_2 L_2) \right] \quad (\text{A8-8})$$

• **Courant I_L** :

Pour le calcul de I_L , on construit le modèle de Thévenin à l'extrémité de la ligne 1 et on revient au cas d'une ligne de transmission, la ligne 2, comme le montre la Figure A8-4.

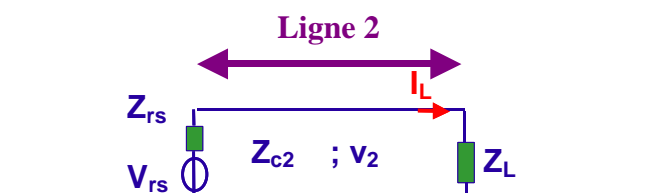


Figure A8-4 : Configuration A modélisée pour le calcul de I_L

L'impédance vue de l'extrémité droite de la ligne vaut :

$$Z_{rs} = Z_{c1} \frac{Z_s + jZ_{c1} \tan(\beta_1 L_1)}{Z_{c1} + jZ_s \tan(\beta_1 L_1)} \quad (\text{A8-9})$$

A partir de la Figure A8-1, [PAUL 1] donne l'expression de la tension $V(z)$ le long d'une ligne de transmission par :

$$V(z) = \frac{1 + \Gamma_L e^{-2\gamma L} e^{2\gamma z}}{1 - \Gamma_s \Gamma_L e^{-2\gamma L}} \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} V_s e^{-\gamma z} \quad (\text{A8-10})$$

La tension V_{rs} à vide à l'extrémité de la ligne est donnée en prenant $\Gamma_L = 1$ (car Z_L est infinie) dans la relation (A8-10), ce qui donne :

$$V_{rs} = \frac{2}{1 - \Gamma_s e^{-2\gamma_1 L_1}} \frac{Z_{c1}}{Z_s + Z_{c1}} V_s e^{-\gamma_1 L_1} \quad (\text{A8-11})$$

Après simplification, l'expression de V_{rs} est :

$$V_{rs} = \frac{Z_{c1}}{Z_{c1} \cos(\beta_1 L_1) + jZ_s \sin(\beta_1 L_1)} V_s \quad (\text{A8-12})$$

Pour obtenir I_L , on remplace Z_s par l'expression de Z_{rs} et V_s par l'expression de V_{rs} , dans la relation (A8-4) dans laquelle les symboles relatifs à la ligne 1 correspondent maintenant à la ligne 2, ce qui donne :

$$I_L = \frac{Z_{c2} V_{rs}}{Z_{c2} \left(Z_L + Z_{c1} \frac{Z_s + jZ_{c1} \tan(\beta_1 L_1)}{Z_{c1} + jZ_s \tan(\beta_1 L_1)} \right) \cos(\beta_2 L_2) + j \left(Z_L Z_{c1} \frac{Z_s + jZ_{c1} \tan(\beta_1 L_1)}{Z_{c1} + jZ_s \tan(\beta_1 L_1)} + Z_{c2}^2 \right) \sin(\beta_2 L_2)} \quad (\text{A8-13})$$

Avec la relation (A8-12), on trouve que l'expression de I_L se simplifie et vaut :

$$I_L = \frac{Z_{c1} Z_{c2} V_s}{D} \quad (\text{A8-14})$$

où D est déjà donné par la relation (A8-8).

