

THESE

présentée à

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR

Spécialité : MICROONDES ET MICROTECHNOLOGIES

Par

Marc OLIVAS CARRION

**Communications sur le réseau d'énergie électrique
d'un véhicule : modélisation et analyse du canal de
propagation**

Soutenue le 17 juillet 2006 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	Françoise PALADIAN	Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand II
	Fabienne NOUVEL- UZEL	Maître de Conférences HDR à l'INSA de Rennes
Examineurs	Ahmed ZEDDAM	Expert CEM – France Télécom R&D
	Marc SEMELLE	Responsable Projet CPL - VALEO
	Bernard BAVOUX	Responsable Projet – PSA Peugeot Citroën
	Pierre DEGAUQUE	Professeur à l'Université de Lille 1
Directeur de Thèse	Martine LIENARD	Professeur à l'Université de Lille 1

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier l'ensemble de l'équipe du laboratoire IEMN / TELICE qui m'a accompagné tout au long de ma thèse et a permis que ce projet aboutisse dans les meilleures conditions.

J'exprime mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur Pierre Degauque, et Madame le Professeur Martine Liénard pour m'avoir guidé ainsi que pour leur travail de relecture, de correction, et d'analyse.

Merci à ma voisine de bureau, Virginie Dégardin, qui m'a supporté pendant deux ans. Je soupçonne même qu'elle ait fait un bébé juste pour ne plus me voir. Elle a aussi pris une part importante dans ce travail et notamment sur l'analyse du bruit impulsif.

La partie expérimentale n'aurait pas pu se faire sans l'aide de notre jeune Ingénieur d'étude Pierre Lafy, un grand merci pour son humour quotidien.

J'exprime toute ma sympathie aux autres personnes qui font la bonne humeur du TELICE, Monsieur le Professeur Démoulin, Emmanuelle, Fatma, Sylvie, Lamine, Abdou, Nedim, Tarik, Guillaume, Sébastien, Andrea (merci pour la transformée de Hilbert), Youssef, Daniel, Monsieur Semet et le PC VAL.

Un grand merci à mes deux rapporteurs, Fabienne Nouvel, Maître de Conférences à l'INSA de Rennes, et Françoise Paladian, Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand. Je n'oublie pas que c'est un peu grâce à cette dernière que j'ai eu l'opportunité de poursuivre en thèse.

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'un contrat PRÉDIT (Programme National de Recherche et d'Innovation dans les Transports Terrestres) entre PSA Peugeot Citroën, Valeo, l'INSA de Rennes et TELICE. Je remercie les différents partenaires qui ont participé à ce projet et plus particulièrement Marc Semelle et Bernard Bavoux qui ont accepté de faire partie du jury de ma thèse.

J'associe à ces remerciements Monsieur Zeddami, ingénieur chez France Télécom, pour avoir accepté de juger ce travail.

Merci à Jocelyne pour la reproduction de cette thèse.

Je tiens également à remercier L'ONERA et surtout Solange Bertuol pour son aide précieuse sur CRIPTE et son accueil chaleureux dans la ville rose.

Je terminerai ces remerciements par ceux que j'adresse à ma famille qui m'a soutenu tout au long de ces neufs années d'études supérieures qui se terminent enfin (c'est ce que j'essaye de le faire croire). Une seule personne a eu le courage de me suivre pendant ces longues années, elle a su me soutenir et me motiver dans toutes mes démarches sans compter les heures passées à relire tous mes travaux: merci Fabienne.

Table des Matières

Remerciements	ii
Table des Matières	iii
Introduction	1
 Chapitre 1. Transmission numérique en automobile, contexte et état de l'art	 3
1.1. Les systèmes de communication dans les véhicules	4
1.1.1. Historique : le début du multiplexage	4
1.1.2. L'automobile aujourd'hui	5
1.1.3. Besoins actuels et contraintes industrielles	9
1.2. Les solutions basées sur les systèmes Courants Porteurs en Ligne.....	10
1.2.1. Les CPL automobiles	10
1.2.2. Difficultés de mise en œuvre des CPL automobiles	12
1.2.3. Exemples d'applications	12
1.3. Conclusion.....	13
 Chapitre 2. Définitions et caractéristiques du canal	 14
2.1. Réponse du canal.....	14
2.1.1. Caractéristiques du quadripôle	15
2.1.2. Paramètres caractéristiques du canal.....	17
2.1.2.a Bande de cohérence du canal	17
2.1.2.b Etalement des retards	18
2.1.2.c Coefficient de corrélation en fonction des charges	19
2.2. Types de Bruit.....	20
2.2.1. Bruit de fond.....	20
2.2.2. Bruit à bande étroite	20
2.2.3. Les bruits impulsifs	21
2.3. Principes de base de la modulation OFDM.....	22
2.3.1. Le procédé OFDM	22
2.3.2. Lien entre les paramètres de la modulation et les caractéristiques du canal	23
2.3.3. Le codage de canal	23
2.4. Conclusion.....	24

Chapitre 3. Modélisation déterministe de la fonction de transfert du canal	25
3.1. Etat de l'art des méthodes de simulation des réseaux de lignes de transmission.....	25
3.2. Approche topologique appliquée à l'étude des faisceaux complexes de câbles	26
3.2.1. Modèles des lignes de transmission	27
3.2.1.a Ligne de transmission uniforme	27
3.2.1.b Approche topologique d'un réseau de lignes multifilaires.....	28
3.2.2. Détermination des paramètres d'entrées du modèle	31
3.3. Etude paramétrique : Toron simple	32
3.3.1. Toron simple	32
3.3.2. Etude paramétrique : faisceau véhicule.....	44
3.3.3. Conclusion de l'étude paramétrique.....	57
 Chapitre 4. Caractérisation expérimentale du canal	 58
4.1. Conditions expérimentales	59
4.1.1. Liaisons directes.....	61
4.1.2. Liaisons indirectes.....	61
4.2. Caractérisation expérimentale du canal de transmission.....	62
4.2.1. Dispositif expérimental pour la mesure de la matrice S.....	62
4.2.2. Impédance d'entrée du faisceau	64
4.2.3. Caractérisations expérimentales du canal en présence d'une liaison directe entre l'émetteur et le récepteur.....	67
4.2.3.a Etude préliminaire : Influence des charges de proximité	67
4.2.4. Fonction de transfert du canal entre différents points du faisceau et influence des charges du faisceau.....	69
4.2.5. Caractérisations expérimentales du canal en présence d'une liaison indirecte entre l'émetteur et le récepteur.....	72
4.2.5.a Fonction de transfert du canal	72
4.2.5.b Optimisation de l'impédance du modem	74
4.3. Analyse statistique large bande du canal.....	75
4.3.1. Bande de cohérence.....	75
4.3.2. Etalement des retards	76
4.3.3. Conclusion sur la caractérisation de la fonction de transfert	78
4.4. Le Bruit impulsif sur le réseau électrique 12V des véhicules	79

4.4.1. Dispositif de mesure des bruits impulsifs	80
4.4.2. Algorithme de découpage du bruit	81
4.4.3. Configuration des mesures et caractérisation du bruit impulsif.....	82
4.4.3.a Caractérisation dans le domaine fréquentiel.....	83
4.4.3.b Caractérisation dans le domaine temporel	84
4.4.4. Modélisation du bruit	86
4.4.5. Conclusion.....	87
4.5. Conclusion de l'étude expérimentale	88
Chapitre 5. Le Modèle Stochastique.....	89
5.1. Méthode basée sur la reconnaissance de forme du module de la fonction de transfert	89
5.1.1. Les paramètres descriptifs de la fonction de transfert.....	89
5.1.2. Traitement des données et distributions des paramètres	90
5.1.3. Exemple de reconstruction du module de la réponse en fréquence	94
5.1.4. Expression de la phase à partir de la transformée de Hilbert	95
5.2. Méthode basée sur le filtrage numérique	98
5.2.1. Etude des degrés n et m du filtre	99
5.2.2. Comparaison entre théorie et expérimentation.....	102
Conclusion générale	103
Annexe A : Distributions Statistiques	107
Annexe B : Caractérisation indoor	109
B.1 Mesures de la matrice S	109
B.2 Etude statistique de la matrice S en fonction des charges.....	111
Bibliographie.....	112

Introduction

Existe-t-il une limite au développement des systèmes électroniques dans une voiture ? N'importe quel acquéreur d'un véhicule sur ces dix dernières années aura remarqué la profusion de nouveaux systèmes tels que l'ABS, le radar de recul, le réglage électrique des rétroviseurs, l'ouverture des portes sans clef, la transmission, le multimédia, la liste n'étant pas exhaustive. Derrière tous ces systèmes se cachent des moteurs, des capteurs, des calculateurs et surtout une grande quantité de fils dédiés à l'alimentation de tous ces organes et à la communication entre eux. L'habitacle d'une voiture étant restreint, on comprend facilement qu'on ne puisse pas augmenter le nombre de systèmes sans rencontrer quelques problèmes d'encombrement, mais surtout de poids, de fiabilité et de coût.

Une première solution apparue dans les années 80 a été le multiplexage automobile qui permet de faire transiter sur une seule ligne (système dédié), plusieurs communications simultanées entre différents émetteurs-récepteurs. Mais sur un marché aussi concurrentiel que celui de l'automobile, les constructeurs n'ont pas renoncé à intégrer de plus en plus de systèmes électroniques liés soit à la sécurité soit au confort des passagers. On assiste donc à l'apparition de réseaux numériques dans le véhicule travaillant avec des débits de plus en plus élevés.

Plusieurs travaux et notamment une équipe du laboratoire IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes) a envisagé, sous l'impulsion d'un constructeur français, une solution économique et a priori facile à implanter sur un câblage automobile, qui est celle utilisant la technologie Courant Porteur en Ligne (CPL) [Nouvel 94]. Les signaux de communication sont donc transmis sur les lignes électriques. Les développements actuels en CPL concernent surtout les applications domestiques à l'intérieur des bâtiments ("indoor") ou à l'extérieur de ceux-ci ("outdoor") pour assurer un accès de l'abonné à Internet.

Dans le domaine automobile, les débits envisagés pour les communications intra-véhicule basées sur cette approche sont, dans la plupart des cas, inférieurs à 2 Mbit/s. Compte tenu des nouveaux équipements que les constructeurs souhaitent implanter, il s'avère nécessaire de dépasser cette limite de 2 Mbits/s. L'objectif de cette thèse se situe dans ce cadre et on s'intéressera essentiellement à la caractérisation du canal formé par le fil d'alimentation du véhicule implanté au sein du faisceau, et donc à sa fonction de transfert et au bruit radioélectrique, et notamment impulsif, présent sur les lignes.

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'un projet PREDIT (Programme National de Recherche et d'Innovation dans les Transports Terrestres) intitulé "CCPE" (Communication Courant Porteur Embarquée). Ce projet regroupe les industriels VALEO et PSA Peugeot Citroën ainsi que les laboratoires IETR à Rennes et IEMN/TELICE à Lille. Il s'agit donc de répondre à une demande industrielle à la question posée sur la capacité du canal à pouvoir transmettre une information numérique haut débit.

Le premier chapitre de cette thèse rappelle tout d'abord le contexte industriel actuel des systèmes de communications intra-véhicule et l'émergence de nouveaux protocoles de communication. On montrera également en quoi une solution CPL pourrait répondre aux

attentes des constructeurs tout en satisfaisant les contraintes liées à l'environnement automobile.

Les définitions des diverses caractéristiques du canal tels que la bande de cohérence, l'étalement des retards d'une part, et les bruits électromagnétiques d'autre part, sont données dans le chapitre 2. La technique de modulation OFDM, qui est celle la plus couramment utilisée pour ce type de transmission, est également présentée de façon succincte.

Comme on s'intéresse tout d'abord à l'utilisation d'un modèle déterministe permettant de prévoir la fonction de transfert du canal pour une architecture de câblage donnée, la première partie du chapitre 3 décrira les bases mathématiques de l'outil numérique qui a servi pour nos études. Celui-ci utilise la théorie matricielle des lignes de transmission couplées associée à une mise en équation particulière liée à ce qui a été baptisée "La Topologie Electromagnétique". Comme nous aurons l'occasion de le souligner, son avantage réside dans sa grande souplesse d'utilisation, la configuration du réseau pouvant être modifiée facilement. Nous procéderons tout d'abord à une étude paramétrique intensive mais sur des structures canoniques de torons, de formes géométriques très simples, de manière à mettre en évidence les points les plus sensibles influençant le bilan de liaison comme la hauteur du toron au-dessus d'un plan de masse, le nombre de fils dans le toron, la torsade des fils, etc. Le passage à un système plus réaliste, donc plus complexe, suppose que l'on connaisse l'architecture du câblage d'un véhicule. Or celui-ci est, bien souvent, complètement inconnu et diffère d'un véhicule à l'autre et d'un constructeur à l'autre. Plutôt que d'essayer de modéliser le câblage d'une voiture particulière, il est apparu plus intéressant de se définir une architecture dite de référence, qui correspondrait à celle d'un faisceau type. Cette démarche a été effectuée en collaboration avec nos partenaires industriels et l'architecture retenue, décrite dans le chapitre 3, précise notamment les différentes longueurs des torons interconnectés et le nombre de fils par toron.

Grâce au modèle déterministe, une étude a été menée pour étudier, de manière statistique, le comportement de la fonction de transfert du canal en fonction de la fréquence et des charges connectées aux extrémités. On s'intéressera également à l'impédance d'entrée que présente le faisceau afin de définir la valeur la plus appropriée des impédances d'entrée ou de sortie des modems d'émission/réception. Les autres paramètres importants du canal dont la connaissance est nécessaire pour optimiser le codage de canal, comme l'étalement des retards, font aussi l'objet d'une attention particulière.

Les résultats de ce modèle déterministe sont ensuite confrontés à ceux obtenus expérimentalement sur un véhicule, mis à disposition par PSA, les principales conclusions étant exposées dans le chapitre 4. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à un résumé des études menées sur le bruit impulsif présent sur le faisceau d'alimentation du véhicule.

La modélisation déterministe offrant une grande souplesse d'utilisation, de nombreuses configurations ont été testées pour différentes positions des points d'excitation et de réception et diverses valeurs de charges d'extrémité. On aboutit ainsi à un grand nombre de réalisations à partir desquelles on peut essayer de bâtir un modèle stochastique, celui-ci pouvant ensuite être aisément introduit dans un simulateur de liaison. Les deux approches qui ont été suivies pour essayer de concevoir un modèle traduisant le plus fidèlement possible les propriétés statistiques du canal, sont présentées dans le dernier chapitre de cette thèse.

Chapitre 1. Transmission numérique en automobile, contexte et état de l'art

L'électronique dans l'automobile : des « progrès » fulgurants ces trente dernières années.

Comme il a été rappelé dans un article paru en 2002 [Leen 02], Apollo 11 embarquait en juillet 1969 un peu plus de 150 kbytes de mémoire pour effectuer son aller-retour sur la Lune ; trente ans plus tard, une voiture dite « familiale » utilise 500 kbytes de mémoire pour maintenir la lecture d'une platine CD. On constate ici l'avancée fulgurante de l'électronique dans l'automobile sur trois décennies. D'un point de vue économique, l'ensemble des composants et systèmes électroniques dans une voiture représente actuellement plus de 25 % de son prix en sortie d'usine et ce pourcentage a tendance à croître rapidement [Leen 02]. A présent, le coût du système électrique d'une automobile moyenne est plus élevé que celui de sa chaîne de traction (moteur et transmission) [Kassakian 01]. L'évolution prévisible [ElecInt 01] devrait amener à accroître encore la part de l'électronique dans le coût total. Ces « progrès » ont pour buts d'améliorer la sécurité, d'augmenter la fiabilité des systèmes et de diminuer les coûts de production. Pour illustrer ces objectifs, mentionnons par exemple que la colonne de direction, dangereuse pour le conducteur en cas de choc frontal, sera remplacée dans les prochaines années par une transmission électronique sur fils moins encombrante pour une fiabilité équivalente. Un système de sécurité doit-il être une question d'argent ? C'est aux constructeurs de trouver des solutions accessibles à tous en gardant le même niveau de fiabilité. Pour une démocratisation des systèmes sécuritaires, il faut donc des solutions peu coûteuses.

D'un point de vue technique, ceci se traduit par de nouveaux concepts tel que le X-by-Wire ("X-par-fil", X pouvant être n'importe quelle fonction ou organe du véhicule). D'ici quelques années, à l'image de l'aéronautique, les fonctions principales devraient évoluer vers une commande entièrement électronique et non plus se limiter à une simple assistance. Les technologies envisageables pour ces nouveaux systèmes sont nombreuses et l'air du numérique n'épargne pas le domaine des transports.

Un rappel historique présente, dans une première partie de ce chapitre, l'évolution des systèmes de communications dans l'industrie automobile. Il expose les solutions qui ont dû être adaptées pour arriver à l'automobile d'aujourd'hui. Cependant, il est impossible de multiplier le nombre d'organes électroniques sans augmenter le nombre de connexions et de réseaux dédiés pour rendre possible les liaisons entre les capteurs, les actionneurs, les calculateurs et les diverses interfaces. On risque ainsi, d'une part d'aboutir à très court terme à une dégradation de la fiabilité des systèmes due, notamment, à la multiplicité des connectiques et, d'autre part, à un nombre de câbles prohibitif, compte tenu de leur poids et de leur coût. Le besoin se fait donc sentir de se tourner vers d'autres technologies pour transporter l'information comme les transmissions par "courants porteurs en ligne" (CPL) qui utilisent, comme support physique, les fils d'alimentation en énergie du réseau 12V du véhicule. C'est cette approche qui fait l'objet de nos travaux de thèse et nous préciserons donc, dans une deuxième partie de ce chapitre, l'état de l'art sur les CPL automobile.

1.1. Les systèmes de communication dans les véhicules

Un aspect important apparu depuis ces dernières années, est la position des constructeurs dans la conception d'un nouveau véhicule. En effet, face à la concurrence mondiale et à la guerre des prix, les constructeurs de plus en plus « intégrateurs » tentent de réduire les coûts de conception et de recherche en sous-traitant le développement de nouvelles installations aux équipementiers. Les enjeux techniques de ces dernières années sont donc d'assembler une voiture à partir d'éléments provenant de diverses sources d'approvisionnement, mais, pour l'électronique, les interrogations autour des problèmes de compatibilité apparaissent. Les systèmes vont-ils pouvoir vivre et communiquer ensemble ? On assiste donc à l'émergence de nouveaux standards de communication pour rendre possible la cohabitation de plusieurs modules produits par les différents fournisseurs.

Nous présenterons donc tout d'abord l'évolution des systèmes communicants dans l'automobile depuis leur apparition jusqu'aux dernières innovations, et nous dresserons ensuite le bilan des besoins industriels rencontrés actuellement. C'est à partir de ces derniers constats que les Courants Porteurs en Ligne (CPL) sont apparus dans l'industrie du transport, comme possibilité de réponse à ces nouvelles demandes.

1.1.1. Historique : le début du multiplexage

Suite à la multiplication des systèmes électroniques dans une voiture et donc à l'augmentation du câblage qui en résulte, le concept de multiplexage est étendu à l'automobile. Ce concept, né dans les années 1970, consiste à faire transiter sur une seule et même ligne de liaison (système dédié), des communications appartenant à plusieurs paires d'équipements émetteurs et récepteurs.

Dès le début des années 1980, les systèmes électroniques font leur apparition dans le domaine de l'automobile suivant trois grandes étapes successives :

- une première phase où tous les systèmes sont totalement indépendants les uns des autres ;
- une seconde étape, pendant laquelle quelques modules commencent à communiquer entre eux ;
- et une troisième où tous les équipements échangent entre eux des informations en temps réel.

Au début de l'année 1981, quelques grandes sociétés automobiles s'intéressent à des systèmes de communication entre différents microcontrôleurs, concernant notamment le contrôle moteur, la transmission automatique et l'anti-patinage.

En 1983, le leader allemand d'équipements automobiles Robert Bosch GmbH prend la décision de développer un réseau de communication numérique dédié et orienté vers des systèmes distribués fonctionnant en temps réel et satisfaisant à toutes ses propres exigences.

En 1985, le géant américain Intel, puis Philips et Siemens se lancent dans la fabrication de circuits intégrés pour l'automobile. Depuis, d'autres fabricants les ont suivis (Motorola, National Semiconductors, Texas Instruments, MHS, etc.).

Enfin, au milieu de l'année 1987, les premiers calculateurs apparaissent dans les véhicules ; puis, en 1991, une première voiture (allemande) haut de gamme équipée de cinq « Electronic Central Units (ECU) » et d'un bus de communication numérique fonctionnant à 500 kbit/s sort des chaînes de production.

C'est alors l'arrivée de nombreux bus de données de même type, aux USA, au Japon, et en France. À partir de 1994, le constructeur Citroën commercialise des véhicules multiplexés comportant 24 noeuds et mettant en oeuvre un réseau équivalent à celui des allemands.

Le multiplexage étant un début de réponse au développement des systèmes de communication, nous allons présenter dans le paragraphe suivant, différents protocoles comme le CAN et le LIN, ou les dernières innovations comme le MOST, ou le FlexRay.

1.1.2. L'automobile aujourd'hui

Un véhicule est relié de part en part, par des faisceaux de fils électriques afin de transmettre énergie et informations à l'ensemble des différents organes du système. Les constructeurs doivent choisir parmi toutes les nouvelles technologies mises à leur disposition pour constituer l'architecture électrique de leur véhicule.

La problématique n'est plus de savoir si un ou plusieurs réseaux sont nécessaires et suffisants pour transmettre les informations intra-véhicule, car un réseau est fait de compromis entre performance et coût. Pour chaque réseau, le nombre de nœuds, la longueur du medium et la bande passante sont limités.

Une caractéristique importante du réseau est sa vitesse de transmission. Elle est utilisée comme critère de choix par les constructeurs. En 1993, afin de faciliter la compréhension entre tous les acteurs industriels, la SAE (*Society of Automotive Engineers*) identifie trois classes de bus de communication pour systèmes embarqués dans l'automobile (SAE A, B et C) et publie une liste d'exigences relatives aux applications critiques de sécurité [SAE 94] : cette classification, basée sur le débit du réseau, est présentée dans le Tableau 1.1. Une quatrième classe D pour les systèmes dont les débits sont supérieurs à 1Mbit/s [Leen 99] est également mentionnée. Des standards spécifiques existent pour les classes A, B, et C mais la SAE n'a toujours pas défini de préconisation pour la classe D.

Actuellement, pour être sûr que le système de communication soit facilement intégrable au sein du véhicule, des règles à suivre sont fixées pour émettre et recevoir des données sur un réseau, en d'autres termes, on définit un protocole. Il s'applique à tous les niveaux du système, d'une part aux couches physiques et d'autre part aux couches communications de données.

Tableau 1.1 : Classification des réseaux automobiles en fonction du débit.

Classification du réseau	Débit	Applications
Classe A	< 10 kbit/s (bas débit)	Fonction de contrôle (contrôle d'allumage des feux, ouverture du coffre)
Classe B	10 – 125 kbit/s (moyen débit)	Transfert général d'information (tableau de bord)
Classe C	125 kbit/s – 1 Mbit/s (haut débit)	Contrôle en temps réel (contrôle moteur, Airbag etc.)
Classe D	> 1 Mbit/s	Applications Multimédia (Internet, TV, vidéo et applications X-by-wire)

L'Organisation internationale de normalisation (ISO) a mis en place le modèle OSI (OSI – *Open System Interconnection*) qui définit sept couches permettant de couvrir la totalité d'un protocole de communication.

Tableau 1.2 : Le modèle de communication OSI et la position des réseaux locaux [El Zein 04]

Utilisateur	Application	Interface avec les mécanismes OSI
	Présentation	Echange de données indépendamment de leur nature
Système d'exploitation réseau	Session	Organisation du dialogue entre applications distantes
	Transport	Qualité de service constante
	Réseau	Acheminement des données au travers du réseau (routage)
Réseaux Locaux	Données (LLC)	Contrôle de liaison logique
	Liaison (MAC)	Contrôle d'accès au support
	Physique (PHY)	Support physique de transmission

Tous les constructeurs (formant des consortiums) ainsi que les équipementiers utilisent ces protocoles et sont impliqués dans leur développement [ElecInt 01].

Quelques exemples de protocoles sont présentés ci-après :

Le CAN (*Controller Area Network*) [Paret 96] est un bus de communication série développé à la fin des années 80 par l'entreprise allemande Robert Bosch GmbH. L'objectif est de fournir aux industriels un bus peu coûteux pour l'électronique embarquée des automobiles, comme alternative aux systèmes encombrants et complexes des modèles de l'époque. Aujourd'hui, ce protocole est utilisé dans de nombreuses applications ne nécessitant pas un débit supérieur à 1 Mbit/s brut. Le protocole VAN est un équivalent du CAN développé par les constructeurs français.

Le LIN (*Local Interconnect Network*) [LIN] [Specks 00] a été initié au travers d'un groupe de travail en 1998, et les premières spécifications sont publiées en 1999. Ce consortium se compose essentiellement de constructeurs mais aussi de fabricants de semi-conducteurs. Le LIN est un standard ouvert de communication multiplexée à bas coût pour l'automobile avec comme objectif de remplacer le protocole CAN lorsque les performances de celui-ci ne sont pas requises. C'est un réseau de type maître-esclave. Le maître envoie un en-tête de message qui est reçu par tous les nœuds du réseau. Chaque nœud analyse l'identificateur contenu dans cet en-tête et passe alors soit en émission, soit en réception de données en fonction de l'identificateur, soit en attente. Une particularité du LIN est son mécanisme de synchronisation permettant aux nœuds esclaves de se dispenser d'une base de temps stable intégrée pour des raisons de coût. Le débit du LIN ne dépasse pas les 20 kbit/s.

Le FlexRay [FlexRay] est un protocole propriétaire développé par un consortium issu de l'automobile comprenant à l'origine, BMW, Daimler Chrysler, Bosch, General Motors,

Motorola et Philips. L'objectif du FlexRay est de répondre aux besoins de nouvelles applications dans le domaine châssis, propulsions et applications X-by-Wire. Ces caractéristiques concilient communication Time-Triggered et Event-Triggered, tel un mélange de CAN et de TTP (*Time Triggered Protocol*) qui est un protocole temps réel. De part ces caractéristiques et en particulier son déterminisme, FlexRay est un protocole dit « sécurisé » capable de gérer les fonctions sensibles du véhicule qui concernent principalement le freinage et la direction. Les débits escomptés pour les composants actuels vont de 5 à 25 Mbit/s.

Le MOST (Media Oriented Systems Transport) [MOST] est basé sur un bus fibre optique. MOST a émergé en tant que standard réseau numérique de haute vitesse pour l'industrie des transports. C'est la technologie des réseaux d'infrastructure pour les systèmes « d'infotainment¹ » automobiles. L'usage du protocole MOST permet aux fabricants de voitures et fournisseurs d'accueillir facilement l'ajout de produits multimédia, tels que des lecteurs CD, radios AM/FM, télévisions, lecteurs DVD, systèmes de navigation, téléphones cellulaires et PC automobiles, comme fonctions modulaires de l'environnement automobile, tout en répondant aux besoins spécifiques de chaque véhicule. Ce protocole permet des débits supérieurs à 10 Mbit/s.

Le Bluetooth : le consortium *Bluetooth Special Interest Group* (SIG) [Bluetooth] a été fondé en 1998, à l'initiative d'Ericsson pour unifier l'ensemble des travaux menés par les constructeurs autour d'une norme de communication sans fil. Le protocole permet de simplifier tous les problèmes de connexion en permettant à tous les périphériques et appareils distants de moins de 10 mètres (ou 100 mètres avec un amplificateur) de se connecter les uns aux autres, grâce à une puce d'un faible encombrement. Les membres d'origine du consortium sont : Ericsson, Nokia, IBM, Intel, Toshiba. Depuis, environ 2400 constructeurs, dont 3Com, Motorola et Microsoft, en plus des multinationales précédemment citées, se sont ralliés à cette norme.

En 2002, Ericsson estime à plus de 100 millions le nombre d'appareils équipés de cette puce.

Le Tableau 1.3 est un bilan reprenant les informations des différents protocoles utilisés à l'heure actuelle dans l'industrie automobile. Les applications liées au confort utilisent des protocoles tels que le CAN ou le LIN (débit de 125 kbit/s à 1 Mbit/s). Les autres protocoles en cours de validation ou de révision tels TTP ou FlexRay sont orientés vers les applications X-by-Wire. Les protocoles tels MOST ont pour objectif de couvrir les besoins de type multimédia. Le protocole du type Bluetooth est utilisé pour la communication entre les systèmes embarqués dans le véhicule et l'extérieur comme par exemple le kit main libre d'un téléphone portable.

¹ Regroupant tout ce qui combine informatique, électronique, écran et télécommunications embarquées, l'infotainment concerne aussi bien les activités de loisirs et de détente (DVD, jeux vidéo, etc.) que la gestion d'informations dans le véhicule.

Tableau 1.3 : Propriétés de quelques protocoles de communications liés à l'industrie automobile.

Protocole	LIN	CAN	FlexRay	MOST	Bluetooth
Adapté pour	sous réseau	Soft, Temps Réel	Temps Réel	Multimédia	Communications externes
Applications	Fermeture des portes, régulation de la climatisation, capteur de pluie, etc.	Antiblocage des freins (ABS), direction assistée, contrôle moteur, etc.	X-by-Wire, systèmes d'urgences.	Infotainment, navigation.	Systèmes télématiques, péages automatiques, Internet, etc.
Architecture	Single – Maître	Multi - Maître	Multi - Maître	Multi - Maître	Multi - Maître
Mode de transfert	Synchrone	Synchrone Asynchrone	Synchrone Asynchrone	Synchrone Asynchrone	Synchrone Asynchrone
Débit	20 kBit/s	1 Mbit/s	10 Mbit/s	24 Mbit/s	720 kBit/s
Redondance	Non	Non	2 canaux	Non	79 fréquences
Couche Physique	Fil simple	Paire torsadée	Fibre optique Paire torsadée	Fibre optique	Air

La Figure 1.1 présente un exemple d'implantation et de cohabitation de plusieurs réseaux dans une voiture moderne [Leen 02]. Ce véhicule « haut de gamme » utilise trois types de protocoles fonctionnant en série par le biais de passerelles (“Gateway” en anglais) et en parallèle (sans interaction les uns avec les autres). On retrouve ici le CAN, le MOST et le LIN. La communication entre le calculateur central (*Central Body Controller*) et les autres calculateurs comme par exemple celui du coffre (*Trunk*) s'effectue via le protocole CAN. Le LIN prend alors le relais pour transmettre les ordres reçus par les calculateurs aux différents actionneurs. La fonction du MOST est de faire le lien entre l'ensemble des organes multimédias.

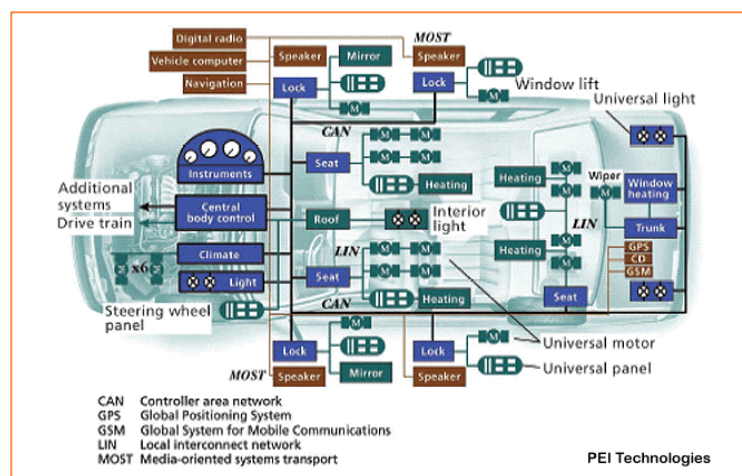


Figure 1.1: Exemple d'implantation de plusieurs systèmes dans une voiture de nos jours [PEI Technologies]

Tous ces systèmes utilisent différents types de support pour transmettre l'information. On observe trois grandes familles de systèmes : les filaires et les fibres optiques qui ont déjà été présentés ainsi que les réseaux sans fil avec l'exemple du protocole *Bluetooth*.

En plus de l'antenne AM-FM présente sur tous les véhicules, d'autres systèmes utilisant des antennes ont fait leur apparition comme l'illustre le Tableau 1.4. L'article [Leen 01] présente le *Bluetooth* comme solution potentielle à l'encombrement de certains câbles dans la voiture. Cela se limite essentiellement à des fonctions de confort pour l'utilisateur afin de créer une interaction entre des instruments personnels et les équipements de la voiture. Cependant d'autres systèmes sont utilisés pour le transfert d'informations entre un capteur et un calculateur comme le contrôle de pression des pneus utilisant la fréquence de 433 MHz. L'emploi des systèmes radiofréquences est limité par la carrosserie métallique de la voiture et son effet de relatif blindage aux ondes électromagnétiques.

Comme, dans cette thèse, nous nous intéressons uniquement aux liaisons intra-véhicule, les systèmes de communication entre la voiture et l'extérieur, comme par exemple le système de navigation GPS, ne sont donc pas présentés.

Tableau 1.4 : Exemples d'application de systèmes sans fil dans une voiture.

Solutions et Applications	Systèmes filaires	Contrôle de la pression des pneus	Système d'ouverture des portes sans clefs	Navigation par GPS	Système kit main libre pour téléphone portable en <i>bluetooth</i>
Fréquences	< 70 MHz	433 MHz	900 MHz	1.2 GHz et 1.5 GHz	2,4 GHz

1.1.3. Besoins actuels et contraintes industrielles

Dans un climat de concurrence mondiale, les contraintes sont les mêmes pour tous les acteurs de l'industrie automobile, d'un côté les contraintes sociales et politiques sur l'utilisation d'un outil présent partout dans le monde et de l'autre, des contraintes techniques. Il y a opposition apparente entre contraintes politiques et techniques. D'un côté, l'Union Européenne souhaite réduire de moitié la mortalité routière d'ici à 2010. Pour ce faire, elle estime qu'il est nécessaire de renforcer la sécurité des véhicules [UE 05]. De l'autre côté, une réalité technologique qui, pour aboutir à des véhicules fiables, sécuritaires et conviviaux, mène à des câblages impressionnants puisque, pour une voiture haut de gamme, le poids du faisceau atteint 40 kg, sa longueur est supérieure à 2 km et il y a plus de 1 800 interconnexions.

En terme de communication, ceci se traduit d'ores et déjà par des débits importants mais qui s'avèreront insuffisants dans l'avenir. L'augmentation en masse, en volume et en nombre d'interconnexions au sein des faisceaux est donc inévitable malgré le développement du multiplexage, ce qui entraîne les problèmes énumérés ci-dessous :

- la conception et la fabrication sont rendues plus difficiles sachant qu'un câblage est assemblé à la main ;
- le coût est plus élevé, même s'il ne s'agit que d'une dépense de quelques centimes d'euros, car elle porte sur une production en série de plusieurs milliers d'unités ;
- l'encombrement des faisceaux augmente, avec toutes les difficultés que cela entraîne au niveau de la traversée de tablier, du tableau de bord, etc. ;
- la recherche de pannes et le diagnostic sont plus fastidieux à établir ;
- le rapport coût/bénéfice de l'implantation d'un nouvel équipement se réduit par l'adjonction de nouveaux câbles ;

- l'augmentation du poids de la voiture et la dépense de puissance électrique supplémentaire ont un impact direct sur la consommation mais aussi sur ses performances.
- la Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) aussi bien en immunité qu'en rayonnement est plus délicate à assurer.

Pour essayer de minimiser ces problèmes, une idée séduisante est d'utiliser les fils d'alimentation en énergie pour transmettre également des informations numériques.

Une solution CPL (Courant porteur en ligne) devrait permettre de résoudre les six premiers points, à condition toutefois que les contraintes liées à la CEM puissent être respectées.

Sur le plan technologique, la transposition directe à l'automobile, d'un système CPL utilisé dans des applications domotiques n'est pas sans poser de problèmes. En effet la configuration géométrique du réseau est complètement différente dans ces deux cas. De plus, les lignes d'alimentation électrique d'une voiture risquent d'être parcourues par des impulsions électriques générées par les appareillages de bord dont les caractéristiques ne sont en aucun point semblables à celles présentes en domotique. Nous décrivons dans le paragraphe suivant l'état actuel de cette technique CPL afin de mettre en évidence les points critiques qui feront l'objet de notre travail.

1.2. Les solutions basées sur les systèmes Courants Porteurs en Ligne

La technologie par courant porteur en ligne consiste à exploiter le réseau de distribution de l'énergie électrique pour véhiculer des signaux de communication. Dans le cas d'une voiture, les signaux à hautes fréquences (HF) sur une bande de quelques centaines de kHz à quelques dizaines de MHz doivent cohabiter, sur le même support, avec la tension continue et les brusques variations de courant lors de la mise en route ou l'arrêt des systèmes électriques.

Les dix dernières années ont vu se former différentes alliances et associations de groupes industriels dont le but est de promouvoir les technologies CPL dans le domaine domotique. A l'heure où, pour cette application, on se prépare à voir apparaître des solutions CPL avec un débit brut partagé de 200 Mbit/s [ElecInt 05] pour des systèmes qui en sont encore au stade expérimental, l'industrie automobile à son tour, étudie la possibilité d'utiliser cette technologie dans les prochaines années.

1.2.1. Les CPL automobiles

Aujourd'hui, on distingue deux types de solutions CPL en fonction des débits et donc du type de technologie utilisé. On introduit habituellement la limite entre bas et haut débit aux alentours des 2 Mbit/s en terme de débit brut, c'est-à-dire en dehors du traitement des systèmes de communication.

Des solutions bas débit :

Plusieurs solutions CPL sont d'ores et déjà présentes chez les équipementiers automobiles. Depuis 1994, l'entreprise israélienne Yamar propose une solutions bas débit

(inférieur à 1,7 Mbit/s) utilisant le protocole CAN et les fils d'alimentation de la batterie [Yamar].

En France, l'INSA de Rennes a travaillé en partenariat avec des constructeurs français et ces travaux ont fait l'objet des thèses de Fabienne Nouvel [Nouvel 94] et de Sylvain Haese [Haese 97].

Fabienne Nouvel a participé à la conception d'un système CPL pour transmettre des informations numériques utilisant une modulation « par étalement de spectre » avec une fréquence porteuse fixée à 4 MHz et un débit de 2Mbit/s. Elle a aussi mis en avant les problèmes de compatibilité électromagnétique liés à ce type d'installation. Sylvain Haese a prolongé ce travail en adaptant ce système au protocole VAN (*Vehicle Area Network*) qui est l'équivalent du protocole CAN.

Mentionnons également que l'entreprise Valeo a présenté dans des salons automobiles, des applications des CPL ne nécessitant que des bas débits.

Cependant, bien que les CPL fassent l'objet d'une étude approfondie pour une application automobile, il semble que les solutions bas débit ne présentent pas, à l'heure actuelle, un gain économique suffisamment important pour devenir une réalité commerciale. Cette technologie souffre de la concurrence de solutions CAN sur paire torsadée, déjà implantées et fiabilisées à très grande échelle chez tous les constructeurs, avec un coût du développement de l'électronique rentabilisé. L'idée des CPL bas débit n'est cependant pas complètement éliminée par les constructeurs car au lieu de développer un réseau complet sur fils d'alimentation, elle est parfois proposée pour des systèmes précis : par exemple, l'implantation d'un nouveau capteur dans des parties du véhicule difficilement accessibles en dehors du fil d'alimentation.

Solutions haut débit :

Les constructeurs allemands ont travaillé sur les CPL à haut débit avec une collaboration entre BMW, Bosch. Ces travaux ont fait l'objet de la thèse d'Andrea Schiffer [Schiffer 01] soutenue en 2001.

Deux options peuvent être envisagées pour le support physique du signal. La première se base sur l'architecture des réseaux filaires existants. Dans ce cas, le canal de propagation ne présente pas des caractéristiques optima pour maximiser le débit et la fiabilité de la liaison. Les performances de la transmission seront le résultat d'une possible auto-adaptation du système à son environnement. Une deuxième option est de concevoir un nouveau type de câblage du véhicule offrant à la fois les fonctionnalités usuelles d'alimentation en énergie et des conditions de propagation du signal les meilleures possibles. Cette solution, proposée par Dorstert [Dorstert 05], certes attrayante à première vue, présente cependant l'inconvénient de ne pouvoir s'appliquer qu'à des voitures de nouvelle génération, le coût additionnel du câblage, la complexité et la fiabilité de l'ensemble, restant encore des obstacles à lever. Dans ce travail, nous avons donc choisi de partir des câblages existants, de les caractériser, afin de pouvoir ultérieurement optimiser le codage de canal.

En conclusion, si quelques travaux sont menés par les constructeurs sur l'éventualité d'utiliser les CPL pour des cas ciblés, l'avenir des CPL automobiles est lié aux développements de solutions haut débit. Ce sont elles qui permettront d'équiper les véhicules avec les dernières innovations à des prix réduits à condition de devancer les autres techniques émergentes, comme la généralisation des fibres optiques qui réduit, certes, le poids mais non la complexité d'implantation.

1.2.2. Difficultés de mise en œuvre des CPL automobiles

Comme nous l'avons signalé précédemment, une application directe des résultats et des systèmes sur courants porteurs provenant de la domotique n'est pas évidente, l'environnement électrique automobile n'étant pas celui d'une maison.

Les différences entre un faisceau « indoor » (à l'intérieur d'un bâtiment) et un faisceau automobile sont en partie liées d'une part à leur topologie, et, d'autre part, au type et au nombre de charges qui sont connectées à l'ensemble du câblage installé dans un véhicule.

Dans une pièce, l'installation électrique se compose de trois ou quatre fils dont un fil de terre, qui sont ensuite rassemblés en toron jusqu'à la boîte de fusibles. Chaque toron d'un faisceau automobile est constitué d'un nombre de fils variant entre trois et cinquante, représentant une longueur totale de plusieurs kilomètres. Contrairement à une maison, les fils d'une voiture ne transmettent pas seulement de l'énergie mais aussi les signaux des divers protocoles de communication présentés au début du chapitre. Enfin, les torons occupent un espace confiné proche de la carrosserie métallique servant de masse de référence.

Comme nous le verrons par la suite, le canal automobile, tout comme le canal indoor est multi trajets. Il présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (cas idéal) mais qui comporte des résonances et des évanouissements, dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Ces phénomènes traduisent les nombreuses désadaptations de la ligne tout au long de son parcours. Un très grand débit impose une grande bande passante et si cette bande couvre une partie du spectre comportant des évanouissements profonds, il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Des techniques de transmission particulières, telles que celles décrites dans le chapitre suivant, devront être appliquées.

Il ne faut pas non plus oublier que les fils transmettent les multiples perturbations électriques dues à l'utilisation des divers organes habituels d'une voiture (moteurs d'essuie-glaces, démarreur, calculateur, etc.). Ces bruits impulsifs qui ont déjà nécessité une étude en environnement domotique [Dégardin 02b], devront faire l'objet d'une attention particulière.

1.2.3. Exemples d'applications

D'après les arguments marketing de l'entreprise VALEO, l'installation de feux antibrouillard pourrait prendre quarante-cinq minutes au lieu des deux heures nécessaires avec une méthode traditionnelle dans un garage. Au lieu d'installer de nouveaux fils de commande à travers toute la voiture en passant par *la traversée de tablier*² jusqu'au tableau de bord, il suffirait de connecter un module transmetteur bas débit branché au réseau 12 V pour récupérer l'information de commande d'allumage ou d'extinction des phares à partir d'une action faite au niveau du tableau de bord. Ceci n'est qu'un exemple d'application bas débit d'une technologie par courant porteur, mais plusieurs applications haut débit sont déjà visées par les constructeurs : par exemple des applications multimédias comme la projection d'un film sur des écrans placés dans les sièges avant à partir d'un lecteur de DVD [Valeo] ou le système d'aide au stationnement avec caméras de recul (VALEO et Spidcom) décrit sur la Figure 1.2. On considère dans cet exemple un système de trois caméras. Si, actuellement, certains constructeurs ont choisi une solution sur câbles blindés (câbles coaxiaux ou paires torsadées) pour commander les caméras et transmettre les images vers un écran placé dans le

² Passage unique du toron de fils entre le compartiment moteur et l'habitacle.

tableau de bord du véhicule, une solution CPL permettrait de n'utiliser qu'un seul fil d'alimentation reliant les caméras à l'écran.