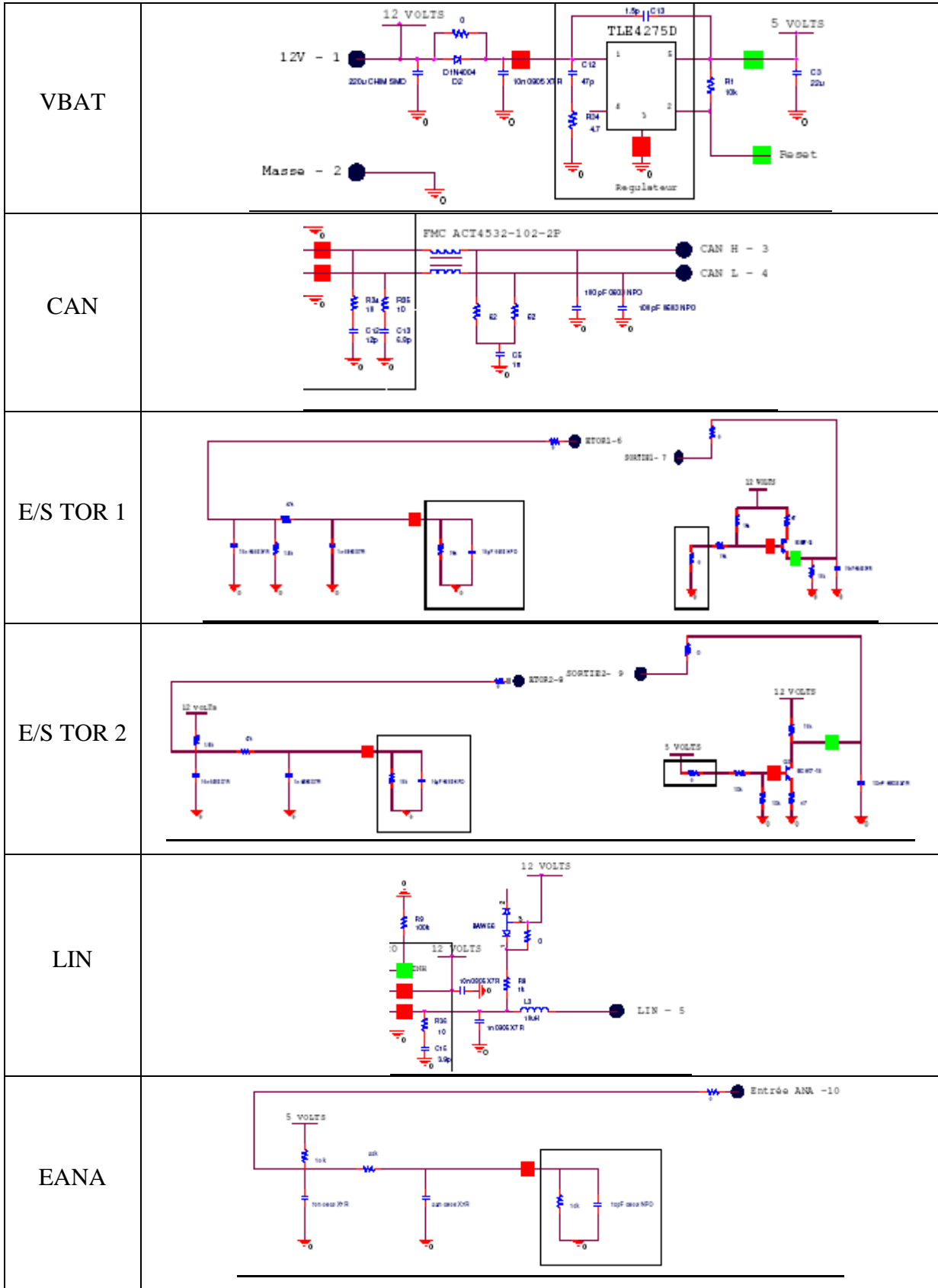
ANNEXE 9

Schémas électriques des cartes électroniques (Chapitre V)

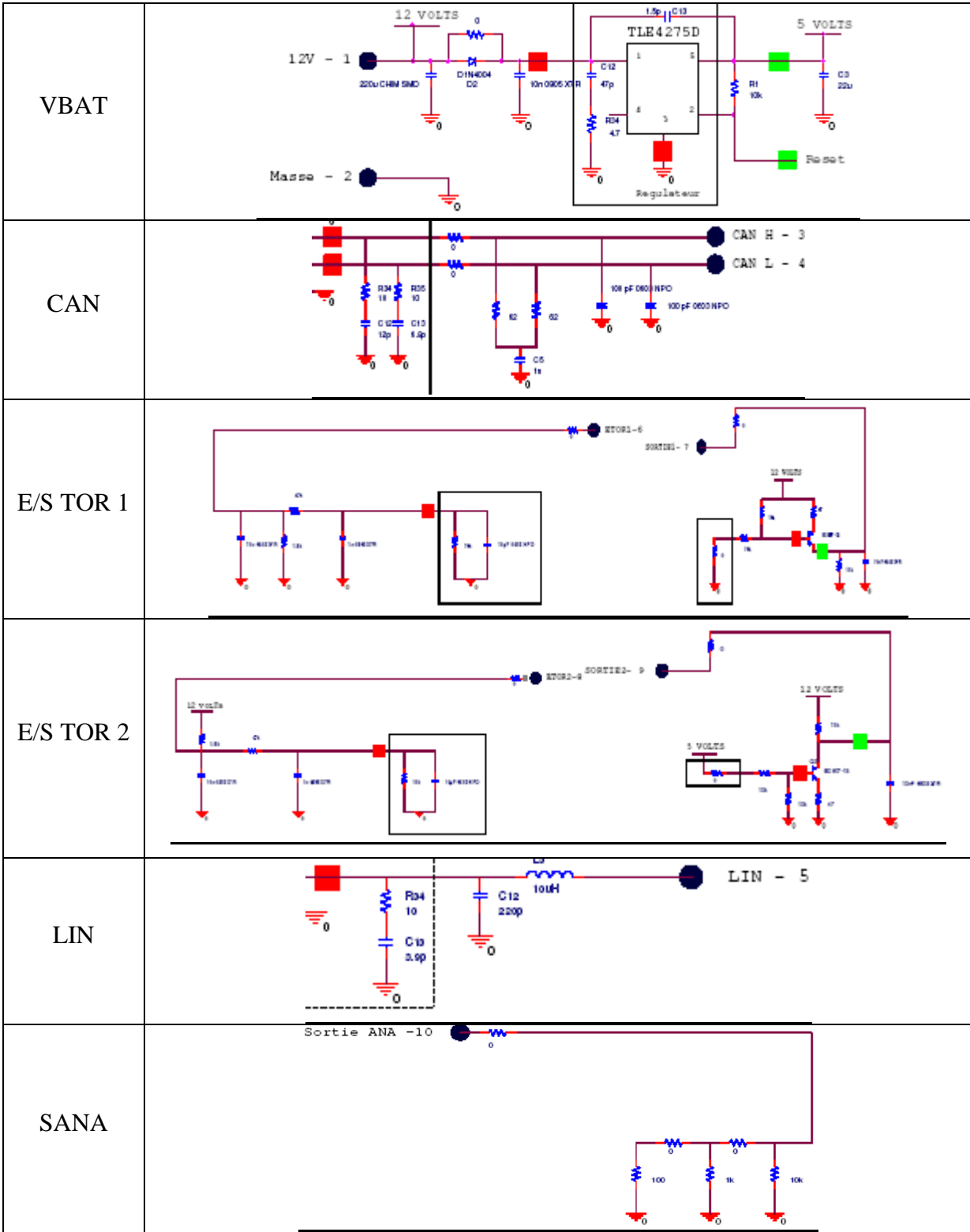
Carte Siemens VDO Automotive

VBAT	<p style="text-align: center;">REGULATOR STAGE</p>
CAN	<p style="text-align: center;">CAN STAGE</p>
E/S TOR 1	
E/S TOR 2	
LIN	<p style="text-align: center;">LIN STAGE</p>
EANA	

Carte Valeo 1



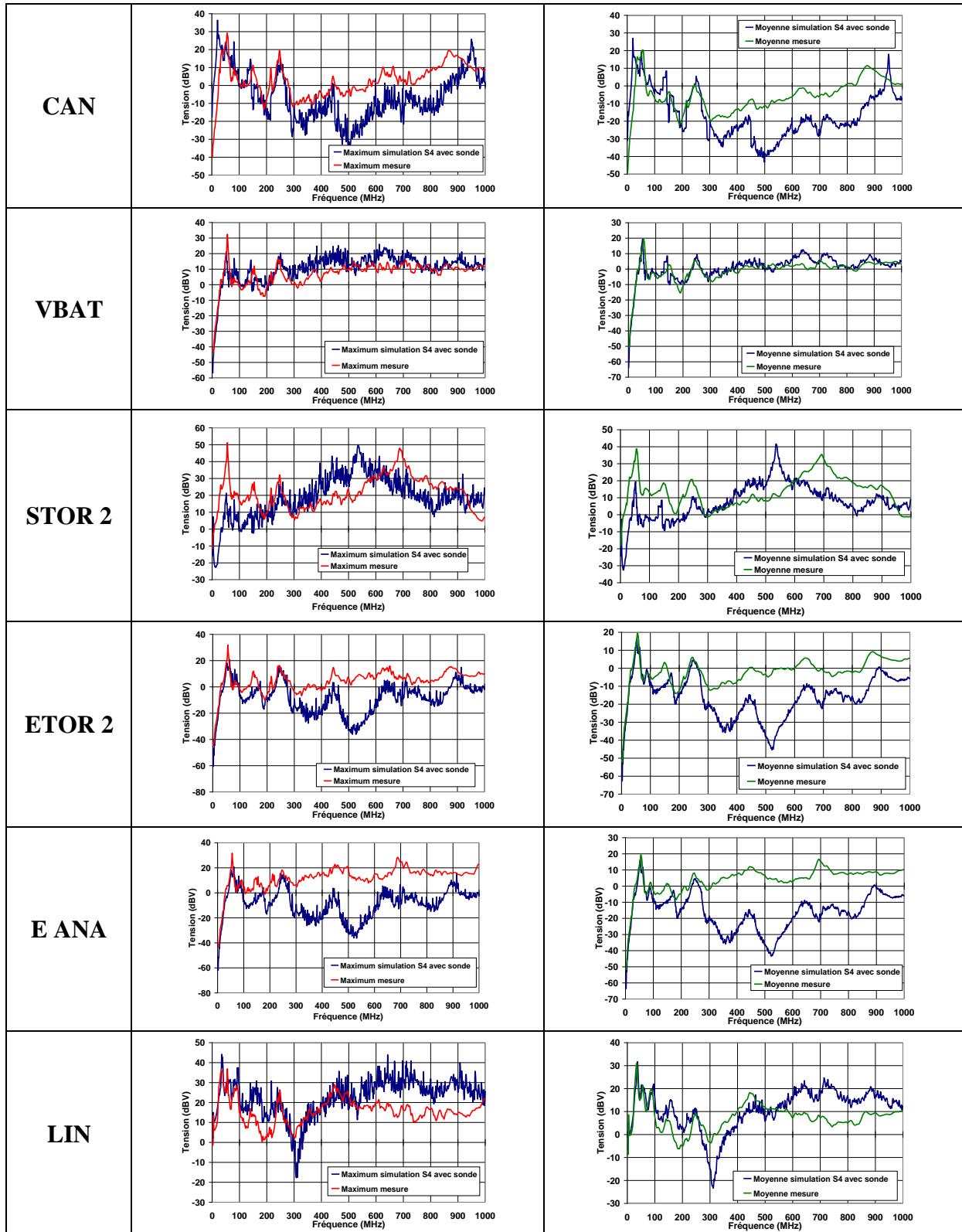
Carte Valeo 2



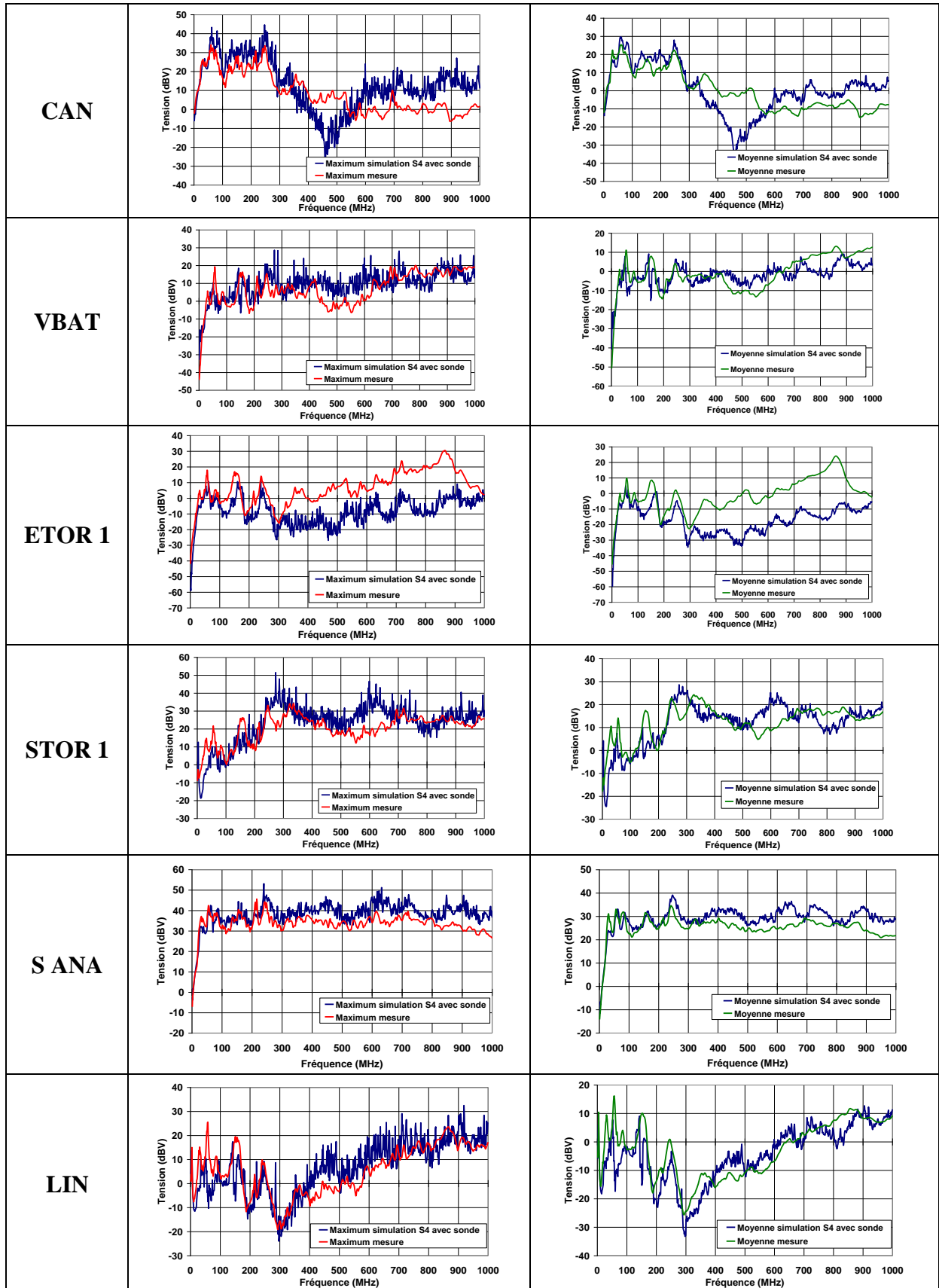
Annexe 10: Moyennes et maxima mesure / simulation (Chapitre V)