D'un point de vue économique, en ne considérant que la partie câblage, le système montré sur la partie gauche de la figure nécessite l'achat et l'installation de trois câbles blindés, d'un fil d'alimentation et d'un fil de commande permettant d'actionner les caméras suivant plusieurs combinaisons (fil simple pour informations bas débit). Le système de droite n'a besoin que d'un seul fil pour relier le réseau de caméras à l'écran et, bien évidemment, cette solution semble beaucoup plus économique. Il reste toutefois à évaluer les limites de la solution CPL d'un point de vue technique, y compris les aspects CEM.

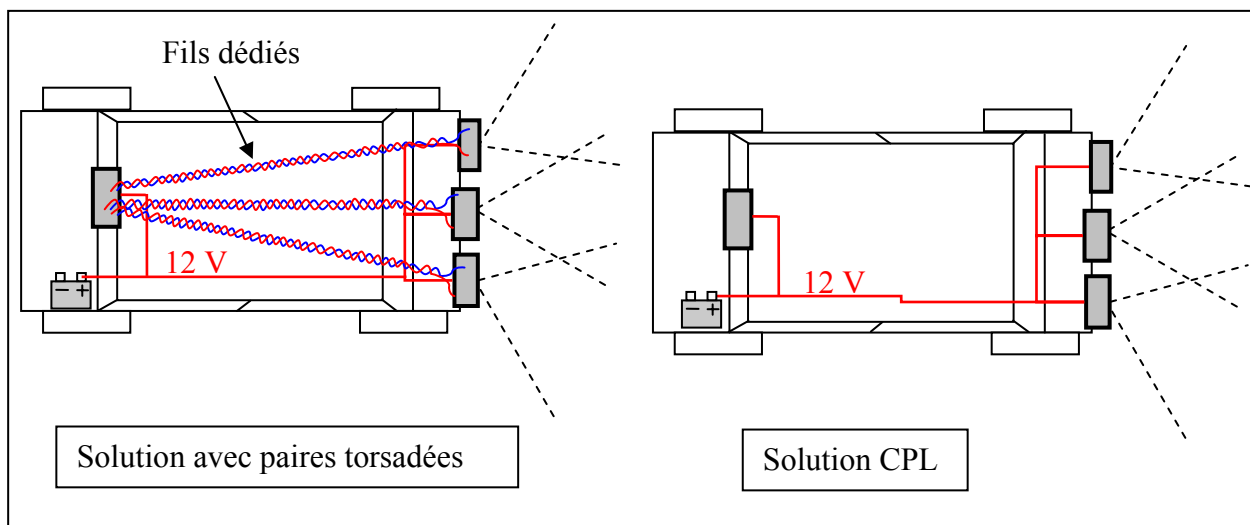


Figure 1.2 : Présentation d'un système de caméras de recul avec technologie CPL

1.3. Conclusion

Ce chapitre a permis de positionner les travaux de cette thèse dans leur contexte actuel en définissant les besoins des différents acteurs de l'industrie automobile en matière de systèmes de télécommunications embarqués. Divers exemples d'architecture réseau ont été présentés et correspondent à ceux actuellement développés et qui utilisent des câbles dédiés pour assurer les communications numériques.

Une solution alternative permettant d'éviter l'accroissement du faisceau de câbles est basée sur une technologie CPL, notamment haut débit. Cette phase n'en est encore qu'à ses balbutiements et notre contribution à son développement portera essentiellement sur la caractérisation du canal de propagation et sur la modélisation de ce canal, comme nous l'expliquerons dans le chapitre suivant.

Chapitre 2. Définitions et caractéristiques du canal

Le canal de transmission, au sens général du terme, assure le lien entre l'émetteur et le récepteur permettant le transfert de l'information. Une connaissance fine des mécanismes mis en jeu est indispensable à la conception d'une chaîne de communication et à l'estimation des performances optimales. La Figure 2.1 présente le principe général de modélisation d'un système de communication proposé par C.E. Shannon.

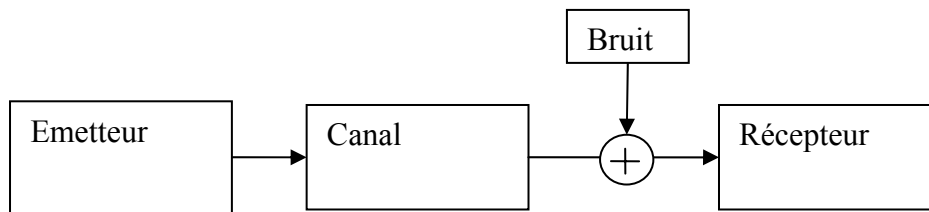


Figure 2.1 : Schéma de principe d'un système de communication

Ce chapitre rappelle les définitions des diverses caractéristiques du canal de transmission nécessaires à la prédiction de la qualité de la chaîne de communication. Nous introduirons successivement les caractéristiques de la fonction de transfert et celles du bruit électromagnétique.

2.1. Réponse du canal

Le canal est formé par les fils d'alimentation en énergie de la voiture. Sans décrire de façon détaillée l'architecture de ce réseau, on peut facilement imaginer le caractère aléatoire et variable de la topologie du câblage d'un véhicule, ce qui aura donc une répercussion directe sur la transmission d'une onde électromagnétique le long du faisceau.

Lors de leur propagation, les ondes émises sont sujettes à différents phénomènes qui viennent modifier leur contenu spectral, entraînant des déformations du signal. Les causes de ces modifications sont multiples comme par exemple, le couplage entre les différents fils du toron, les pertes ohmiques dans les fils ou le caractère multi trajets du canal dû aux réflexions successives provoquées par les désadaptations des lignes.

Nous supposons le canal quasi-stationnaire, donc comme étant formé d'une suite d'états stables. La variabilité temporelle ne peut en effet, provenir que des modifications des valeurs des charges d'extrémité du réseau dues, par exemple, à l'arrêt ou à la mise en route de systèmes électriques ou électroniques. L'hypothèse de base de notre étude sera donc de considérer des variations brutales de ces charges, se produisant aléatoirement dans le temps. Comme nous aurons l'occasion de le montrer sur des exemples issus soit d'une approche théorique, soit d'expérimentations, le signal subira une atténuation fortement dépendante de la fréquence. Compte tenu de la bande d'émission envisagée, de l'ordre de quelques dizaines

de MHz, des évanouissements fréquentiels d'une profondeur de plusieurs dizaines de dB pourront se produire. Cette sélectivité en fréquence du canal est évidemment une conséquence de l'aspect multi trajets évoqué précédemment et qui est tout à fait similaire à celui rencontré lors de la propagation libre des ondes en milieu urbain ou à l'intérieur des bâtiments. La manière de caractériser le canal qui a été élaborée pour ces derniers environnements, sera donc transposée à la propagation par CPL. Il faut cependant souligner que cette transposition peut être menée de diverses façons, ce qui peut donner lieu à des conclusions apparemment contradictoires. En effet, lors d'une propagation libre, les antennes sont supposées être bien adaptées aux câbles coaxiaux qui les relient, ainsi qu'aux systèmes d'émission ou/et de réception. Les impédances caractéristiques des câbles, les impédances d'entrée ou de sortie des équipements, sont ainsi de 50 Ohms (ou 75 Ohms). La définition de la fonction de transfert du canal est donc unique puisqu'elle reliera la puissance émise (ou la tension d'alimentation) sur l'antenne à la puissance (ou à la tension) reçue en l'absence de toute réflexion aux extrémités de la liaison. La fonction de transfert, notée habituellement $H(f)$, caractérise donc le quadripôle formé par les antennes et le milieu de propagation.

Pour les CPL, cependant, les conditions d'adaptation d'impédance entre le générateur/récepteur et les entrées/sorties du quadripôle équivalant au faisceau ne pourront jamais être satisfaites, les charges du réseau éminemment variables dans le temps, modifiant les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle. La fonction de transfert ne pouvant donc plus être définie de façon unique, nous précisons dans le paragraphe suivant les différents choix possibles et celui que nous avons adopté dans la suite de l'étude.

2.1.1. Caractéristiques du quadripôle

Les sens choisis pour les courants entrant et sortant du quadripôle sont indiqués sur la Figure 2.2. Le courant I_2 étant sortant, on lui attribue un signe négatif.

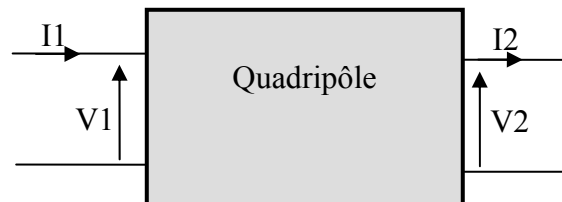


Figure 2.2 : Tensions et courants appliqués à un quadripôle.

Les matrices impédance et admittance reliant tensions et courants s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{pmatrix}, \quad \text{ou} \quad \begin{pmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

La connaissance d'une de ces deux matrices définit totalement le quadripôle linéaire. Les termes de la matrice impédance sont obtenus à partir des équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \\ Z_{12} = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{I_1=0} \\ Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \\ Z_{22} = \left. \frac{V_2}{-I_2} \right|_{I_1=0} \end{array} \right.$$

En métrologie, on préfère bien souvent caractériser le quadripôle via sa matrice de répartition, appelée couramment matrice [S] (Scattering matrix), la mesure des divers éléments de [S] se faisant grâce à un analyseur de réseau. On introduit dans ce cas les ondes incidentes (a) et réfléchies (b) en entrée et en sortie du quadripôle, la matrice [S] étant la matrice de passage entre ces ondes.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Ce quadripôle, correspondant pratiquement à l'ensemble du câblage d'une voiture, sera connecté aux émetteurs/récepteurs d'extrémités comme indiqué sur la Figure 2.3.

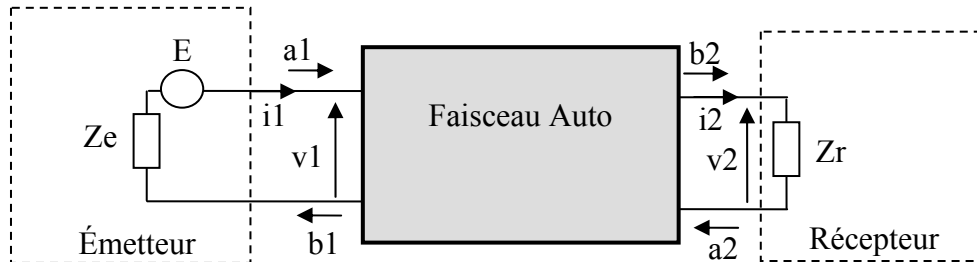


Figure 2.3 : Le quadripôle

Compte tenu de la définition des ondes incidentes et réfléchies, on peut montrer que le coefficient de transmission S_{21} est donné par :

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_2 + Z_r I_2}{V_1 + Z_e I_1} \quad (2.2)$$

Or

$$V_1 = E - Z_e I_1 \quad \text{et} \quad V_2 = Z_r I_2$$

Dans le cas particulier où $Z_r = Z_e$, mais qui correspond, dans notre application, à une configuration usuelle, le coefficient de transmission S_{21} s'écrit :

$$S_{21} = \frac{2V_2}{E} \quad (2.3)$$

Une première possibilité de définir la fonction de transfert $H(f)$ du canal est de l'identifier au coefficient de transmission S_{21} qui traduit les pertes d'insertion du faisceau de câbles soit :

$$H(f) = S_{21} = \frac{2V_2(f)}{E} \quad (2.4)$$

Le résultat dépendant de l'impédance chargeant le quadripôle en entrée et en sortie, on indique souvent en indice la valeur choisie de cette impédance. Ainsi, si la mesure de S_{21} est effectuée avec un analyseur de réseau, on indiquera $(S_{21})_{50\Omega}$. Dans la suite de ce travail, afin d'alléger les notations, l'indice 50Ω ne sera pas indiqué et sera donc implicite, sauf cas particuliers pour lesquels la notation complète sera utilisée.

Au risque de se répéter, il n'apparaît pas forcément inutile de souligner que cette définition de $H(f)$ ne correspond pas à une caractéristique intrinsèque du quadripôle mais à celle du quadripôle en présence des charges d'extrémités.

D'autres auteurs préfèrent donc caractériser le quadripôle par son gain en tension, qui est donc simplement le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée: V_2/V_1 . Ceci permet de s'affranchir de la désadaptation en puissance qui se produira au niveau de l'émission, l'impédance du générateur étant, en général, différente de celle de l'impédance d'entrée présentée par le quadripôle.

Cependant, si on se place d'un point de vue mise en œuvre d'un système de communication, il nous semble préférable de choisir la première définition que nous avons mentionnée pour $H(f)$, donc S_{21} , car elle prend justement en compte les désadaptations d'impédance entre les émetteurs/récepteurs et le faisceau de câbles.

2.1.2. Paramètres caractéristiques du canal

Une première donnée importante du canal est, comme nous l'avons détaillé dans le paragraphe précédent, la fonction de transfert $H(f)$ car son amplitude correspond à l'atténuation que subira le signal émis. Les fluctuations de H en fonction de la fréquence seront, quant à elles, caractérisées par la bande de cohérence.

2.1.2.a Bande de cohérence du canal

La bande de cohérence est une donnée statistique permettant de définir la bande de fréquence pour laquelle le canal peut-être considéré comme « plat » [Rappaport] donc, d'un point de vue qualitatif, la bande dans laquelle la fonction de transfert $H(f)$ ne présente que de faibles fluctuations.

Pour déterminer la bande de cohérence, on traduit d'abord mathématiquement la rapidité des fluctuations fréquentielles du canal en calculant la fonction d'autocorrélation ρ de $H(f)$:

$$\rho(\Delta f) = \frac{E(H(f).H^*(f + \Delta f))}{\sqrt{E|H(f)|^2 E|H(f + \Delta f)|^2}} \quad (2.5)$$

La bande de cohérence $B_{c,n}$ correspond à l'écart de fréquence Δf dans la formule précédente, tel que ρ prenne une valeur n qui est fixée a priori :

$$\rho(B_{c,n}) = n \quad (2.6)$$

Le choix de n dépend, entre autres, de la robustesse attendue du système et du type de codage de canal. Pour notre application nous avons choisi de prendre le coefficient de corrélation égal à 0.9.

2.1.2.b Etalement des retards

Dans le domaine temporel, le quadripôle peut être également caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(t)$, $h(t)$ et $H(f)$ étant reliés par transformées de Fourier.

De la réponse impulsionnelle du canal on peut directement obtenir le profil de puissance $P(t)$ défini comme étant le carré du module de $h(t)$. Le profil de puissance moyen $P_m(t)$ est donc défini par l'expression suivante :

$$P_m(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle \quad (2.7)$$

$\langle . \rangle$ signifiant la moyenne sur les états successifs du canal.

Le profil de puissance permet de définir le retard maximal τ_X qui est l'écart de temps entre l'arrivée du signal de plus forte amplitude et celui ayant subi une atténuation de X dB par rapport à ce signal.

Si la réponse impulsionnelle $h(t)$ est discrétisée en N_t points temporels, elle pourra se mettre sous la forme mathématique suivante:

$$h(t) = \sum_{m=0}^{N_t-1} \alpha_m \delta(t - \tau_m) \quad (2.8)$$

$\{\alpha_m\}$ est la valeur complexe de l'amplitude associée au retard $\{\tau_m\}$.

Le retard moyen est défini comme le moment d'ordre un du profil de puissance.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_m |\alpha_m|^2 \tau_m}{\sum_m |\alpha_m|^2} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (2.9)$$

L'étalement de retard σ_τ est la racine carrée du moment de second ordre du profil de puissance.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (2.10)$$

avec

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_m |\alpha_m|^2 \tau_m^2}{\sum_m |\alpha_m|^2} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (2.11)$$

2.1.2.c Coefficient de corrélation en fonction des charges

La fonction de transfert risque d'être très influencée par les charges connectées non seulement sur le réseau d'alimentation en énergie de la voiture mais également sur l'ensemble des câbles situés au sein du faisceau. Les désadaptations d'impédances, réparties ainsi sur tout le trajet entre l'émetteur et le récepteur entraîneront, comme nous l'avons déjà signalé, une déformation des signaux transmis, nécessitant donc une égalisation du canal au niveau du récepteur. Les variations d'impédance de charge se produisant à des instants quelconques, il sera très difficile de définir un temps de cohérence du canal, c'est-à-dire le temps durant lequel ce canal est quasiment stationnaire. Une solution possible pour faire face à ce problème est que le récepteur soit capable de détecter une variation brutale du canal afin de réaliser une nouvelle égalisation et éviter ainsi de perdre un certain nombre de trames.

Il est donc important de connaître la susceptibilité de la fonction de transfert $H(f)$ en fonction des charges connectées au réseau. Si on désigne par i et j , deux états du canal, on peut introduire un coefficient de corrélation $\rho_c(f)$, dépendant de la fréquence, entre les deux fonctions de transfert associées à ces états. De façon générale, si on envisage un grand nombre d'états, $\rho_c(f)$ est donné par:

$$\rho(f) = \frac{E[H_i(f) H_j^*(f)]}{\sqrt{E[|H_i(f)|^2] \cdot E[|H_j(f)|^2]}} \text{ avec } i \neq j \quad (2.12)$$

Dans cette formule, $E[.]$ est l'espérance mathématique.

La variation de $\rho_c(f)$ nous permettra, lors d'une étude paramétrique, de savoir si tout ou partie de la bande de fréquence est affectée, de manière statistique, par des variations de charges.

Une étude du bruit présent sur un câblage automobile a été mesurée par [Schiffer 00], la caractérisation des bruits impulsifs particulièrement critique pour la transmission CPL ayant fait l'objet des travaux de [Dégardin 05a]. Les principales conclusions des études statistiques issues des mesures sont rappelées dans le chapitre 4. Cependant, dans cette présentation générale du canal, il nous est apparu utile de préciser dès à présent les différents types de bruits auxquels on peut s'attendre, sans entrer dans le détail de leurs caractéristiques.

2.2. Types de Bruit

En automobile, les systèmes électroniques sont contraints de coexister avec des interrupteurs et des charges inductives électromagnétiques. Lorsqu'une charge inductive est activée ou désactivée, une impulsion se propage sur le circuit d'alimentation ainsi que vers toutes les entrées des organes qui y sont branchés [Frazier01]. De plus, tous les fils vont donc se comporter comme des antennes potentielles, avec des longueurs physiques proches des longueurs d'ondes dans la bande de fréquences de 500 kHz à 70 MHz. Le câblage est donc susceptible de recevoir et de transmettre tous les bruits présents à l'intérieur de la voiture. Des normes CEM automobiles permettent de classer ces perturbations conduites et d'en établir les niveaux à respecter en rayonnement et en susceptibilité, pour chaque organe installé dans le véhicule [CISPR25]. Cependant elles se basent essentiellement sur une approche fréquentielle qui s'avère inadéquate pour optimiser et prédire les performances d'un système numérique qui, par essence, travaille dans le domaine temporel.

On classe souvent les bruits rencontrés en trois grandes catégories, suivant leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité. Ces catégories sont : le bruit de fond, les bruits à bande étroite et les bruits impulsifs.

2.2.1. Bruit de fond

Le bruit de fond présent sur les lignes électriques, possède une densité spectrale de puissance relativement basse. Ce type de bruit résulte de la superposition d'une grande variété de sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes. Son niveau de puissance varie à l'échelle des minutes voire des heures. Par opposition au bruit blanc qui possède une densité spectrale de puissance uniforme, le bruit de fond rencontré ici est un bruit coloré qui affiche une nette dépendance en fréquence principalement dans la partie très basse du spectre. Dans le cas d'une voiture, le bruit de fond est fonction de l'état de fonctionnement du véhicule.

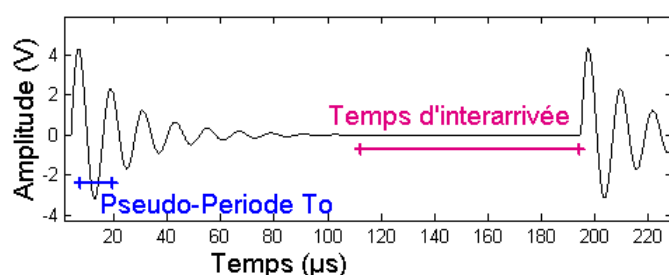
2.2.2. Bruit à bande étroite

Les bruits à bande étroite sont le résultat de la captation par les lignes électriques du faisceau de câbles, des émissions de radiodiffusion. Il s'agit donc de brouilleurs persistants qui apparaissent souvent sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude et occupent les sous-bandes correspondant aux diffusions grandes et moyennes ondes. Le projet PREDIT CEERF visant à évaluer l'environnement électromagnétique de la route, a permis de mettre au point une méthodologie d'investigation du champ électromagnétique et de dresser une cartographie des caractéristiques électromagnétiques de l'environnement sur plusieurs routes et autoroutes en France [CEERF 03]. Des travaux sont menés afin d'évaluer les effets de ces perturbations sur les systèmes de communications haut débit [Wilwert 03, Wilwert 05]. Dans notre cas, nous mesurons les perturbations conduites sur les câbles d'alimentations sans essayer de différencier l'origine du bruit : interne ou externe au véhicule.

2.2.3. Les bruits impulsifs

Les études menées par Virginie Dégardin [Dégardin 02a], [Dégardin 02b] pour des applications indoor, ont mis en évidence la présence de deux grandes catégories de bruits impulsifs. Une première série, baptisée *impulsion isolée* (Figure 2.4a) et une deuxième appelée *rafale* ou *impulsion en rafale* (Figure 2.4b), cette dernière étant composée d'une succession de sinusoïdes amorties.

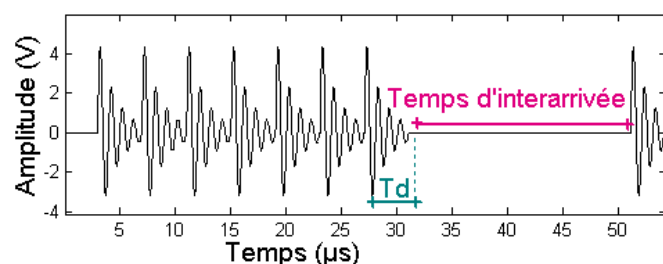
Les paramètres présentés sur la Figure 2.4 permettent de classer les différentes impulsions observées sur le canal. Nous aurons l'occasion de revenir sur ces points au chapitre 4, la caractérisation des impulsions ayant été faite grâce à un grand nombre de mesures sur véhicules.



(a) Forme typique d'une impulsion isolée

Paramètres caractéristiques de l'impulsion isolée :

- amplitude crête
- pseudo-fréquence
- facteur d'amortissement
- durée
- temps d'interarrivée



(b) Forme typique d'une impulsion rafale

Figure 2.4 : Caractérisation des bruits impulsifs présents sur le canal de propagation

Pour minimiser l'effet du bruit à bande étroite et celui des trajets multiples engendrant des évanouissements importants du signal utile dans certaines bandes de fréquences, diverses solutions, proposées pour le canal radio-mobile, peuvent être transposées à la propagation filaire. Les deux techniques les plus populaires sont l'étalement de spectre avec multiplexage par code (CDMA Code Division Multiple Access) et la transmission multi porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Pour les applications CPL automobile, l'approche par étalement de spectre a été étudiée notamment par [Nouvel 94]. Pour établir les liaisons en environnement indoor, c'est plutôt l'OFDM qui a été retenue par l'ensemble des constructeurs et a fait l'objet d'un standard, dénommé Homeplug1.0 [Homeplug]. Comme des modems OFDM pour assurer de telles liaisons sont disponibles sur le marché, nous avons opté pour cette solution, ce qui permettra, dans une première étape, de valider facilement le concept de CPL automobile, même si ces modems ne sont pas du tout optimisés pour cette application.

Le but du paragraphe suivant est donc de présenter le principe de la technique OFDM, afin de comprendre la manière dont les caractéristiques du canal de transmission (fonction de transfert et bruits) dimensionnent les paramètres du système de transmission.

2.3. Principes de base de la modulation OFDM

2.3.1. Le procédé OFDM

Le principe du procédé OFDM est de distribuer une information binaire haut débit sur N porteuses modulées en M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) à bas débit. La modulation M-QAM est une modulation numérique par déplacement de phase et d'amplitude à M états. L'espacement Δf entre les porteuses est choisi de telle sorte que le maximum du spectre d'une porteuse corresponde au minimum des autres, formant ainsi une base orthogonale. De plus cette « modulation » est réalisée au moyen d'une transformée de Fourier inverse (IFFT) en émission et d'une transformée de Fourier directe (FFT) en réception, remplaçant alors avantageusement un ensemble de N oscillateurs locaux.

Le schéma de la Figure 2.5 présente une version simplifiée de la méthode de transmission utilisant 4 porteuses modulées en 4-QAM, identique à une modulation de phase à 4 états (QPSK, Quadrature Phase Shift Keying). La partie du haut de la figure décrit les différentes étapes du procédé, alors que la partie du bas représente les signaux transformés à chaque étape. Le train binaire de débit $D_b=1/T_b$ alimente un générateur de symboles complexes de la constellation 4-QAM, représentant les amplitudes et les phases de chaque porteuse. Ces symboles, de durée $2T_b$, sont convertis en parallèle, puis une IFFT est appliquée, réalisant la somme des 4 porteuses modulées en 4-QAM et échantillonnée à la période $2T_b$. Ensuite les symboles post IFFT sont émis en série puis convertis en analogique. Ainsi la durée du symbole OFDM est de $8T_b$ et l'espacement entre 2 porteuses est de $1/8T_b$.

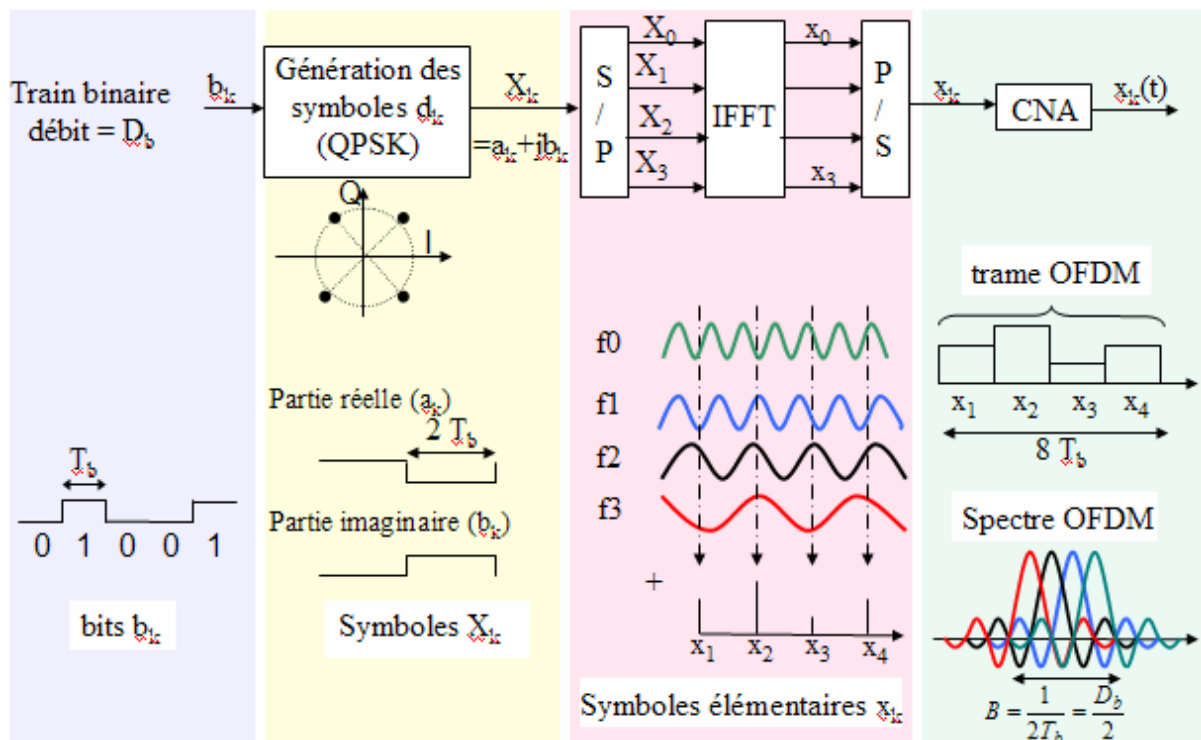


Figure 2.5 : Synoptique et chronogramme du procédé OFDM à 4 porteuses

2.3.2. Lien entre les paramètres de la modulation et les caractéristiques du canal

Un des atouts du procédé OFDM est de générer des symboles de durée plus grande que ceux des modulations mono-porteuses limitant ainsi les effets multi trajets du canal de propagation. Pour annuler complètement ces effets, on insère entre deux trames OFDM un intervalle de garde dont la durée doit être supérieure à 2 à 4 fois l'étalement des retards [Van]. En outre, un module d'égalisation peut être placé à la réception après la FFT afin de corriger les atténuations et déphasages introduits par le canal sur chaque porteuse. L'égalisation du signal est réalisée en multipliant les sorties de la FFT par des coefficients qui sont les inverses des composantes spectrales du canal aux fréquences porteuses. Ces composantes peuvent être obtenues grâce à des trames d'initialisation connues du récepteur. Cependant cette égalisation du signal n'est efficace qu'à condition d'une part d'avoir la bande de cohérence du canal supérieure à la bande passante des porteuses et, d'autre part, que les bandes des porteuses ne soient pas considérablement atténuées. Ainsi de la connaissance de la bande de cohérence et des sous-bandes fortement atténuées, nous pourrions déduire l'espacement entre porteuses, le nombre de porteuses et choisir celles sur lesquelles le signal binaire pourra être transmis avec une erreur en réception minimum. De plus si le canal évolue au cours du temps, il s'avère indispensable de connaître la variabilité temporelle du canal pour optimiser la fréquence des trames d'initialisation et optimiser l'estimation du canal.

C'est pourquoi une analyse fine de la fonction de transfert du réseau électrique des véhicules doit être menée afin de quantifier les paramètres du procédé OFDM, tels que l'intervalle de garde et l'espacement entre porteuses, et d'optimiser le choix des porteuses et celui du module d'égalisation.

2.3.3. Le codage de canal

En plus des dégradations engendrées par les atténuations et les déphasages, le réseau électrique supporte un bruit impulsif pénalisant pour les systèmes de transmission. En effet, son amplitude est relativement élevée par rapport à celle du signal OFDM et ses composantes spectrales peuvent appartenir à la bande de transmission.

Il est courant dans les communications numériques, d'ajouter en amont de la chaîne de transmission un codeur correcteur d'erreurs afin de minimiser les erreurs générées par ce type de bruit. Ce codeur ajoute de la redondance au signal dans le but de corriger les erreurs lors de la réception. Ce code est caractérisé par son pouvoir de correction désignant le nombre de mots qu'il est capable de corriger. Pour améliorer ce pouvoir, sans augmenter trop fortement la redondance, ce qui entraînerait une diminution prohibitive du débit utile, un entrelacement des données est réalisé après le codage. En général, on utilise deux modules de codage et d'entrelacement, un premier en amont, de type Reed-Solomon, pour corriger les erreurs en bloc produites par le bruit impulsif et un deuxième, en aval, de type convolutif, pour corriger les erreurs singulières.

La connaissance du bruit impulsif présent sur les lignes d'énergie des véhicules permettra donc de dimensionner le module de correction, l'entrelacement étant déduit de l'intervalle de temps moyen séparant deux impulsions successives.

2.4. Conclusion

Ce deuxième chapitre nous a permis de rappeler les définitions des paramètres essentiels caractérisant le canal de transmission qui sont utilisés dans la suite de l'étude. Nous avons tout d'abord présenté notre choix pour définir la fonction de transfert $H(f)$ qui est celui du paramètre S_{21} mesuré sur $50\ \Omega$ par un analyseur de réseau. $H(f)$ correspond ainsi aux pertes d'insertion du quadripôle équivalent au faisceau si, et seulement si, les impédances présentées par les modems sont également égales à $50\ \Omega$; nous verrons dans le chapitre 4 que c'est précisément l'ordre de grandeur des valeurs d'impédance qui devront être choisies pour maximiser la puissance reçue. Cette définition de $H(f)$ sera donc utilisée dans la suite de ce travail. Il faut noter que si, pour d'autres applications ou d'autres structures de faisceau, les impédances de modems doivent avoir d'autres valeurs, mes pertes d'insertion devront être déduites, de la mesure des quatre éléments de la matrice $[S]$.

Le bruit électromagnétique qui est présent sur les lignes, et notamment le bruit impulsif, étant aussi un point critique pour la transmission, nous avons introduit les paramètres les plus significatifs permettant de les caractériser.

Les concepts de base ayant été décrits, le chapitre suivant est consacré à la modélisation du canal formé par le réseau d'alimentation d'une voiture.

Chapitre 3. Modélisation déterministe de la fonction de transfert du canal

Pour étudier, de façon statistique, l'impact de la topologie du faisceau de câbles et des charges qui y sont connectées sur la fonction de transfert $H(f)$ du canal, une approche théorique de la propagation, donc purement déterministe, paraît séduisante. Ceci suppose néanmoins que la représentation mathématique reflète aussi fidèlement que possible l'architecture du réseau.

Après avoir rappelé très brièvement les quelques travaux qui ont été menés pour simuler la propagation sur des réseaux à l'intérieur des bâtiments, nous décrirons plus en détail l'approche que nous avons suivie, et qui est basée sur le concept de topologie électromagnétique.

Nous décrirons ensuite les résultats d'une étude paramétrique dont l'objectif est de mettre en évidence, sur diverses configurations canoniques, les paramètres géométriques du câblage qui influencent de façon importante la fonction de transfert. Dans la plupart des cas, on se limitera donc, dans cette phase préliminaire, à un seul toron placé à une hauteur constante au dessus d'un plan de masse. Une confrontation théorie/expérience permettra de valider la modélisation numérique. L'application de ce modèle à un faisceau automobile et les études statistiques qui en découlent seront ensuite décrites.

3.1. Etat de l'art des méthodes de simulation des réseaux de lignes de transmission

Plusieurs études ont été menées sur la modélisation du canal CPL pour des applications domotiques. Les premiers travaux dans le domaine sont ceux de Philipps [Philipps 02] et Zimmermann [Zimm 02b] et constituent aujourd'hui les références les plus largement citées. Dans [Galli01], une modélisation sous forme de matrices chaînes est proposée, modélisation directement héritée de la théorie des lignes de transmission. Des études complémentaires ont permis par la suite d'apporter des améliorations à ce modèle. Mentionnons enfin les travaux de Sartenauer [Sartenauer 01] basés sur la théorie des lignes multiconducteurs.

L'adaptation de tels modèles à la simulation de la propagation sur un faisceau automobile n'est, par contre, pas aisée car les topologies de faisceau diffèrent notablement. En milieu indoor, si on envisage tout d'abord le cas d'une pièce, le nombre de conducteurs situés dans les goulottes desservant l'énergie aux différentes prises de courant sont au nombre de trois: la phase, le neutre et la masse. Au niveau du bâtiment, les conducteurs sont rassemblés et tout ou partie pour rejoindre le tableau de fusibles. Dans un véhicule, la complexité est toute autre car les torons de câbles peuvent être composés de 20 à 50 conducteurs individuels, le faisceau comportant de nombreuses ruptures géométriques comme nous le verrons au paragraphe 3.4. Le modèle numérique doit donc avoir une grande souplesse d'utilisation pour que des modifications partielles du câblage puissent être facilement introduites.

Comme le problème de la détermination d'une fonction de transfert n'est qu'un cas particulier de celui du couplage entre une onde électromagnétique et un faisceau de câbles, la

démarche naturelle consiste à investiguer, dans un premier temps, les approches qui ont été menées en Compatibilité Electromagnétique (CEM) sur cette thématique. Si on envisage donc une structure très complexe, comme un avion dans lequel cheminent des chemins de câbles, une technique, dite de topologie électromagnétique, a fait l'objet de nombreuses études aux USA et a ensuite été développée par l'ONERA. Compte tenu des contacts que nous avons avec cet organisme, c'est cette approche que nous avons choisie et dont les principes sont rappelés dans le paragraphe suivant.

3.2. Approche topologique appliquée à l'étude des faisceaux complexes de câbles

La théorie de la topologie électromagnétique est apparue dans les années 70 aux Etats-Unis à partir des travaux de C.E. Baum de *l'Air Force Research Laboratory*. Elle repose sur la décomposition d'un domaine en un certain nombre de sous domaines imbriqués entre eux. L'hypothèse simplificatrice permettant précisément de définir ces sous domaines est basée sur l'approximation dite des bons blindages ("good shielding approximation"). Si on envisage ainsi deux sous domaines V1 et V2, V2 se situant à l'intérieur de V1, on estimera que le blindage séparant V1 de V2 est suffisamment efficace pour que la perturbation provenant de V1 et pénétrant dans V2, ne puisse plus ensuite re-réagir sur le milieu extérieur. A titre d'exemple, considérons un câble coaxial illuminé par une onde plane. Dans l'approximation des bons blindages, on supposera qu'une partie de l'énergie pourra pénétrer à l'intérieur du câble, compte tenu des imperfections de la tresse, mais que le re-rayonnement de cette énergie vers le milieu extérieur est négligeable. Cela permet donc de traiter séparément les problèmes extérieur et intérieur, le couplage entre les domaines étant assuré, dans cet exemple, par l'impédance de transfert du câble.

Partant de ce concept de décomposition en volumes distincts mais interconnectés entre eux, l'approche topologique a été appliquée au traitement de faisceaux de câbles. Il ne s'agit plus dans ce cas de résoudre des équations de propagation en termes de champ électrique et de champ magnétique, mais en termes de courants et tensions. Si les fils sont situés à une hauteur quelconque au dessus d'une structure métallique de forme géométrique arbitraire, les équations de propagation à mettre en oeuvre sont les équations de base de Maxwell et seule une résolution globale et purement numérique est possible (méthode des éléments finis, différences finies, etc.). Par contre, si on peut assimiler la structure métallique à un plan de masse de dimensions infinies et que les fils conducteurs sont parallèles à ce plan, le formalisme des réseaux de lignes de transmission multifilaires s'appliquent, à condition toutefois que la hauteur des câbles au dessus du plan soit bien inférieure à la longueur d'onde. Dans ce cas, cette configuration se prête particulièrement bien à l'approche topologique [Parmantier 96]-[Tesché 97].

Les travaux de recherches menés notamment par J.P. Parmantier [Parmantier 91] et P. Besnier [Besnier 93] en France ont permis de développer des outils numériques et ont donné naissance au logiciel CRIPTE (Calcul sur Réseaux des Interactions Perturbatrices en Topologie Electromagnétique) [CRIPTE] de l'ONERA. C'est ce logiciel qui sera utilisé pour notre modélisation.

Dans les applications CPL automobile, l'hypothèse d'une distance faible entre les câbles et la carrosserie n'est pas contraignante, les fréquences maxima envisagées dans cette étude étant de l'ordre de 70 MHz, ce qui correspond à une longueur d'onde de 4.3 m. Ce qui pourrait éventuellement s'avérer plus critique, est l'approximation d'un plan de masse infini, notamment dans les zones du véhicule situées près du tableau de bord. Cependant il ne faut pas perdre de vue qu'une simulation exacte de la topologie du faisceau est irréaliste, le câblage lui-même n'étant pas défini avec précision par les constructeurs. De plus, compte tenu du degré d'incertitude régnant sur de nombreux autres paramètres, comme la forme géométrique du toron, les valeurs des impédances de charge pour ne citer que deux exemples, le concept de plan de masse apparaît comme raisonnable.

3.2.1. Modèles des lignes de transmission

3.2.1.a Ligne de transmission uniforme

Envisageons tout d'abord le cas d'une seule ligne située à une hauteur h au dessus d'un plan de masse. L'hypothèse reposant sur le mode de transmission TEM (ou quasi TEM) permet de traduire les phénomènes de propagation par des éléments linéiques répartis, à savoir une inductance L et une capacité C . Les pertes sont représentées par une résistance linéique R et une conductance linéique G qui permettent théoriquement de prendre en compte tout à la fois les pertes statiques, les pertes par effet de peau ainsi que les pertes diélectriques [Paul 94].

Un élément infinitésimal de longueur dz de la ligne est donc équivalent au schéma électrique présenté sur la Figure 3.1. De façon générale, si cet élément est éclairé par une onde électromagnétique, cela se traduira par l'apparition de termes sources de tension et de courant $V^s(z)$ et $I^s(z)$. Si, comme dans notre cas, la ligne n'est excitée qu'en un point par un générateur de tension associé au signal d'émission, les termes sources distribués sont nuls, sauf V^s qui devient une source localisée.

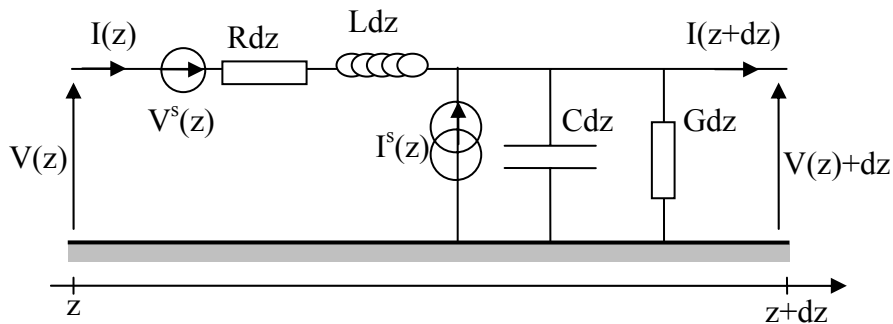


Figure 3.1 : Schéma électrique d'une ligne de transmission monofilaire.

Ce modèle de ligne monofilaire s'étend sans difficulté au cas des lignes multifilaires. Le schéma de la Figure 3.2 présente une ligne de transmission à n fils où (Z) et (Y) sont respectivement les matrices à n colonnes et n lignes des impédances linéiques et des admittances linéiques.

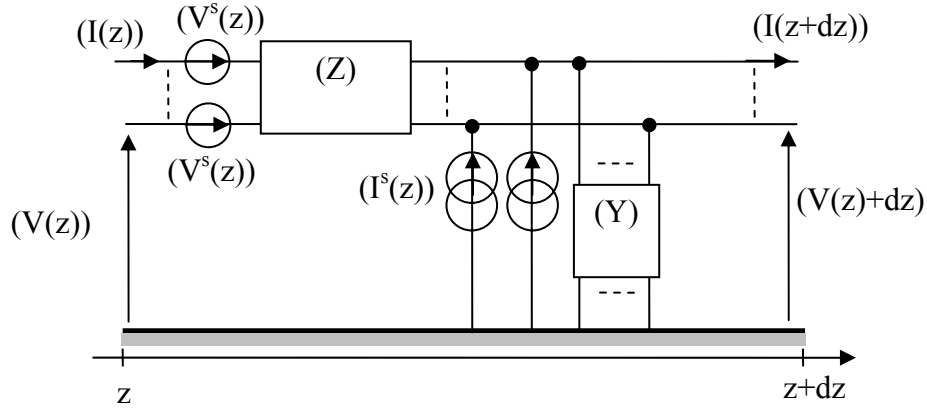


Figure 3.2 : Schéma électrique d'une ligne de transmission multifilaire

Les équations matricielles permettant de décrire la propagation des ondes le long de la ligne de transmission à n conducteurs sont de la forme suivante:

$$\begin{cases} \frac{\partial(V(z))}{\partial z} = -(Z).(I(z)) + (V^s(z)) \\ \frac{\partial(I(z))}{\partial z} = -(Y).(V(z)) + (I^s(z)) \end{cases} \quad (3.1)$$

La résolution de ces équations différentielles permet d'extraire la matrice de coefficients de propagation (γ) ainsi que la matrice d'impédance caractéristique (Z_c).

$$\begin{cases} (\gamma) = ((Z).(Y))^{1/2} \\ (Z_c) = (\gamma).(Y)^{-1} = (\gamma)^{-1}.(Z) \end{cases} \quad (3.2)$$

3.2.1.b Approche topologique d'un réseau de lignes multifilaires

L'approche qualitative de la topologie électromagnétique permet de simplifier la représentation schématique d'une ligne multifilaire sous forme d'un tube unique. Ce tube est terminé par des jonctions permettant de connecter des charges (impédances équivalentes d'équipements) ou bien d'interconnecter des tubes entre eux.