Configuration A

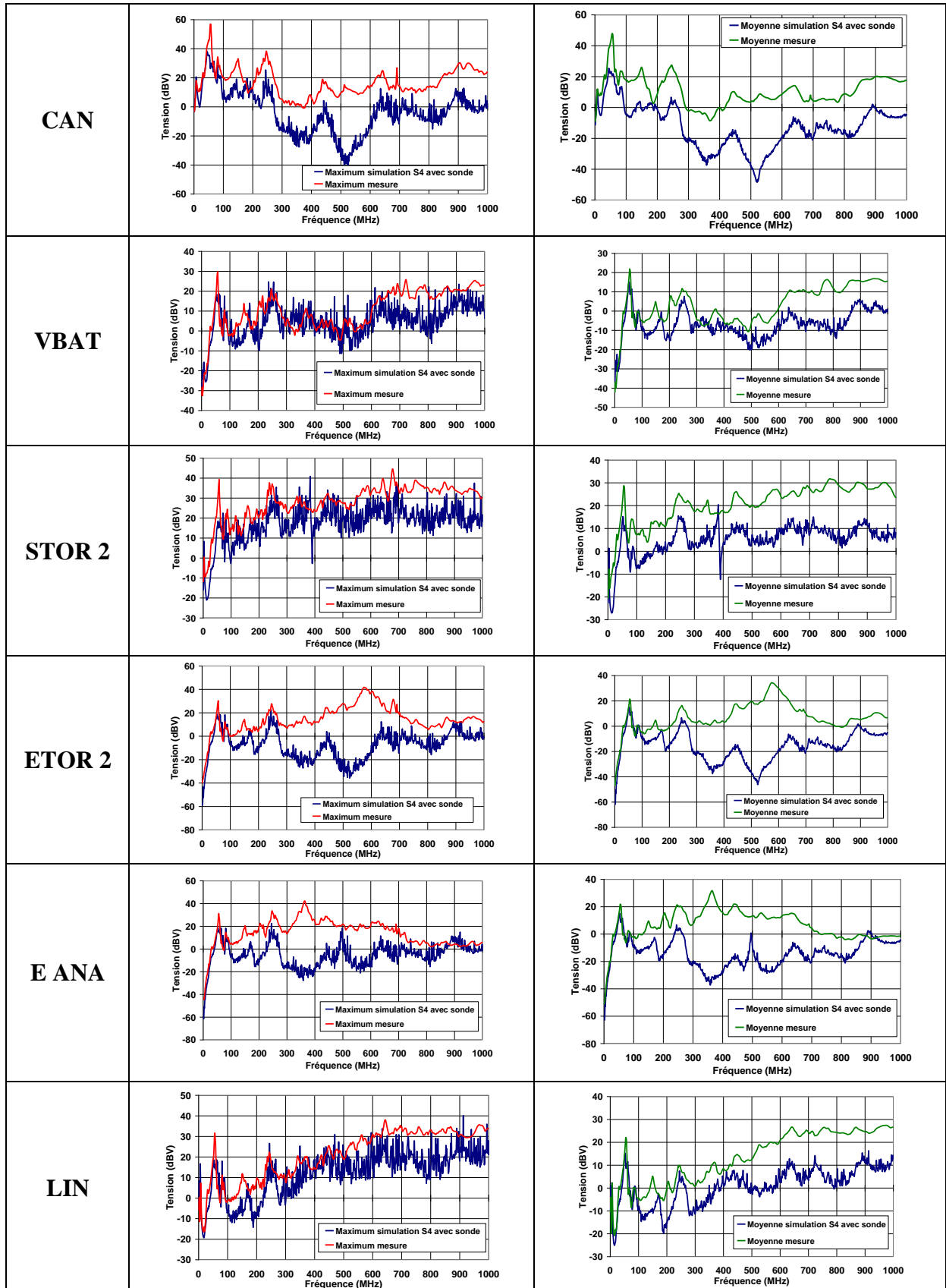
Carte 1 : Siemens VDO (plan de masse plein)



Configuration A
Carte 2 : Valeo (plan de masse plein)

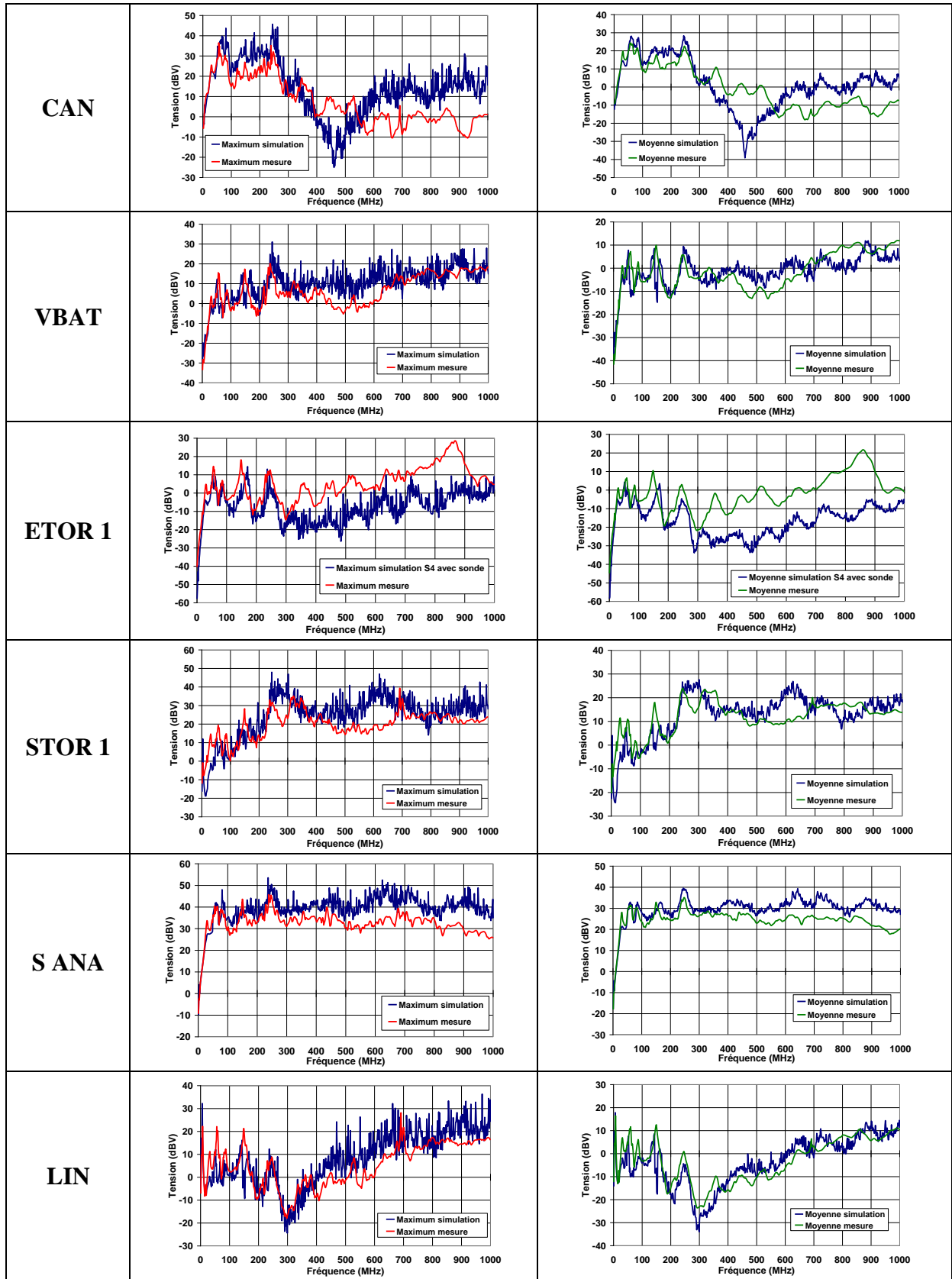


Configuration B
Carte 1 : Valeo 1 (masse en grille)



Configuration B

Carte 2 : Valeo 2 (plan de masse plein)



BIBLIOGRAPHIE

- [AGIL 1] « Specifying Calibration Standards for the Agilent 8510 Network Analyser », Agilent Product Note 8510-5B
- [ALES 1] S. Alestra, X. Ferrières, J.P. Parmantier, R. Perraud, F. Rachidi, A. Rubinstein, A.R. Ruddle, and N. Whyman, « The EU Framework V Project GEMCAR: CEM techniques investigated », 15th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, 2003.
- [ANTO 1] G. Antonini, « Spice Equivalent Circuit of a Two-Parallel-Wires Shielded Cable for Evaluation of the RF Induced Voltages at the Terminations », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 46, no.2, May 2004, pp. 189–198.
- [ANTO 2] G. Antonini, A. Ciccomancini Scogna, A. Orlandi, C. Ritota, A. Duffy, « Applications of FSV to EMC and SI data », 2005 IEEE International Symposium on EMC, Chicago, USA, 8-10 August 2005.
- [ARCH 1] B. Archambeault, S. Connor, A. Duffy, « Comparing FSV and Human Responses to Data Comparisons », 2005 IEEE International Symposium on EMC, Chicago, USA, 8-10 August 2005.
- [ASEE_CEM05_0122] S. Egot, « Etude de la modélisation dissociée d'équipements électroniques. Synthèse de plan d'expérience. » Rapport interne PSA Peugeot Citroën, octobre 2005.
- [ASEE_CEM05_0123] S. Egot, « Influence des charges dans la modélisation dissociée d'équipements électroniques. Synthèse de plan d'expérience ». Rapport interne PSA Peugeot Citroën, octobre 2005.
- [BERG 1] J.R. Bergervoet, G.P.J.F.M. Maas, M.J.C.M. van Doorn, « The common-mode skeleton model for assessment of electromagnetic compatibility at the system level », 12th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, pp. 657–662, February 20-22, 1997.
- [BERG 2] R. Bergé, J.P. Catani, « Validation expérimentale du code EMC d'analyse et de prédiction en mode conduit », 8e Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, Lille, France, 1996.
- [BROU 1] F. Brouaye, M. Hélier, J-Ch. Bolomey, « Comparing height models of a single wire random transmission line », 14th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, February 20-22, 2001.
- [CANA 1] F. G. Canavero, I. A. Maio, I. S. Stievano, « Black-Box Models of Digital IC ports for EMC simulations », 14th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, pp. 679–684, February 20-22, 2001.