Sur la Figure 3.3, une ligne multifilaire de longueur L , est modélisée par un tube sur lequel se propage l'onde directe $W1$ et l'onde rétrograde $W2$. Les jonctions 1 et 2 caractérisent les $2*n$ charges connectées aux extrémités des n fils de la ligne.

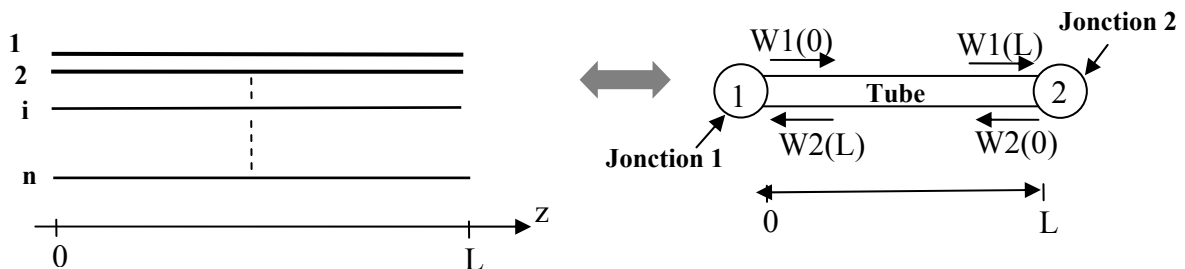


Figure 3.3 : Représentation topologique d'une ligne multifilaire.

Sur ce tube quelconque de longueur L , on remarquera que les ondes sortent toujours d'une jonction à l'abscisse $z=0$ et entrent dans une nouvelle jonction à l'abscisse $z=L$. Ceci implique simplement de choisir deux orientations pour l'axe de propagation z , suivant respectivement le sens des ondes.

Ces ondes W ont été définies par analogie avec le formalisme hyperfréquences et sont données par la relation suivante :

$$(W(z)) = (V(z)) + (Zc).(I(z)) \quad (3.3)$$

De plus, l'équation matricielle de propagation le long d'un tube repéré par son indice i prend la forme suivante :

$$(W_i(L)) = (\Gamma_i).(W_i(0)) + (W_i^s) \quad (3.4)$$

La matrice (W_i^s) caractérise la présence de sources ramenées à l'abscisse L , et dues soit à des générateurs localisés, soit à des couplages onde-câbles, répartis le long de la ligne. (Γ_i) est la matrice de propagation associée. Cette équation constitue la base de la modélisation du réseau de tubes. Elle traduit le fait que l'onde à l'extrémité du tube (en $z = L$) résulte de la superposition de l'onde qui s'est propagée depuis l'entrée et des sources externes qui se couplent sur le tube.

Dans le but de généraliser ce formalisme à un réseau ayant une topologie quelconque, on décompose ce réseau en un ensemble de M tubes interconnectés entre eux. Chaque tube sera constitué d'un ensemble de N fils conducteurs parallèles entre eux et au plan de masse. Le nombre de conducteurs et, de façon générale, toutes les caractéristiques géométriques ou électriques pouvant varier d'un tube à l'autre. Comme on néglige le rayonnement des fils, chaque tube n'est couplé à ces voisins que par l'intermédiaire des jonctions. Il faut noter qu'un tube peut se terminer à une de ces deux extrémités sur un réseau de charges. Dans ce cas, la jonction sera dite "terminale".

On peut regrouper, pour les M tubes, l'ensemble des vecteurs et matrices en supervecteurs d'ondes inconnues et d'ondes sources, et en supermatrice de propagation:

$$[W(0)] = \begin{bmatrix} (W_1(0)) \\ \vdots \\ (W_{2^*M}(0)) \end{bmatrix} \quad [W^s] = \begin{bmatrix} (W_1^s) \\ \vdots \\ (W_{2^*M}^s) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\Gamma] = \begin{bmatrix} (\Gamma_1) & (0) & (0) \\ (0) & \ddots & (0) \\ (0) & (0) & (\Gamma_{2^*M}) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

L'équation de propagation (3.4) s'écrit ainsi de façon concise :

$$[W(L)] = [\Gamma].[W(0)] + [W^s] \quad (3.6)$$

Au niveau de chaque jonction, la matrice de répartition $[S]$ présentée dans le chapitre 2, permet de caractériser les jonctions reliant les tubes aux charges ou à d'autres tubes. Dans le cas général d'un réseau, les ondes entrantes et les ondes sortantes sont réunies par la relation :

$$[W(0)] = [S].[W(L)] \quad (3.7)$$

L'équation BLT, du nom de ces instigateurs Baum, Liu, Tesche, est obtenue en combinant les équations généralisées de propagation (3.6) et de répartition (3.7) :

$$\{ [I] - [S].[T] \}.[W(0)] = [S].[W^s] \quad (3.8)$$

Dans cette formule $[I]$ désigne la matrice identité. La résolution d'une telle équation revient à résoudre un système linéaire avec comme second membre : $[S].[W^s]$.

La Figure 3.4 est un exemple de réseau constituée de 3 lignes multifilaires.

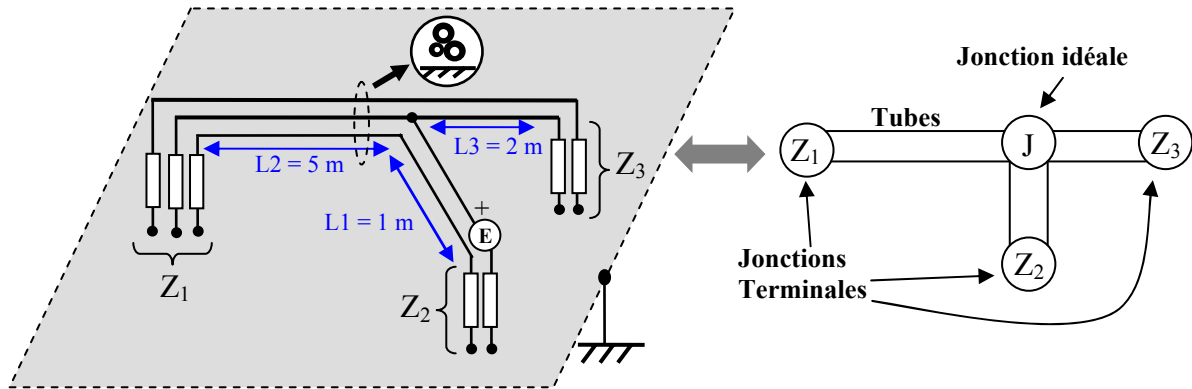


Figure 3.4 : Exemple de réseau topologique.

Une source de tension E est localisée sur un des fils. Les charges terminales sont regroupées par groupes de jonctions Z_1 ; Z_2 et Z_3 . Une jonction sera dite "idéale" quand aucune charge en son sein n'est placée en série ou en parallèle. Une telle jonction traduit donc, soit des bifurcations de fils, soit des épissures entre fils. Elle permet également de prendre en compte un changement dans la position des conducteurs au sein d'un toron, engendrant ainsi une modification de la matrice impédance caractéristique de la ligne. Dans ce cas, le toron est subdivisé en deux tubes, connecté entre eux par une jonction idéale.

L'avantage principal de ce formalisme est sa grande souplesse, permettant de modifier facilement l'architecture du réseau et, évidemment, les impédances de charge d'extrémités. Pour résoudre l'équation BLT (3.8), les matrices impédances et admittances de chaque tube et les matrices $[S]$ de chaque jonction, doivent être auparavant calculées. Le paragraphe suivant présente rapidement la méthode suivie.

3.2.2. Détermination des paramètres d'entrées du modèle

- **Détermination des paramètres primaires L et C d'une ligne multifilaire**

Une première possibilité pour connaître les matrices L et C serait de disposer d'un grand nombre de torons et de mesurer leurs caractéristiques. Cette approche expérimentale est cependant lourde à mettre en œuvre et, de plus, ne garantira pas son exhaustivité. Nous avons donc préféré une méthode purement numérique, les données d'entrée étant la géométrie en coupe du toron, la conductivité des divers conducteurs et les permittivités relatives des gaines.

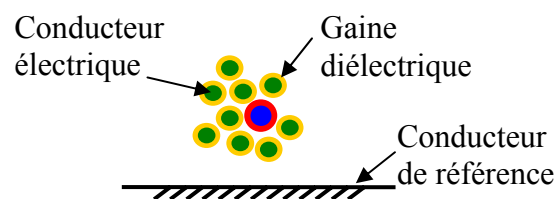


Figure 3.5 : Vue en coupe d'un toron de 10 fils

Le code électrostatique LAPLACE, développé à l'ONERA et faisant partie intégrante du logiciel CRIPTE est utilisé. Ce code résout numériquement le problème par la méthode des moments et permet de déterminer la matrice capacité [C] et la matrice inductance [L].

- **La matrice de répartition (S) des jonctions**

Compte tenu de la structure de chaque jonction et des tubes qui y sont connectés, la matrice de répartition S est déterminée. Une fois que tous les éléments composant le réseau sont déterminés, le logiciel CRIPTE permet d'établir et de résoudre l'équation BLT qui décrit les phénomènes de propagation sur les lignes et de dispersion au niveau des jonctions. Les pertes ohmiques dans les fils sont négligées dans notre étude, car pour des lignes courtes elles n'interviennent pas au premier ordre dans les phénomènes de propagation. Elles pourront être éventuellement introduites dans la suite des travaux si le besoin s'en fait sentir.

3.3. Etude paramétrique : Toron simple

Afin de mettre en évidence les paramètres les plus critiques sur la fonction de transfert du canal, nous procédons successivement à diverses études paramétriques sur des configurations canoniques, mais dont la complexité va en grandissant. On envisage tout d'abord un seul toron, de longueur totale L . Dans ce cas, nous étudions plus particulièrement l'influence des charges terminales et de la géométrie des torons.

3.3.1. Toron simple

Considérons tout d'abord un toron, formé d'un ensemble soit de 3 fils, soit de 10 fils, d'une longueur de 1,5 m. Cette longueur, relativement courte, a été choisie de manière à pouvoir ensuite valider les résultats théoriques grâce à des expérimentations sur table.

La hauteur h du toron au dessus du plan de masse est défini comme étant la distance entre le plan tangent au fil le plus proche du plan, et ce plan. Bien que, dans les applications CPL automobiles, la fréquence maximum de transmission a été fixée à 70 MHz (pour ne pas, entre autres, perturber la réception de la radio FM), la bande d'analyse dans cette étude préliminaire, s'étendra de 500 kHz à 200 MHz pour pouvoir faire apparaître des phénomènes de résonance

- *Toron formé de 3 fils parallèles entre eux (configuration dite : “ fils uniformes”)*

Comme le montre la Figure 3.6, ce toron est formé d'un conducteur de puissance (n°1) dont le rayon du conducteur est de 0.7 mm, et de 2 conducteurs de signaux (n°2 et 3) dont leur rayon est de 0.5 mm. L'épaisseur des gaines diélectriques est, dans tous les cas, de 0.2 mm. Chaque conducteur est connecté au plan de masse par l'intermédiaire d'une résistance de 50 Ω .

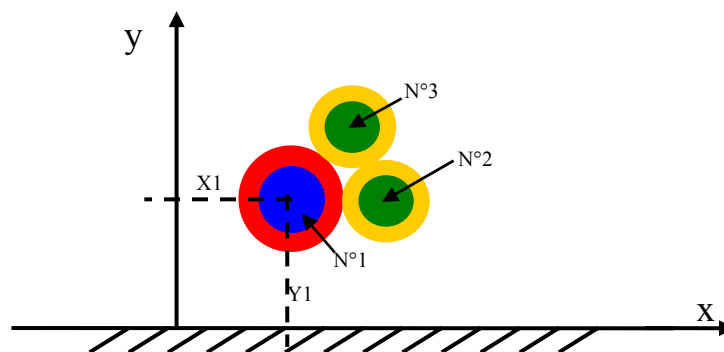


Figure 3.6 : Exemple de configuration d'une section de faisceau à trois conducteurs

La position relative des fils est introduite en paramètre, ainsi que la hauteur du toron. La Figure 3.7 représente ainsi la coupe des 6 torons successifs qui sont étudiés. Les distances entre les isolants de fils voisins varient entre 0 (cas de fils jointifs) et 1 mm.

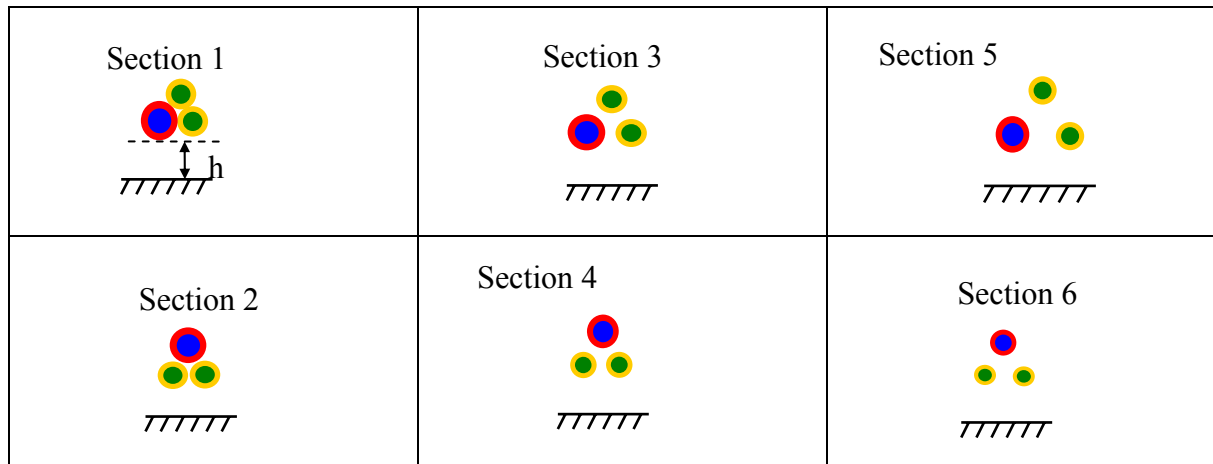


Figure 3.7 : Caractéristiques des 6 coupes de torons étudiées

Pour des hauteurs de faisceau valant 1 mm, 1 cm et 5 cm, les courbes de la Figure 3.8 montre la variation, en fonction de la fréquence, du module de la fonction de transfert S_{21} calculée pour le fil d'alimentation en énergie. La variation de la phase de la fonction de transfert n'apportant pas d'élément d'information important à ce stade, elle n'est pas représentée. Par contre la phase joue un rôle important dans la déformation des signaux que nous mettrons en évidence lors de l'étude de la propagation dans le domaine temporel.

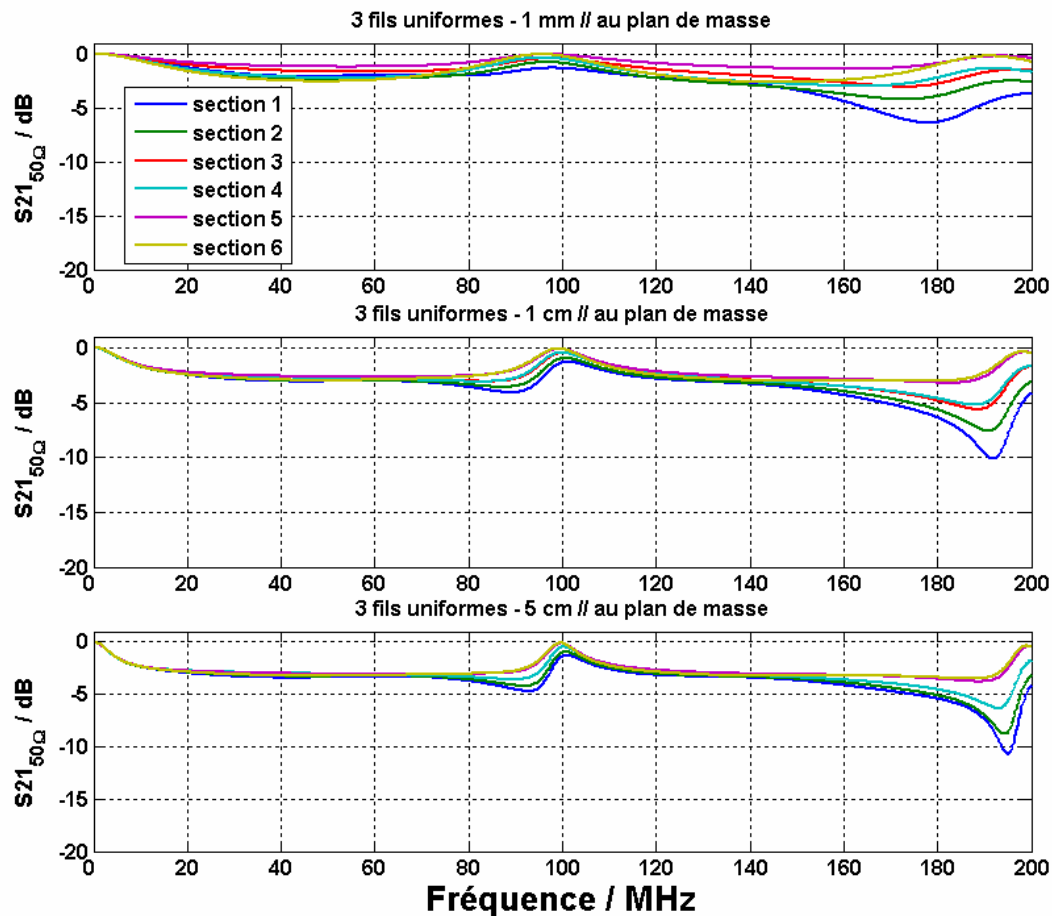


Figure 3.8 : Cas de 3 fils parallèles entre eux et au plan de masse

Pour de très faibles hauteurs, de l'ordre de 1mm, l'atténuation atteint au maximum 5 dB à 200 MHz pour la configuration 2. On note ensuite une différence importante sur l'allure des courbes lorsque la hauteur varie de 1 mm à 1 cm, mais au-delà de 1 cm, la hauteur n'est plus un paramètre critique. Cette conclusion, validée dans d'autres configurations, nous évitera par la suite de faire de nombreuses itérations en fonction de la hauteur du faisceau réel par rapport à la carrosserie.

A 1 cm (ou à 5 cm), on remarque que la position relative des conducteurs au sein du toron joue essentiellement un rôle sur les amplitudes des résonances ou des évanouissements (appelés quelquefois anti-résonance dans la terminologie des lignes de transmission). Il sera donc difficile de prévoir théoriquement leurs valeurs sur un faisceau réel, la forme géométrique du toron étant inconnue. Une comparaison théorie - expérience ne pourra donc être faite que d'un point de vue statistique, donc en simulant diverses formes de section de torons.

- *Toron formé de 3 fils entrelacés (configuration dite : “ fils non uniformes”)*

En pratique, les fils au sein d'un toron d'un véhicule ne sont jamais parallèles entre eux, surtout si la longueur du toron est importante. Pour formuler et résoudre les équations de propagation le long de lignes non uniformes, diverses méthodes sont proposées dans la littérature [Kobayashi 82 ; Grivet 00]. Cependant, ces techniques sont lourdes de mise en œuvre lorsque le nombre de conducteurs devient important et sont difficilement applicables au cas d'un toron très complexe. Nous avons donc choisi de simuler une ligne non uniforme en la considérant comme une mise en cascade de petits tronçons de toron (ou de tubes dans la terminologie de la Topologie EM) uniformes. La position relative des conducteurs au sein d'un tube varie donc brutalement d'un tube à l'autre, tous les tubes étant interconnectés entre eux par des jonctions idéales.

A titre d'exemple, le faisceau décrit précédemment, de 1,5 m de longueur est subdivisé en 15 tubes uniformes comme le montre la Figure 3.9. La position des fils dans chaque tube est choisie aléatoirement. De nombreux faisceaux ont ainsi pu être créés en itérant le processus de tirage au hasard.

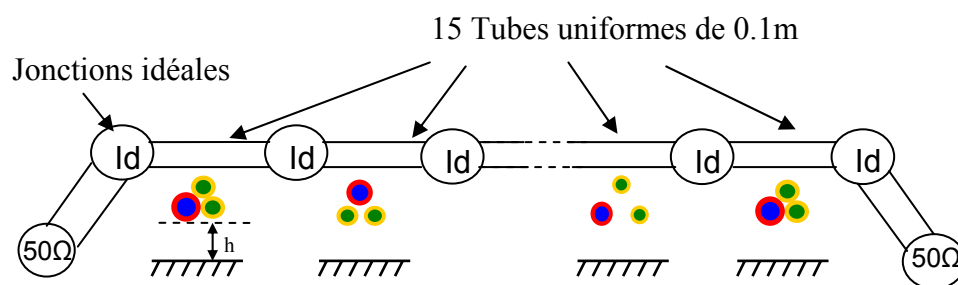


Figure 3.9 : Exemple de modèle de ligne non uniforme d'un faisceau de 3 fils de 1,5 m

Des mesures ont également été effectuées sur table, en mesurant la fonction de transfert de 7 faisceaux réalisés manuellement. Une attention toute particulière a été portée aux boîtiers de connexion d'extrémités afin de minimiser leurs effets sur la fonction de transfert du toron proprement dit. Vingt-quatre fils au maximum peuvent être connectés sur ces boîtiers dont les extrémités se terminent par des fiches SMA qui permettent de connecter soit des courts circuits, soit des circuits ouverts, soit des charges de 50 Ω coaxiales. Les

fonctions de transfert S_{21} de toutes les voies du boîtier ont été mesurées, quelques exemples étant donnés sur la Figure 3.10. Les pertes d'insertion, restent faibles, de l'ordre de 1 dB à 200 MHz mais ont été prises en compte lors de la caractérisation de la fonction de transfert d'un fil du toron.

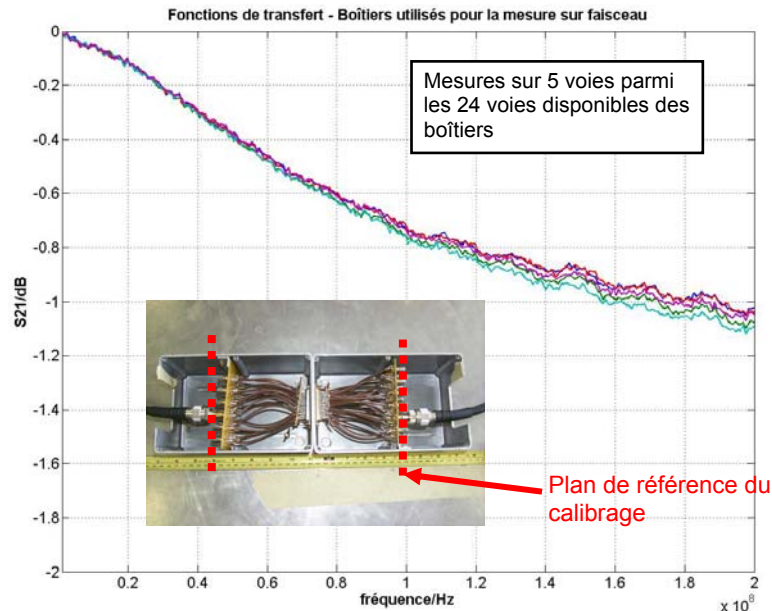


Figure 3.10 : Boîtiers de connexions d'extrémités et leurs fonctions de transfert

La photo de la Figure 3.11 illustre le système de mesure sur table, les deux extrémités d'un fil du toron étant réunies aux deux ports d'un analyseur de réseau, les masses du plan, des boîtiers et de l'analyseur étant communes.



Figure 3.11 : Configuration du système de mesures sur table

Les courbes noires et grises de la Figure 3.12, représentent respectivement la variation théorique et expérimentale de la fonction de transfert pour des faisceaux différents, placés à une hauteur de 5 cm. Si on compare les courbes théoriques à celles de la Figure 3.8, on ne remarque pas de modification sensible de leurs allures. Une étude paramétrique a d'ailleurs montré que l'approche par lignes non uniformes ne devenait nécessaire que si, pour la bande de fréquence envisagée, la longueur du toron devenait supérieure à 3m.

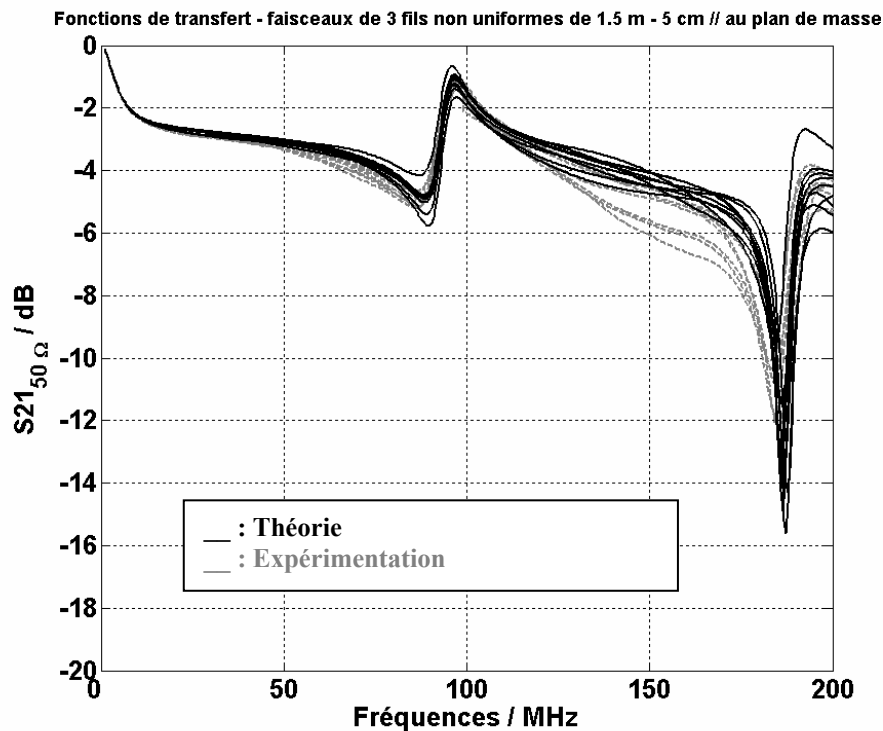


Figure 3.12 : Fonction de transfert du fil de puissance (câble n°1)

De plus, on remarque que sur la Figure 3.12, les courbes théoriques et expérimentales sont en bon accord, le plus grand écart se produisant aux environs de 190 MHz, fréquence correspondant à un évanouissement du signal. Celui ci varie, suivant le toron, de 4 à 12 dB par rapport à la valeur moyenne de S_{21} au voisinage de cette fréquence. L'étude paramétrique, faite sur les torons aussi bien modélisés que réalisés, a montré qu'un léger écartement entre les fils entraînait une diminution de la profondeur de cet évanouissement.

Afin de mieux faire apparaître les différences ou accords entre mesures et simulations, la variation de la moyenne et de l'écart type normalisé par rapport à la valeur moyenne de la fonction de transfert S_{21} sous 50Ω , calculés à partir des résultats précédents sont représentés respectivement Figure 3.13(a) et (b).

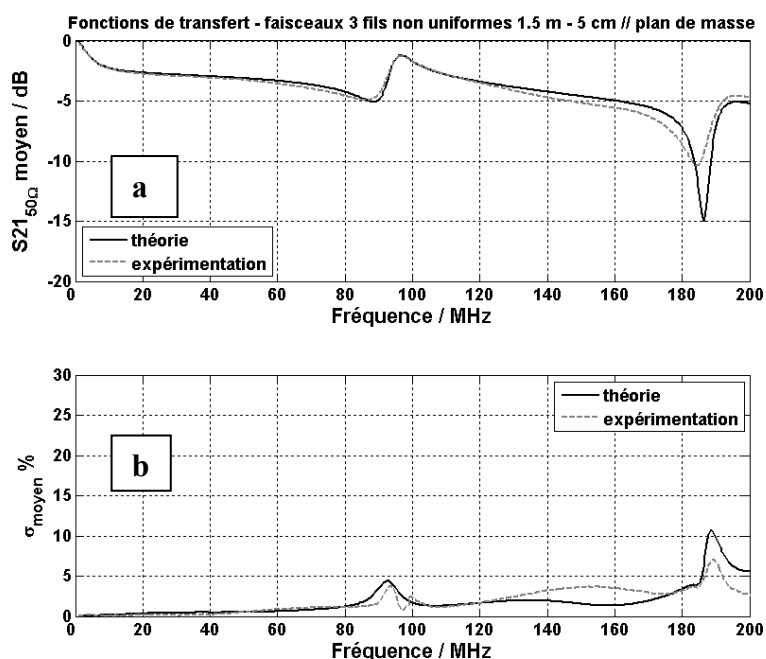


Figure 3.13 : Comparaison des moyennes et écarts types sur diverses configurations de faisceaux de 3 fils

Ces courbes montrent le bon accord entre mesures et simulations tant que l'on se situe en dehors de la zone d'atténuation profonde, l'écart entre la moyenne des mesures et celle obtenue à partir des simulations étant inférieure à 1 dB, avec un écart type inférieur à 10 %.

- *Toron formé de 10 fils entrelacés (configuration dite : “ fils non uniformes”)*

Le toron est complexifié en augmentant le nombre de fils à 10, afin de se rapprocher d'une configuration automobile plus réaliste. Comme précédemment, la ligne non uniforme ainsi constituée, est divisée en une succession de lignes uniformes de différentes sections. Un exemple de section aléatoire utilisée dans la modélisation est présenté Figure 3.14.

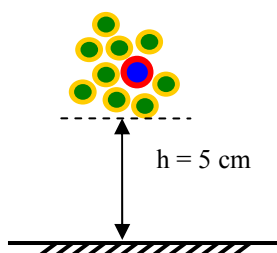


Figure 3.14 : Exemple de génération de section aléatoire de 10 conducteurs à 5 cm du plan de masse

Les courbes de la Figure 3.15 permettent de comparer les résultats obtenus pour dix configurations de faisceaux non uniformes aussi bien en mesure qu'en calcul, tous les fils étant chargés sur une impédance de 50 Ω . On note encore ici le bon accord entre théorie et expérimentation.

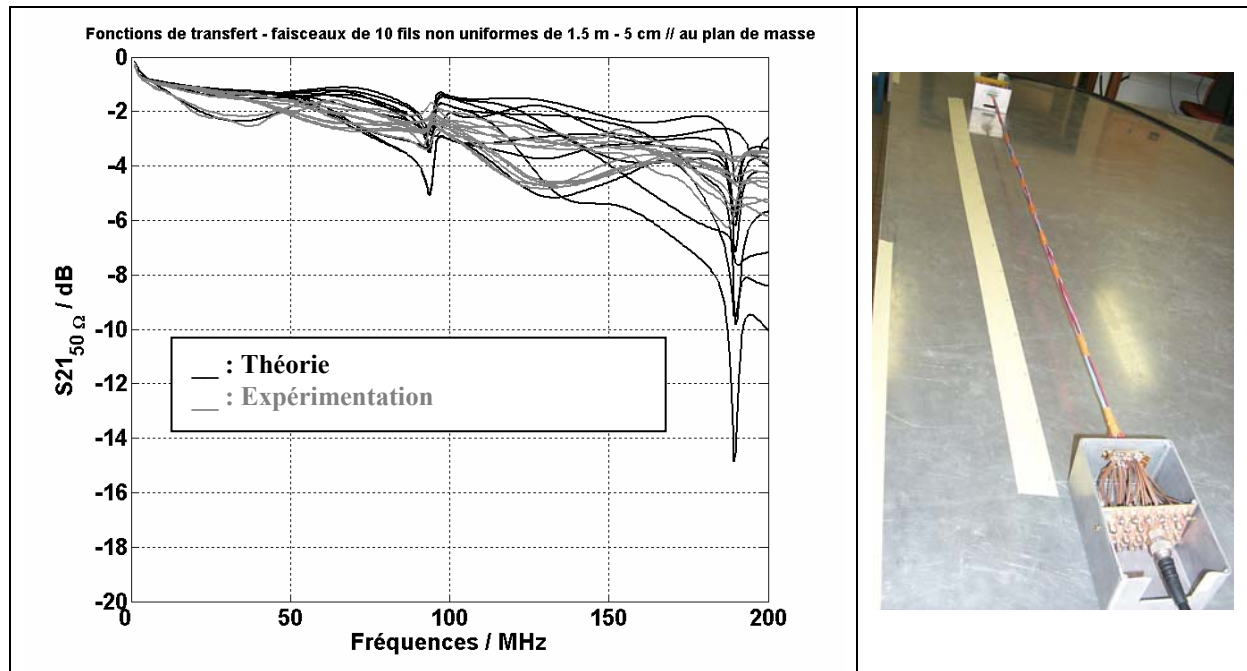


Figure 3.15 : Fonction de transfert du fil de puissance

On remarque, comme précédemment, la grande sensibilité des résultats en fonction de la géométrie des sections droites du toron. Les courbes des Figure 3.12 et Figure 3.15 ont cependant une allure identique, le nombre de fils ne semblant donc pas jouer un rôle essentiel dans la variation de la fonction de transfert en fonction de la fréquence, à l'exception toutefois de la zone d'évanouissement du signal. Ce résultat apparaît plus nettement sur les courbes des Figure 3.16 (a) et (b) qui représentent la variation de la moyenne et de l'écart type de S_{21} sous 50Ω , calculés à partir des résultats précédents (mesures et simulations).

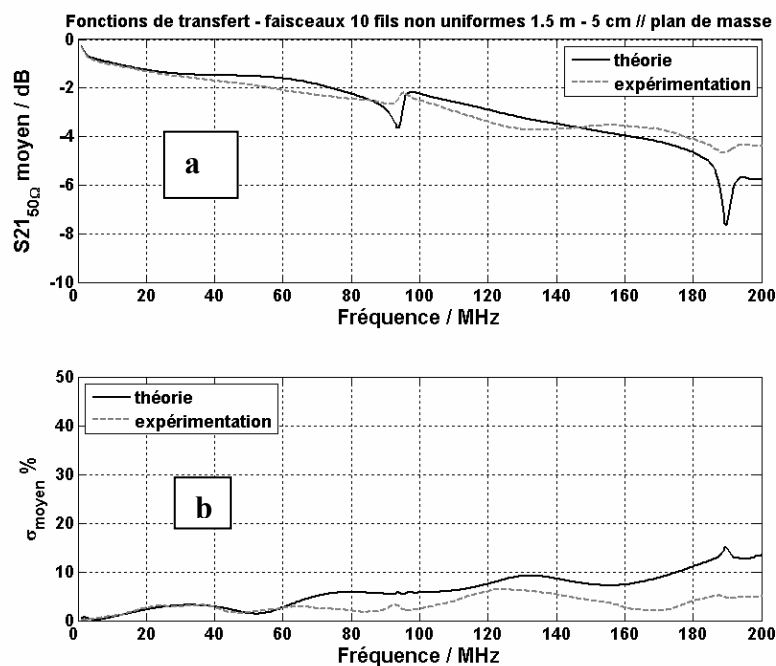


Figure 3.16 : Comparaison des moyennes et écart type sur 10 configurations de faisceaux de 10 fils

Les deux courbes de la Figure 3.16 (a) présentent une atténuation dont la valeur en dB varie pratiquement linéairement avec la fréquence. Cette atténuation est de l'ordre de 1 dB à 1 MHz et atteint 4 à 5 dB en dehors de l'évanouissement fréquentiel. Pour la fréquence correspondante de 190 MHz, la théorie présente une atténuation supplémentaire de 3 dB qui n'est pas observée expérimentalement. Cela peut s'expliquer, comme nous l'avons signalé précédemment, par la difficulté de prise en compte de la variation de l'écartement entre les fils tout au long du faisceau.

En comparant les Figure 3.13 et Figure 3.16, on note que la valeur de S_{21} à 190 MHz est de -10 à -12 dB pour un toron composé de 3 fils, contre -4 dB à - 6dB pour 10 fils. Dans ce cas où tous les conducteurs sont chargés sur des impédances de $50\ \Omega$, l'atténuation locale du signal est donc moins marquée quand le nombre de fils dans le toron augmente.

Mentionnons enfin que d'autres études paramétriques ont montré que l'effet du diamètre du fil conducteur sur la valeur de S_{21} est très faible.

Dans la suite de cette étude, nous limiterons la valeur maximum de la fréquence à 70 MHz, afin de bien mettre en évidence les phénomènes qui apparaîtront dans la bande utile pouvant être retenue pour les communications CPL.

- *Influence des valeurs des diverses impédances de charge*

Supposons tout d'abord que les impédances du côté émission et réception connectées au fil d'alimentation en énergie, sur lequel on calcule le coefficient S_{21} , soit toujours égale à $50\ \Omega$. La configuration précédente, à savoir un toron de 10 fils, de 1,5 m de long, placé à 5 cm au dessus du plan de masse, a été modifiée car on suppose maintenant que les 9 autres conducteurs restants sont chargés, à chaque extrémité du toron, par des impédance identiques mais égales respectivement à Z_3 et Z_4 , comme le montre le schéma de la Figure 3.17.

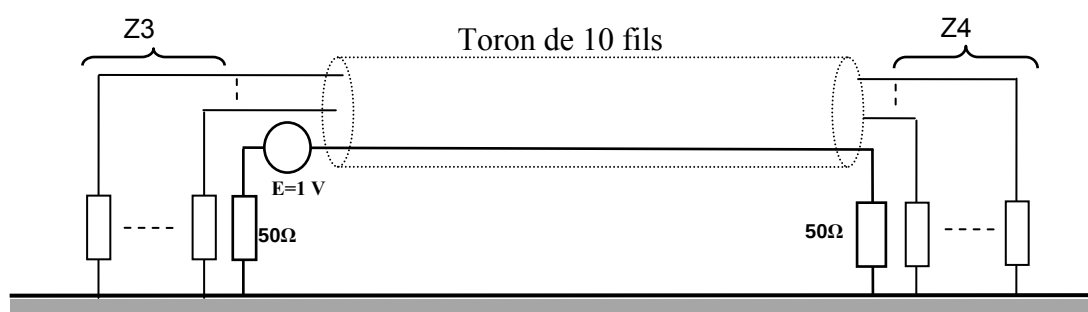
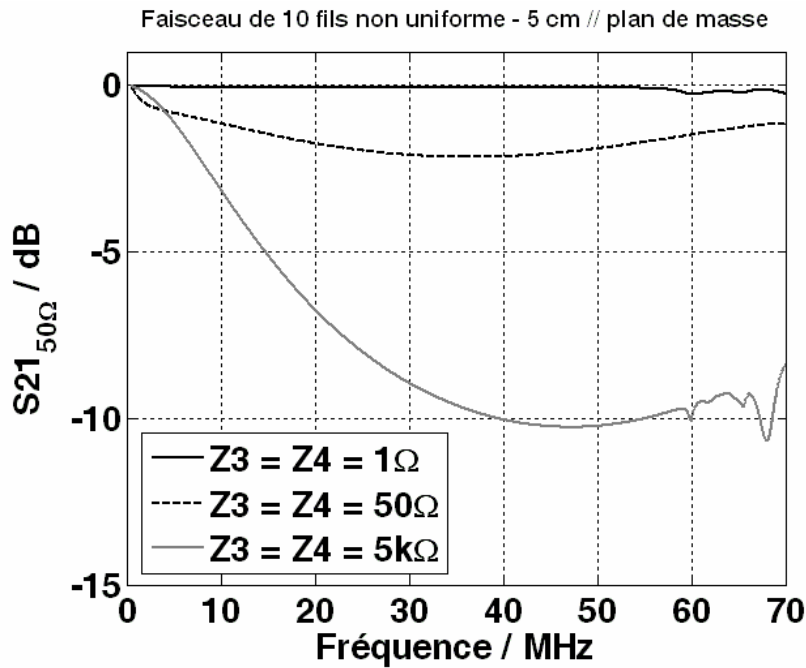


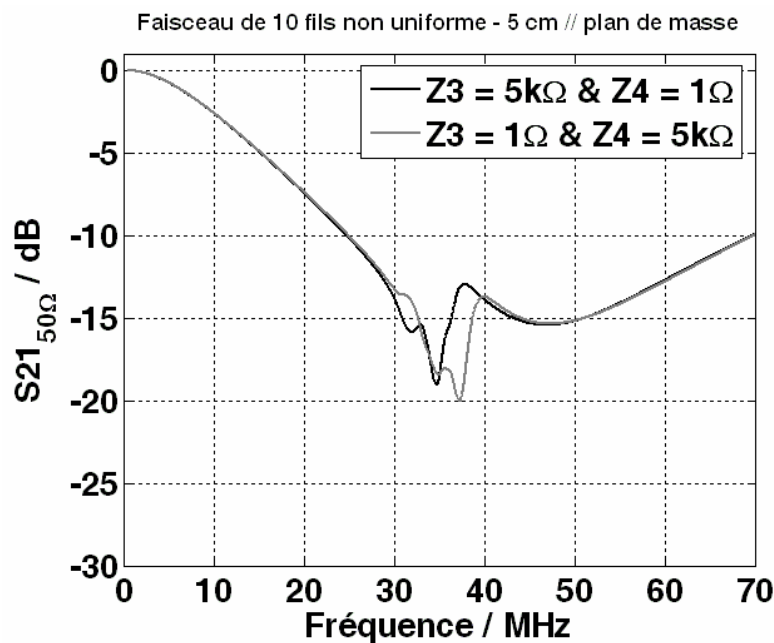
Figure 3.17 : Toron chargé sur des impédances Z_3 et Z_4 , à l'exception du fil sur lequel est mesuré le S_{21}

Dans une première étape, supposons que Z_3 et Z_4 soient identiques et valent successivement : $Z = Z_3 = Z_4 = 1\ \Omega, 50\ \Omega, 5\ \text{k}\Omega$. La variation du module de S_{21} est tracée sur la Figure 3.18.

Figure 3.18 : Variation de S_{21} pour des impédances Z_3 et Z_4 identiques

On remarque que l'allure des courbes est complètement différente en fonction de Z . Pour des impédances de $5\text{ k}\Omega$, par exemple, on observe une décroissance continue de S_{21} en fonction de la fréquence, l'atténuation supplémentaire par rapport au cas $Z_3 = Z_4 = 50\Omega$ étant de 7 dB.

Il peut être aussi intéressant d'étudier le comportement de S_{21} lorsque les impédances Z_3 et Z_4 sont différentes, apportant ainsi une dissymétrie supplémentaire au réseau. Comme le montre la Figure 3.19, on assiste dans ce cas à une atténuation encore plus importante du signal et ceci dans une très large bande de fréquence.

Figure 3.19 : Variation de S_{21} lorsque le toron est chargé de manière dissymétrique

Entre 30 MHz et 60 MHz, l'atténuation supplémentaire par rapport à la configuration où toutes les charges sont égales à $50\ \Omega$, atteint 10 dB. Les phénomènes de couplage entre câbles provoquant de telles variations de S_{21} sont difficiles à expliquer physiquement, d'autant plus qu'ils se produisent même lorsque la longueur du câble est bien inférieure à la longueur d'onde. A 30 MHz, le rapport L/λ est en effet égal à 0.15.

Si la longueur du toron est plus importante, des phénomènes de résonance se produiront, compliquant encore l'interprétation des courbes. A titre indicatif, les courbes de la Figure 3.20 sont obtenues théoriquement en supposant un toron de 10 fils mais de 6 m de longueur. On suppose, comme précédemment, que le calcul de S_{21} est fait sur $50\ \Omega$, et que 0, 1 ou 3 fils du toron sont reliés directement au plan de masse, les autres étant chargés de chaque côté sur $50\ \Omega$ sauf un fil qui demeure en circuit ouvert à ces deux extrémités.

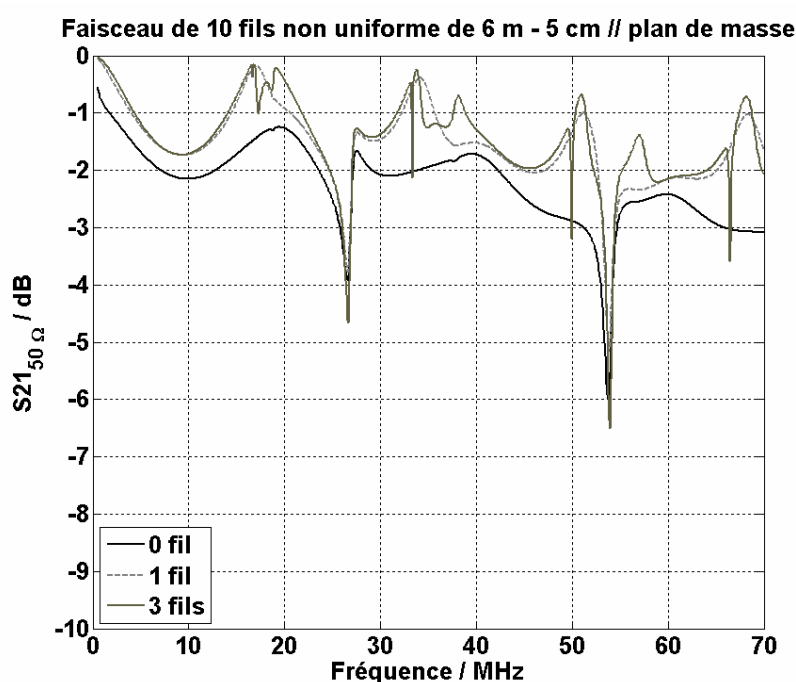


Figure 3.20 : Variation de S_{21} pour un toron de grande longueur (6m) et au sein duquel existe 0, 1 ou 3 fils de connexion de masse

- *Influence de charges situées au voisinage des modems d'alimentation/réception*

Jusqu'à présent, nous avons toujours supposé un simple toron, aucune impédance n'étant directement connectée en parallèle sur le fil d'alimentation en énergie. En pratique, les modems d'émission et de réception pourraient éventuellement se situer au voisinage de charges de faible impédance connectées sur le même fil d'alimentation. On peut ainsi imaginer des ampoules situées sur le même fil que le ou les modems et qui, lorsqu'elles sont allumées, présentent une impédance faible de l'ordre de $1\ \Omega$. Dans la suite de l'étude, cette charge sera appelée « charge de proximité ». Pour tenir compte de sa présence, nous allons donc légèrement modifier la structure géométrique étudiée comme le montre la Figure 3.21.

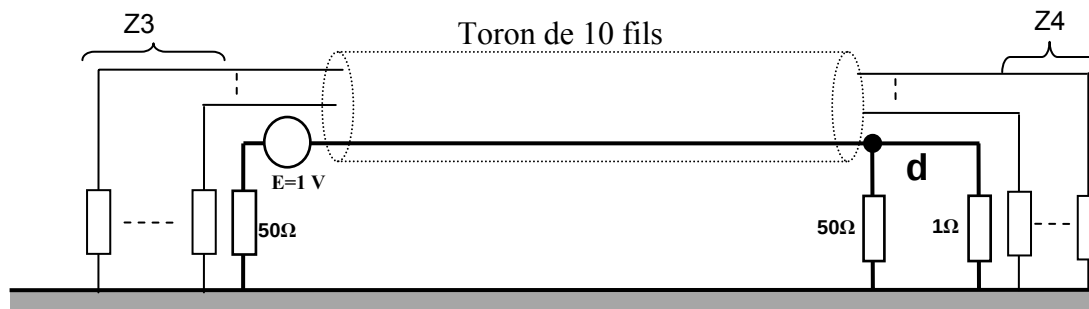


Figure 3.21 : Configuration d'un toron pour lequel une faible impédance est placée à une distance d d'une charges simulant un modem

L'impédance de 1 Ohm étant placée à une distance d du modem (50Ω), les courbes de la Figure 3.22 sont tracées pour $d = 10, 50$ et 80 cm.

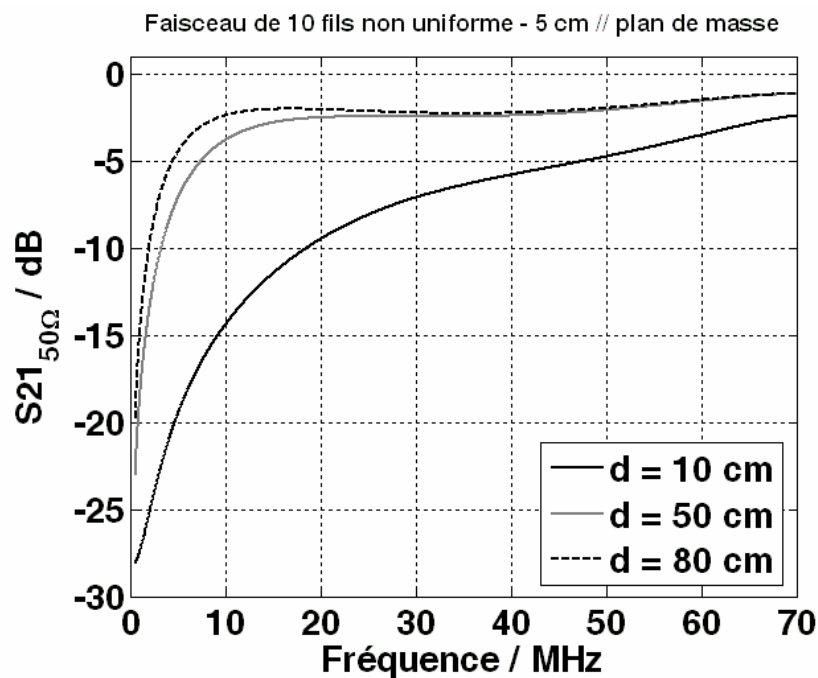


Figure 3.22 : Influence de la distance entre la charge de faible impédance et les modems

Lorsque la distance d est faible, inférieure à quelques dizaines de cm, le module de l'impédance ramenée dans le plan du modem reste bien inférieure à 50Ω dans la bande de fréquences $500\text{ kHz} - 30\text{ MHz}$ qui nous intéresse tout particulièrement. Pour éviter qu'une charge de proximité n'engendre aussi une diminution très importante de l'amplitude du signal reçu, il faudra, comme le montrent les courbes de la Figure 3.22, que le modem soit placé à une distance d égale ou supérieure à 50 cm d'une charge de proximité de faible impédance. Cette valeur ne semble pas, à priori, réductrice pour l'implantation d'un modem, c'est cette configuration géométrique qui sera retenue dans la suite de l'étude.

Avec la longueur d du fil, l'impédance caractéristique de la ligne Z_c , la vitesse de la lumière c et la pulsation ω .

Pour une distance d de l'ordre du centimètre, l'impédance ramenée par ce fil est inférieur à $50\ \Omega$ sur toute la bande d'analyse, ce qui a pour conséquence d'atténuer de plusieurs dizaines de dB le signal reçu par le modem pour les fréquences inférieures à 30 MHz. A partir d'une longueur d de 50 cm, le fil ayant un effet inductif, il a tendance à faire augmenter l'impédance du « stub » pour des fréquences plus basse et donc de limiter l'atténuation de la faible charge.

Dans la suite des travaux, on considère qu'à partir d'une longueur d égale à 50 cm, l'atténuation due à une impédance faible en parallèle avec le modem devient négligeable pour des fréquences supérieures à 10 MHz. De plus, cette valeur de d semble cohérente avec les longueurs du faisceau automobile. Cette conclusion reste valable pour tout type de faisceaux et de charges.

L'étude paramétrique qui vient d'être exposée n'a envisagé que le cas simple d'un toron, de longueur donnée, placé à une hauteur constante au dessus d'un plan de masse. Nous avons pu vérifier dans ce cas canonique, le bon accord entre les résultats théoriques et expérimentaux mais nous avons eu l'occasion de souligner que cette comparaison ne peut être faite que d'une manière statistique, en testant ou en simulant un grand nombre de torons. En effet, en pratique, la position relative des fils au sein de chaque toron est inconnue et la profondeur des évanouissements est dépendante de l'espacement entre fils. Les phénomènes de résonance et de couplage entre fils, chargés eux-mêmes sur des impédances quelconques imposent donc une approche purement statistique pour caractériser la fonction de transfert d'un faisceau automobile. Il faut cependant rappeler que cette fonction, définie par l'intermédiaire du coefficient de transmission S_{21} dépend fortement des impédances internes des émetteurs/récepteurs qui seront connectés au faisceau. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point dans la suite de l'étude, l'optimisation de l'impédance d'entrée des modems de connexion étant également un point important à prendre en compte. On peut cependant rappeler dès à présent que le coefficient S_{21} pour des charges différentes de $50\ \Omega$ peut toujours être déduit des mesures faites à l'analyseur de réseau, à condition que les 4 coefficients de la matrice S soient connus.

3.3.2. Etude paramétrique : faisceau véhicule

En accord avec les constructeurs automobiles, une architecture de câblage standard a été définie et choisie comme base pour le modèle déterministe.

Comme le montre la Figure 3.23, la voiture a été divisée en trois parties : le bloc moteur, le tableau de bord et le reste de l'habitacle. Le faisceau parcourant l'ensemble du véhicule comporte une soixantaine de tubes et de jonctions, dont 21 jonctions terminales sur lesquelles aboutissent les torons associés aux tubes. Chaque tube, correspondant à un toron, contient entre 1 et 30 fils, chacun d'eux ayant un rayon de 0,7 mm. L'épaisseur de l'isolant autour des fils est de 0,2 mm, la permittivité du milieu diélectrique étant de 3,9. La distance moyenne entre les différents fils dans le toron est choisie statistiquement de manière à reproduire les distances réelles constatées dans un câblage automobile. La hauteur du faisceau par rapport au plan de masse peut être définie pour chaque tube. Pour l'étude paramétrique, compte tenu des résultats de la phase préliminaire exposée dans le paragraphe précédent, nous n'avons considéré que deux valeurs de hauteur : 1 mm correspondant à un faisceau plaqué contre la carrosserie et 5 cm.

La longueur totale de fils est de 260 m, celle de chaque tube variant entre 1 mm et 1 m. La valeur 1 mm n'a évidemment aucun sens physique pour un toron, elle correspond simplement à un moyen numérique pour raccorder une charge ou un ensemble de charges, à une jonction quelconque.

Les impédances des 116 charges terminales contenues dans les jonctions terminales notées Z_i (avec i allant de 1 à 21) sur la Figure 3.23, correspondent à celles des différents équipements électriques et électroniques tels que les ampoules, moteurs, capteurs, etc. Les mesures effectuées par les constructeurs ou équipementiers montrent que les valeurs d'impédances peuvent varier de $1\ \Omega$ à $1\ \text{k}\Omega$. Dans la modélisation numérique, seules les valeurs extrêmes $1\ \Omega$ ou $1\ \text{k}\Omega$ ont été retenues et seront choisies au hasard pour chaque impédance Z_i . Ces deux valeurs d'impédance ont été supposées réelles bien que, dans la pratique, les impédances présentées par un équipement quelconque, soient complexes. Ce choix peut paraître très restrictif, et pouvant mener à un manque de généralité des résultats qui seront obtenus. Il ne faut cependant pas oublier que ces impédances chargent des fils de longueur quelconque, souvent de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde et que tous les fils sont couplés entre eux au sein des différents torons. Toutes les tensions et courants en n'importe quel point du faisceau seront donc des nombres complexes et la prise en compte d'un terme imaginaire pour les impédances terminales n'aurait simplement pour effet que d'augmenter le nombre de configurations traitées. Nous avons d'ailleurs vérifié sur quelques cas particuliers que les caractéristiques statistiques du canal restaient les mêmes si les charges Z_i réelles étaient remplacées par des valeurs complexes de même module.

Chaque toron formant un tube sera supposé constitué d'un ensemble de fils parallèles entre eux et au plan de masse, sauf si leur longueur devient supérieure à 1m. Dans ce cas, l'hypothèse d'une ligne uniforme n'étant plus valable, le tube sera décomposé en une cascade de tubes élémentaires comme expliqué précédemment.

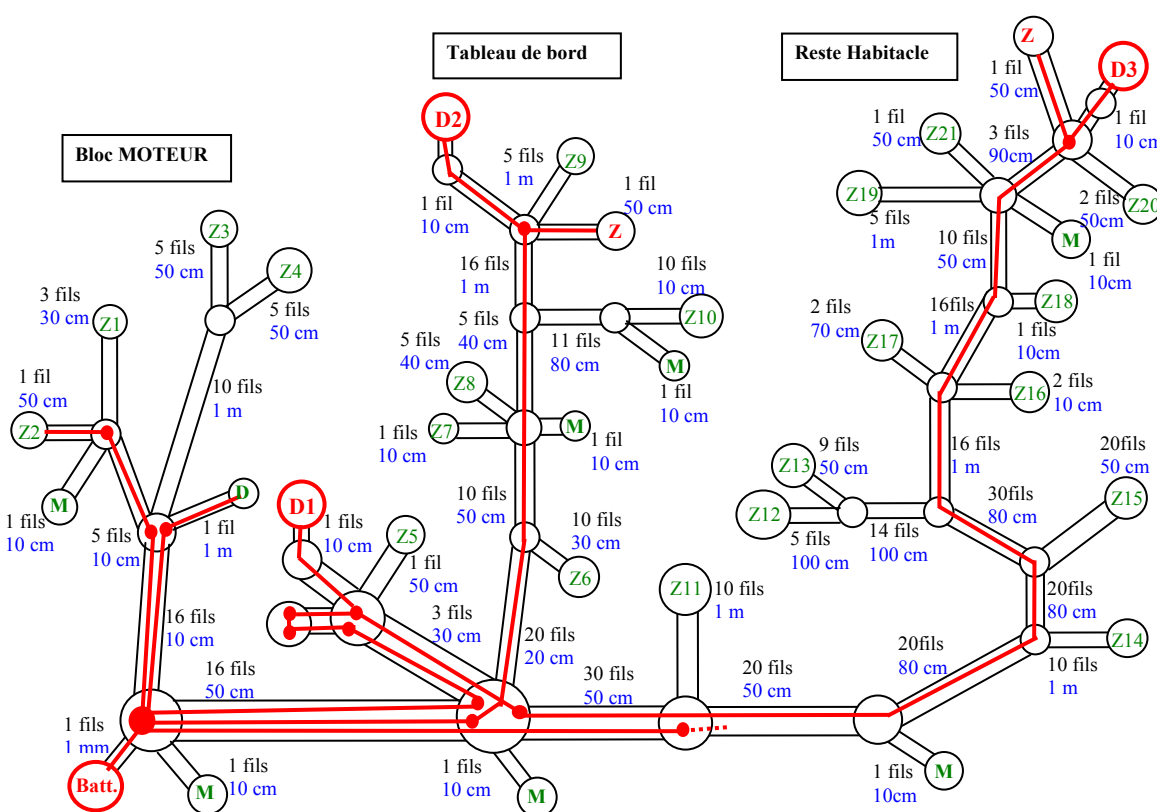


Figure 3.23 : Schéma d'un faisceau arborescent correspondant au câblage d'une voiture

Dans chaque tube peuvent coexister des fils d'alimentation en énergie, des conducteurs supports de signaux et des fils de masse connectés à divers points de la carrosserie notés M sur le schéma.

Les exemples présentés dans ce chapitre concernent l'étude d'une liaison entre 3 points D1, D2 et D3. La partie du réseau électrique filaire connectant de la façon la plus courte possible ces points entre eux, est représentée en rouge. Le nombre de fils d'alimentation connectés à la batterie (notée "Batt" sur la Figure) et alimentant les équipements terminaux est bien entendu beaucoup plus important. Ces liaisons n'ont cependant pas été représentées sur le schéma pour éviter de l'alourdir inutilement.

De façon générale, on a été amené à distinguer deux types de liaisons suivant l'architecture du réseau entre les points d'émission/réception (modems) considérés. Une liaison sera dite "directe" si le chemin le plus court entre les modems ne passe pas par la batterie. Elle sera dite "indirecte" dans tous les autres cas. Cette distinction tient au fait que la batterie se comporte, dans notre gamme de fréquences, comme une très faible impédance, que nous avons fixée à $1\ \Omega$. Une liaison indirecte sera donc fortement pénalisée par la présence de cette impédance qui court-circuitera en partie la ligne de transmission. Dans le cas d'une liaison directe, de faibles impédances, comme celles d'ampoules, etc., pourraient aussi être branchées en parallèle sur le fil d'énergie reliant les modems. Cependant, contrairement au cas de la batterie, la dérivation vers l'ampoule n'aura pas une longueur nulle. On peut donc espérer, comme nous l'avons vu précédemment, que l'impédance ramenée par l'équipement en question au niveau de la ligne ne soit pas trop faible, la distance d entre cet équipement et le modem étant supérieure ou égale à 50 cm. Dans la suite de l'étude, cet équipement de proximité sera parfaitement identifié par son impédance, notée Z sur la Figure 3.23, et qui prendra comme valeur $1\ \Omega$ ou $1\ \text{k}\Omega$. Compte tenu du rôle qu'elle peut jouer sur la fonction de

transfert du canal notamment dans la gamme 500 kHz – 8 MHz (cf. Figure 3.22), sa valeur sera toujours précisée lors de l'étude paramétrique basée sur une variation aléatoire de toutes les autres charges.

Avec ces définitions, le trajet D1D3 est direct, les trajets D1D2 et D2D3 étant indirects. Les fonctions de transfert ont été calculées sur 70 MHz de bande, l'échantillonnage fréquentiel étant de 70 kHz.

Nous présenterons dans ce paragraphe quelques résultats illustrant l'approche suivie, une étude plus détaillée avec une comparaison entre la modélisation théorique et l'expérimentation, faisant l'objet du chapitre suivant.

- *Impédance d'entrée du faisceau vue des points D1, D2 et D3*

L'impédance d'entrée du faisceau que verra le modem dépend de la valeur de la centaine de charges placées aux extrémités du réseau. Pour obtenir une valeur moyenne, nous avons considéré 100 états successifs correspondant donc à 100 distributions aléatoires de charges ($1\ \Omega$ ou $1\ \text{k}\Omega$), à l'exception des charges de proximité, notées Z , et qui seront précisées. Il faut noter qu'au voisinage de D1, la batterie, située à une distance de 90 cm, est assimilée à une impédance de $1\ \Omega$.

Supposons tout d'abord que $Z = 1\ \Omega$. Les courbes de la Figure 3.24 montrent l'évolution de la valeur moyenne de l'impédance d'entrée du faisceau aux trois points D1, D2 et D3. On remarque, surtout en basse fréquence, une évolution croissante de l'impédance avec la fréquence qui peut s'expliquer par l'effet dominant de l'impédance ramenée par la charge de proximité de $1\ \Omega$.

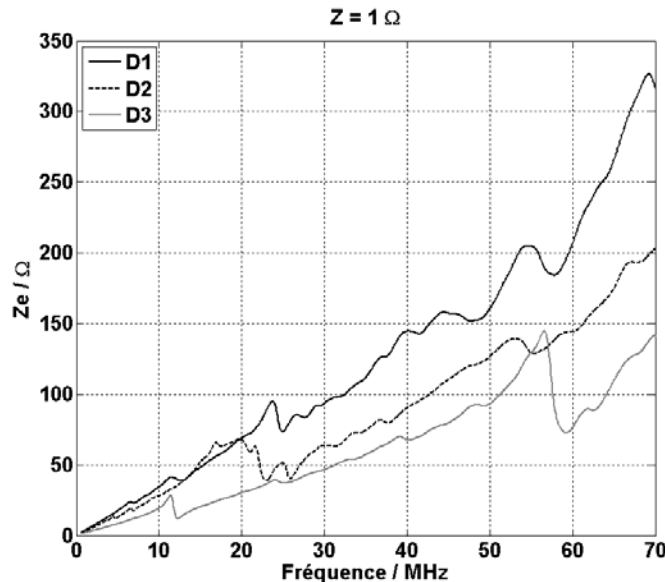


Figure 3.24 : Valeur moyenne du module de l'impédance d'entrée aux 3 points considérés, une charge de faible impédance se situant au voisinage de ces points

Pour conforter cette hypothèse, nous avons représenté sur la Figure 3.25, la variation de la phase de Ze pour une réalisation particulière de charges d'extrémité. Dans ce cas en effet, moyenner des phases sur un grand nombre d'états successifs ne présente aucun intérêt. Les courbes $Ze1$, $Ze2$ et $Ze3$ se réfèrent respectivement aux phases des impédances vues respectivement des points D1, D2 et D3.

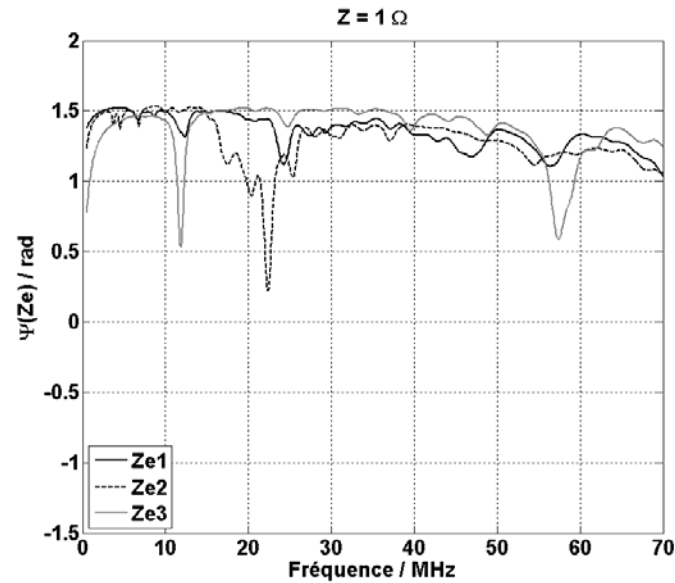


Figure 3.25 : Variation de la phase de l'impédance d'entrée pour 1 configuration quelconque de charges mais avec $Z = 1 \Omega$

On remarque bien, notamment dans les gammes de fréquences basses, que la phase de Z_e est proche $\pi/2$, ce qui correspond à la phase d'une impédance ramenée par un court-circuit. Si l'impédance Z est élevée, le module des impédances d'entrée vues de D2 et D3 varient aléatoirement entre 10Ω et plusieurs centaines d'Ohms, à l'exception de l'impédance en D1 qui reste dominée par le rôle de la batterie (cf Figure 3.26).

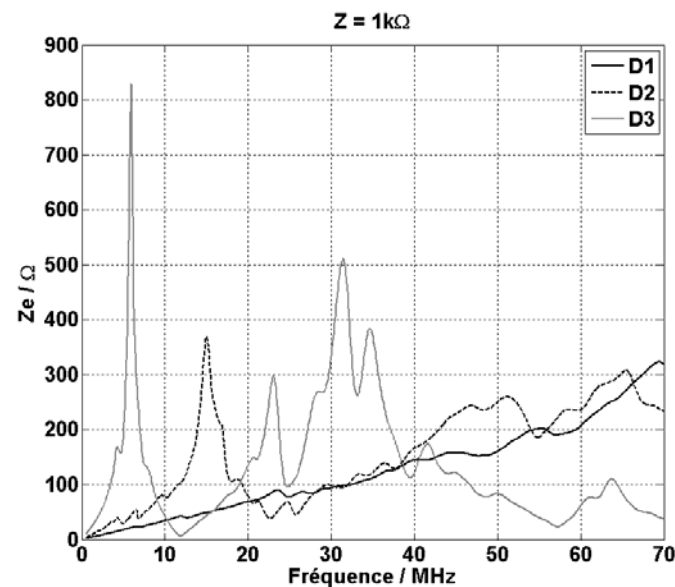


Figure 3.26 : Même configuration que celle associée à la Figure 3.24, mais pour $Z = 1k\Omega$

Les courbes représentatives des phases de Z_e pour une configuration particulière, sont données sur la Figure 3.27.

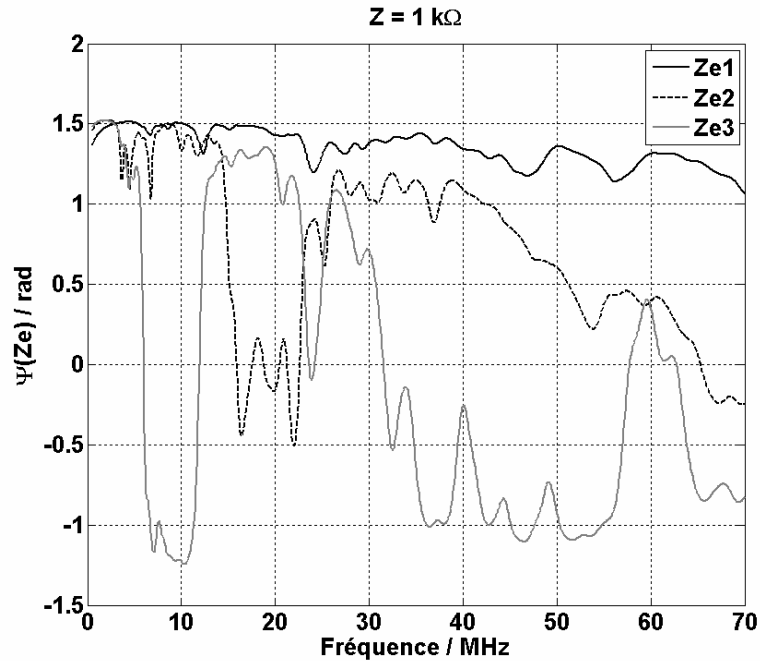


Figure 3.27 : Variation de la phase de l'impédance d'entrée vue des points D1, D2 et D3 avec $Z = 1 \text{ k}\Omega$

On remarque que l'impédance d'entrée au point D1 reste dominée par le rôle que joue la batterie. Par contre pour les deux autres points, la phase est comprise aléatoirement entre $-\pi/2$ et $+\pi/2$.

La connaissance des valeurs moyennes d'impédance d'entrée (ou de sortie) du faisceau est importante pour optimiser les impédances de modem de manière à s'approcher au mieux des conditions d'adaptation en puissance. Nous commenterons rapidement ce point dans le paragraphe suivant mais nous le détaillerons davantage dans le chapitre IV, en se basant à la fois sur la modélisation théorique et sur les résultats de mesures.

- *Fonction de transfert entre différents points du faisceau*

Bien que pour nos applications, le gain en tension A_v du quadripôle équivalent au faisceau ait un intérêt limité, nous avons cependant tracé sa variation sur la Figure 3.28 pour diverses valeurs de charges terminales, les ports d'entrée et de sortie étant respectivement D1 et D3. En effet, le gain en tension est une caractéristique intrinsèque du faisceau puisqu'il fait abstraction d'une désadaptation éventuelle de la source vis-à-vis de l'entrée du faisceau. Cependant, il ne peut être dissocié de la variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence si on souhaite utiliser ce résultat pour optimiser les paramètres du modem.

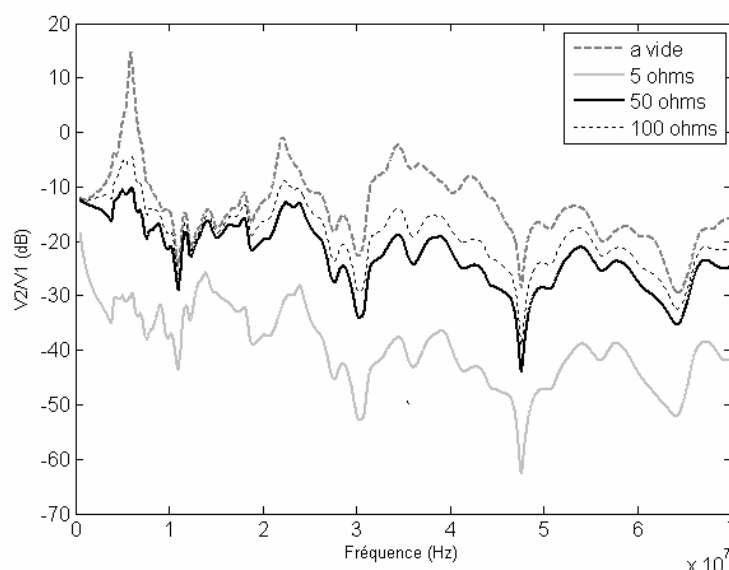


Figure 3.28 : Gain en tension du quadripôle équivalent au faisceau en fonction de son impédance de charge

Lorsque le quadripôle n'est pas chargé (gain à vide), on remarque que A_v présente une valeur maximum à 8 MHz due à un phénomène de résonance. De façon générale, on note une décroissance de A_v , exprimée en dB, pratiquement linéaire en fonction de la fréquence et d'environ de 1,5 dB/10 MHz.

Si on s'intéresse maintenant à la fonction de transfert entre les modems telle que nous l'avons introduite, c'est-à-dire définie par le coefficient de transmission S_{21} qui traduit les pertes d'insertion, le résultat sera dépendant des impédances d'entrée/sortie Z_d de ces modems. Les conditions bien connues d'adaptation d'impédance en puissance supposent que Z_d et Z_e aient des valeurs égales mais conjuguées l'une de l'autre. Nous avons vu dans les études paramétriques précédentes que Z_e variant d'une manière aléatoire en amplitude et en phase en fonction des conditions de charges du réseau. Une adaptation en temps réel de Z_d à Z_e à faible coût et fiable semblant difficile à réaliser, nous avons opté pour le choix d'une valeur réelle et fixe de Z_d .

Les Figure 3.29(a) et (b) représentent ainsi la variation de S_{21} entre les ports D1 et D3 pour une impédance interne des modems comprise entre 5Ω et $2k\Omega$ et une impédance de proximité élevé de $1k\Omega$. Pour obtenir la valeur moyenne de S_{21} la plus élevée possible dans une bande de fréquences s'étendant entre 1 MHz et quelques dizaines de MHz, on remarque d'après les courbes de cette Figure, que la valeur de Z_d n'est pas trop critique et doit être de l'ordre de grandeur $50\Omega - 100\Omega$. Les courbes des Figure 3.29(c) et (d) montrent les résultats pour une impédance de proximité de 1Ω . On note que la valeur optimale de Z_d doit également être comprise entre $50\Omega - 100\Omega$. Si on regarde plus en détail la figure (d) obtenue pour des valeurs de Z_d qui serait plus importantes et pour $Z=1\Omega$, le gain d'insertion atteindrait des valeurs moyennes très faibles dans la bande utile actuelle des CPL 1MHz-30MHz. Une représentation de l'ensemble de ces résultats sous forme de fonction cumulative permet de mettre en exergue l'influence de Z_d et Z dans l'optimisation de l'impédance du modem et de quantifier les pertes engendrées par un choix peu judicieux de Z_d . Ces fonctions cumulatives sont tracées Figure 3.30. Si on se base sur une probabilité de 0.5, on remarque les

pertes supplémentaires engendrées par une impédance de modem de $2\text{ k}\Omega$ à la place de 50Ω varient entre 14 dB et 31 dB pour des valeurs de Z égales à $1\text{ k}\Omega$ et 1Ω respectivement.

Dans la suite de ce chapitre, nous supposons donc une impédance Z_d de 50Ω , mais ce point sera à nouveau évoqué dans le chapitre suivant en considérant les résultats issus des mesures sur faisceau réel en automobile.

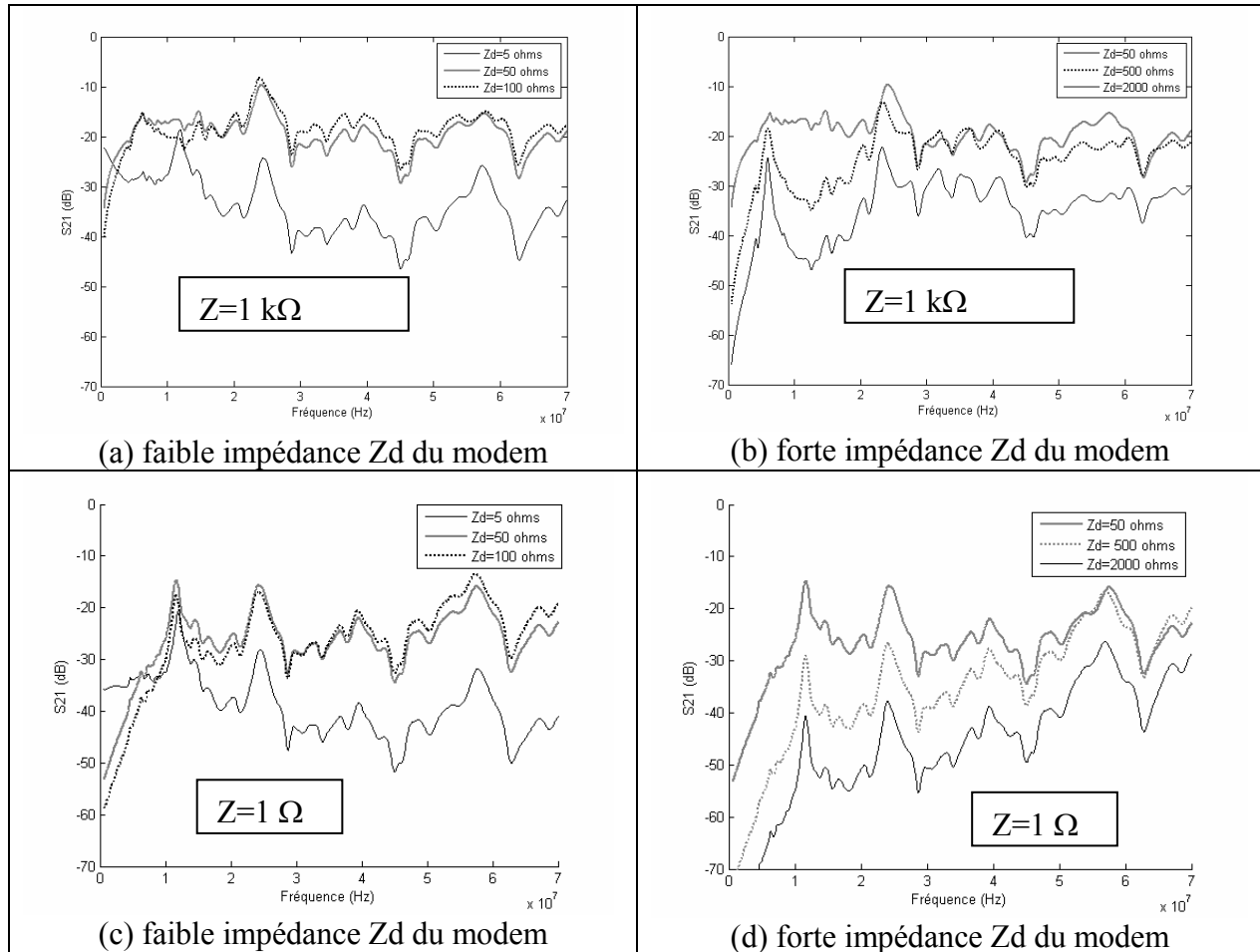


Figure 3.29 : Fonction de transfert S_{21} entre les ports D1 et D3 pour diverses valeurs Z_d d'impédance de modem

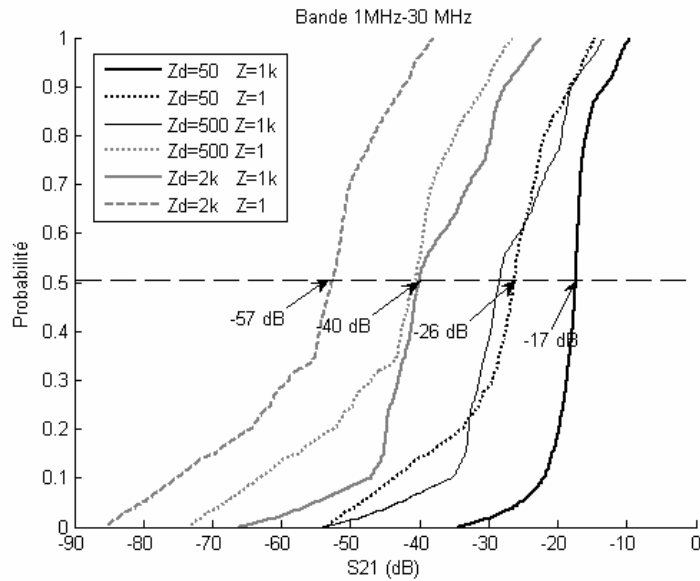


Figure 3.30 : Fonction cumulative du S21 dans la bande 1 MHz-30 MHz pour différentes valeurs de Z_d et Z

- *Fonction de transfert pour les liaisons directes ou indirectes*

La fonction de transfert S_{21} a été calculée pour les trois liaisons mentionnées précédemment: la liaison directe D1D3 et deux liaisons indirectes D1D2 et D2D3. En envisageant 100 configurations successives de charge du réseau et pour les impédances Z valant respectivement $1\ \Omega$ ou $1\ k\Omega$, la variation de la moyenne des amplitudes de S_{21} est représentée sur les Figure 3.31(a) et (b).

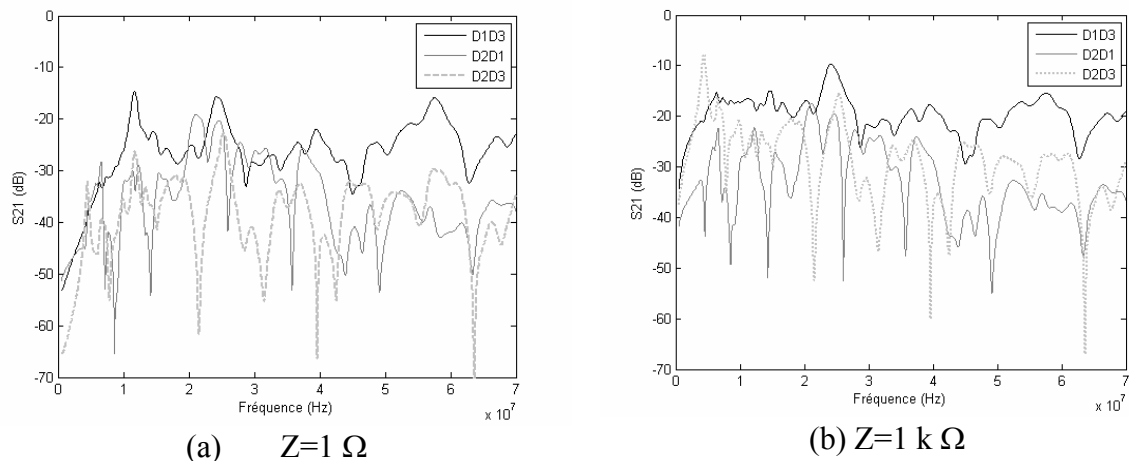


Figure 3.31 : Variation de la valeur moyenne de S_{21} pour 3 liaisons et pour deux valeurs possibles des charges Z situées près des modems

Lorsque Z est égal à $1\ \Omega$, S_{21} est d'autant plus faible que la fréquence est basse. Cela traduit simplement l'influence de la longueur de la connexion, en terme de longueur d'onde, entre cette faible impédance de proximité et le réseau. Son effet devient ensuite beaucoup plus faible au-delà de 10 MHz. Pour le trajet direct D1D3, les pertes d'insertion varient entre 20 et 30 dB contre 30 à 45 dB pour les trajets indirects, la faible impédance de la batterie jouant dans ce cas un rôle très important.

Le canal peut être considéré comme une suite d'états stationnaires en fonction du temps, chaque état correspondant à une configuration particulière de charges. Nous avons rappelé dans le chapitre 2, que le principe de la liaison OFDM qui s'appliquera à ce type de transmission, sera de diviser la bande de fréquence utile en un grand nombre de sous porteuses orthogonales, chaque canal ayant une largeur de bande suffisamment faible pour qu'il puisse être considéré comme non sélectif en fréquence. L'utilisation des sous canaux dépend du rapport signal sur bruit correspondant et l'optimisation des transmissions dans chacun d'eux devra donc être éventuellement modifiée suivant la valeur de S_{21} , donc suivant la configuration de charges. Il est par conséquent intéressant de connaître la susceptibilité de la fonction de transfert $H(f)$ en fonction des charges connectées au réseau. De façon quantitative, nous avons ainsi introduit au Chapitre 2, un coefficient de corrélation $\rho_c(f)$, dépendant de la fréquence, entre les fonctions de transfert associées à des états successifs du canal, la variation de $\rho_c(f)$ permettant de savoir si tout ou partie de la bande de fréquence est affectée, de manière statistique, par des variations de charges. Ce coefficient a été déduit des résultats de S_{21} calculés sur 100 configurations aléatoires de charges.

Comme on le remarque sur les courbes de la Figure 3.32, $\rho_c(f)$ reste compris entre 0.9 et 1, sur une très grande partie de la bande de fréquences pour la liaison directe D1D3. En effet, à l'exception de l'impédance Z connectée en parallèle sur la ligne d'énergie liant D1 à D3, il n'y a qu'une seule autre dérivation correspondant à l'alimentation de cette ligne par la batterie par l'intermédiaire d'un fil relativement long (80 cm) (cf. schéma de la Figure 3.23). Toutes les charges du réseau n'interviendront donc sur S_{21} que par l'intermédiaire du couplage entre le fil d'énergie considéré et les autres fils au sein des différents torons, ce qui peut justifier leur faible influence. Par contre, pour un trajet indirect, comme D2D3 ou D1D2, le signal se propageant sur la ligne d'énergie est fortement atténué par la présence de la batterie qui joue presque le rôle d'un court-circuit. Le couplage avec les autres fils joue dans ce cas un rôle important et, corollairement, les impédances de charge qui y sont connectées.

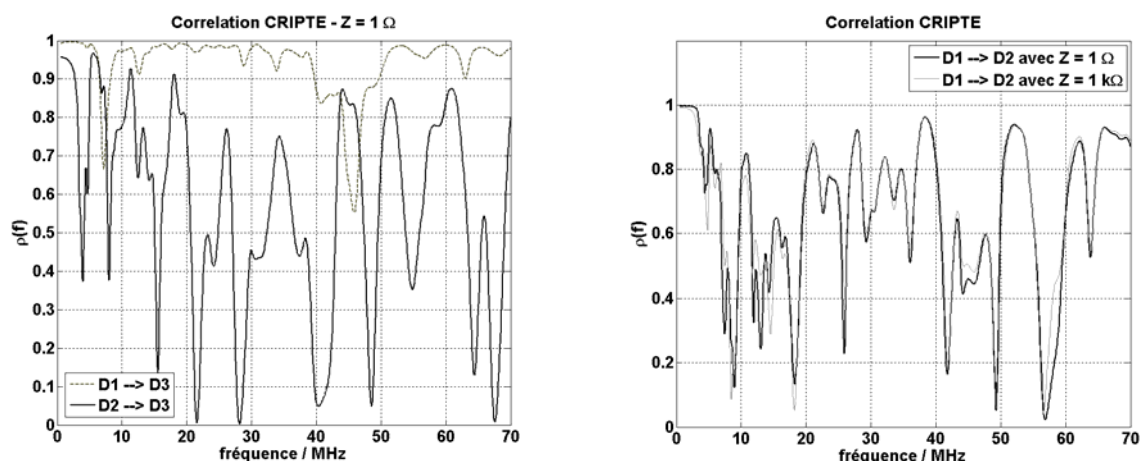


Figure 3.32 : Coefficient de corrélation entre les fonctions de transfert suivant les charges du faisceau

- Réponse impulsionnelle du canal

Les réponses impulsionnelles ont été obtenues par transformée de Fourier de la fonction de transfert calculée dans le domaine fréquentiel. Les deux courbes de la Figure 3.33 montrant un exemple de réponse du canal pour le trajet direct D1D3 et pour le trajet indirect D2D3. Les distances les plus courtes séparant les points d'émission et de réception valent respectivement 7,3 m pour le trajet direct et 10,9 m pour le trajet indirect.