-
- [CARV 1] K.R. Carver, J.W. Mink, « Microstrip Antenna Technology », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. Ap-29, no. 1, pp. 2-24, January 1981.
- [CAST 1] C. Castanié, « Modèle de lignes de transmission non uniformes pour l'étude de couplages électromagnétiques sur des réseaux de câbles », thèse de l'Université Paul Sabatier (Toulouse III), octobre 2002.
- [CHEN 1] R.L. Chen, J. Chen, T.H. Hubing, W. Shi, « Analytical Model for the Rectangular Power-Ground Structure Including Radiation Loss », IEEE Transactions on EMC, vol. 47, no. 1, pp. 10-16, February 2005.
- [CHEN 2] R.L. Chen, J. Chen, T.H. Hubing, W. Shi, « Via Coupling within Power-Return Plane Structures Considering the Radiation Loss », IEEE International Symposium on EMC, Santa Clara, USA CA, Vol. 2, 9-13 August 2004.
- [CHOT 1] R. Chotard, « Etude et caractérisation d'un simulateur d'onde électromagnétique large bande en chambre semi-anéchoïque, facilement modélisable par des codes 3D. Application au test des véhicules automobiles », Thèse de l'Université Pierre et Marie Curie, Paris VI, février 1996.
- [CICC 1] A. Ciccolella, F. Canavero, « Statistical simulation of crosstalk in random cables », 11th Inter. Zurich Symp. On EMC, March 1995.
- [DEGA 1] P. Degauque, J. Hamelin, « Compatibilité Electromagnétique », Dunod, 1990.
- [DEGA 2] P. Degauque, A. Zeddou, « Remarks on the Transmission-Line Approach to Determining the Current Induced on Above-Ground Cables » IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 30, no. 1, pp. 77-80, Feb. 1988.
- [DEMO 1] B. Démoulin, « Etude de la pénétration des ondes électromagnétiques à travers des blindages homogènes ou des tresses à structure coaxiale », Thèse d'Etat, Université de Lille, juin 1981.
- [DEMO 2] B. Démoulin, A.P.J. Van Deursen, « Deux Approches pour établir le Lien entre la Notion usuelle d'Impédance de Transfert et le Formalisme des Lignes Couplées », 10e Colloque International & Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM2000), 14-16 Mars 2000, Clermont-Ferrand, pp. 98-103
- [DROZ 1] A.L. Drozd, « Selected Methods for Validating Computational Electromagnetic Modeling Techniques », 2005 IEEE International Symposium on EMC, Chicago, USA, 8-10 August 2005.
- [DUFF 1] A. Duffy, A. Martin, G. Antonini, A. Orlandi, C. Ritota, « The Feature Selective Validation (FSV) Method », 2005 IEEE International Symposium on EMC, Chicago, USA, 8-10 August 2005.

- [DUVA 1] F. Duval, B. Mazari, B. Freyre, P. Lefebvre, J. Zigault, O. Maurice, « Bulk Current Injection Test Modeling and Creation of a Test Methodology », 15th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, pp. 493–498, February 16-20, 2003.
- [EGOT 1] S. Egot, M. Klingler, L. Koné, S. Baranowski, B. Démoulin, « Caractérisation expérimentale de charges appliquée à la modélisation CEM d'équipements électroniques automobiles », 12ème Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, mars 2004, Toulouse.
- [EGOT 2] S. Egot, M. Klingler, L. Koné, S. Baranowski, B. Démoulin, « Influence of the PCB Traces of Automotive Electronic Equipment in the Case of Random Cable Harnesses », 16th Inter. Zurich Symp. on EMC, Feb. 2005.
- [EGOT 3] S. Egot, M. Klingler, L. Koné, S. Baranowski, F. Lafon, C. Leullieux, C. Marot, « Determination of the Uncertainties Introduced When Modeling a Realistic Automotive Electronic Sub-system », 2emc Symposium (embedded EMC), Rouen, 26-28 September, 2005.
- [EGOT 4] S. Egot, M. Klingler, L. Koné, S. Baranowski, B. Démoulin, F. Lafon, C. Marot, « Evaluation d'une démarche de modélisation d'équipements électroniques automobiles sur un sous-système réaliste », accepté pour le 13ème Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, avril 2006, Saint-Malo.
- [EGOT 5] S. Egot, M. Klingler, L. Koné, S. Baranowski, B. Démoulin, F. Lafon, C. Marot, « Modeling Automotive Electronic Equipment in a Realistic Sub-system », EMC Europe International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Barcelona, Spain, September 4-8, 2006 (submitted).
- [FERR 1] X. Ferrières, J-P Parmantier, S. Bertuol, A.R. Ruddle, « Application of a hybrid finite difference / finite volume method to solve an automotive EMC problem », IEEE Transactions on EMC, vol. 46, no. 4, pp. 624-634, November 2004.
- [FERR 2] X. Ferrières, J-P Parmantier, S. Bertuol, « Méthode hybride couplée à une équation de réseau pour le calcul des perturbations induites sur le câblage d'une voiture », 11e Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, Grenoble, France, Mars 2002.
- [GRUO 1] D. Gruosso, « Modélisation d'un essai de susceptibilité électromagnétique large bande d'un véhicule automobile – Analyse de sensibilité des paramètres d'irradiation », Thèse de l'Université Pierre et Marie Curie, Paris VI, mars 1998.
- [HAMP 1] M. Hampe, S. Dickmann, « The Impact of Decoupling Capacitors on the Impedance of Rectangular PCB Power-Bus Structures », 16th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, pp. 251–256, February 14-18, 2005.