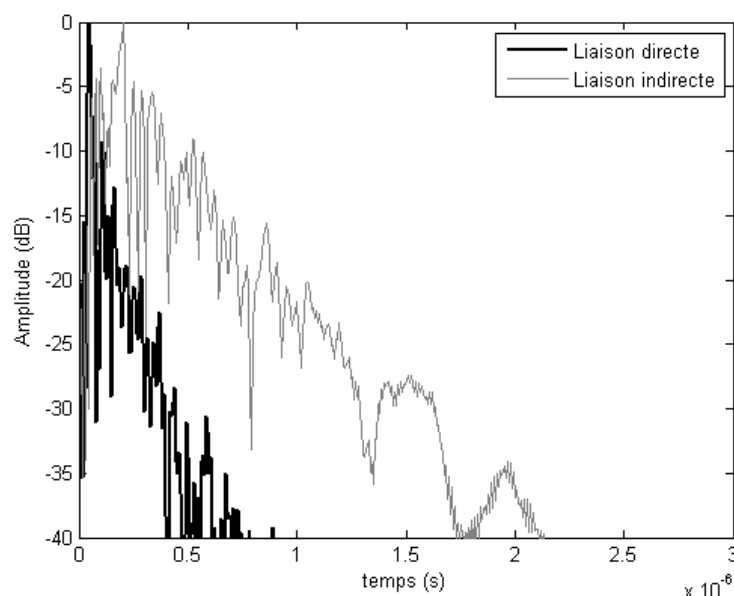


Figure 3.33 : Exemple de réponse impulsionnelle du canal

On remarque une décroissance beaucoup plus lente de la réponse impulsionnelle en présence d'un trajet indirect, le rôle joué par tous les câbles présents dans les différents torons étant plus important dans ce cas, comme nous l'avons mentionné précédemment.

- *Caractéristiques statistiques en fonction du type de liaison*

La bande de cohérence B_c et l'étalement des retards sont calculés sur une fenêtre glissante, de largeur 20 MHz, la fréquence centrale, notée f_c , étant comprise entre 10 MHz et 60 MHz. Un coefficient de corrélation de 0.9 pour le calcul de B_c et un seuil de -20 dB pour déterminer l'étalement des retards τ_{rms} , sont choisis. Les courbes de la Figure 3.34(a) et de la Figure 3.35(a) montrent respectivement les variations des valeurs moyennes de B_c et de τ_{rms} en fonction de la fréquence centrale. La moyenne est calculée en considérant 200 configurations de charge pour les liaisons directes, l'impédance de proximité Z étant tirée aléatoirement entre les deux valeurs 1 Ω et 1 k Ω . En effet, une étude paramétrique préliminaire a montré que B_c et de τ_{rms} n'étaient que faiblement dépendants de la valeur de Z . Pour les liaisons indirectes, cette procédure est réitérée mais pour 600 configurations de charge. Ces résultats montrent que la bande de cohérence obtenue pour les liaisons directes est 2 à 3 fois supérieure à celle des liaisons indirectes. L'étalement des retards étant inversement proportionnel à la bande de cohérence, on observe un rapport inverse entre les deux courbes de la Figure 3.35(a).

Notons de plus que la bande de cohérence varie linéairement avec f_c . Suite à cette remarque, il est apparu plus judicieux d'effectuer l'analyse statistique tout d'abord pour des fréquences centrales inférieures puis supérieures à 35 MHz. Les fonctions cumulatives de la bande de cohérence sont tracées Figure 3.34(b). Il apparaît sur ces courbes que pour $f_c < 35$ MHz, la probabilité d'avoir une bande de cohérence inférieure à 700 kHz pour une liaison directe est nulle alors que cette probabilité est de 0.86 dans le cas des liaisons indirectes. De même pour cette même bande de fréquence, d'après la courbe de la Figure 3.35(b), la probabilité d'avoir un étalement de retard supérieur à 180 ns est respectivement inférieure à $1.4 \cdot 10^{-5}$ et 10^{-1} en liaison directe et indirecte. Dans les Tableau 3.1 et Tableau 3.2 les valeurs

critiques de ces paramètres sont résumées en fonction des deux bandes de fréquence et du type de liaison. Car, comme nous le verrons dans le prochain paragraphe, ces valeurs sont importantes pour dimensionner le modem PLC.

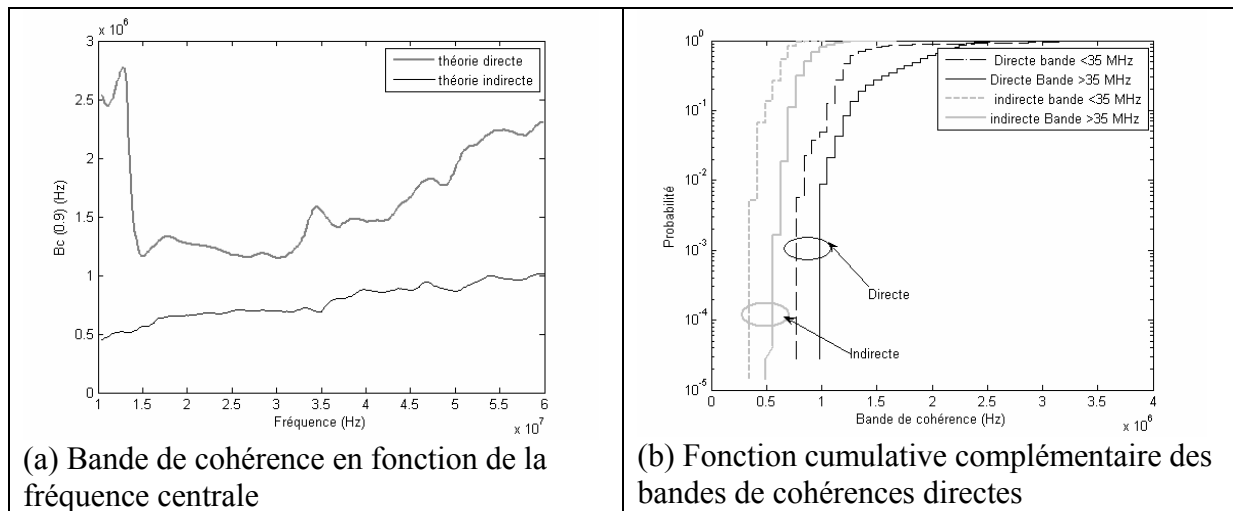


Figure 3.34 : Bande de cohérence

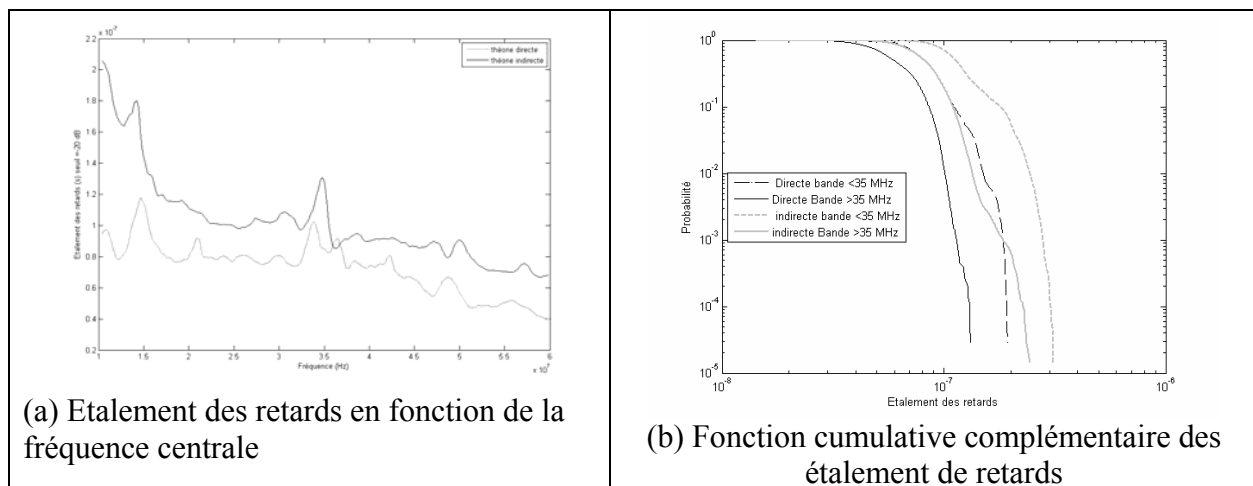


Figure 3.35 : Étalement des retards

Tableau 3.1 : Paramètres statistiques de l'analyse large bande pour les liaisons directes

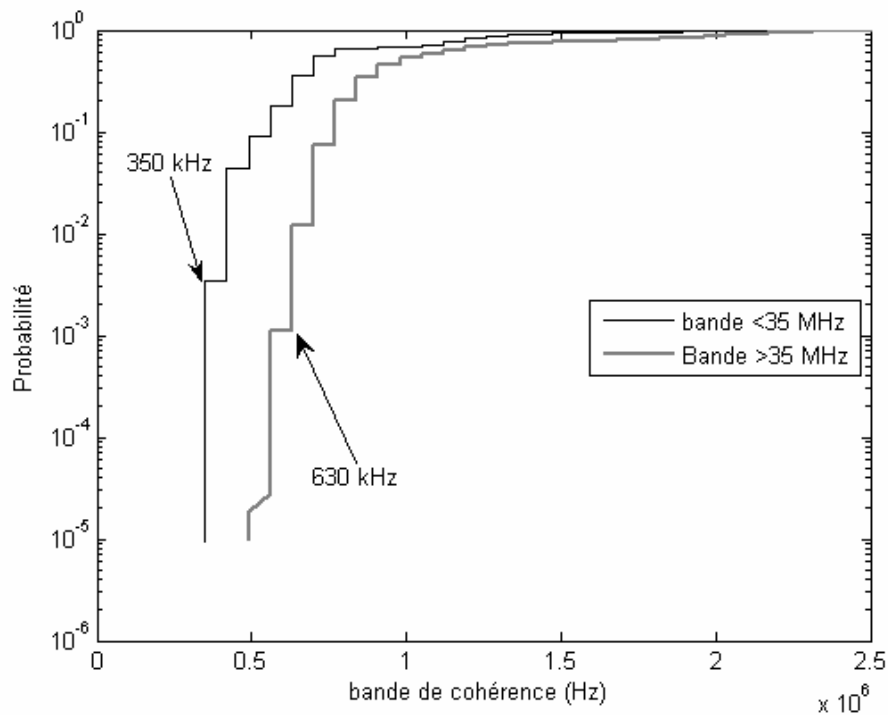
Liaison	paramètres statistiques	bande <35 MHz	bande >35 MHz
Directe	$B_c 0.9$ mean	1,43 MHz	1,82 MHz
	B_c min ($p=10^{-3}$)	770 kHz	980 kHz
	τ_{RMS} ($p=10^{-3}$)	180 ns	113 ns
	τ_{RMS} mean	84 ns	61 ns

Tableau 3.2 : Paramètres statistiques de l'analyse large bande pour les liaisons indirectes

Liaison	paramètres statistiques	bande <35 MHz	bande >35 MHz
Indirecte	Bc _{0.9} mean	644 kHz	900 kHz
	Bc min ($p=10^{-3}$)	350 kHz	490 kHz
	τ_{RMS} ($p=10^{-3}$)	280 ns	180 ns
	τ_{RMS} mean	120 ns	83 ns

- *Caractéristiques statistiques large bande d'un faisceau automobile*

D'un point de vue pratique, les liaisons entre modems seront aussi bien directes qu'indirectes, une analyse générale indépendante du type de liaison permet donc d'extraire des informations pertinentes pour le dimensionnement des modulateurs OFDM. A partir de la base de données regroupant toutes les configurations disponibles de charges et de liaisons soit 800 fichiers, la fonction cumulative de Bc et la fonction cumulative complémentaire de τ sont tracées respectivement sur les Figure 3.36 et Figure 3.37 pour les deux bandes de fréquences considérées.

**Figure 3.36 : Fonction cumulative de la bande de cohérence dans le cas général regroupant des liaisons directes et indirectes**

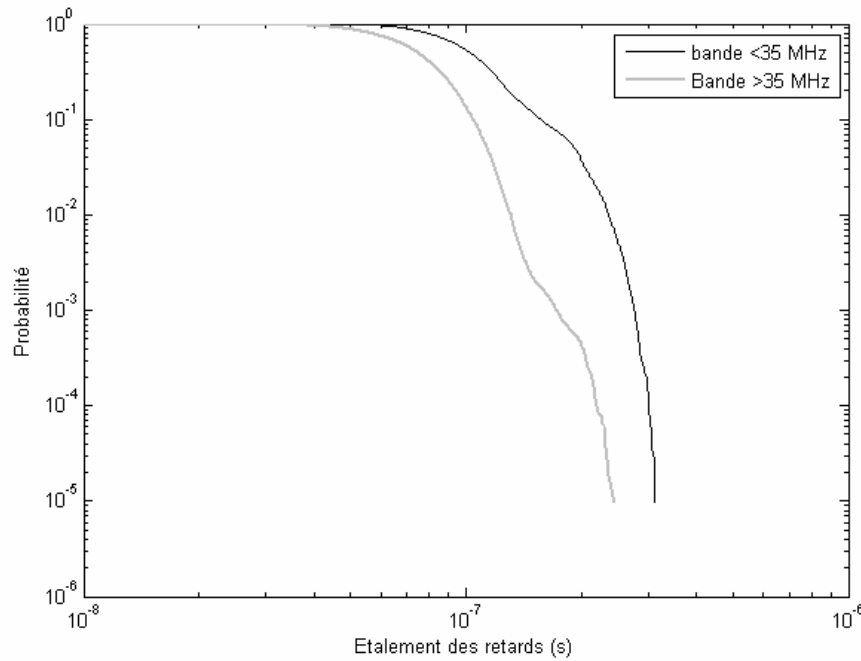


Figure 3.37 : Fonction cumulative des étalements de retards dans le cas général regroupant des liaisons directes et indirectes

Comme il est décrit au chapitre 2, rappelons que, pour une transmission OFDM, l'intervalle de garde destiné à éviter les interférences inter-symboles doit être supérieur à l'étalement maximum des retards. De plus, pour que chaque canal associé à chaque sous-porteuse puisse être considéré comme plat, l'espacement entre sous porteuses doit être inférieur à la bande de cohérence. D'après les courbes, on relève dans la bande 1 MHz-35 MHz, et avec une probabilité supérieure à 10^{-3} une bande de cohérence minimale de 350 kHz et un étalement de retard inférieur à 280 ns. Prenons l'exemple de la norme HomePlug 1.0 établie pour des signaux transmis dans une bande voisine (4,5 MHz – 21 MHz). Dans ce cas, 128 sous porteuses sont réparties sur 25 MHz de bande, ce qui correspond à un espacement entre sous porteuse de 195 kHz. On remarque ainsi que la normalisation Homeplug pourrait s'appliquer dans notre cas de CPL automobile, la condition liant espacement des sous-porteuses et bande de cohérence étant vérifiée. De même, l'intervalle de garde fixé par cette norme est de $3.28\mu\text{s}$ et représente 15 fois l'étalement des retards maximum observé. Une réduction de cet intervalle peut même être envisagée pour les futurs modems CPL. Ces résultats seront confrontés à ceux issus de la mesure dans le chapitre suivant.

3.3.3. Conclusion de l'étude paramétrique

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la méthode de calcul de la fonction de transfert du canal à l'aide d'une approche déterministe. Celle-ci est basée sur l'hypothèse de faisceaux de câbles supportant un mode TEM de telle manière que la théorie des lignes de transmission puisse s'appliquer. Le code de calcul utilisé est le code CRIPTE mis au point par l'ONERA et a été décrit brièvement. Nous avons ensuite procédé à une étude paramétrique sur des torons simples, comportant un ensemble de conducteurs parallèles à la surface d'un plan de masse. L'étude paramétrique a été menée de façon tout à fait exhaustive et nous nous sommes donc limités à ne présenter que quelques exemples.

Le couplage entre fils donne lieu à des phénomènes de résonance ou d'évanouissements profonds du signal. Nous avons vu que, dans ce cas, une légère augmentation de la distance entre les fils conducteurs ou une augmentation du nombre de ceux-ci au sein du toron provoquait une diminution de l'amplitude de l'évanouissement. De plus, la fonction de transfert ne devient fortement dépendante de la hauteur du toron au dessus du plan de masse que si cette hauteur devient très faible, de l'ordre de quelques mm. Dans la suite de l'étude, cela nous a permis de nous limiter à deux valeurs de hauteurs : 1mm dans les zones où le faisceau est plaqué contre la carrosserie et 5 cm ailleurs.

Grâce à une modélisation d'un faisceau véhicule, les fonctions de transfert du canal ont été déterminées. Cette fonction de transfert a été choisie égale, par définition, au coefficient S_{21} de la matrice S , donc dépendant des impédances terminales des modems. Après avoir justifié les raisons de ce choix, nous avons été amenés à distinguer deux types de liaisons entre modems: une liaison directe pour laquelle le chemin le plus court entre ces modems ne passe pas par la batterie et les liaisons indirectes dans le cas contraire. Les impédances d'entrée des faisceaux varient fortement en fonction des valeurs des charges connectées à l'ensemble des conducteurs mais on peut estimer leur valeur moyenne entre 50 Ω et 100 Ω . C'est la raison pour laquelle le calcul de S_{21} sur 50 Ω a été conservé dans la suite de l'étude. Pour une bande de fréquence s'étendant de quelques MHz à 70 MHz, le trajet indirect est le plus pénalisant, la batterie court-circuitant en partie la ligne de transmission. Pour des liaisons de 5 m à 7 m, les pertes d'insertion dues au faisceau sont en moyenne de 20 à 30 dB pour une liaison directe et de 30 à 40 dB pour une liaison indirecte.

La bande de cohérence est supérieure à 350 kHz et l'étalement des retards reste inférieur à 280 ns. Pour conforter les résultats de cette approche purement théorique, des expérimentations ont été faites sur divers types de voitures. Les valeurs des différents paramètres caractéristiques du canal, importants pour optimiser et dimensionner le système de transmission OFDM, sont confrontées aux résultats expérimentaux dans le chapitre suivant.

Chapitre 4. Caractérisation expérimentale du canal

Dans le chapitre précédent, le modèle déterministe a permis d'appréhender les phénomènes de propagation et de couplage, tout d'abord sur des torons simples situés au-dessus d'un plan de masse, puis en considérant une architecture de câblage plus réaliste de type arborescent et définie en accord avec les experts de PSA [PSA 04]. C'est cette architecture qui a servi de base à notre modèle. Une phase de validation expérimentale est nécessaire pour conforter les conclusions du chapitre précédent notamment en ce qui concerne la différenciation entre les communications basées sur ce qui a été défini comme des « liaisons directes » et des « liaisons indirectes ». Différentes campagnes de mesures menées sur le réseau électrique de voitures dites « haut de gamme » ont été entreprises. Les matrices S dans la bande 500 kHz à 70 MHz ont été enregistrées en différents points du réseau tout d'abord sur un véhicule à l'arrêt, puis sur un trajet bien défini autour du campus de l'université. Dans le chapitre 2, nous avons montré que le canal est décrit non seulement par sa fonction de transfert mais également par le bruit impulsif généré par les équipements d'extrémité. L'analyse de ces bruits, permettant ensuite de les caractériser de façon statistique, est indispensable pour optimiser les algorithmes de codage de canal de la chaîne de communication numérique. Ainsi sur ce même parcours, des enregistrements de bruit impulsif ont été réalisés.

Dans ce quatrième chapitre, nous présentons tout d'abord les conditions expérimentales de mesures. La plupart des campagnes de mesures a été effectuée sur une Peugeot 407. Dans une première partie, nous décrivons les expérimentations qui ont été menées et nous précisons les différents points d'injection du signal sur le réseau en se basant sur l'architecture du câblage de cette voiture. Cependant, pour enrichir notre banque d'enregistrement, tant d'un point de vue quantité de données que de diversité de câblage et/ou de configuration, d'autres essais ont été entrepris sur des véhicules de marques différentes, comme le Scenic de chez Renault et la Passat du groupe VW.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, les caractéristiques théoriques et déduites des mesures du canal, considéré comme un quadripôle, seront comparées. La diversité des câblages et des points d'accès sur lesquels les mesures ont été réalisées nous permet d'optimiser au mieux l'impédance d'entrée/sortie du modem pour l'ensemble des configurations étudiées. Dans une troisième partie, les caractéristiques statistiques large bande du canal sont décrites puis nous abordons, dans la dernière partie, l'étude concernant le bruit impulsif.

4.1. Conditions expérimentales

Les points d'injection et de réception du signal ne doivent pas être choisis au hasard et dépendent des applications futures. Pour cela, nous nous sommes inspirés de l'architecture électrique du véhicule et des différents bus de communication existants qui relient un calculateur central nommé BSI (*Boîtier de Servitude Intelligent*) à d'autres calculateurs, nommés UCE (*Unité de contrôle électronique*), et assurant des fonctions électroniques. On compte actuellement jusqu'à 30 calculateurs, au sein d'une voiture. La Figure 4.1 ci-dessous présente l'implantation des principaux faisceaux à l'intérieur d'un modèle Peugeot 407 ainsi que la position de trois calculateurs.

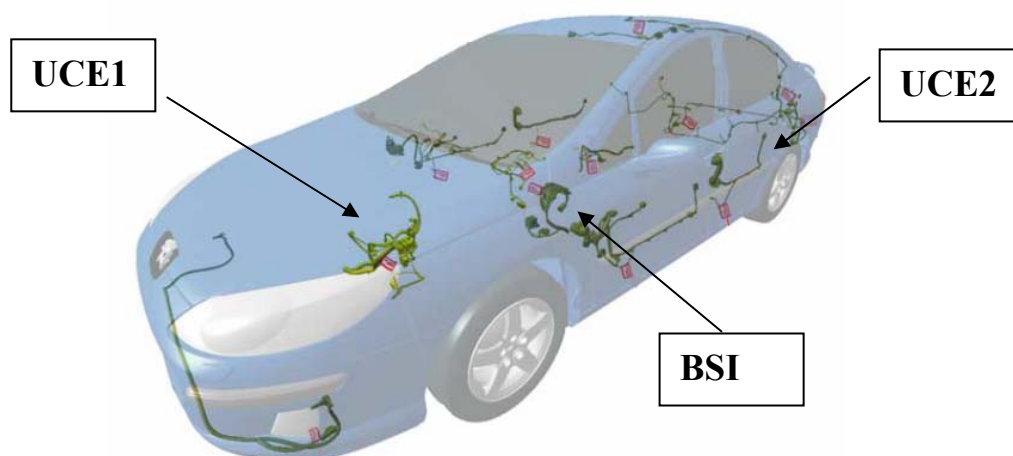


Figure 4.1 : Implantation générale des faisceaux dans la 407

Même si tous les faisceaux ne sont pas représentés, la Figure 4.1 montre la diversité des trajets parcourus par le câblage allant du compartiment moteur au coffre en passant par le plafonnier. Dans un avenir proche, on peut imaginer les deux scénarios suivants : soit remplacer une liaison inter UCE par bus par une liaison de type courant porteur sur le réseau 12 V ou établir une communication entre un point terminal sur lequel on placerait un modem et un ordinateur central. Ce point terminal ou fonction électronique pourrait être par exemple une lampe ou une prise 12 V. Notons l'emplacement du calculateur central BSI situé dans l'habitacle sous le volant, et les deux calculateurs terminaux, à partir desquels nous effectuerons nos mesures sur leur point d'alimentation 12 V, UCE1 situé à proximité du moteur, derrière le tablier et UCE2 dans la malle arrière.

Deux autres configurations de transmission, relatives au deuxième scénario, sont envisagées et concernent les liaisons « allume-cigare – fusible » et « prise accessoire – fusible ».

Une représentation plus synthétique des différents points de connexion au réseau 12 V est donnée Figure 4.2. Rappelons tout d'abord que, quelque soit le type de liaison, le câble d'alimentation 12 V n'est jamais seul mais intégré dans un toron de câbles et que sa position au sein de ce toron varie, compte tenu des contraintes techniques lors de son placement dans la chaîne de montage.

Les lignes pointillées caractérisent la présence du toron de câbles dans lequel est inséré le fil d'alimentation et les autres câbles dédiés, par exemple, aux différents bus. Pour faciliter la compréhension, les différents calculateurs présentés sur la Figure 4.2 sont nommés

par leur nom générique UCE et numérotés de 1 à 4. Sur ce schéma, la BSI correspond à l'UCE3.

Nous allons retrouver sur ce schéma les deux types de liaisons que nous avons introduits dans le chapitre 3, et appelés liaisons directe ou indirecte. Les charges à proximité du point F et E représentent d'éventuels accessoires que l'on peut connecter à la prise 12 V ou à l'allume-cigare afin de les alimenter comme par exemple un chargeur de téléphone portable.

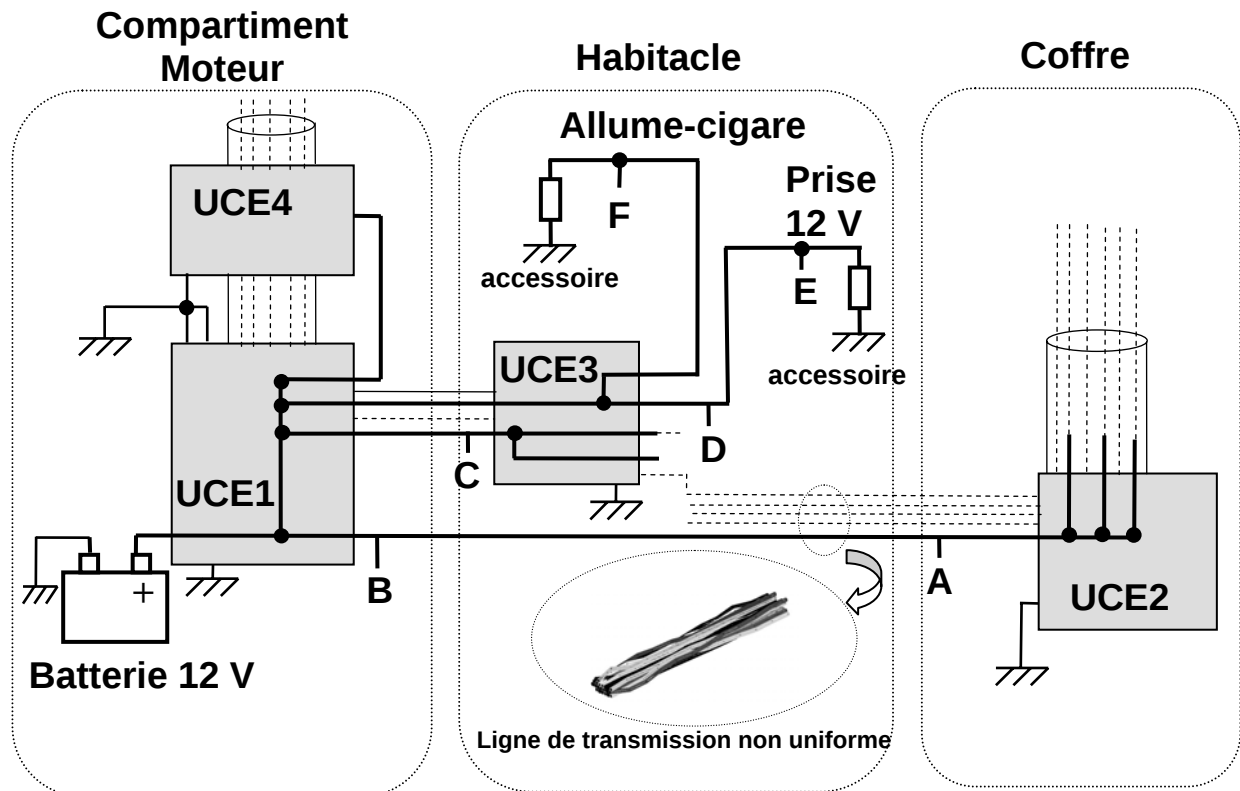


Figure 4.2 : Exemple de schéma électrique sur véhicule

4.1.1. Liaisons directes

On définit une liaison directe entre 2 points X et Y lorsque le câble d'alimentation 12 V reliant directement X à Y ne passe pas par la batterie. Dans ce cas, le fil 12 V est donc dédié à l'alimentation d'un faible nombre d'appareils électriques/électroniques qui viendront se connecter entre ces deux points X et Y. Une charge qui se situerait à proximité immédiate du modem, sera appelée impédance de proximité notée Z comme nous l'avons vu dans le chapitre 3. La longueur du fil de connexion entre Z et le modem restera de l'ordre de 50 cm afin d'éviter de court-circuiter le modem pour de très faibles valeurs de Z. Sur la Figure 4.3, correspondant à une liaison directe, Zd1 et Zd2 sont les impédances respectives des modems reliés respectivement à un organe électronique et au calculateur central, et que nous supposons identiques dans la suite.

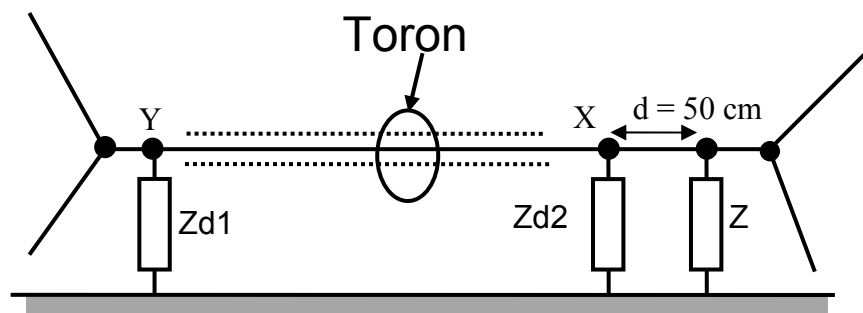


Figure 4.3 : Schéma d'une liaison directe

Si on se reporte à la Figure 4.2, on dénombre 2 liaisons directes décrites ci-après :

- **Trajet A → B (noté AB) :** Le trajet, d'une longueur de 7 m environ, suit le fil d'alimentation du calculateur UCE 2 situé dans le coffre (coté gauche), il est connecté à la batterie par le biais d'un fusible situé dans le bloc moteur.
- **Trajet D → E (Noté DE) :** Il correspond à la liaison entre la sortie du boîtier de servitude intelligent (UCE3) et la prise accessoire 12 V, et la longueur de ce trajet est de l'ordre de 2 à 3m.

4.1.2. Liaisons indirectes

Dans une liaison indirecte, le câble d'alimentation reliant les deux points d'accès X et Y passe par la batterie comme il est indiqué sur la Figure 4.4. L'impédance de la batterie 12 V, Z_{batt} , est proche du court-circuit en basses fréquences. En effet, le système câble plus batterie se comporte comme une inductance. A titre d'exemple, Sylvain Haese [Haese 97] présente des résultats de mesures d'impédance de batterie dans sa thèse et pour une longueur de 1,6 m de câble (dont 1 m du coté positif de la batterie et 60 cm de câble de masse), l'inductance mesurée est de 1,8 μH ce qui correspond à une impédance de 11 Ω à 1 MHz.

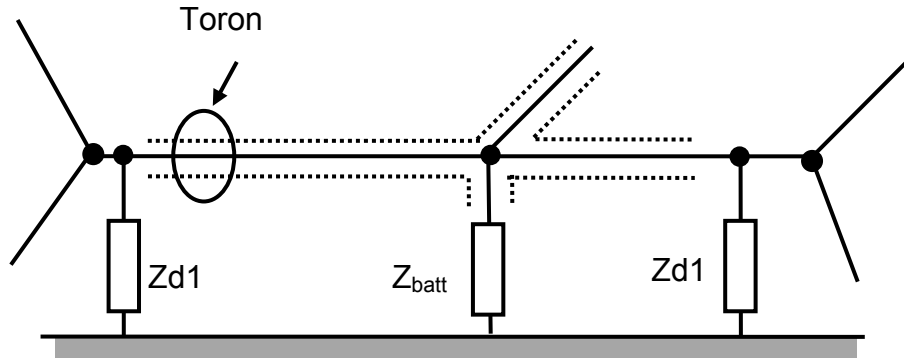


Figure 4.4 : Schéma d'une liaison indirecte

Nous retiendrons par la suite pour ce véhicule, trois liaisons indirectes importantes schématisées sur la Figure 4.2 : les trajets **AC**, **AE** et **AF**.

Il faut noter que seules des mesures du coefficient S_{21} ont été effectuées entre les points mentionnés précédemment du faisceau de la 407. Compte tenu des périodes de mise à disposition de cette voiture, nous n'avons pas eu la possibilité de mesurer les impédances d'entrées en différents points du faisceau. Des essais complémentaires ont donc été effectués sur deux autres voitures : une Scenic et une Passat que nous avons eu en location. Pour ces deux voitures, tous les éléments de la matrice $[S]$ ont été mesurés.

4.2. Caractérisation expérimentale du canal de transmission

4.2.1. Dispositif expérimental pour la mesure de la matrice S

Les paramètres S , présentés dans le chapitre 2, sont mesurés en fonction de la fréquence avec un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) $50\ \Omega$. Le pas de fréquence est de $43.7\ \text{kHz}$. Le plan de référence de calibrage est défini sur le schéma de principe suivant :

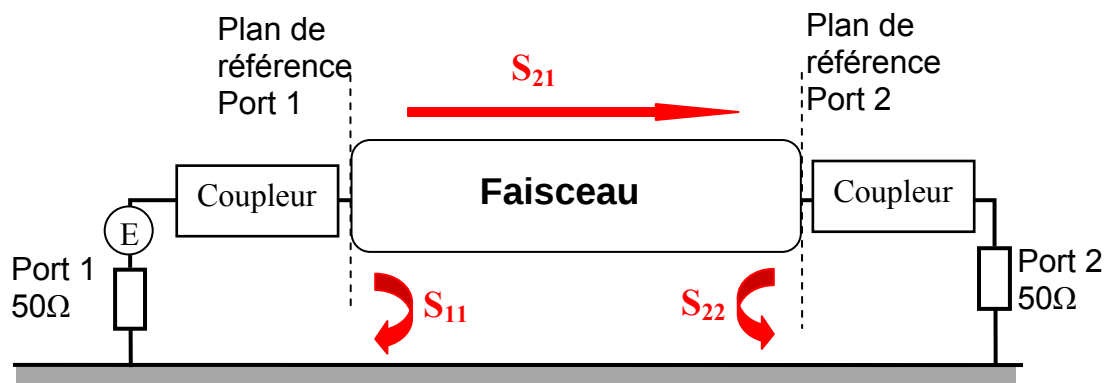


Figure 4.5 : Schéma de principe de la mesure à l'analyseur de réseau

La mesure n'est cependant pas immédiate car il est nécessaire de filtrer la composante continue. Des coupleurs réalisés dans le cadre des études de transmissions ADSL sur le réseau téléphonique sont utilisés et leur schéma électrique est donné Figure 4.6. Les impédances internes de ces coupleurs sont de $50\ \Omega$, la carte de protection présentant elle-même une impédance de $50\ \Omega$. Ce coupleur est donc bien adapté à nos essais basés sur un analyseur de réseau. On peut également remarquer que ce coupleur est également un symétriseur. C'était utile dans le cas des CPL indoor pour émettre en mode différentiel sur la paire d'alimentation 220 V, mais on pourrait s'affranchir d'un transformateur pour les applications automobiles, la liaison s'effectuant entre un fil et la masse carrosserie.

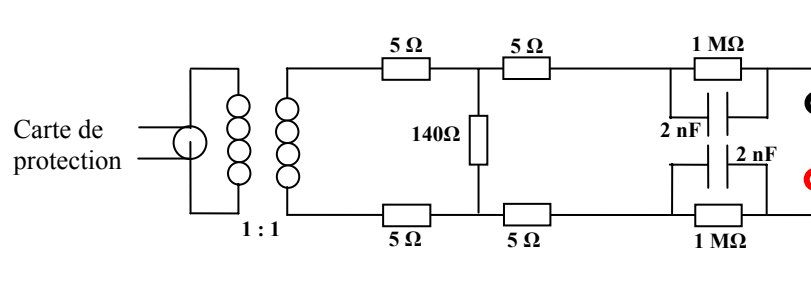


Figure 4.6 : Schéma électrique du coupleur

On peut vérifier par ailleurs sur la courbe de la fonction de transfert de ce coupleur présentée Figure 4.7, que l'atténuation maximale dans la bande 500 kHz – 70 MHz n'excède pas 5dB.

Durant la phase de calibration de la chaîne de mesure, les deux coupleurs sont insérés respectivement au niveau des ports 1 et 2, permettant ainsi de compenser leur fonction de transfert dans la bande utile.

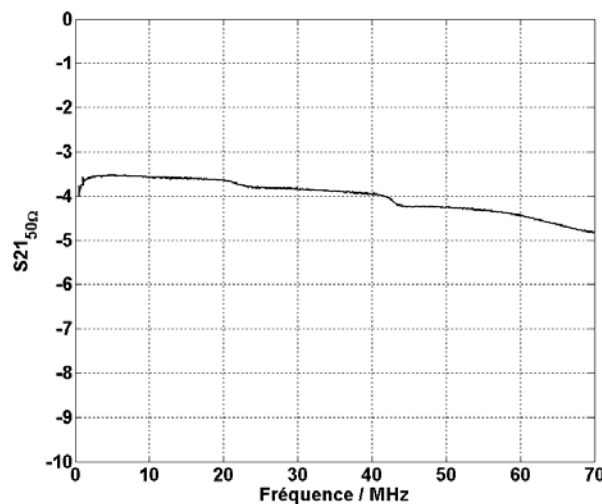


Figure 4.7 : Fonction de transfert du coupleur dans la bande 500 kHz-70 MHz

Le système d'acquisition des coefficients de la matrice S est couplé avec celui de détection du bruit impulsif. Dès lors qu'un bruit impulsif d'amplitude 188mV est détecté, un signal de trigger est envoyé à l'analyseur de réseau et la matrice S est stockée. Cette procédure permet de déclencher une mesure lors de chaque changement d'état du système

(Mise en route ou arrêt de dispositifs électroniques, etc.) celui-ci engendrant en général une impulsion perturbatrice.

Mentionnons également que dans toutes nos expérimentations, la référence de masse choisie est un point sur la carrosserie situé le plus proche possible du point d'injection. Dans les paragraphes suivants, nous allons décrire successivement les résultats obtenus notamment en terme d'impédance d'entrée et de fonction de transfert dans le cas d'une liaison directe puis indirecte. Les matrices S ont été enregistrées sur un parcours bien défini autour du campus de l'université pendant lequel le conducteur actionne différentes fonctions électroniques comme par exemple les essuie-glaces, la climatisation, etc.

4.2.2. Impédance d'entrée du faisceau

L'impédance d'entrée, Z_e , du faisceau d'alimentation est calculée à partir du paramètre S11 suivant la relation (4.1). Notons que le quadripôle est chargé sur $50\ \Omega$, impédance interne de l'analyseur de réseau et que nous supposons égale à l'impédance Z_d du modem qui serait situé en sortie du quadripôle. Compte tenu de la distance importante entre les deux modems supérieure au mètre, l'étude paramétrique a montré que Z_e n'était que faiblement dépendante de Z_d .

$$Z_e = 50 * \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (4.1)$$

Le synoptique de la liaison est donné Figure 4.8.

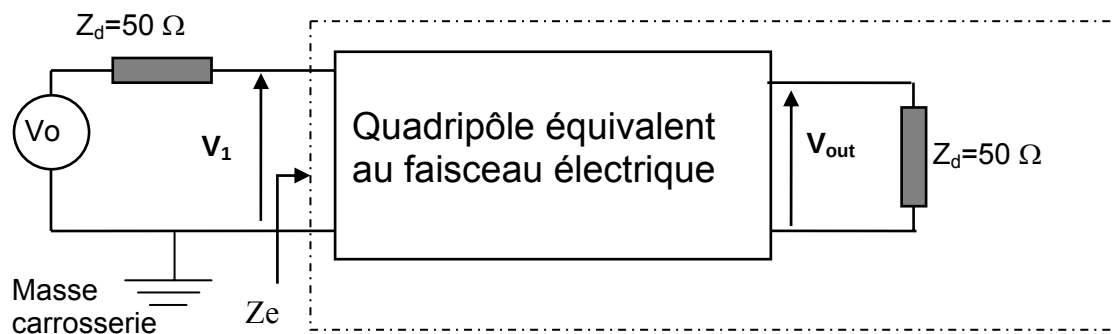


Figure 4.8 : Caractérisation de l'impédance d'entrée du quadripôle

Les mesures d'impédances d'entrée ont d'abord été effectuées sur une Passat aux points AV et AR correspondant respectivement aux points allume-cigare et prise 12 V à l'arrière du véhicule. A chacun de ces points, une centaine d'enregistrement de matrice [S] a été effectuée lors du déplacement du véhicule, tel que mentionné dans le paragraphe précédent. A titre d'exemple, une courbe parmi les cent, de la variation du module de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence est représentée sur la Figure 4.10. La plage de variation des valeurs expérimentales de Z_e est relativement faible et s'étend de quelques ohms à $350\ \Omega$ avec un extremum de $560\ \Omega$ à une fréquence de 55 MHz. La courbe grise de cette même figure est un exemple d'impédance d'entrée calculée à partir du modèle déterministe au point D2. Il est illusoire de vouloir comparer point par point les courbes

expérimentales à la courbe théorique car le câblage exact ne nous a pas été fourni avec précision. Il est cependant intéressant de remarquer que les ordres de grandeur des impédances, obtenues théoriquement ou expérimentalement sont les mêmes. On note de plus que Z_e varie fortement en fonction de la fréquence mais d'une façon que l'on pourrait qualifier d'aléatoire si on se place d'un point de vue purement statistique et en examinant un grand nombre de courbes.

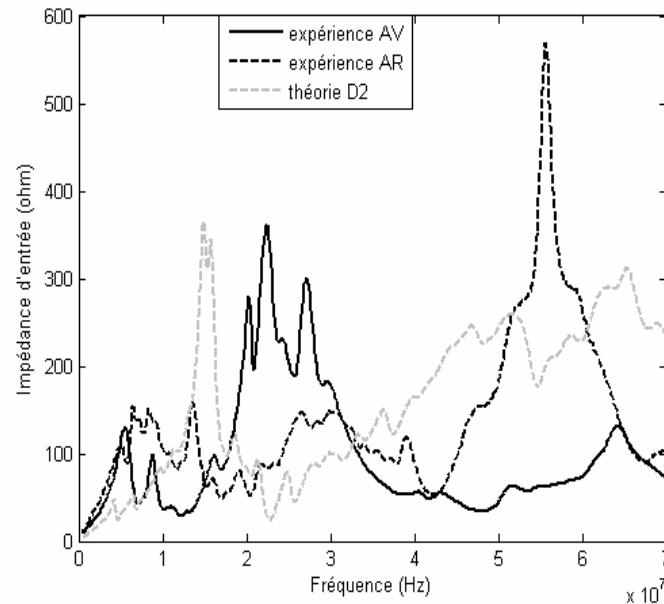


Figure 4.9 : Courbes expérimentales de l'impédance d'entrée du faisceau en deux points de la voiture. Comparaison avec une courbe théorique

Une représentation de Z_e sous forme de fonction cumulative permet de comparer statistiquement la répartition des valeurs théoriques et expérimentales. Les courbes de la Figure 4.10 présentent la probabilité d'avoir une impédance d'entrée inférieure à une valeur donnée en abscisse. Les configurations indiquées sur la Figure sont les suivantes :

- « Théorie 1 kOhm » : Toutes les impédances d'entrée ont été calculées aux points D1, D2 et D3 du faisceau générique lorsque l'impédance de proximité est 1 k Ω et ceci quelque soit la fréquence
- « Théorie 1 Ohm » : comme précédemment mais avec une impédance de proximité de 1 Ω . Comme on le remarque sur le schéma de la Figure 3.21 du chapitre 3, il faut noter que l'impédance Z n'est présente qu'au voisinage de D2 et D3
- « Passat » : Impédances d'entrée mesurée sur deux points
- D'autres mesures ayant été réalisées en deux points d'accès du faisceau d'une voiture SCENIC, la courbe statistique correspondante a également été reportée sur la Figure.

Les courbes théoriques donnent un ordre de grandeur des valeurs pouvant être obtenues pour des charges de proximité considérées comme extrémales. On peut noter que les courbes expérimentales ont sensiblement la même distribution et sont plus proches de la courbe théorique obtenue pour une impédance de proximité de 1 Ω notamment pour les mesures sur le Scenic. On peut noter que 50% des valeurs des impédances sont inférieures à 79 Ω et 94 Ω respectivement pour le Scenic et la Passat.

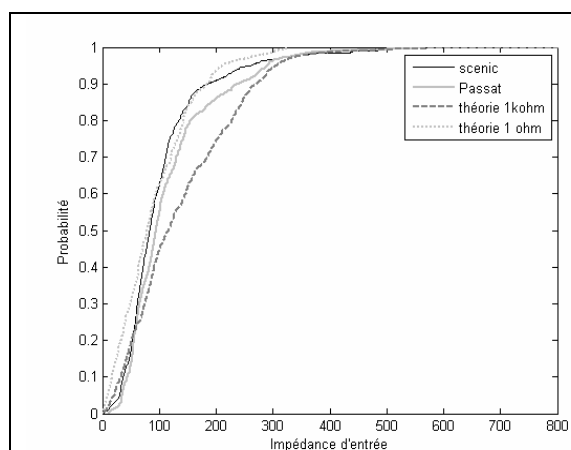
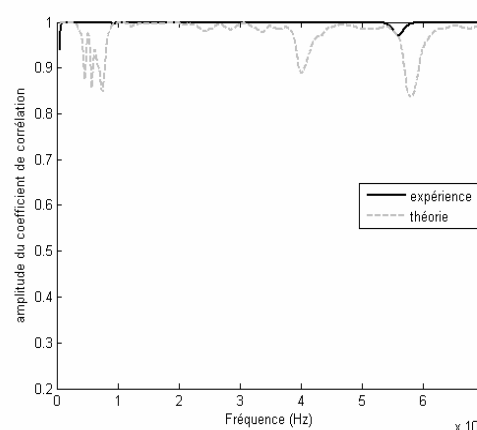
Tableau 4.1 : Résultats de l'analyse statistique de l'impédance d'entrée

Impédance d'entrée	Théorie		Expérience	
	$Z=1\ \Omega$	$Z=1\text{k}\Omega$	Scenic	Passat
prob=50%	78 Ω	115 Ω	79 Ω	94 Ω
10%-90%	16 Ω -174 Ω	30 Ω -283 Ω	30 Ω -174 Ω	42 Ω - 270 Ω

Les résultats statistiques précédents, résumés dans le Tableau 4.1, sont importants pour le concepteur de modem mais ne répondent que partiellement au problème d'adaptation d'impédance. En effet, il reste à connaître, pour chaque fréquence, la susceptibilité de Z_e aux variations de charge sur le faisceau. L'approche suivie consiste à calculer le coefficient de corrélation entre les impédances d'entrée mesurées pour chaque configuration d'impédance du faisceau et ceci, pour des fréquences successives. Pour notre application, un coefficient proche de 1 mettra en évidence une impédance d'entrée quasi indépendante des variations de charges sur le faisceau. A titre indicatif, une étude paramétrique a montré que pour obtenir un coefficient de corrélation inférieur ou égal à 0.7, il faut un écart-type d'impédance d'entrée, normalisé par rapport à sa valeur moyenne, de plus de 0.67. On a choisit un coefficient de corrélation de 0.7 pour traduire une sensibilité importante de l'impédance d'entrée aux changements de charge.

Les coefficients de corrélation expérimentaux, tracés Figure 4.11 sont égaux à 1 quelque soit la fréquence alors qu'ils varient entre 0.8 et 1 en théorie au point D2 envisagé pour le faisceau générique. Ceci laisse à supposer que les variations éventuelles de charges qui ont pu être provoqués lors des expérimentations se sont produites en des points situés loin du point de mesure d'impédance d'entrée ou sur des équipements dont les câbles d'alimentation ne se situent pas dans le même faisceau que celui connecté au point de mesure.

Comme l'impédance d'entrée présentée par le faisceau de câbles peut varier de façon importante en fonction d'une part de l'endroit où cette mesure est effectué et, d'autre part, de la fréquence, il n'est pas possible de trouver une impédance complexe mais fixe qui assurerait la condition exacte d'adaptation d'impédance entre les modems et le faisceau. On s'oriente donc vers le choix d'une valeur moyenne assurant globalement une adaptation "correcte". Nous reviendrons d'ailleurs sur ce point au paragraphe 4.2.4.b afin de procéder à ce choix.

**Figure 4.10 : Fonction cumulative de l'impédance d'entrée****Figure 4.11 : Coefficient de corrélation expérimental et théorique de Z_e**

Dans le paragraphe suivant, une étude similaire est réalisée sur la fonction de transfert du canal afin d'analyser d'une part la sélectivité fréquentielle du canal mais aussi sa variabilité en fonction des fluctuations de charges sur le réseau.

4.2.3. Caractérisations expérimentales du canal en présence d'une liaison directe entre l'émetteur et le récepteur

Une première campagne de mesure qui sera décrite a permis de montrer l'influence des impédances de charge connectées aux extrémités de la ligne sur la fonction de transfert $H(f)$. Dans le paragraphe suivant, les ports de l'analyseur de réseau via les coupleurs sont connectés aux points A et B de la Figure 4.2 et associés au faisceau de la 407.

4.2.3.a Etude préliminaire : Influence des charges de proximité

Une approche qualitative nous a permis de mieux appréhender les cas extrêmes pouvant être rencontrés dans la pratique. La configuration est la suivante :

- Le port 1 est connecté au point A c'est-à-dire juste avant l'UCE 2 ;
- Le port 2 est connecté sur le câble 12V situé au point B sur le schéma de la Figure 4.2.

Des interrupteurs K2 et K1 sont insérés dans le câblage aux points A et B respectivement, de telle façon à mesurer lorsqu'ils sont en position ouverte, par exemple, la fonction de transfert du faisceau entre A et B sans charge d'extrémité. D'autres cas sont envisagés comme par exemple, en fermant K2, l'impédance de charge en A sera l'impédance d'entrée de l'UCE2 et si K1 est fermé, l'impédance vue en A sera celle du fil de liaison entre K1 et la batterie en parallèle sur l'impédance équivalente du reste du faisceau. Le schéma de principe de ces mesures est repris Figure 4.12.

Le Tableau 4.2 reprend les différentes configurations étudiées en fonction de l'état des interrupteurs K1 et K2. La longueur du fil entre le port 1 et l'entrée du calculateur UCE2 désigné par L2 sur la Figure 4.12 est de l'ordre de 10 cm.

Le schéma du câblage électrique derrière K1 n'est malheureusement pas disponible.

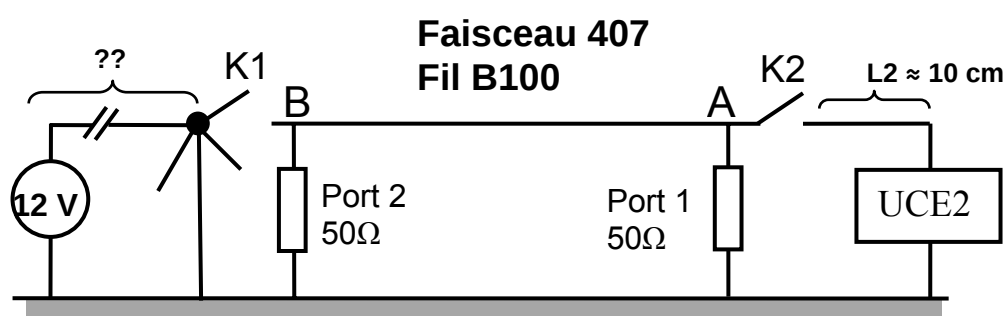
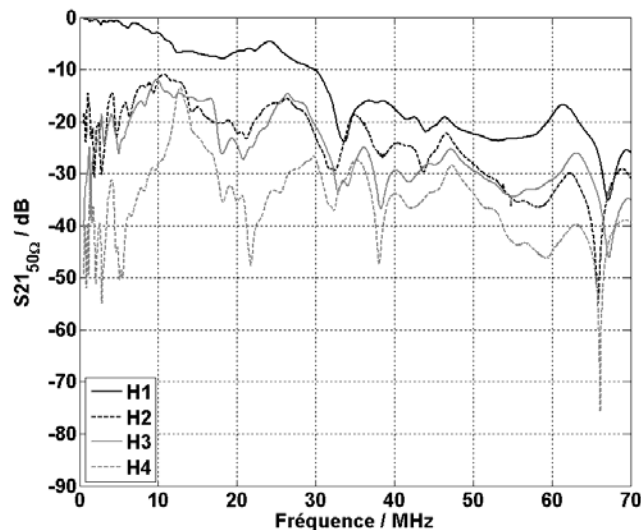


Figure 4.12 : Schéma de principe de mesure pour le trajet AB

La Figure 4.13 présente les coefficients de transmission mesurés en fonction de la fréquence pour les quatre scénarios décrits dans le Tableau 4.2.



	S21	H1	H2	H3	H4
K1	ouvert	X	X		
	fermé			X	X
K2	ouvert	X		X	
	fermé		X		X

Tableau 4.2 : Configuration des interrupteurs pour chaque courbe de la Figure 4.13

Figure 4.13 : Mesures du coefficient de transmission sur le trajet A → B.

Pour chaque scénario, on peut analyser les résultats de la façon suivante :

- Les interrupteurs K1 et K2 sont ouverts : la courbe H1 de la Figure 4.13 caractérise le câble seul au sein d'un toron parcourant la longueur du véhicule et allant du coffre jusqu'au compartiment moteur pour une longueur d'environ sept mètres. Dans cette configuration, les impédances de charge aux extrémités sont égales à 50Ω . Le coefficient de transmission S_{21} calculé en basse fréquence (500 kHz), a une valeur voisine de 1 (0 dB) en basse fréquence (500 kHz). En effet, l'atténuation linéique du câble à cette fréquence est de 0.1 dB/m ce qui donne des pertes d'insertion sur 7 m négligeables. La fonction de transfert décroît ensuite linéairement avec la fréquence, avec une pente de 0.4 dB/MHz, ce qui est en accord avec les résultats du modèle numérique présenté au chapitre 3.
- L'interrupteur K2 est fermé. Le coefficient de transmission, représenté par la courbe H2, présente en basse fréquence une atténuation très importante de l'ordre de 20 dB. Au delà de 10 MHz, cette atténuation est de l'ordre de 10 dB, puis pour les fréquences supérieures, on observe une décroissance de la courbe de l'ordre 0.33 dB/MHz. Pour expliquer le comportement en basse fréquence, on peut supposer que l'impédance d'entrée de l'alimentation 12 V de l'UCE est très faible. Comme l'UCE n'est située qu'à 10 cm du port, il jouera pratiquement le rôle d'un court circuit.
- L'interrupteur K1 est fermé, K2 ouvert. La courbe H3 montre en basse fréquence une atténuation de l'ordre de 30 dB et en haute fréquence, une décroissance de la courbe de l'ordre de 0.5 dB/MHz. Le point B étant située à proximité de la batterie, celle-ci équivalente à une très faible impédance, de l'ordre de 1 Ohm, court-circuite la ligne en basse fréquence.
- Les 2 interrupteurs sont fermés. L'atténuation observée sur la courbe H4 est de l'ordre de 40 dB en basse fréquence, puisqu'on cumule les effets des faibles impédances connectées en parallèle sur celles des ports de mesure. En haute fréquence, le comportement reste identique à ceux des cas précédents.

Si les deux premier cas étudiés ne sont pas réalistes puisqu'ils supposent que la batterie est déconnectée, les configurations proches de celles figurant en H3 et H4 seront, par contre, celles fréquemment rencontrées.

Ces courbes ont bien entendu mis en évidence la désadaptation en puissance se produisant essentiellement en basse fréquence, entre les impédances d'entrée/sortie de l'analyseur de réseau, simulant celles de modems qui présenteraient une impédance de 50 Ohms, et les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle équivalent au faisceau en incluant les charges de proximité que représentent UCE2 et la batterie.

L'optimisation de l'impédance du modem sera décrite dans le paragraphe 4.2.4.b. Comme nous le verrons, la valeur de 50Ω apparaissant comme une valeur moyenne correcte, les fonctions de transfert du canal décrites dans les paragraphes suivants continueront donc à être déduites directement de la mesure du coefficient S_{21} à l'aide de l'analyseur de réseau.

4.2.3.b Fonction de transfert du canal entre différents points du faisceau et influence des charges du faisceau

Envisageons les deux trajets directs représentés sur la Figure 4.2: le trajet AB reliant l'ECU2 à l'UCE1 et le trajet DE entre l'UCE3 et une prise 12 V. Notons que les charges aux points E et D correspondent respectivement à un circuit ouvert et à l'impédance de l'UCE qui risque d'être très faible. Compte tenu des valeurs de ces impédances de charge, ces configurations représentent les cas extrêmes pouvant être obtenus avec un modem d'impédance interne 50Ω .

Les courbes de la Figure 4.13 montrent l'évolution de S_{21} pour les deux trajets. Si on s'intéresse tout d'abord au trajet AB, les points A et B étant relié respectivement à l'UCE1 et à l'UCE2 (donc à la batterie), on se trouve dans la configuration H4 et la courbe correspondante a été reportée sur la Figure 4.13. On note les faibles valeurs de S_{21} en basse fréquence que nous avons déjà mentionnées, on remarque des fluctuations importantes de S_{21} et la présence d'évanouissement fréquentiels dont la profondeur peut atteindre une vingtaine de dB. Lors de la mise en œuvre de la technique OFDM, ce phénomène, risque d'entraîner de mauvaises estimations du canal si les sous-porteuses pilotes ne sont pas choisies avec un espacement fréquentiel adéquate.

Pour le trajet DE et pour lequel seul une charge de proximité est de valeur faible, le canal s'avère être beaucoup plus plat en fréquence que précédemment. Cela est en accord avec les résultats obtenus pour le trajet AB lorsque seul un point, A par exemple (courbe H2 de la Figure 4.12) est connecté à l'UCE.

Pour confirmer ce résultat d'un point de vue expérimental, il sera toute fois nécessaire de procéder à un grand nombre de mesures pour des liaisons directes, comme dans ce cas, et pour des liaisons indirectes, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

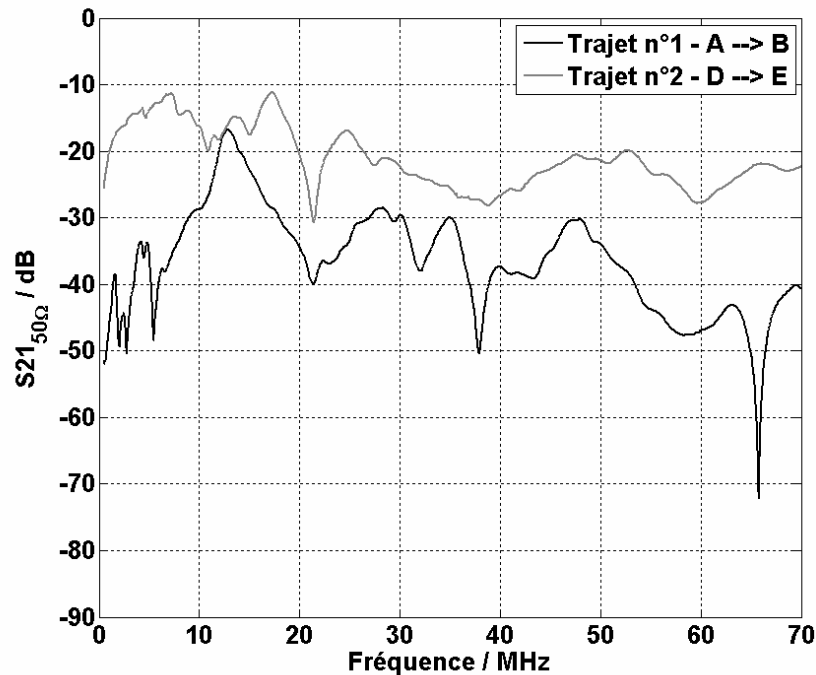


Figure 4.14 : Fonctions de transfert expérimentales mesurées en deux points sur le faisceau de la 407

Si on s'intéresse à la valeur moyenne du S_{21} , donc du gain d'insertion, dans la bande de fréquences 1 MHz - 30 MHz, qui correspondra vraisemblablement à celle du système de transmission, le tableau ci-après résume les résultats obtenus par l'expérience pour ces deux liaisons ainsi que ceux calculés à partir du modèle numérique. On remarque un accord satisfaisant entre les deux résultats.

Tableau 4.3 : Comparaison théorie-expérience du gain d'insertion

Gain d'insertion sur 50Ω	théorie	expérience
faible charge de proximité	-23 dB	-31 dB
charge de proximité infinie	-16 dB	-15.4 dB

Comme nous l'avons signalé précédemment, il est important de disposer d'un grand nombre de mesures de la fonction de transfert et nous avons donc élargi nos expérimentations en considérant différents véhicules. La Figure 4.15 présente quelques résultats obtenus lorsque les deux impédances de proximités sont respectivement faibles et importante. On remarque que, quelque soit le véhicule, l'allure générale de S_{21} reste la même et correspond à celle issue de la modélisation numérique obtenue à partir d'une configuration générique de faisceau, les deux impédances de proximités valant respectivement 1Ω et $1\text{ k}\Omega$.

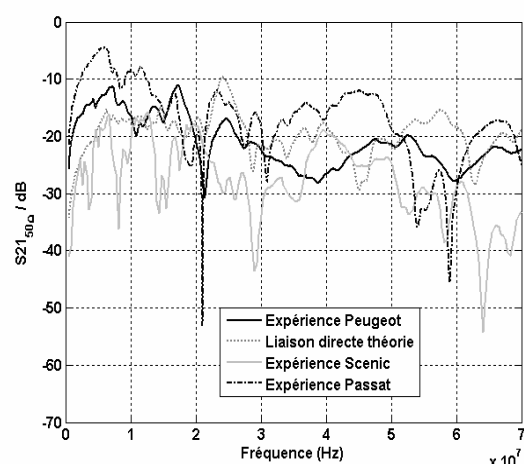


Figure 4.15 : Fonction de transfert pour les liaisons directes. Comparaison théorie expérience

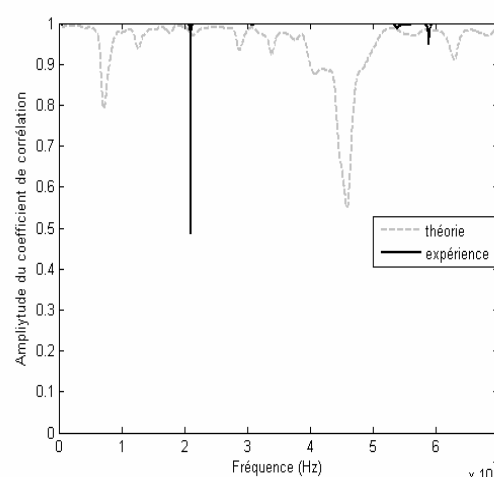


Figure 4.16 : Coefficient de corrélation pour les liaisons directes. Comparaisons theorie-expérience.

Comme le coefficient S_{21} est mesuré à différents instants successifs, soit après avoir actionné manuellement divers terminaux électriques ou électroniques, soit après que l'apparition d'un bruit impulsif ait déclenché une acquisition, nous disposons à l'issue d'un trajet, d'environ 100 mesures de S_{21} entre deux points particuliers. Cela permet donc de calculer le coefficient de corrélation entre les valeurs successives de S_{21} suivant l'état du réseau. D'un point de vue théorique, comme nous l'avons décrit dans le chapitre précédent, les états successifs ont été modélisés en changeant de manière aléatoire les différentes charges du faisceau, à l'exception des charges de proximité qui jouent un rôle dominant sur la valeur de S_{21} . Les courbes de la Figure 4.16 montrent qu'en terme de variabilité du canal, le coefficient de corrélation est élevé et proche de 1. La fonction de transfert, comme l'impédance d'entrée, est pratiquement invariante dans le temps. Les conséquences de ce résultat pour le système de communication portent essentiellement sur l'estimation du canal, puisque, pour ce type de liaison directe, il ne sera pas nécessaire de procéder à de fréquentes égalisations du canal. Dans le paragraphe suivant, la même approche est suivie pour les liaisons indirectes.

4.2.4. Caractérisations expérimentales du canal en présence d'une liaison indirecte entre l'émetteur et le récepteur

4.2.4.a Fonction de transfert du canal

En suivant la même procédure que précédemment, 150 fonctions de transfert entre les différents points d'accès A, F, C et E sont enregistrées sur un parcours. Des exemples de résultats sont tracés Figure 4.17 pour un point d'injection commun, le point A, la réception se faisant en F ou C. Au voisinage immédiat du point A, le réseau est connecté à une UCE d'impédance faible dans la bande de fréquence considérée. C'est pourquoi la courbe théorique mentionnée sur cette même figure est calculée pour une charge de proximité de 1Ω . On note sur ces courbes des évanouissements fréquentiels nombreux et profonds de l'ordre de 30 dB dans la bande de transmission. Le canal est très sélectif en fréquence et le choix d'une modulation OFDM s'avère judicieux. Il est clair que, sur cette figure, il est difficile de comparer les résultats théoriques aux valeurs expérimentales. Une représentation sous forme de fonction cumulative, Figure 4.18 permet d'effectuer cette comparaison plus aisément. Pour la tracer, nous ne retiendrons que les valeurs enregistrées dans la bande utile, c'est-à-dire celle qui sera vraisemblablement retenue pour le futur système, et qui s'étend de 1 MHz à 30 MHz. Il est intéressant de comparer ces courbes à celles obtenues pour les liaisons directes et également reportées sur cette figure.

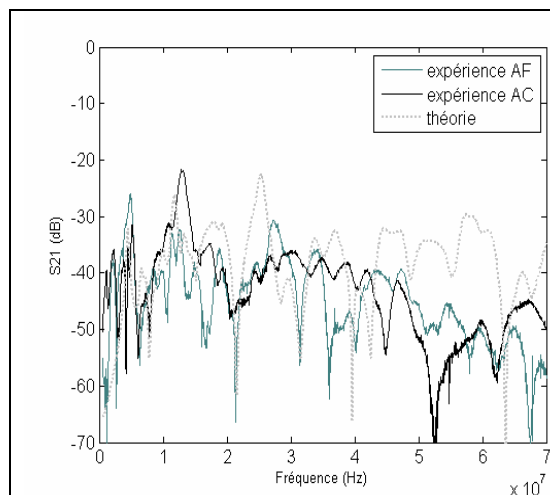
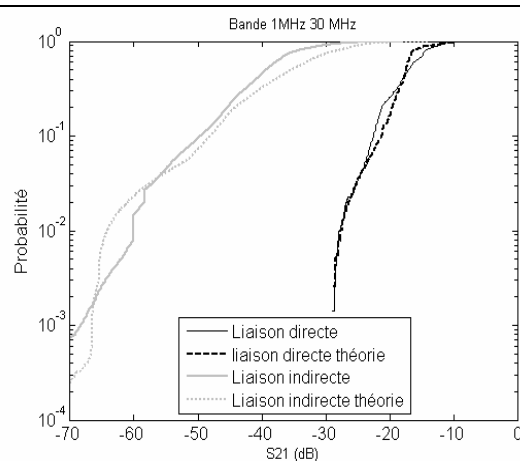
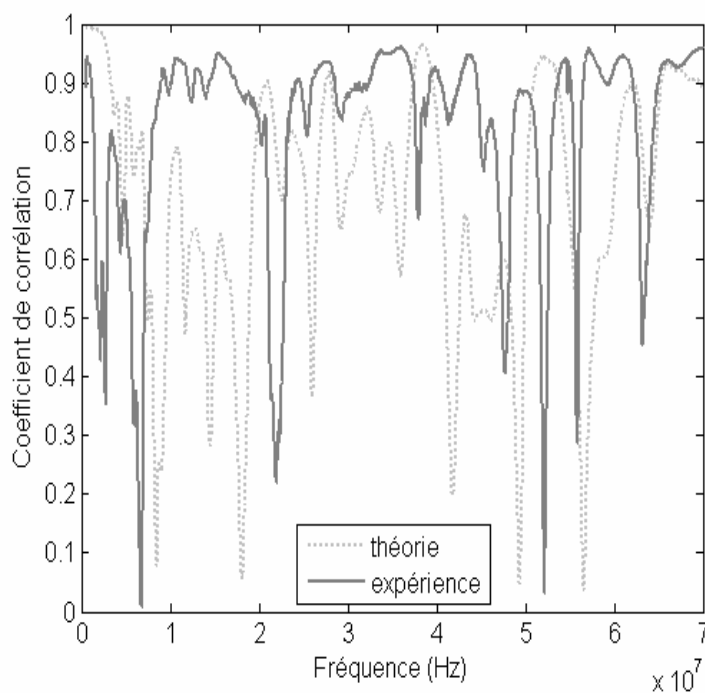
Dans le cas d'une liaison indirecte, on peut noter que 90% des valeurs de S21 sont inférieures à -33 dB. La valeur moyenne de S21 est de -36 dB et on observe des évanouissements ayant une amplitude de 30 dB par rapport à cette valeur, et ceci avec une probabilité de 10^{-3} - 10^{-4} . La dynamique calculée entre 10% et 90% est de 15 dB pour les trajets indirects, contre 9 dB pour les trajets directs. Tous ces résultats ont été regroupés dans le Tableau 4.4 qui montre également un accord satisfaisant entre théorie et expérience.

Une dernière observation concerne les pentes des courbes qui mettent en évidence des distributions similaires entre les valeurs théoriques et expérimentales. Ces pentes sont plus élevées pour les liaisons directes qu'indirectes traduisant ainsi une probabilité plus importante d'avoir un évanouissement fréquentiel en liaison indirecte que directe et donc une sélectivité fréquentielle plus importante. Ce dernier point sera repris dans le paragraphe concernant la bande cohérence.

La susceptibilité du canal face aux variations des impédances de charge est analysée à travers le coefficient de corrélation calculé pour l'exemple tracé Figure 4.19 à partir du fichier AF. Le coefficient de corrélation varie entre 0 et 0,9 en fonction de la fréquence aussi bien pour les résultats théoriques qu'expérimentaux traduisant une variabilité importante du canal au cours du temps. Ce comportement est donc tout à fait opposé à celui que nous avons mis en évidence pour les liaisons directes. Une explication possible réside dans le fait que la batterie insérée entre les points d'émission et de réception a tendance à court-circuiter la ligne de transmission formée par le fil 12V et la masse carrosserie et, qu'en conséquence les couplages entre les différents fils du faisceau et donc les charges qui y sont connectées, jouent un rôle important dans la propagation. La conséquence directe de ce résultat concerne le dimensionnement du système CPL, puisqu'il sera nécessaire d'envoyer périodiquement une trame d'estimation pour mettre à jour les coefficients de l'égaliseur.

Tableau 4.4 : Comparaison théorie-expérience

	gain d'insertion		dynamique 10%-90%	
	théorie	expérience	théorie	expérience
Liaison indirecte	-32 dB	-36 dB	15,3 dB (-47,-24)	15 dB(-49, -30)
Liaison directe	-15 dB	-16 dB	9 dB (-22, -13)	9 dB (-21, -12)

**Figure 4.17 : coefficient de transmission sur 50 ohms. Liaison indirecte : comparaison théorie-expérience****Figure 4.18 : Fonction cumulative du S21 dans la bande 1MHz-30 MHz****Figure 4.19 : coefficient de corrélation – liaison indirecte : comparaison théorie – expérience**

4.2.4.b Optimisation de l'impédance du modem

L'ensemble des mesures précédemment décrites est réalisé avec un analyseur de réseau, donc en supposant que les modems aient une impédance de 50Ω . A ce stade de l'étude, il est important de savoir si cette impédance est optimale ou non. Comme les quatre éléments de la matrice S ont été mesurés sur la Scenic et la Passat, il est possible de calculer le coefficient de transmission si les modems d'émission et de réception présentent une impédance quelconque Z_d mais qui sera toujours supposée être réelle. Ce coefficient de transmission, ou gain d'insertion, est représenté sur la Figure 4.20 pour des valeurs de Z_d variant de 1 à 200Ω . Les courbes expérimentales tracées à partir des mesures sur la Passat pour la liaison directe et du Scenic pour la liaison indirecte, sont situées entre les courbes théoriques obtenues pour $Z=1\Omega$ et $Z=1k\Omega$. L'impédance du modem sera optimale pour un gain maximum. Il est vrai que c'est un abus de langage de parler d'adaptation d'impédance optimale compte tenu des variations parfois importantes du gain d'insertion et de l'impédance d'entrée du quadripôle dans la bande passante. Idéalement il faudrait définir pour chaque fréquence et pour chaque état du canal, une impédance complexe optimale du modem qui serait dépendante de l'impédance d'entrée (ou de sortie) du quadripôle équivalent au faisceau mais qui s'avérerait très difficile à concevoir et à implémenter.

Le Tableau 4.5 rassemble les valeurs des impédances Z_d correspondantes aux maxima des gains d'insertion. Les valeurs s'étendent de 33Ω à 85Ω avec une valeur moyenne de 61Ω . On remarque donc que la valeur de 50Ω que nous avons choisie pour caractériser la fonction de transfert du canal est adaptée au problème.

Tableau 4.5 : Comparaison théorie-expérience

	Théorie				Expérience	
impédance de proximité	Directe 1 k Ω	Directe 1 Ω	Indirecte 1 k Ω	indirecte 1 Ω	Directe	Indirecte
Z_d	85 Ω	33 Ω	67 Ω	61 Ω	82 Ω	50 Ω

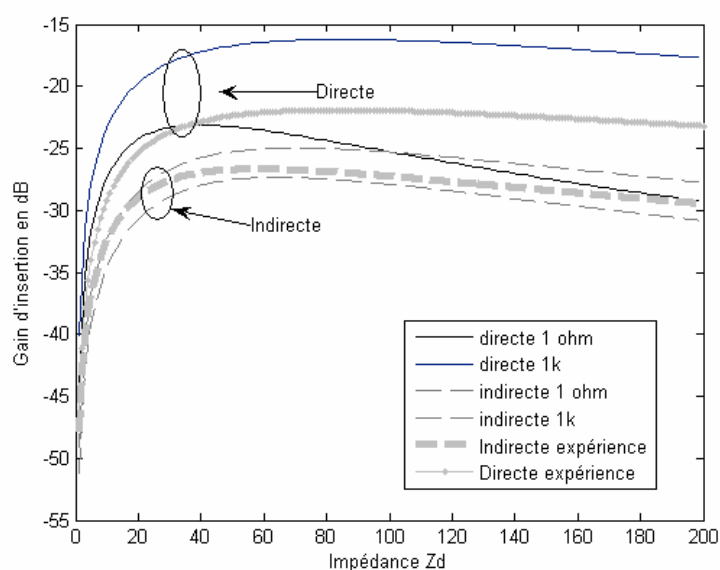


Figure 4.20 : Gain d'insertion en fonction de l'impédance Z_d du modem

4.3. Analyse statistique large bande du canal

Dans ce paragraphe, nous procédons de façon similaire au chapitre 3 et présentons les résultats de l'analyse statistique effectuée sur la bande de cohérence et l'étalement des retards calculés dans une bande de fréquence de 20 MHz glissante sur la totalité de la bande de mesures, soit 500 kHz-70 MHz. Les valeurs expérimentales sont comparées aux résultats théoriques quelque soit la valeur des impédances de proximités, l'étude théorique développée dans le chapitre 3 ayant montrée que ces paramètres statistiques étaient très peu dépendants de la valeur de l'impédance de proximité Z .

4.3.1. Bande de cohérence

Les courbes de la Figure 4.21 présentent la bande de cohérence en fonction de la fréquence centrale de la bande passante. Les courbes expérimentales sont une moyenne des bandes de cohérence calculées, soit sur des liaisons directes, soit sur des liaisons indirectes, des différents véhicules. On observe un accord satisfaisant entre la théorie et l'expérience en notant toutefois un écart pour les liaisons directes pour les bandes de fréquence supérieures à 30 MHz, la bande de cohérence expérimentale devenant supérieure à la valeur théorique d'un facteur 2. Il est difficile de donner une justification physique à cette différence, compte tenu de la complexité des faisceaux des divers véhicules testés et pour lesquels nous ne disposons d'aucun plan de câblage. Il est peut-être plus intéressant de comparer les distributions statistiques de la bande de cohérence B_c sur l'ensemble des fichiers plutôt que leurs valeurs moyennes. Les fonctions cumulatives sont calculées sur les valeurs obtenues dans la bande de fréquence inférieure à 30 MHz.

Si on se limite à la bande prévue du système, donc jusque 30 MHz, la Figure 4.22 montre la variation de la distribution statistique de la bande de cohérence B_c obtenue à partir de l'ensemble des fichiers.

Les valeurs minimales expérimentales de B_c sont de l'ordre de 345 kHz et de 1 MHz respectivement pour les liaisons directes et indirectes, avec une probabilité d'apparition très faible de 5.10^{-3} , et sont équivalentes à celles obtenues théoriquement.

Pratiquement les liaisons entre modems peuvent être aussi bien de type direct qu'indirect, et qu'en conséquence la conception du modem et des algorithmes de traitement du signal doit pouvoir s'appliquer dans l'un et l'autre cas. Il apparaît donc intéressant de s'intéresser à la distribution globale de B_c , incluant le même nombre de fichiers en liaison directe qu'indirecte, permettant ainsi de synthétiser les résultats. La fonction cumulative correspondante est donnée Figure 4.23 et décrit la distribution statistique de la bande de cohérence pouvant être obtenue en n'importe quel point du faisceau.

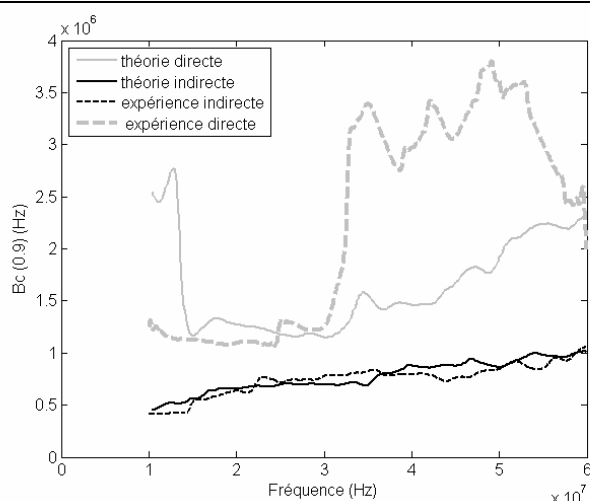


Figure 4.21 : Bande de cohérence en fonction de la fréquence

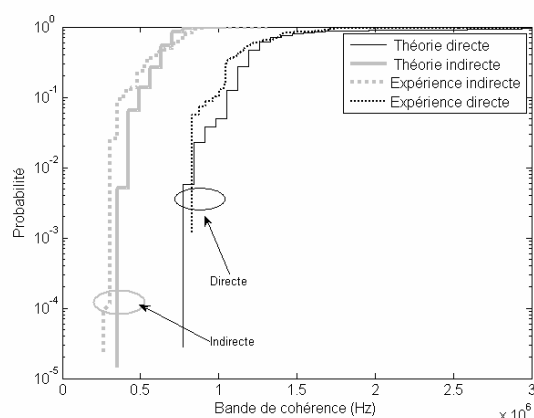


Figure 4.22 : Fonction cumulative de la bande de cohérence - comparaison théorie expérience pour des liaisons directes et indirectes

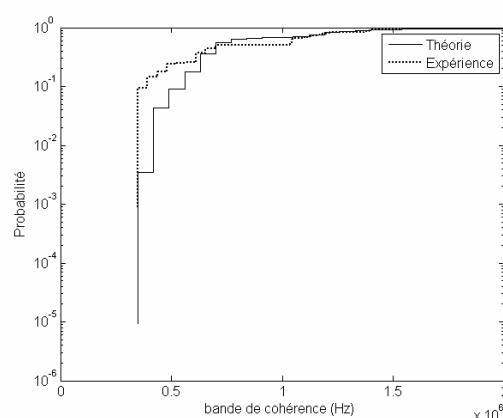


Figure 4.23 : Fonction cumulative de la bande de cohérence - comparaison théorie expérience quelque soit le type de liaison

4.3.2. Étalement des retards

Des exemples de réponse impulsionnelle théorique et expérimentale sont tracées Figure 4.24 (a) et (b) respectivement pour les liaisons directes et indirectes. Elles ont été obtenues par transformée de Fourier de la fonction de transfert en considérant une bande fréquentielle d'analyse de 20 MHz et centrée autour de 10 MHz. De plus, la valeur maximum de chaque réponse a été normalisée à 0 dB par rapport à une référence arbitraire.

Entre 0 et 1 μ s, on peut estimer que l'amplitude du signal, exprimé en dB, décroît linéairement avec le temps. La pente correspondante est de 10 dB/200 ns pour une liaison directe et de 4 dB/200 ns pour une liaison indirecte. Comme la pente de la réponse impulsionnelle en liaison indirecte, est 2.5 fois supérieur à celle des liaisons directes, cela va conditionner la durée du préfixe introduit au début des trames OFDM.

Nous avons en effet signalé au chapitre 2 (paragraphe 2.3.2) que la durée de ce préfixe doit être supérieure à 2 à 4 fois l'étalement des retards.

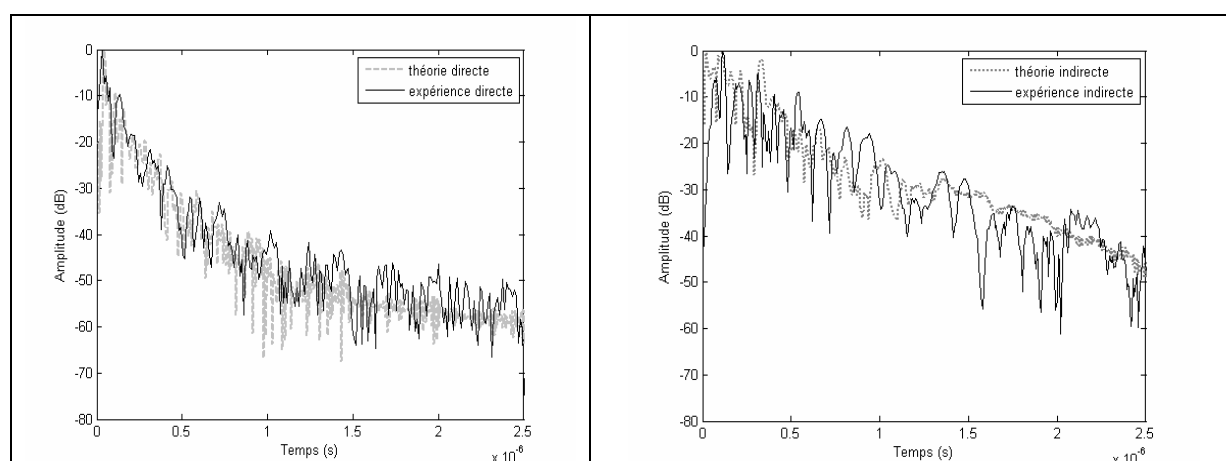


Figure 4.24 : Réponse impulsionnelle pour une liaison directe (a) et indirecte (b). Comparaison théorie-expérience

Dans l'exemple précédent, l'étalement des retards avait été déterminé en envisageant une bande de fréquence de ± 10 MHz autour d'une fréquence centrale de 10 MHz. Il peut être intéressant de connaître la variation de la réponse impulsionnelle du canal en fonction de cette fréquence centrale afin de savoir si l'étalement des retards est complètement différent dans la bande 1 MHz - 21 MHz ou dans une bande 40 MHz - 50 MHz par exemple. Cet étalement a donc été calculé sur une fenêtre glissante de 20 MHz, pour une fréquence centrale variant de 10 MHz à 60 MHz. Les résultats, pour les liaisons directes et indirectes, se traduisent par les courbes de la Figure 4.25.

Les courbes expérimentales montrent une décroissance de l'étalement des retards en fonction de la fréquence, observation confirmée par les résultats théoriques. Les fonctions cumulatives tracées Figure 4.26 pour chaque configuration montrent pour les liaisons indirectes un bon accord théorie-expérience mais un écart apparaît pour les liaisons directes. Cet écart se retrouve sur la Figure 4.27 représentant la fonction cumulative pour toutes les configurations confondues. En effet, 0.1% des étalements des retards sont supérieurs à 360 ns et 280 ns respectivement pour le modèle théorique et pour l'expérience. Une justification possible à cette différence de 80 ns est peut-être liée à une différence entre les longueurs du faisceau réel et simulé.

Ces valeurs restent cependant nettement inférieures au préfixe cyclique de 3.28 μ s figurant dans la norme Homeplug pour les liaisons domotiques à l'intérieur des bâtiments. La durée du préfixe cyclique ne poserait donc pas de difficulté si la norme Homeplug était appliquée aux véhicules.

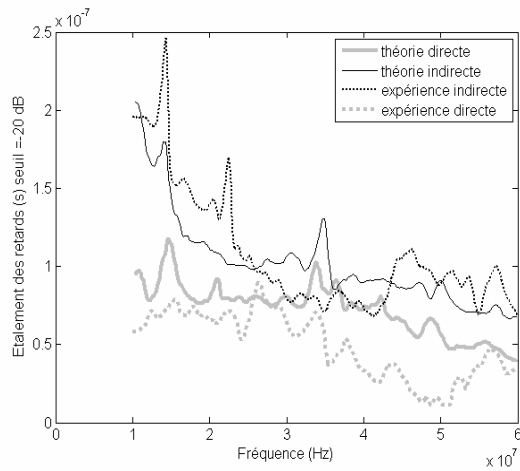


Figure 4.25 : Étalement des retards en fonction de la fréquence

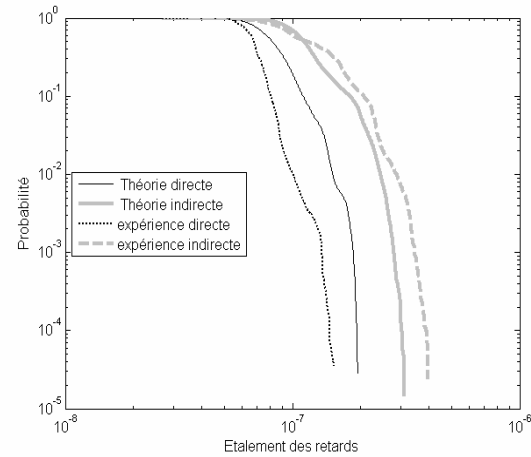


Figure 4.26 : Fonction cumulative des étalements des retards

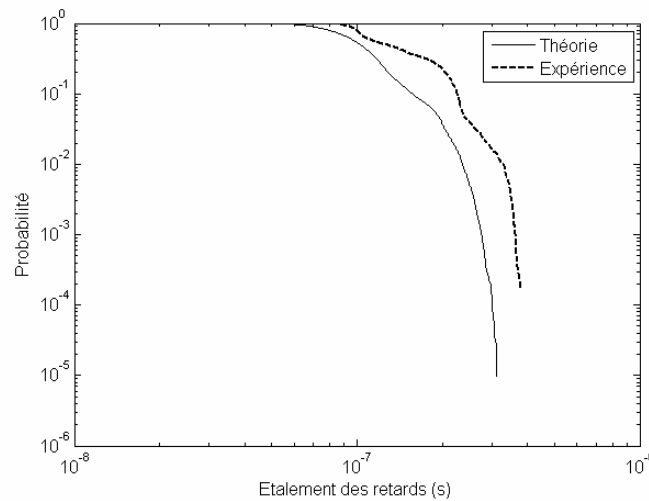


Figure 4.27 : Fonction cumulative des étalements des retards. Comparaison théorie expérience

4.3.3. Conclusion sur la caractérisation de la fonction de transfert

L'ensemble des résultats expérimentaux présentés dans cette première partie du chapitre a permis de valider l'architecture du faisceau de câble simulé. Les résultats de l'analyse statistique ont montré que les paramètres de la modulation OFDM définis par la norme HomePlug étaient bien adaptés aux caractéristiques du canal de propagation sur le réseau électrique 12 V des véhicules. Pour généraliser cette conclusion, il serait bien entendu nécessaire de conforter ces résultats par des mesures intensives sur une grande variété de véhicules de différentes marques.