- [HASL 1] F. Haslinger, B. Unger, M. Maurer, M. Tröscher, R. Weigel, « EMC Modeling of nonlinear Components for Automotive Applications », Proceedings of the 2001 Zurich Symposium on EMC, Février 2001.
- [HOCK 1] D. Hockanson, J.L. Drewniak, T.H. Hubing, T.P. Van Doren, R.E. DuBroff, « FDTD and Experimental Investigation of EMI from Stacked-Card PCB Configurations », Report number TR97-2-021, EMC Laboratory, University of Missouri-Rolla, October 17, 1997.
- [HOCK 2] D. Hockanson, X. Ye, J.L. Drewniak, T.H. Hubing, T.P. Van Doren, R.E. DuBroff, « FDTD and Experimental Investigation of EMI from Stacked-Card PCB Configurations », IEEE Transactions on EMC, vol. 43, no. 1, pp. 1-9, February 2001.
- [KWAS 1] P.J. Kwasniok, M.D. Bui, A.J. Kozlowski, S.S. Stuchly, « Techniques for Measurement of Input Impedances of Electronic Equipment in the Frequency Range from 1 MHz to 1 GHz », IEEE Transactions on EMC, vol. 34, no. 4, pp. 486-490, November 1992
- [KWAS 2] P.J. Kwasniok, M.D. Bui, A.J. Kozlowski, S.S. Stuchly, « Technique for Measurement of Powerline Impedances in the Frequency Range from 500 kHz to 500 MHz », IEEE Transactions on EMC, vol. 35, no. 1, pp. 87-90, February 1993
- [KWAS 3] P.J. Kwasniok, A.J. Kozlowski, S.S. Stuchly, « An Improved Method of Measuring Power-line Impedances Using Two Current Probes », IEEE Transactions on EMC, vol. 35, no. 4, pp. 473-475, November 1993
- [LEON 1] M. Leone, « The Radiation of a Rectangular Power-Bus Structure at Multiple Cavity-Mode Resonances », IEEE Transactions on EMC, vol. 45, no. 3, pp. 486-492, August 2003.
- [LO 1] Y.T. Lo, D. Solomon, W.F. Richards, « Theory and Experiment on Microstrip Antennas », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. Ap-27, no. 2, pp. 137-145, March 1979
- [NEUM 1] R. Neumayer, R. Weigel, A. Stelzer, G. Steinmair, F. Haslinger, M. Tröscher, J. Held, B. Unger, « Numerical EMC Simulation for Automotive Applications », Proceedings of the 2003 Zurich Symposium on EMC, Feb. 2003.
- [NEUM 2] R. Neumayer, A. Stelzer, F. Haslinger, J. Held, F. Schinco, R. Weigel, « Continuous Simulation of System-Level Automotive EMC Problems », IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Boston, MA, USA, Aug. 18-22, 2003.

- [NEUM 3] R. Neumayer, A. Stelzer, R. Weigel, « Equivalent Circuit Modeling Using Frequency-Domain Subspace System Identification », International Symposium on Electromagnetic Compatibility 2003, Istanbul, Turkey, May 11-16, 2003
- [NEUM 4] R. Neumayer, F. Haslinger, A. Springer, R. Weigel, « On the Synthesis of Equivalent Circuit Models for Multiports Characterized by Frequency-Dependent Parameters », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, Dec. 2002
- [NEUM 5] R. Neumayer, F. Haslinger, A. Stelzer, R. Weigel, « Equivalent Circuit Models for Coupling Effects Characterized by Scattering Parameter Data », EMC Europe 2002 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sorrento, Italy, Sept. 2002.
- [ORLA 1] A. Orlandi, « Frequency-and Time-Domain Modeling of the Transfer Impedance and Distributed Longitudinal Induced Voltage by Means of a Spice Equivalent Circuit », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 45, no.1, February 2003, pp. 125–129.
- [PALE 1] L. Paletta, « Démarche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques sur des systèmes de câblages industriels de grande dimension », thèse Université Paris XI, Orsay, 1998.
- [PALE 2] L. Paletta, J-P Parmantier, F. Issac, P. Dumas, J-C Alliot, « Susceptibility Analysis of Wiring in a Complex System Combining a 3D Solver and a Transmission Line Network Simulation », IEEE Transactions on EMC, vol. 44, no. 2, pp. 309-317, May 2002
- [PAUL 1] C. R. Paul, « Analysis of Multiconductor Transmission Lines », WILEY, 1994
- [PERD 1] R. Perdriau, « Méthodologie de prédiction des niveaux d'émission conduite dans les circuits intégrés, à l'aide de VHDL-AMS », thèse de l'Université catholique de Louvain, mars 2004.
- [POIN 1] J.-M. Poinsignon, « Méthode de caractérisation CEM des équipements automobiles en mode conduit – Modélisation CEM d'équipements », thèse de l'Université de Rouen, décembre 2003.
- [POIN 2] J.-M. Poinsignon, P. Matossian, B. Mazari, F. Duval, « Automotive Equipments EMC Modeling for Electrical Network Disturbances Prediction », IEEE International Symposium on EMC, Istanbul, Turkey, 11-16 May 2003
- [RIBI 1] N. Ribière-Tharaud, « Amélioration des méthodes de qualification des véhicules automobiles en CEM. Applications aux faisceaux de câbles », Thèse Université Paris XI, Orsay, mars 2001.

- [RIBI 2] N. Ribière-Tharaud, M. Hélier, D. Lecoïnte, R. Chotard, J.Ch. Bolomey, « Mesure de l'impédance d'entrée des équipements automobiles sur une large bande de fréquences : méthode et applications », Actes du 10ème colloque international et exposition sur la CEM, Clermont-Ferrand, Mars 2000, p. 205-208
- [RIBI 3] N. Ribière-Tharaud, M. Hélier, D. Lecoïnte, R. Chotard, S. Dop, J.Ch. Bolomey, « CDF and Quantile : Relevant observables related to the common-mode current of a realistic cable bundle », 14th Inter. Zurich Symp. on EMC, Feb. 2001.
- [RT5-07447] « Traitement numérique des caractéristiques d'un faisceau automobile – Document de validation des outils numériques », rapport interne PSA Peugeot Citroën, Janvier 2004.
- [RUBI 1] A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein, B. Reusser, « A Parallel Implementation of NEC for the Analysis of Large Structures », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, February, 2003
- [RUBI 2] A. Rubinstein, F. Rachidi, J.-P. Parmentier, X. Ferrières, S. Alestra, R. Perraud, B. Reusser, « Modélisation de la pénétration d'un champ électromagnétique à l'intérieur d'une automobile : simulation et validation expérimentale », 11e Colloque International de Compatibilité Electromagnétique, Grenoble, France, Mars 2002.
- [RUBI 3] A. Rubinstein, F. Rachidi, B. Reusser, D. Pavanello, « Electromagnetic Field interaction with vehicle cable harness: an experimental analysis », International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe, Sorrento, Septembre 2002.
- [RUDD 1] A. R. Ruddle, S. Alestra, X Ferrières, I. Hendrikx, J.P. Parmentier, R. Perraud, F. Rachidi, A. Rubinstein, F. Sobaru, C. Thomas, N. Whyman, « The EU framework V project « GEMCAR » : model validation activities », 15th International Zurich EMC Symposium February 2003.
- [RUDD 2] A. R. Ruddle, « Numerical modelling of the impact of automotive screen heaters on vehicle EMC characteristics », International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe, Sorrento, September 2002.
- [SALI 1] S. Salio, F. Canavero, J. Lefèbvre et W. Tabbarra, « Statistical description of signal propagation on random bundles of wires » 13th Inter. Zurich Symposium. on EMC, Feb. 1999.
- [SALI 2] S. Salio, F. Canavero, J. Lefèbvre et W. Tabbarra, « Analyse de la propagation sur un toron aléatoire », Colloque International de CEM, Clermont-Ferrand 2000.
- [STIE 1] I. S. Stievano, « Behavioral modeling of nonlinear circuit elements. Application to signal integrity and electromagnetic compatibility », Thèse de doctorat, Polytechnique de Turin, Janvier 2001.

- [TANG 1] H. Tang, V. Scuka, « Time-Domain Study of a Shielding Cable System with a Nonlinear Load », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 41, no.3, August 1999, pp. 214–220.
- [VAUT 1] M. Vautier, « Etude des phénomènes de couplage électromagnétique dans les faisceaux de câbles multifilaires de télécommunications », Thèse Université Clermont-Ferrand, mai 1993.
- [WADE 1] B.C. Wadell, « Transmission Line Design Handbook », Artech House, 1991.
- [WHYM 1] N. Whyman, C. Thomas, S. Alestra, X. Ferrières, J.P. Parmantier, R. Perraud, F. Rachidi, A. Rubinstein, and A.R. Ruddle, « The EU Framework V Project GEMCAR: Model validation », 15th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zurich, 2003.
- [XU 1] M. Xu, Y. Ji, T.H. Hubing, T.P. Van Doren, J.L. Drewniak, « Development of a Closed-Form Expression for the Input Impedance of Power-Ground Plane Structures », IEEE International Symposium on EMC, Washington D.C., USA, 2000.
- [XU 2] M. Xu, T.H. Hubing, « The Development of a Closed-Form Expression for the Input Impedance of Power-Return Plane Structures », IEEE Transactions on EMC, vol. 45, no. 3, pp. 478-485, August 2003.
-

Résumé

Intégration des équipements électroniques dans la modélisation de l'architecture électrique des véhicules automobiles. Application à la prédiction de Compatibilité Electromagnétique dans les phases amont de la conception.

Cette thèse traite de l'élaboration et de l'évaluation d'une méthodologie d'intégration des équipements électroniques dans la modélisation CEM de l'architecture électrique en amont dans la conception des véhicules.

L'approche proposée a pour principe de dissocier la modélisation d'un équipement en deux parties complémentaires mettant en jeu constructeur automobile et équipementier.

La faisabilité de cette modélisation a préalablement nécessité de caractériser l'interaction entre l'équipement et la caisse du véhicule. En outre, les différents facteurs influant sur la validité du modèle ont été examinés, ainsi que le degré de précision à lui accorder. Ce dernier aspect a été envisagé en tenant compte de la globalité du système, notamment de la variabilité introduite par l'entrelacement aléatoire du faisceau de câbles. Enfin, la démarche proposée a été évaluée en confrontant les résultats statistiques des mesures et des simulations obtenus sur un sous-système électronique réaliste.

Abstract

Integration of electronic equipment in the modeling of an automotive electrical architecture. Application to the prediction of Electromagnetic Compatibility in the early design phase.

This thesis deals with the elaboration and the evaluation of an integration methodology of electronic equipment in the EMC modeling of the electrical architecture in the early design phase of a vehicle.

The proposed approach is based on dissociating the equipment modeling into two complementary parts involving the car manufacturer and the electronic supplier.

The feasibility of this modeling technique primarily required to characterize the interaction between the equipment and the car body. Besides, the different factors having an influence on the validity of the model were examined as well as its needed level of precision. The latter issue was considered by taking into account the globality of the system, especially the variability brought by the random bundling of the cable harness. Finally the proposed method was evaluated by comparing statistical measurement and simulation results obtained on a realistic electronic sub-system.