Les caractéristiques du canal de propagation portent certes sur la fonction de transfert, mais un élément indissociable est le bruit présent sur les lignes. Bien que l'étude du bruit ne rentre pas précisément dans le cadre des travaux de cette thèse, il nous est cependant apparu intéressant de présenter brièvement la méthodologie qui a été suivie pour mesurer le bruit et pour en extraire les paramètres les plus significatifs. Une analyse plus détaillée peut être

trouvée dans les articles publiés par V. Degardin et notamment dans [Degardin 05a ; Degardin 05b ; Degardin 05c].

4.4. Le Bruit impulsif sur le réseau électrique 12V des véhicules

La mesure du bruit sur le réseau électrique avec les appareils de mesure classiques tels que l'analyseur de spectre et l'oscilloscope numérique font apparaître 2 types de bruit distincts. Le premier, nommé bruit de fond ou bruit stationnaire et dont un exemple de densité spectrale de puissance (DSP) est présenté Figure 4.28, est toujours présent sur les lignes. Il possède une DSP qui décroît fortement jusque 10 MHz et tend ensuite vers une valeur constante autour -130 dBm/Hz. Si on considère une transmission suivant la norme HomePlug Alliance HP1.0, avec une DSP d'émission de -60 à -80 dBm/Hz, ce bruit stationnaire n'influera pas a priori sur la qualité du signal de transmission.

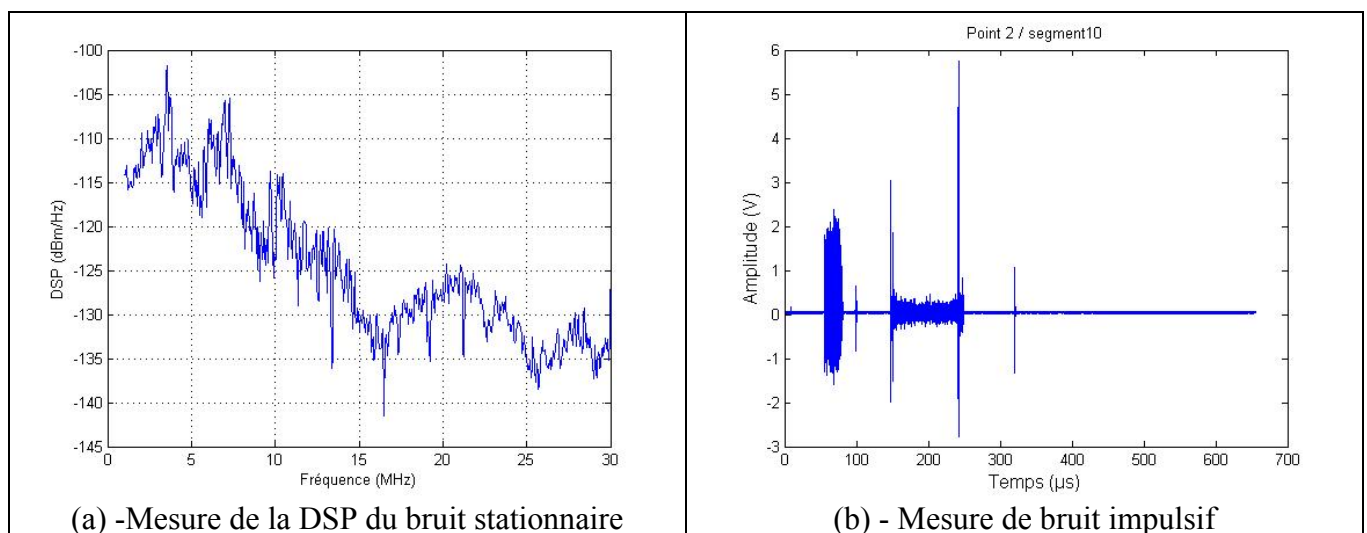


Figure 4.28 : Mesure des deux types de bruits présents sur les lignes électriques

Le deuxième bruit, dont l'allure temporelle est présentée sur la fenêtre de droite de la Figure 4.28, est un bruit impulsif qui présente, contrairement au bruit stationnaire, des amplitudes crêtes comparables, voire supérieures à celle du signal de communication. C'est pourquoi, les communications haut débit sur les lignes d'énergie sont particulièrement sensibles au bruit impulsif couplé sur les lignes, ce dernier produisant des erreurs par paquet. Une connaissance approfondie de ce bruit, notamment de sa durée et de son occurrence, devrait permettre l'optimisation des techniques de codage de canal afin de réduire voire d'éliminer son impact. Cependant, son caractère fortement aléatoire nous contraint à réaliser des campagnes de mesures intensives sur différentes voitures et en divers points de mesures dans le but d'obtenir un relevé fidèle et une caractérisation exhaustive de ce bruit. Actuellement, peu d'études du bruit ont été conduites, mais on pourra cependant noter une description des impulsions mesurées dans [Schiffer 00], ainsi qu'une modélisation des temps d'inter arrivée, définis comme la durée entre deux impulsions, ou bien encore [Diez 00] la caractérisation d'un point de vue compatibilité électromagnétique, des impulsions d'un réseau 42 V.

Dans un premier temps, le système de mesure dédié à l'acquisition du bruit impulsif est détaillé, puis quelques exemples de mesures sont présentés. Enfin une caractérisation des bruits impulsifs est proposée.

4.4.1. Dispositif de mesure des bruits impulsifs

Les mesures de bruit impulsif sont réalisées grâce à une plateforme mobile développée au laboratoire. Le système, schématisé dans la Figure 4.29, se compose d'un coupleur et d'une carte de protection, d'une carte d'acquisition et d'un module d'acquisition des temps d'occurrence ou d'apparition des impulsions piloté par un PC.

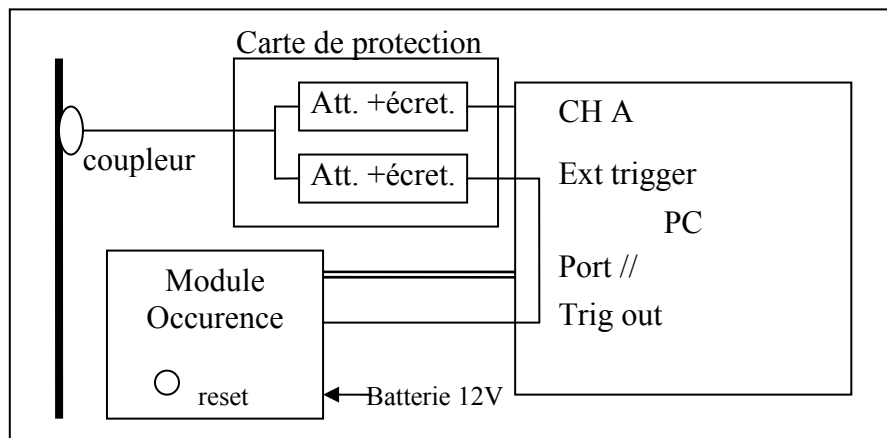


Figure 4.29 : Système de mesure du bruit impulsif

Le coupleur, déjà présenté dans le paragraphe 4.2.1, permet de connecter le système par une prise directement sur le réseau. Il a pour but de s'isoler du secteur grâce à un filtre passe haut à 500 kHz et à un transformateur d'isolement. Son impédance de sortie est de 50 Ω . La carte de protection, quant à elle, d'entrée 50 Ω , a pour but de protéger la carte d'acquisition et de diriger le signal, préalablement atténué et écrêté, sur 2 voies distinctes : le signal du segment d'impulsions sur la voie CH A et un signal de trigger sur la voie EXT TRIGGER. A l'entrée de cette carte, le signal subit une atténuation de 1/15 environ, soit - 23 dB. Sachant que ce signal est écrêté à ± 3.5 V, le système peut donc mesurer des valeurs crêtes jusque ± 50 V.

La carte d'acquisition, intégrée au PC, déclenche une mesure quand la tension à ses bornes devient supérieure à un seuil paramétrable. La carte sauvegarde un segment de bruit de 650 μ s échantillonné à la fréquence de 100 MHz. Le module d'acquisition des temps d'occurrence des impulsions, d'une précision temporelle d'environ 400 ns, déclenché par la carte d'acquisition (EXT TRIGGER), permet de mettre en mémoire le temps d'occurrence de chaque segment.

Un exemple de mesure d'un segment de bruit mesuré sur un véhicule est représenté dans son intégralité dans la partie supérieure de la Figure 4.30. Dans la partie inférieure, présentant certains agrandissements de l'enregistrement, on observe que les bruits mesurés sont formés de sinusoïdes ; on distingue respectivement dans les fenêtres b et c de la Figure 4.30, des impulsions isolées formées d'une sinusoïde amortie, et des rafales composées d'une succession de sinusoïdes amorties.

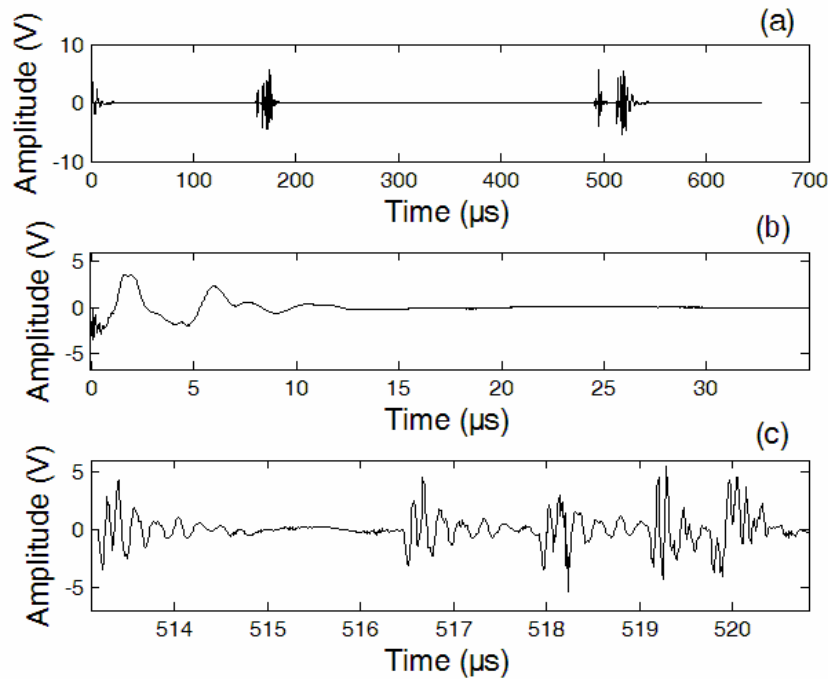


Figure 4.30 : Mesure de bruit

Afin de caractériser les bruits impulsifs obtenus, il est nécessaire de procéder à un traitement de ces données, puisque la perturbation déclenchant le module d'acquisition n'a généralement pas la même durée que celle d'un segment. Un découpage de ces segments est alors réalisé pour extraire les impulsions, ce traitement étant décrit dans le paragraphe suivant.

4.4.2. Algorithme de découpage du bruit

Le découpage des impulsions repose sur le calcul d'un coefficient de variation. Dans un premier temps, on calcule la somme cumulée (*cumsum*) de la variance du segment x , soit :

$$y = \text{cumsum}(x^2 - \bar{x}^2)$$

Cette mesure permet d'observer la variation d'amplitude du signal, qui est importante si une impulsion est présente mais qui est pratiquement constante si le signal observé est un bruit blanc. Le calcul du cumul des variances est donc uniquement une aide géométrique pour distinguer plus aisément les impulsions du bruit. En effet on observera une droite affine si le signal est un bruit blanc et des ruptures dans cette droite si des impulsions sont présentes. Un exemple du calcul de y sur le segment de bruit observé Figure 4.30 est donné Figure 4.31. Dans la partie supérieure de la figure, le segment de bruit est rappelé et, dans la partie intermédiaire, la variation de y est présentée. On distingue ainsi très nettement les ruptures de droite affine aux instants d'apparition des impulsions.

Une fois le calcul de y réalisé, il reste donc à déterminer les coefficients directeurs de la courbe y et de distinguer les changements de pente. Un référentiel de coefficients directeurs est alors calculé sur un segment de mesure ne présentant que du bruit blanc. Après plusieurs expériences, on estime que, lorsque les coefficients directeurs de la courbe de y dépasse le double de la valeur du référentiel, un changement de pente a lieu et que donc une impulsion

est détectée. La dernière partie de la Figure 4.31 montre le résultat du découpage du segment enregistré.

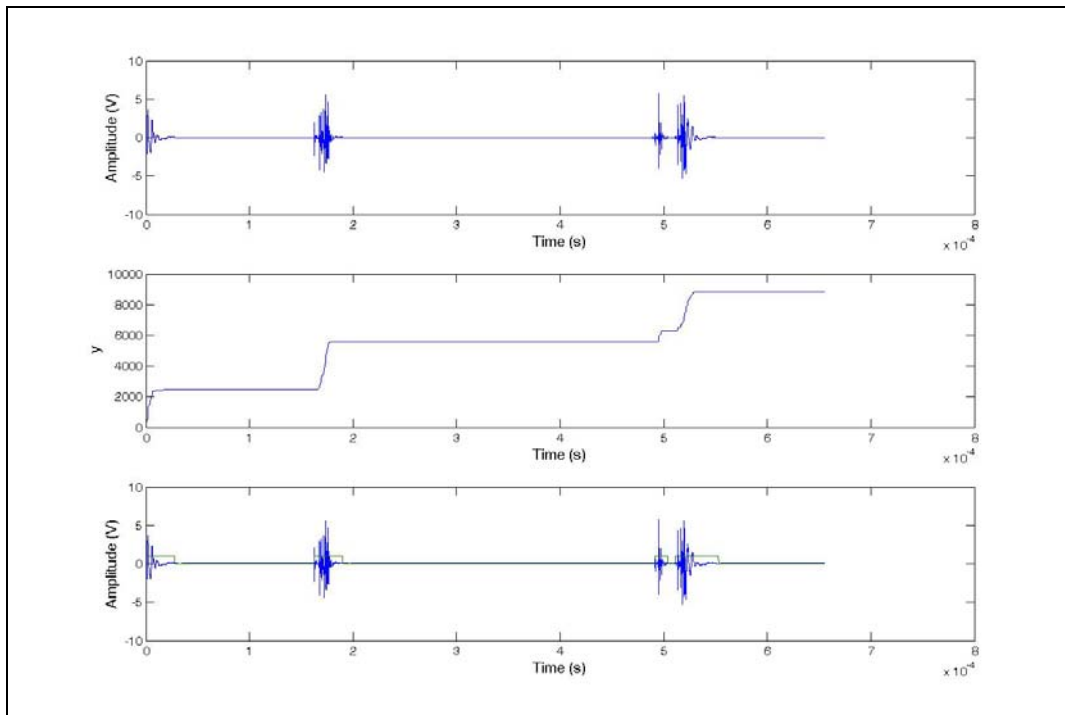


Figure 4.31 : Principe du découpage d'un segment

Après découpage des segments, les caractéristiques principales de chaque impulsion sont déduites : son amplitude crête, sa pseudo fréquence définie comme la fréquence à laquelle la composante fréquentielle du bruit est maximale, sa durée, son facteur d'amortissement, son temps d'occurrence, et enfin le temps d'interarrivée défini comme le temps entre la fin d'une impulsion et le début de l'impulsion suivante.

4.4.3. Configuration des mesures et caractérisation du bruit impulsif

Des campagnes de mesures intensives ont été effectuées sur deux voitures françaises, une C5 puis une 407. Sur chacune des voitures, des points de mesures ont été identifiés et leur localisation a déjà été indiquée sur les Figure 4.2. Le bruit impulsif a été caractérisé grâce à un enregistrement effectué sur un trajet de 20 minutes environ, alternant une conduite en ville et une conduite en moyenne campagne, et durant lequel 2000 segments de mesures ont été stockés.

Le but de cette étude est de comparer le comportement impulsif du réseau électrique des deux véhicules et si possible de dégager la dynamique de variations des valeurs des paramètres principaux des impulsions. Ceci permettra ultérieurement d'ajuster au mieux les techniques de codage de canal.

4.4.3.a Caractérisation dans le domaine fréquentiel

Dans un premier temps, une caractérisation des impulsions dans le domaine fréquentiel est réalisée afin de quantifier l'impact en fréquence du bruit impulsif sur une transmission. Pour cela, pour chaque véhicule et chaque point de mesure, la DSP est calculée sur les 2000 segments de mesure et sa valeur maximum et sa valeur moyenne pour chaque fréquence sont relevées et présentées Figure 4.32 (a) et (b), respectivement pour les véhicules 407 et C5.

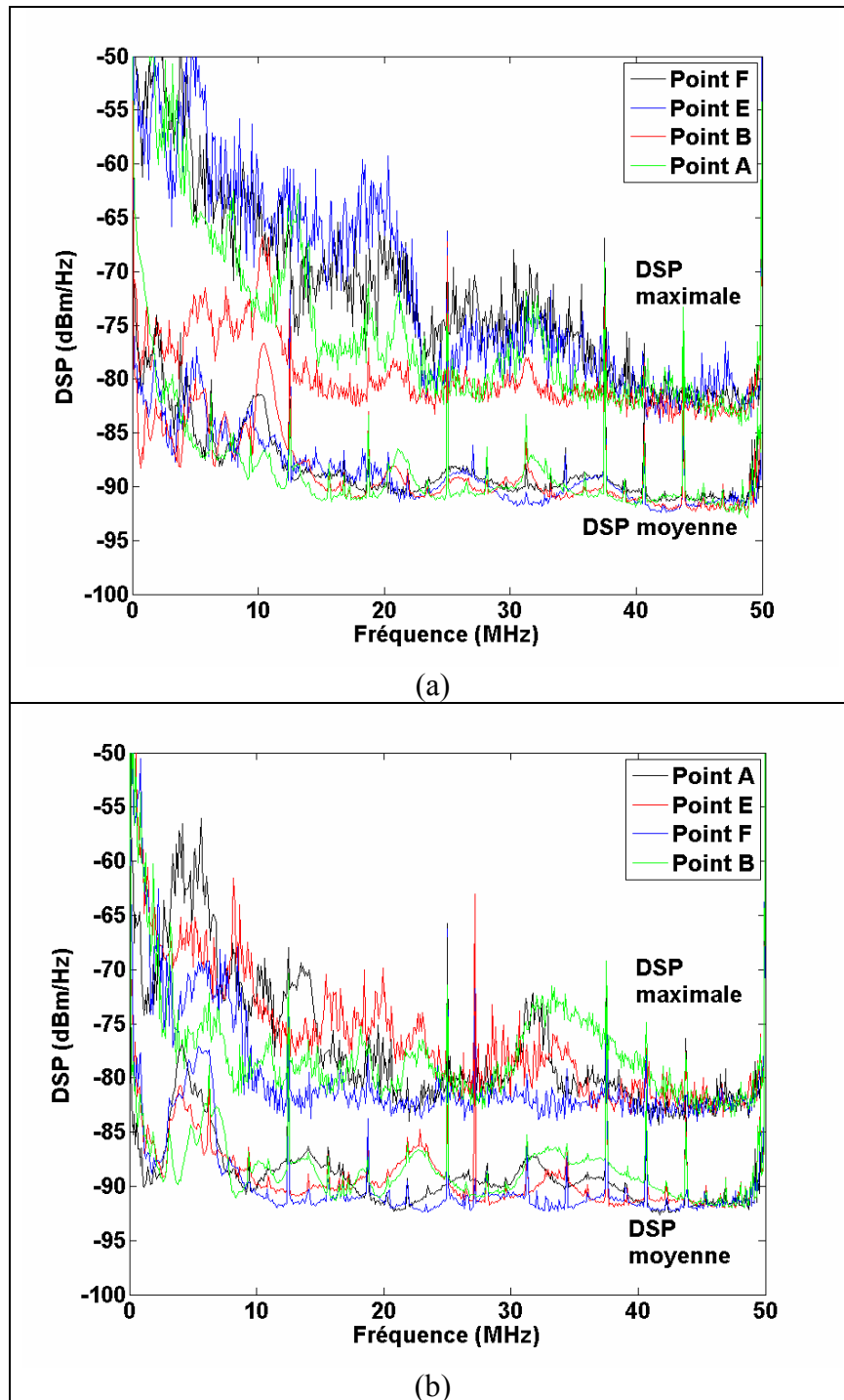


Figure 4.32 : DSP maximales et moyennes du bruit impulsif mesuré sur (a) la 407 et (b) la C5

La mesure de la DSP maximum permet une bonne quantification de la puissance instantanée de l'impulsion en un point de fréquence. Par exemple, une impulsion mesurée sur l'allume cigarette de la 407 possède autour de 17 MHz, une DSP proche de -60 dBm/Hz, de l'ordre de grandeur de la puissance du signal transmis. Cependant cette représentation n'est pas caractéristique de la totalité des impulsions et notamment de leur distribution sur la bande de transmission, par exemple [4-21] MHz, si on se base sur la norme Homeplug1.0. Les courbes notées "DSP moyenne" donnent, quant à elles, une indication sur les pseudo fréquences des impulsions les plus récurrentes. Ainsi, les pseudo fréquences des impulsions mesurées sur la 407 et la C5 se situent respectivement autour de 10 MHz et 5 MHz. En fait, 91% des impulsions de la 407 et 77% de la C5 possèdent une pseudo fréquence comprise dans la bande passante du signal qui serait émis suivant la norme HP1.0.

4.4.3.b Caractérisation dans le domaine temporel

Dans un deuxième temps, les impulsions sont caractérisées dans le domaine temporel car la connaissance de l'amplitude et de la durée des impulsions permet de définir le nombre de trames OFDM perdues à cause d'une impulsion, et donc de choisir le code ayant le pouvoir de correction le plus approprié. Le temps d'interarrivée entre deux impulsions nous renseigne sur la récurrence de la perte des trames d'information et permet ainsi de définir la complexité des codes et des entrelacements.

La Figure 4.33 présente la distribution des amplitudes des impulsions relevées sur les 2 véhicules et ceci indépendamment des points de mesure. La plage de variation de ces amplitudes est identique d'un véhicule à l'autre et est comprise principalement entre 0.1 et 1 V. Néanmoins, les amplitudes issues de la C5 possèdent une distribution normale de moyenne 0.4 V alors que celles obtenues sur la 407 se décomposent en deux distributions normales, une importante centrée autour de 0.2 V, et une autre, autour de 0.7 V, ayant une plus faible probabilité et donc correspondant à un plus petit nombre d'impulsions. La Figure 4.34 représente la pseudo fréquence associée à une impulsion ayant une durée donnée. On constate que dans la bande de transmission du signal HP1.0, la durée des impulsions est majoritairement inférieure à 10 μ s. Comme la durée d'une trame OFDM d'information est de 8.4 μ s et que ses amplitudes sont surtout comprises entre -0.2 et 0.2 V pour une DSP de -60 dBm/Hz, chaque impulsion perturbera une à deux trames d'information.

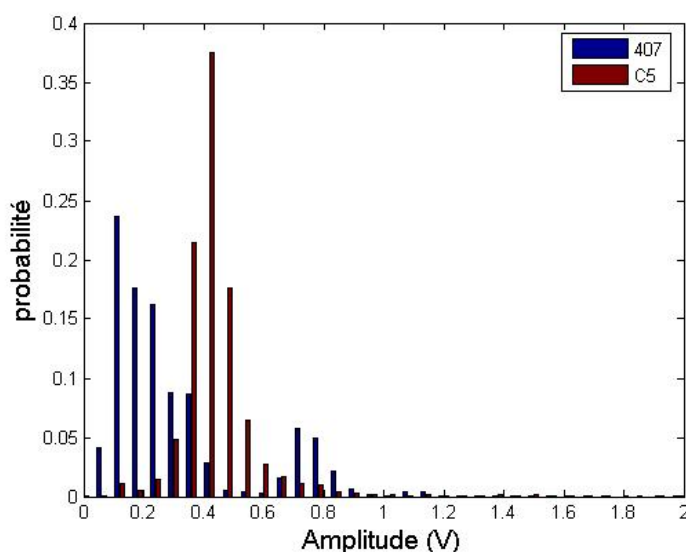


Figure 4.33 : Distribution des amplitudes des impulsions

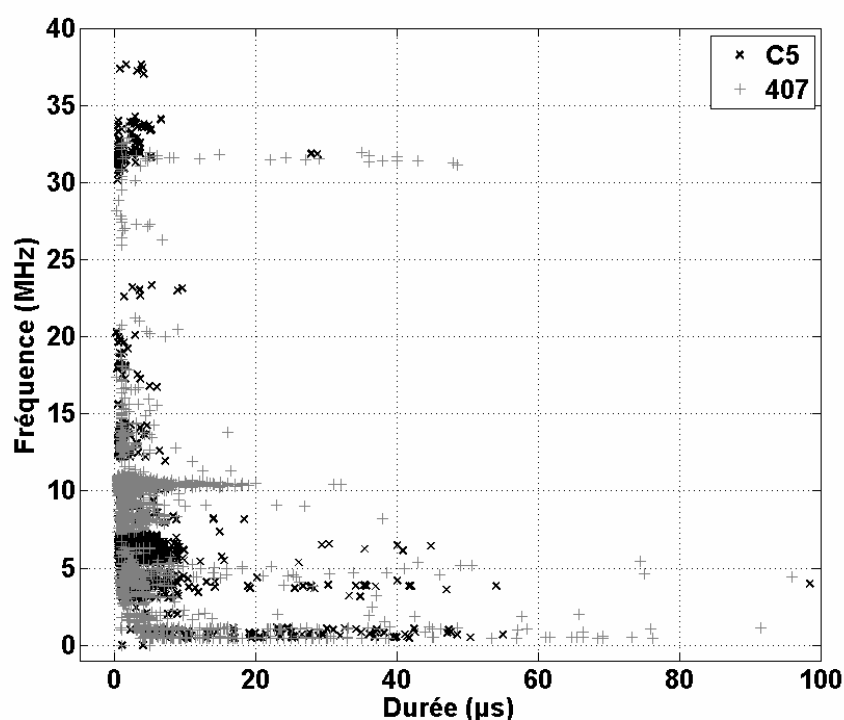
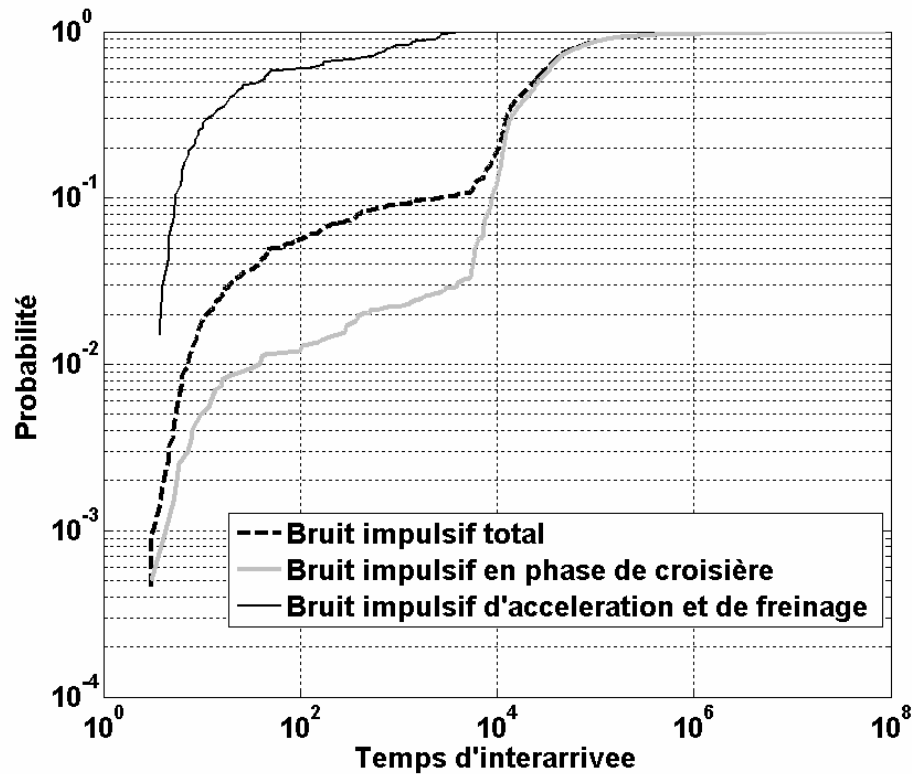


Figure 4.34 : Représentation des pseudo fréquences en fonction des durées

Pour connaître la récurrence des impulsions, une étude des temps d'interarrivée (TIA) est menée pour chaque véhicule et pour chaque point de mesure. Un exemple de résultat est présenté Figure 4.35 et concerne les impulsions mesurées sur l'alimentation centrale de la 407. La courbe intitulée 'Bruit impulsif total' représente la distribution cumulative des TIA, la moyenne de ces temps étant de 26 ms. En observant cette courbe, on distingue deux inflexions distinctes, séparant les TIA courts inférieurs à 6 ms, de celles des TIA longs. Nous avons également remarqué, lors des mesures sur différents parcours, que les paquets d'impulsions étaient souvent dus à des accélérations ou à des freinages brutaux. C'est pourquoi dans la Figure 4.35, nous avons également distingué les bruits impulsifs obtenus soit en phase de croisière, soit en phase d'accélération ou de freinage d'urgence. Plus de 90% des TIA se produisant lors de la phase de croisière sont supérieurs à 8 ms, l'équivalent de 1000 trames d'information, durée nettement suffisante pour corriger séparément les erreurs produites par des impulsions successives. Ainsi la récurrence des impulsions de la phase de croisière n'est pas une difficulté pour la transmission. Par contre, la récurrence des impulsions en phase d'accélération ou de freinage, en moyenne égale à 20 μ s, est préjudiciable pour la communication. Une étude de ce bruit et des techniques de codage permettant de le réduire devrait être approfondie dans une phase ultérieure.

Il faut noter que la distribution des impulsions risque d'être fortement dépendante du type de voiture. Nous avons ainsi noté que, sur la C5 et la 407, les bruits impulsifs étaient principalement dus au freinage et accélération, mais la différence des distributions des temps d'interarrivée en fonction du type de conduite était nettement moins marquée pour la C5 que pour la 407.

Figure 4.35 : Distribution des temps d'interarrivée en μs

4.4.4. Modélisation du bruit

Une étude concernant les techniques de codage de canal appropriées pour minimiser l'impact des bruits impulsifs, a été menée par V. Degardin, l'étape préliminaire étant de réaliser un modèle stochastique du bruit [Degardin 05a ; Degardin 05b ; Degardin 05c]. Tout d'abord les impulsions sont classées en fonction de leur allure temporelle, rafale ou isolée, de leur impact fréquentiel ou de la phase de conduite. Puis, chacun des paramètres caractéristiques des impulsions se comportant comme une variable aléatoire, des lois statistiques pouvant traduire leur comportement ont été testées, de manière à proposer une formule analytique qui s'adapte aux valeurs expérimentales. Un exemple de résultat est proposé Figure 4.36, dans laquelle, les distributions des amplitudes et des pseudo fréquence des impulsions de type rafale en phase de croisière sont approchées par des distributions normales.

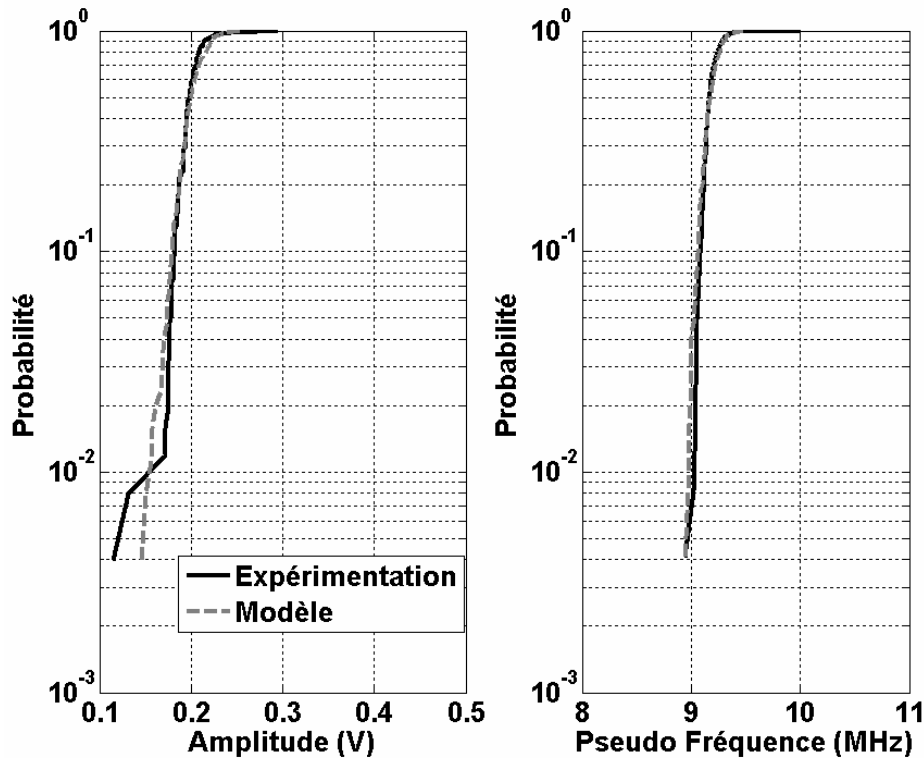


Figure 4.36 : Distribution des amplitudes et Pseudo fréquences

Ce type de modèle de bruit, associé au modèle de canal objet de notre travail, sera ensuite inséré dans un simulateur numérique de liaison OFDM afin d'optimiser les différents algorithmes de traitement du signal.

4.4.5. Conclusion

Dans cette partie, une étude du bruit impulsif mesurée sur deux véhicules a été entreprise dans le but ultérieur de quantifier son impact sur une transmission haut débit, les spécificités techniques de la norme Homeplug étant prises comme référence.

Le bruit impulsif a été caractérisé dans les domaines temporel et fréquentiel. Nous avons déduit que ce bruit se présentait sous forme de sinusoïdes amorties, dont les pseudo fréquences étaient comprises entre quelques MHz et 10 MHz, que les amplitudes étaient de l'ordre de celle du signal informatif, et que leurs durées étaient majoritairement inférieures à 10 μ s. Une étude menée sur la récurrence des impulsions a montré pour les deux véhicules que les phases d'accélération et de freinage étaient, pour une grande part, à l'origine du bruit impulsif, et, pour la 407 que les phases d'urgence étaient très pénalisantes pour la transmission puisque les TIA des impulsions étaient en moyenne de l'ordre de 20 μ s.

4.5. Conclusion de l'étude expérimentale

Dans ce chapitre, l'ensemble des résultats expérimentaux sur véhicules et concernant les mesures des paramètres [S] et la caractérisation des bruits impulsifs a été présenté.

Les mesures de paramètres S à l'analyseur de réseau vectoriel ont permis de valider le model déterministe reproduisant les caractéristiques d'un faisceau automobile. Les résultats de l'analyse statistique ont montré que les paramètres de la modulation OFDM définis par la norme HomePlug étaient bien adaptés aux caractéristiques du canal de propagation sur le réseau électrique 12 V des véhicules. Nous avons vu en particulier que la probabilité pour que l'étalement des retards soit inférieur à 280 ns est de 10^{-3} . De plus les valeurs minimums de la bande de cohérence sont de 345 Hz et de 1 MHz pour les liaisons directs et indirectes et ceci avec une probabilité d'apparition très faible de 5.10^{-3} .

L'architecture du faisceau de câbles utilisée dans le modèle déterministe étant validée, il est maintenant possible d'en déduire un modèle statistique de la réponse du canal en fonction de certains paramètres. Ceux ci seront principalement les impédances de charges positionnées aux extrémités de l'ensemble des fils du faisceau.

Chapitre 5. Le Modèle Stochastique

L'objectif de la thèse est, rappelons le, non seulement de caractériser le canal de propagation, ce qui a fait l'objet des chapitres 3 et 4, mais aussi de fournir un modèle stochastique qui, inséré dans les chaînes de simulation de système, permettra d'optimiser les algorithmes de codage de canal et de traitement des données à la réception. En propagation libre, pour développer un tel modèle, on effectue un grand nombre de mesures de réponse impulsionnelle en fonction de la distance émetteur-récepteur suivant un protocole bien connu et décrit par exemple dans [Rappaport], [cost 259], [Pagani 05]. Les distributions statistiques des retards de l'impulsion et des amplitudes complexes qui leur sont associées sont alors décrites par des lois statistiques usuelles. Le faisceau de câbles des véhicules est un canal fort différent et très peu accessible pour effectuer des mesures intensives. La démarche suivie a consisté à valider le modèle déterministe par des mesures puis à exploiter ce modèle déterministe pour disposer d'un nombre de fonctions de transfert ou de réponses impulsionnelles suffisamment important pour aboutir à une description statistique du canal.

Dans ce chapitre 5, nous décrivons deux méthodes qui permettent de reconstituer la fonction de transfert du canal à partir des distributions statistiques de certains paramètres pertinents. La première méthode est basée sur un algorithme de reconnaissance de forme du module de la fonction de transfert, la phase pouvant être déduite du module par application d'une transformée de Hilbert. La deuxième méthode proposée, assimile le canal à un filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie dont nous montrons que les coefficients suivent une certaine loi de distribution. Une confrontation entre les modèles proposés et les résultats expérimentaux sera réalisée dans la dernière partie de ce chapitre.

5.1. Méthode basée sur la reconnaissance de forme du module de la fonction de transfert

Cette première méthode est basée sur une caractérisation du module de la réponse fréquentielle $H(f)$ en fonction de sa forme. On extrait ainsi du module de chaque fonction de transfert, normalisée par rapport à sa droite de régression notée $F_i(f)$, des paramètres descriptifs, leur distribution étant ensuite comparée à des lois statistiques connues.

5.1.1. Les paramètres descriptifs de la fonction de transfert

Une étude préliminaire sur la distribution des amplitudes de la fonction de transfert a montré que les lois usuelles telles que la loi normale ou la loi de Weibull ne reflètent pas avec exactitude la distribution de toutes les valeurs de $H(f)$, le test d'adéquation de Kolmogorov n'étant pas validé. Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, nous avons choisi de décrire la distribution des amplitudes par trois lois décrivant chacune la distribution dans un intervalle d'amplitude donné.

Les distributions d'amplitude dans chacun de ces groupes dépendront bien entendu du type de liaison considéré. En basse fréquence à 500 kHz, la fonction de transfert présente une atténuation importante quand le point d'injection ou de réception du signal est situé au

voisinage immédiat d'une charge de faible impédance ("charge de proximité"). Une distribution statistique de l'amplitude de $H(f)$ à cette fréquence particulière doit donc être menée.

Pour reproduire statistiquement le plus fidèlement possible, l'allure de la courbe, nous calculerons la distribution des bandes de fréquences entre deux extrema successifs.

Dans les chapitres précédents, nous avons différencié les liaisons directes des liaisons indirectes, l'analyse ayant montré des distributions statistiques des amplitudes de la fonction de transfert, fort différentes entre ces deux configurations. Il est donc important dans la suite de continuer à traiter séparément ces deux cas. Avant de décrire les caractéristiques de chaque groupe, nous détaillerons tout d'abord le traitement initial appliqué aux fonctions de transfert.

5.1.2. Traitement des données et distributions des paramètres

Afin de traiter les données et de les confronter aux distributions théoriques, on procède en trois points présentés ci-après :

- *Normalisation des fonctions de transfert par rapport à la droite de régression*

La droite de régression est calculée sur l'amplitude exprimée en dB de chaque fonction de transfert, puis soustraite à cette dernière. La Figure 5.1 présente un exemple de droite de régression superposée à la fonction de transfert obtenue avec le modèle déterministe pour une liaison directe puis indirecte. Nous avons supposé dans ce cas une impédance de proximité faible, une étude similaire ayant été faite pour une impédance élevée.

Une moyenne des coefficients et ordonnées à l'origine de ces droites est réalisée pour chaque configuration ce qui nous permet d'en déduire les équations des droites $F_{\text{directe}}(f)$ et $F_{\text{indirecte}}(f)$ suivantes que nous utiliserons par la suite dans le modèle stochastique:

$$F_{\text{directe}}(f) = -3.3 \cdot 10^{-8} \cdot f^{-18}$$

$$F_{\text{indirecte}}(f) = -13.4 \cdot 10^{-8} \cdot f^{-28}$$

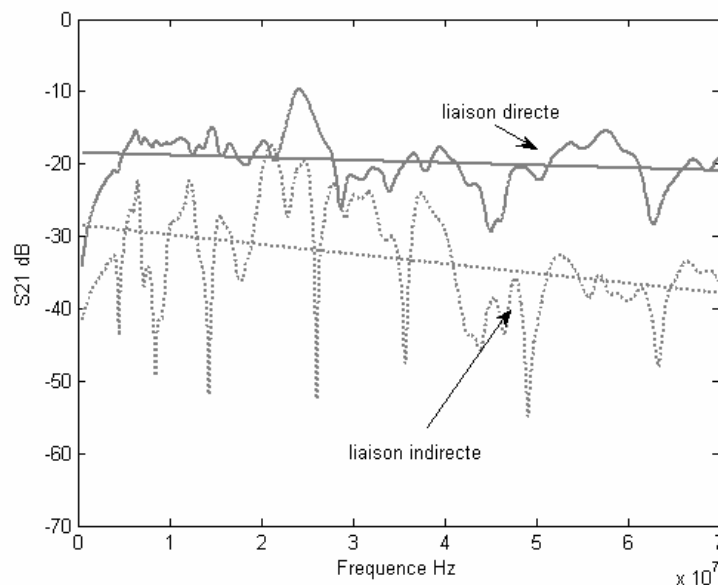


Figure 5.1 : Droite de régression et fonctions de transfert

Les fonctions de transfert étant redressées par rapport à leur droite de régression respective, les différentes étapes pour extraire les distributions statistiques des paramètres pertinents vont maintenant être décrites.

- *Distributions des amplitudes*

La pente de la courbe représentative de $H(f)$ est calculée entre deux points consécutifs de l'échantillonnage fréquentiel de $H(f)$. Les positions des extrema de la fonction de transfert sont obtenues dès qu'il y a changement de signe de la dérivée, et on en déduit ainsi leurs amplitudes. Celles-ci sont classées dans les sous-groupes notés « G1 », « G2 » et « G3 » si, par rapport à la droite de régression, elles sont respectivement supérieures à 5 dB, comprises entre 5 dB et -5 dB, et inférieures à -5 dB. Cette opération est réitérée pour toutes les fonctions de transfert calculées à partir du modèle théorique pour les 100 configurations de charges différentes.

La Figure 5.2 et la Figure 5.3 illustrent les différentes étapes du calcul à partir d'une fonction de transfert correspondant à une liaison indirecte.

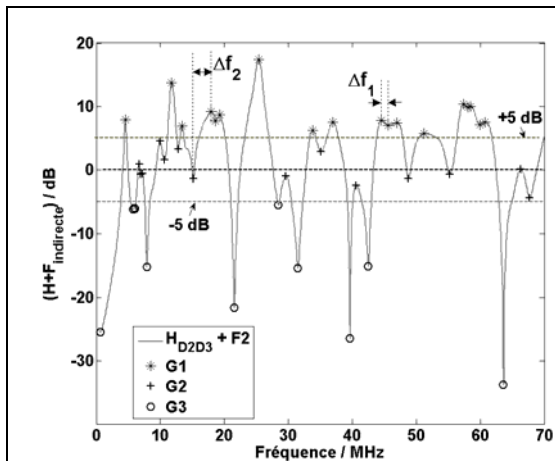


Figure 5.2 : Extraction des points appartenant aux groupes G1, G2 et G3.

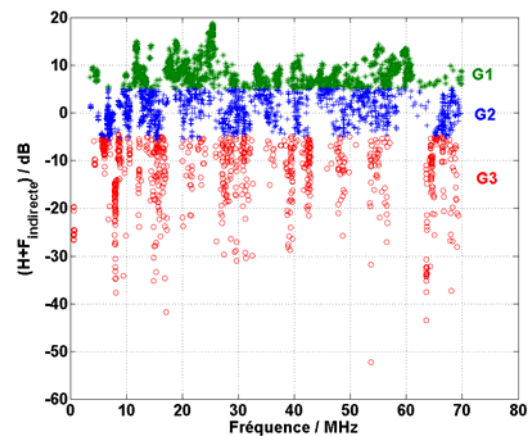


Figure 5.3 : Répartition des valeurs des extrema pour tous les trajets indirects confondus

Sur la courbe de la Figure 5.2, Δf_1 et Δf_2 représentent respectivement les écarts de fréquence entre deux maxima ou minima consécutifs ou entre un maximum et un minimum (ou inversement).

La Figure 5.4 présente la densité de probabilité des amplitudes de chaque sous-groupe. On peut noter que les distributions des valeurs appartenant au groupe G2 sont évidemment bornées, par définition, entre -5 dB et 5 dB, la distribution des valeurs du groupe 3 s'étend par contre de -5 dB à -55 dB. Au regard de cette courbe, il apparaît clairement qu'on ne peut pas modéliser les trois sous-groupes par une même loi de distribution.

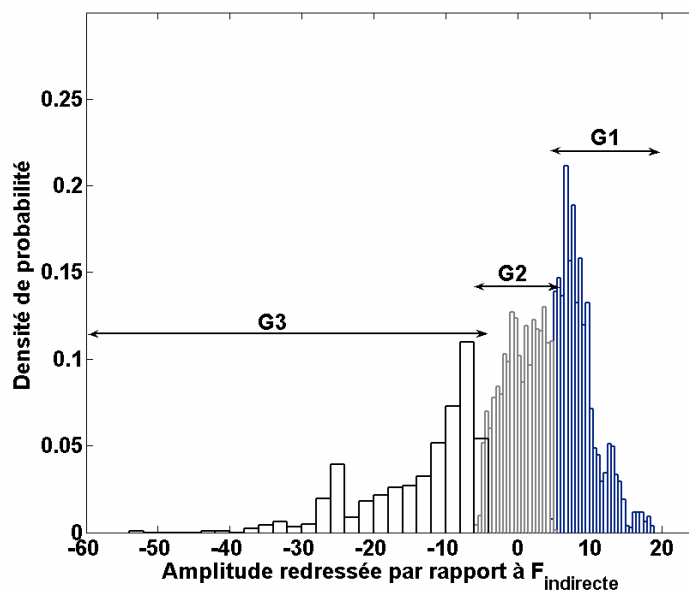


Figure 5.4 : Densité de probabilité des extremums

Les fonctions cumulatives correspondantes sont tracées Figure 5.5. Après plusieurs essais successifs, il apparaît qu'une loi de distribution dite "des valeurs extrêmes généralisées" (GEV) et dont l'expression est rappelée en Annexe A, semble bien appropriée pour modéliser les amplitudes appartenant aux groupes « G1 » et « G3 ». Cette loi fait intervenir des paramètres notés k , σ et μ , et dont les valeurs doivent être choisies de façon différente suivant le groupe envisagé. Leurs valeurs sont indiquées dans le Tableau 5.1.

En ce qui concerne le groupe G2, une modélisation à l'aide d'une loi normale (0.5,2.9) semble bien adaptée.

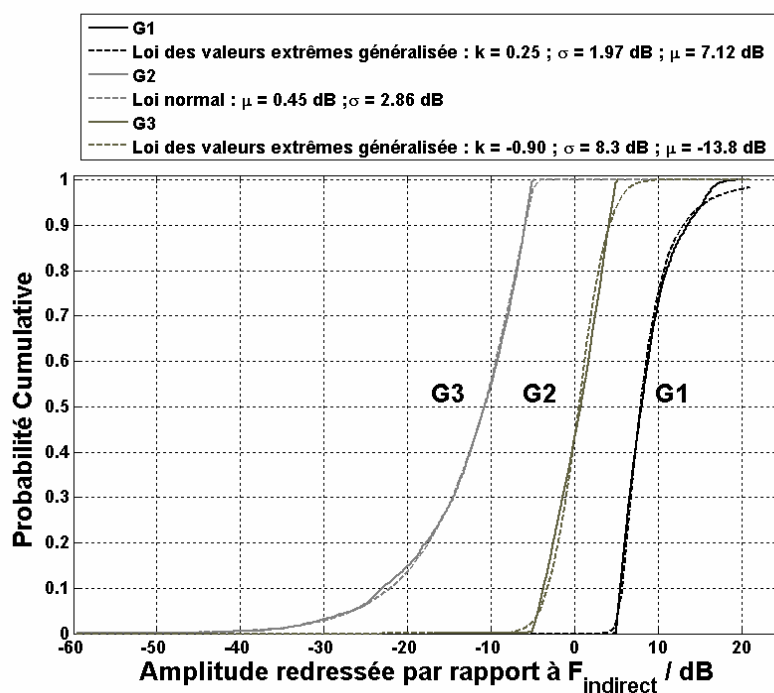


Figure 5.5 : Probabilité Cumulative

- La distribution des intervalles de fréquence entre deux extrema consécutifs

Les courbes des probabilités cumulées des écarts de fréquence Δf_1 et Δf_2 entre des maxima ou/et des minima, et que nous avons introduites précédemment, sont présentées Figure 5.6. Les distributions des Δf_1 et Δf_2 sont respectivement approximées par une loi GEV et par une loi log-normale.

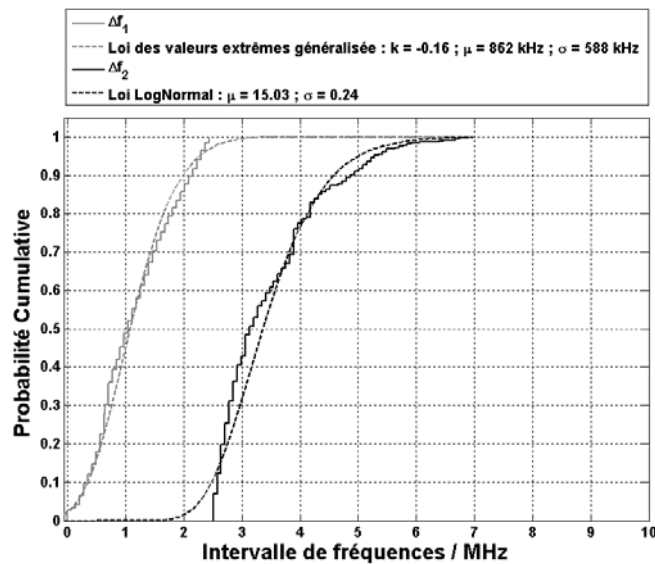


Figure 5.6 : Probabilité cumulative de la distribution des intervalles de fréquence entre extremums

A la fréquence particulière de 500 kHz, correspondant à la première fréquence de la bande d'analyse, la distribution des valeurs du S_{21} suit une loi GEV en choisissant les valeurs suivantes : $k = 0.21$; $\mu = -25.77$ dB et $\sigma = 2.72$ dB. Les distributions théoriques et déduites des valeurs de $H(500 \text{ kHz})$ sont tracées Figure 5.7 où on note un bon accord entre les deux courbes.

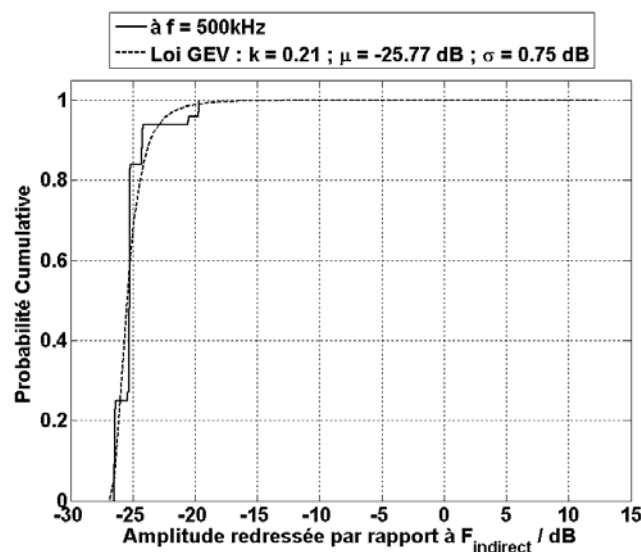


Figure 5.7 : Probabilité cumulative de la distribution des valeurs de la fonction de transfert pour une fréquence $f = 500 \text{ kHz}$

Le Tableau 5.1 résume en fonction du type de liaison, les paramètres associés à chaque loi et à chaque sous-groupe.

Tableau 5.1 : Distributions déduites de l'étude statistique pour les deux types de liaison

		Trajet indirect		Trajet indirect	
		Lois et paramètres		Lois et paramètres	
Amplitudes des extremums	G1	GEV	$k = 0.25$ $\mu = 1.97 \text{ dB}$ $\sigma = 7.12 \text{ dB}$	GEV	$k = 0.33$ $\mu = 7.11 \text{ dB}$ $\sigma = 2.11 \text{ dB}$
	G2	Normale	$\mu = 0.45 \text{ dB}$ $\sigma = 2.86 \text{ dB}$	Normale	$\mu = 0.35 \text{ dB}$ $\sigma = 2.32 \text{ dB}$
	G3	GEV	$k = -0.90$ $\mu = -13.8 \text{ dB}$ $\sigma = 8.3 \text{ dB}$	GEV	$k = -0.98$ $\mu = -9.31 \text{ dB}$ $\sigma = 4.25 \text{ dB}$
Intervalle en fréquence	Δf	GEV	$k = -0.16$ $\mu = 862 \text{ kHz}$ $\sigma = 588 \text{ kHz}$	GEV	$k = -0.15$ $\mu = 791 \text{ kHz}$ $\sigma = 547 \text{ kHz}$
Amplitude pour $f = 500 \text{ kHz}$	H(500 kHz)	GEV	$k = 0.21$ $\mu = -25.8 \text{ dB}$ $\sigma = 0.8 \text{ dB}$	GEV	$k = 0.81$ $\mu = -15.8 \text{ dB}$ $\sigma = 0.9 \text{ dB}$

Le paragraphe suivant présente un exemple de reconstruction de module à partir de l'ensemble des lois statiques définies précédemment.

5.1.3. Exemple de reconstruction du module de la réponse en fréquence

La Figure 5.8 et la Figure 5.9 donnent un exemple de module reconstruit pour les deux types de liaisons directe et indirecte.

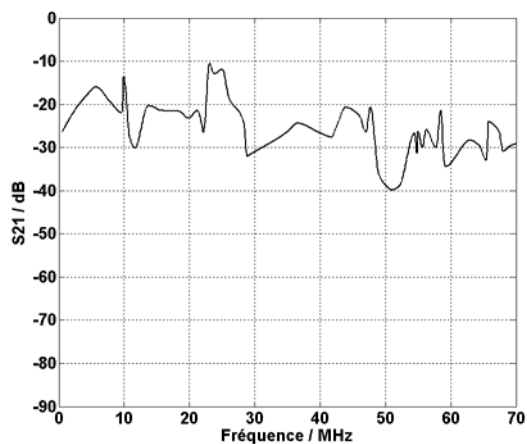


Figure 5.8 : Module de la réponse en fréquence issue du modèle stochastique pour une liaison directe

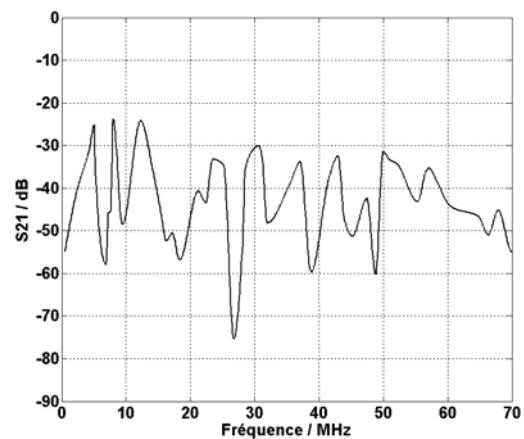


Figure 5.9 : Module de la réponse en fréquence issue du modèle stochastique pour une liaison indirecte

Cette méthode permet de reconstruire le module de la réponse fréquentielle, il est nécessaire de connaître la phase associée au module afin de calculer la réponse impulsionnelle par transformée de Fourier inverse. Or, on sait, que la transformée de Hilbert relie les parties réelles et imaginaires d'un spectre obtenu à partir d'un signal causal, et le paragraphe suivant présente comment, avec cette même transformée, il est possible d'estimer la phase à partir du module.

5.1.4. Expression de la phase à partir de la transformée de Hilbert

Pour un système linéaire, la partie réelle et la partie imaginaire de la réponse complexe dans le domaine des fréquences sont liées par la transformée de Hilbert. A partir de ce constat, F. Tesche dans ses articles [Tesche1] et [Tesche2] présente une méthode de calcul pour obtenir la phase à partir du module de la réponse fréquentielle.

Soit un système ayant pour réponse impulsionnelle $f(t)$ tel que sa transformée de Fourier $F(j\omega)$ soit de la forme :

$$F(j\omega) = X(\omega) + jY(\omega) \text{ avec } X(\omega) \text{ la partie réelle et } Y(\omega) \text{ la partie imaginaire.}$$

La partie réelle et la partie imaginaire sont reliées par la transformée de Hilbert selon les relations suivantes :

$$X(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\xi Y(\xi) - \omega Y(\omega)}{(\omega^2 - \xi^2)} d\xi + K \quad (5.1)$$

et

$$Y(\omega) = -\frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{X(\xi) - X(\omega)}{(\omega^2 - \xi^2)} d\xi \quad (5.2)$$

Il est donc possible de reconstruire la partie imaginaire à partir de la partie réelle et vice et versa. Il est de même possible de reconstruire la phase d'un spectre complexe à partir du module. Ici la difficulté réside dans le fait que la reconstruction de la phase n'est pas unique. Si on considère la fonction logarithmique définie de la façon suivante :

$$H(j\omega) = \ln(F(j\omega)) = \ln|F(j\omega)| + j\phi(\omega) + (jn2\pi) \equiv U(\omega) + j\phi(\omega) \quad (5.3)$$

Dans cette formule n est un nombre entier, la phase calculée pour $n = 0$ étant appelée « phase minimum ».

En utilisant le fait que la phase est une fonction impaire de la fréquence et par analogie avec l'équation 5.3, l'équation 5.1 est utilisée pour déterminer la phase en fonction du logarithme du module.

$$\phi_m(\omega) = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{U(\xi) - U(\omega)}{(\xi + \omega)(\xi - \omega)} d\xi \quad (5.4)$$

La phase ainsi reconstruite correspond à la phase minimum de la réponse fréquentielle $F(j\omega)$. Afin d'évaluer l'équation (5.4), il convient de décomposer l'intégrale comme il est expliqué dans l'article [Tesch2].

$$\phi_m(\omega) = \frac{2\omega}{\pi} \left[\int_0^{\omega-\Delta} \frac{U(\xi) - U(\omega)}{(\xi + \omega)(\xi - \omega)} d\xi + \int_{\omega-\Delta}^{\omega+\Delta} \frac{U(\xi) - U(\omega)}{(\xi + \omega)(\xi - \omega)} d\xi + \int_{\omega-\Delta}^{\omega_m} \frac{U(\xi) - U(\omega)}{(\xi + \omega)(\xi - \omega)} d\xi + \int_{\omega_m}^{\infty} \frac{U(\xi) - U(\omega)}{(\xi + \omega)(\xi - \omega)} d\xi \right] \quad (5.5)$$

Δ est la distance la plus faible possible au voisinage des points singuliers.

La première et la troisième intégrale dans l'équation (5.5) peuvent se résoudre avec une méthode numérique. Quant à la seconde intégrale au voisinage de $\xi = \omega$, on l'intègre de façon analytique :

$$\int_{\omega-\Delta}^{\omega+\Delta} \frac{U(\xi) - U(\omega)}{(\xi + \omega)(\xi - \omega)} d\xi = \frac{U(\omega + \Delta) - U(\omega - \Delta)}{2\omega} \rightarrow 0 \quad \text{lorsque } \Delta \rightarrow 0 \quad (5.6)$$

L'évaluation de la dernière intégrale de l'équation (5.5) est difficile car la réponse fréquentielle n'est pas connue au-delà du domaine d'intégration. Afin de ne pas négliger le dernier terme de l'équation (5.5), on utilise le théorème de la valeur initiale que traduit la relation suivante :

$$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \omega F(\omega) \quad (5.7)$$

Cette relation est utilisée pour approcher de façon asymptotique la fonction $|F(\omega)|$ en haute fréquence. Si $f(t)$ est nul pour $t = 0$, alors :

$$F(\omega) \approx K_1 \omega^{-p} \quad (p > 1) \quad (5.8)$$

Les coefficients K_1 et p sont déterminés à partir de l'extrapolation du module en haute fréquence.

On réécrit donc la dernière intégrale $I(\omega)$ de l'équation (5.5), en opérant le changement de variable $z = 1/\xi$:

$$I(\omega) = -\frac{2\omega}{\pi} \int_0^{z_m} \frac{\log|F(\omega)/K_1 z^p|}{(1 - \omega^2 z^2)} dz \quad (5.9)$$

Avec $z_m = 1 / \omega_m$.

Pour résoudre cette dernière intégrale, il convient de décomposer l'intervalle d'intégration en deux sous-intervalles, dont l'un, Δ_2 , est de largeur très faible au voisinage de l'origine.

$$I(\omega) = -\frac{2\omega}{\pi} \int_{\Delta_2}^{z_m} \frac{\log|F(\omega)/K_1 z^p|}{(1-\omega^2 z^2)} dz + \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\Delta_2} \log\left|\frac{K_1 z^p}{F(\omega)}\right| dz \quad (5.10)$$

La première intégrale est résolue de façon numérique, alors que la deuxième $I_2(\omega)$ est calculée de manière analytique. Elle s'écrit sous la forme :

$$I_2(\omega) = \frac{2\omega}{\pi} \Delta_2 [\log(K_1 / F(\omega)) + p(\log(\Delta_2) - 1)] \quad (5.11)$$

Dans l'évaluation de valeurs discrètes, les résultats de calculs des équations (5.6) et (5.11) ne sont pas nuls, ils permettent d'affiner les résultats dans l'estimation de la phase.

La mise en œuvre de cette méthode est apparue délicate car la résolution numérique des intégrales de l'équation (5.5) requiert des temps de calculs importants. Cette approche semble donc difficile à utiliser dans les logiciels de simulation de communications numériques car un très grand nombre de canaux doivent être simulés pour calculer des taux d'erreurs de transmission.

Nous avons donc envisagé une toute autre méthode qui consiste à considérer le canal comme un filtre numérique.

5.2. Méthode basée sur le filtrage numérique

Pour un système linéaire, la fonction de transfert peut être définie de la façon suivante :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b(1) + b(2).z^{-1} + \dots + b(n+1).z^{-n}}{a(1) + a(2).z^{-1} + \dots + a(m+1).z^{-m}} \quad (5.12)$$

$Y(z)$ et $X(z)$ étant respectivement les transformées en z du signal à la sortie et à l'entrée du filtre. La relation 5.12 est donc écrite sous la forme d'un quotient de deux polynômes où a et b sont les coefficients du filtre équivalent. L'ordre du filtre est défini comme le degré le plus élevé, m ou n , des deux polynômes.

Si on considère une réponse complexe obtenue dans le domaine fréquentiel, par exemple, avec le modèle déterministe, il existe plusieurs méthodes permettant de calculer de façon approchée les coefficients du filtre auquel on identifie le système. La méthode utilisée décrite dans [Levi] et [Ljung] est basée sur une méthode itérative qui consiste à minimiser l'erreur entre la fonction de transfert et la fonction décrite sous forme du rapport de polynômes (5.12) et dont les coefficients $a(i)$ et $b(i)$ sont à déterminer. A titre d'exemple, nous avons tracé Figure 5.10 une fonction de transfert théorique obtenue pour une liaison indirecte. Les coefficients $a(i)$ et $b(i)$ de la transformée en z des réponses impulsionnelles des filtres équivalents ont été calculés, et la variation de ces fonctions de transferts déduites de $H(z)$ est reportée sur cette même figure. Pour un filtre d'ordre 3, l'écart avec la courbe de départ varie entre 10 et 30 dB. Pour un filtre d'ordre beaucoup plus élevé, par exemple 50, l'accord entre les deux courbes devient remarquable, et permet de reconstruire fidèlement $H(f)$. Dans notre cas, nous avons vu que la fonction de transfert dépendait de l'état des charges connectées au réseau et en son voisinage et que les coefficients du filtre doivent être ajustés en conséquence. Pour pouvoir procéder à une étude statistique, l'idée que nous avons développée a consisté à analyser la distribution des coefficients du filtre pour les 100 configurations de charges décrites au chapitre 3 pour les liaisons directe et indirecte et de les approximer par des lois de distributions connues.

Au préalable, il est cependant nécessaire d'étudier le nombre optimal de pôles et de zéros pour réduire si possible le nombre de distributions statiques à prendre en compte.

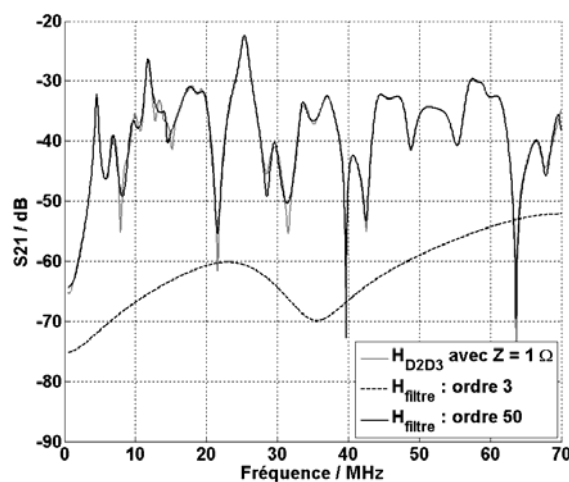


Figure 5.10 : Comparaison entre la fonction de transfert théorique et celles calculées à partir d'un filtre d'ordre 3 et 50.

5.2.1. Etude des degrés n et m du filtre

L'influence du degré des polynômes dans l'équation 5.12 est étudiée en calculant l'erreur quadratique pour N fréquences entre la fonction de transfert de départ $H_{theo}(f)$ et la fonction de transfert $H_{Filtre}(f)$ recalculée à partir des coefficients du filtre. Pour effectuer nos tests, nous avons choisi des valeurs de m et n comprises entre 1 et 60. L'erreur quadratique moyenne est calculée de la façon suivante :

$$RMS_error = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_N \left((H_{theo}(f) - H_{filtre}(f)) (H_{theo}(f) - H_{filtre}(f))^* \right)} \quad (5.13)$$

La Figure 5.11 donne le logarithme de l'erreur quadratique en fonction des degrés du filtre.

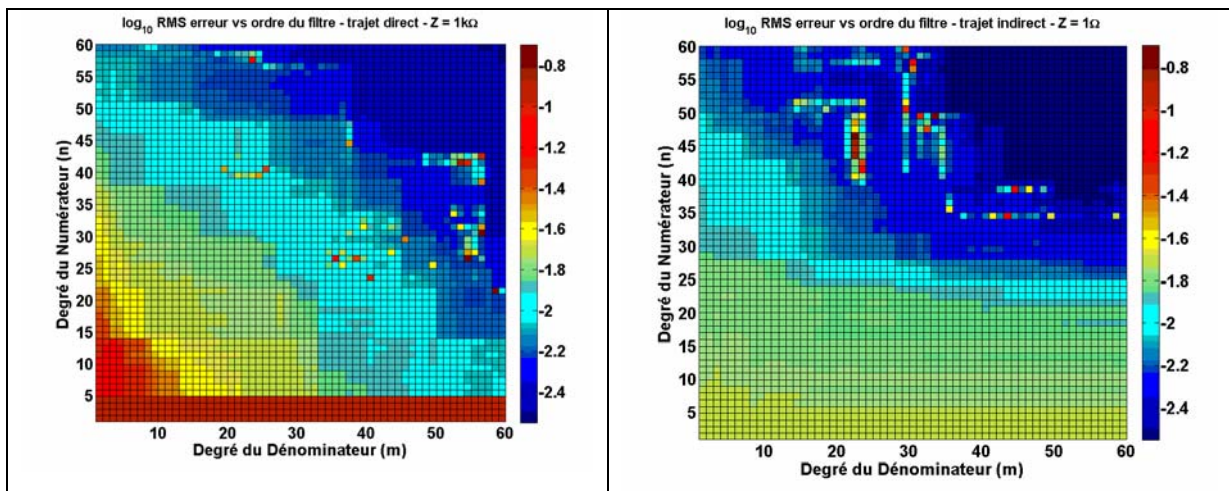


Figure 5.11 : Erreur quadratique en fonction des coefficients du filtre

On remarque que l'erreur calculée à partir de (5.13) devient faible pour des valeurs de m et n de l'ordre de 50. Pour les deux valeurs de charge de proximité que nous avons envisagées précédemment ($1\ \Omega$ et $1\ k\Omega$) et pour un trajet indirect, les courbes de la Figure 5.12 donnent les valeurs des coefficients a et b .

Nous avons considéré successivement les deux types de trajets, direct et indirect car nous avons vu dans les chapitres 3 et 4 que la bande de cohérence prend des valeurs différentes dans les deux cas.

En effectuant ce type de calcul pour 100 configurations de charges tirées au hasard (cf chapitre 3), nous pouvons en déduire la distribution statistique de ces coefficients $a(i)$ et $b(i)$ comme le montre la Figure 5.13 et Figure 5.14. Notons que pour plus de clarté dans la lecture des figures, seules quelques distributions sont présentées.

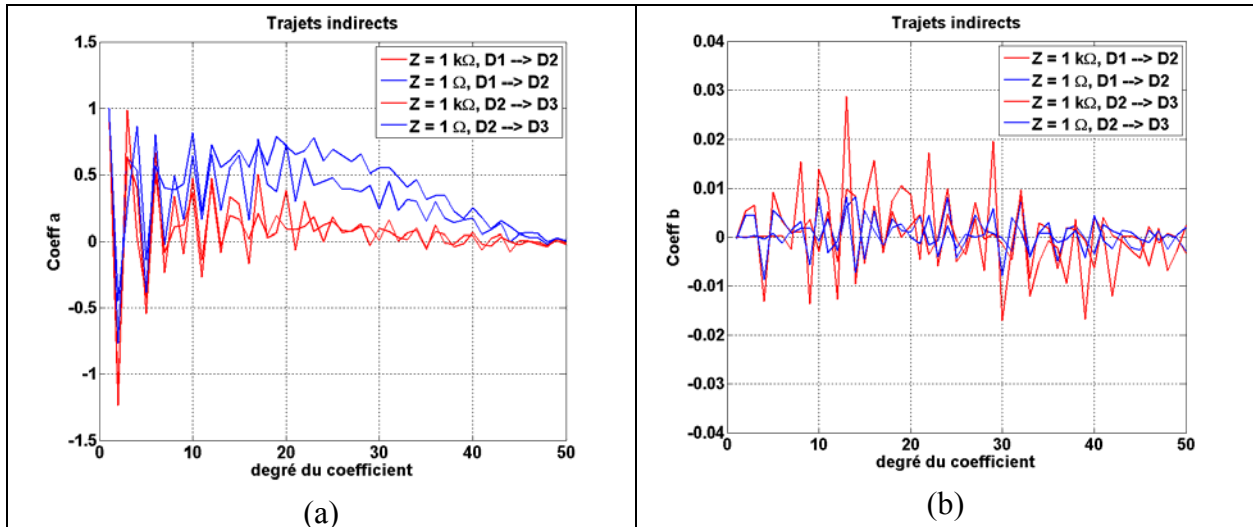


Figure 5.12 : Exemple de valeurs des coefficients d'un filtre d'ordre 50 correspondant à un trajet indirect

Il suffit ensuite de trouver les lois mathématiques les plus appropriées afin de représenter ces lois de distribution pour bâtir le modèle statistique.

Les nombreux essais effectués ont montré que des lois Normales étaient bien appropriées, et on remarque ainsi sur la Figure 5.13 et Figure 5.14 le bon accord entre les fonctions de distribution déduites du modèle déterministe de $H(f)$ et celles calculées à partir de ces lois.

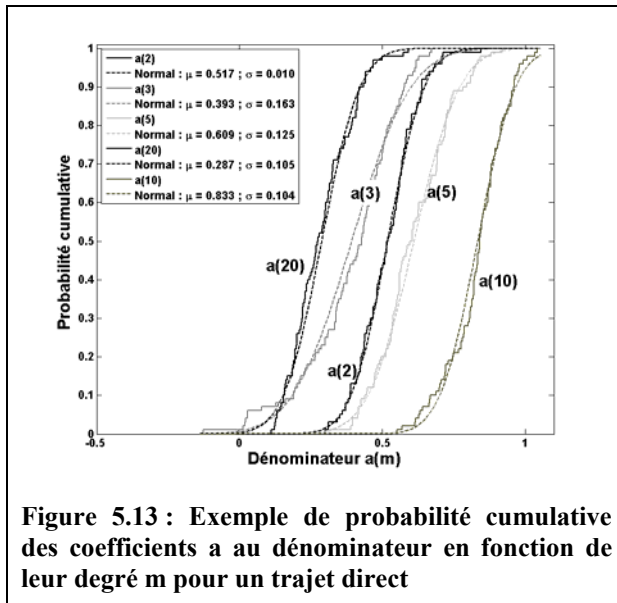


Figure 5.13 : Exemple de probabilité cumulative des coefficients a au dénominateur en fonction de leur degré m pour un trajet direct

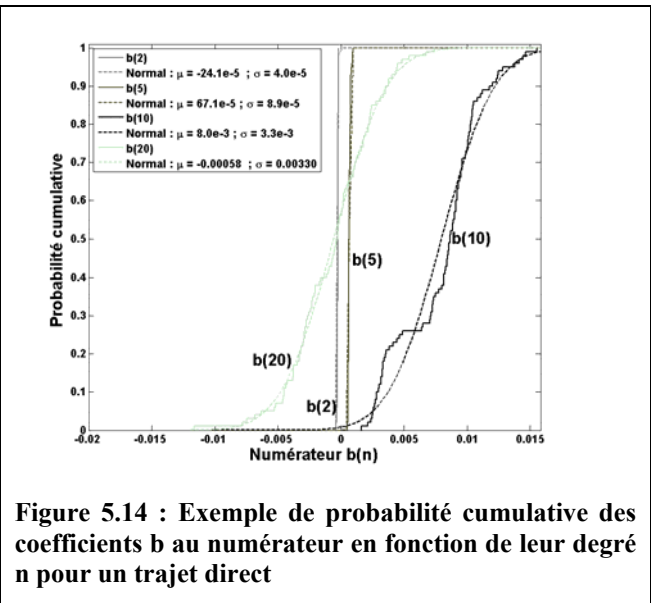


Figure 5.14 : Exemple de probabilité cumulative des coefficients b au numérateur en fonction de leur degré n pour un trajet direct

Nous avons ensuite procédé à divers essais consistant à calculer, à partir de ce modèle statistique, un grand nombre de fonctions de transfert pour en déduire la bande de cohérence moyenne B_c du canal. Nous nous sommes aperçus qu'en tirant aléatoirement, et de façon indépendante, les coefficients $a(i)$ et $b(i)$ du filtre, $H(f)$ présentait des fluctuations fréquentielles plus rapides que celles décrites par le modèle déterministe. En conséquence, les bandes de cohérences avaient des valeurs plus faibles. Pour interpréter ce résultat, il serait nécessaire d'effectuer une étude approfondie sur les corrélations éventuelles existant entre les coefficients $a(i)$ ou/et $b(i)$, donc sur leur probabilité jointe. Une autre solution que nous avons

adoptée pour obtenir rapidement des résultats, permet de diminuer les ordres m et n des polynômes, tout en s'assurant que les allures des fonctions de transfert $H(f)$ sont respectées.

Il est apparu qu'en choisissant les mêmes valeurs pour m et n égales soit à 25 ou à 30, respectivement pour des liaisons directes ou indirectes, un bon compromis était obtenu tant sur l'allure de la fonction $H(f)$ que sur la bande de cohérence. C'est donc cette configuration que nous avons choisie par la suite. Les courbes de la Figure 5.15 présentent le module des réponses des filtres correspondants aux deux types de liaison et la Figure 5.16 présente les phases respectives.

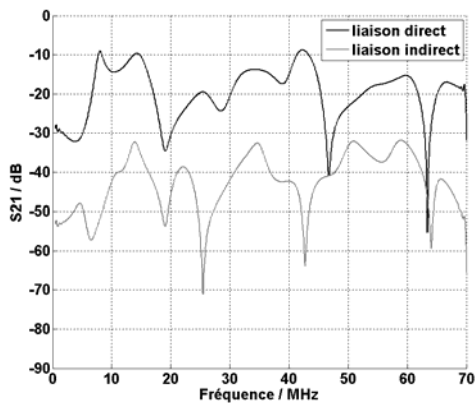


Figure 5.15 : Modules des fonctions de transferts du filtre d'ordre 25 pour la liaison directe et 30 pour la liaison indirecte

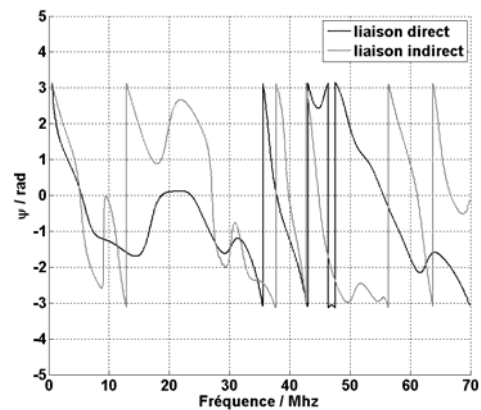


Figure 5.16 : Phases des fonctions de transferts du filtre d'ordre 25 pour la liaison directe et 30 pour la liaison indirecte

5.2.2. Comparaison entre théorie et expérimentation.

Dans ce chapitre, deux méthodes sont présentées dans le but de construire un modèle statistique représentatif d'un canal de transmission formé par les fils d'alimentation d'une voiture.

Afin de comparer les différentes méthodes, on propose d'analyser et de comparer les bandes de cohérences obtenues à partir du modèle statistique avec les mesures expérimentales. Ainsi, les courbes de la Figure 5.17 présentent la bande de cohérence en fonction de la fréquence centrale de la bande passante de 20 MHz pour chaque méthode, quant aux courbes expérimentales, ce sont les mêmes que celles présentées dans le chapitre 4 (paragraphe 4.3.1) sur la Figure 4.21. On se concentre sur la bande avant 30 MHz qui a déjà été définie dans les chapitres précédents comme la bande de fréquence la plus probable (cf Homeplug). Pour les liaisons du type direct, la méthode n°2 utilisant les filtres semble donner de meilleurs résultats que la méthode n°1 basée sur la reconnaissance de forme du module de la fonction de transfert. Pour les liaisons indirectes, les deux méthodes semblent donner des résultats satisfaisants avec une moyenne autour de 560 kHz.

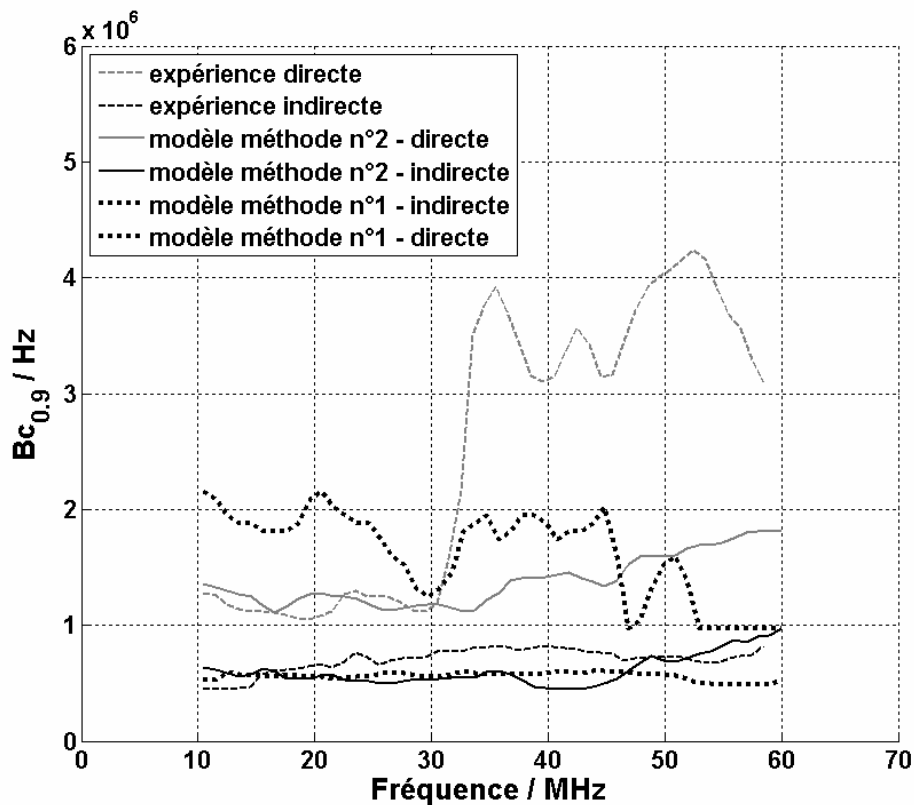


Figure 5.17 : Bande cohérence en fonction de la fréquence

Conclusion générale

Le travail mené durant cette thèse a permis d'étudier et d'évaluer les caractéristiques du canal de communication formé par les fils d'alimentation électrique d'un véhicule dans le but de transmettre des informations numériques à haut débit avec les technologies des courants porteurs.

Nous avons tout d'abord positionné les travaux de cette thèse dans leur contexte actuel en définissant les besoins des différents acteurs de l'industrie automobile en matière de systèmes de télécommunications embarqués. Divers exemples d'architecture réseau ont été présentés et correspondent à ceux actuellement développés et qui utilisent des câbles dédiés pour assurer les communications numériques.

Une solution alternative permettant d'éviter l'accroissement du faisceau de câbles est basée sur une technologie CPL, notamment haut débit. Cette phase n'en est encore qu'à ses balbutiements et notre contribution à son développement a porté essentiellement sur la caractérisation du canal de propagation et sur sa modélisation.

Nous avons donc rappelé les définitions des paramètres essentiels permettant de caractériser le canal de propagation pour des transmissions large bande, tant du point de vue fonction de transfert que bruit électromagnétique. En effet, un point critique pour les communications numériques sur le réseau d'énergie des véhicules concerne le bruit impulsif généré lorsque le conducteur actionne par exemple des fonctions électriques et/ou électroniques. Ce bruit, qui peut être une impulsion isolée ou de type rafale, est caractérisé par des paramètres tels que les temps d'inter arrivée, leur durée etc. Il nous est également apparu intéressant de présenter la norme HomePlug 1.0 qui a été proposée pour s'appliquer aux communications sur le réseau d'énergie à l'intérieur des bâtiments. En effet, bien qu'en Europe notamment, aucune décision officielle n'ait été prise concernant les autorisations d'établir des liaisons numériques par ce procédé, des modems ont déjà fait leur apparition. Une comparaison et une synthèse entre les résultats issus de nos travaux pour les applications automobiles et ceux provenant de la norme HomePlug (notamment en termes de codage de canal) sont donc utiles pour savoir dans quelle mesure les modems développés actuellement pourront être utilisés pour les liaisons intra véhicule.

L'approche déterministe utilisée pour calculer la fonction de transfert entre deux points d'un faisceau de câbles a été basée sur le concept de la topologie électromagnétique et a été mise en œuvre grâce au code CRIPTÉ développé par l'ONERA. Une étude paramétrique a été menée de façon tout à fait exhaustive et nous sommes donc limités à ne présenter que quelques exemples. Des premiers calculs effectués en considérant des torons simples ont permis tout d'abord de comprendre et d'évaluer l'influence des charges d'extrémités et de la hauteur du toron au dessus d'un plan. Nous avons mis ainsi en évidence que la hauteur du toron au dessus de la carrosserie n'est pas un paramètre critique, dès que cette hauteur devient supérieure à quelques mm. Dans la suite de l'étude, cela nous a permis de nous limiter à deux valeurs de hauteurs : 1mm dans les zones où le faisceau est plaqué contre la carrosserie et 5 cm ailleurs. Par contre, la distance entre les fils au sein d'un toron joue un rôle important sur l'amplitude des évanouissements profonds du signal reçu, une légère augmentation de la distance entre les fils conducteurs ou une augmentation du nombre de ceux-ci au sein du toron provoquant une diminution de l'amplitude de l'évanouissement.

Il s'avèrera donc impossible d'effectuer une comparaison courbe à courbe provenant soit d'une modélisation théorique, soit de résultats expérimentaux, et seule une approche statistique a un sens. Cela est d'autant plus vrai que les charges d'extrémités ont des valeurs inconnues et variables dans le temps.

Il faut noter de plus que les variations des impédances de charge correspondent à des mises sous tension, arrêts ou activation de certaines fonctions, et on pourra donc caractériser le canal par une suite d'états stationnaires.

Grâce à une modélisation d'un faisceau véhicule, les fonctions de transfert du canal ont été déterminées. Cette fonction de transfert a été choisie égale, par définition, au coefficient S_{21} de la matrice S , les ports étant chargés sur 50Ω . Après avoir justifié les raisons de ce choix, nous avons été amenés à distinguer deux types de liaisons entre modems: une liaison directe pour laquelle le chemin le plus court entre ces modems ne passe pas par la batterie et les liaisons indirectes dans le cas contraire. Les impédances d'entrée des faisceaux varient fortement en fonction des valeurs des charges connectées à l'ensemble des conducteurs mais on peut estimer que leur valeur moyenne se situe entre 50Ω et 100Ω . C'est la raison pour laquelle le calcul de S_{21} sur 50Ω a été conservé dans la suite de l'étude.

Pour une bande de fréquence s'étendant de quelques MHz à 70 MHz, le trajet indirect est le plus pénalisant, la batterie court-circuitant en partie la ligne de transmission. Pour des liaisons de 5 m à 7 m, les pertes d'insertion dues au faisceau sont en moyenne de 20 à 30 dB pour une liaison directe et de 30 à 40 dB pour une liaison indirecte.

La bande de cohérence est supérieure à 350 kHz et l'étalement des retards reste inférieur à 280 ns. Les valeurs de ces différents paramètres caractéristiques du canal, importants pour optimiser et dimensionner le système de transmission OFDM, ont ensuite été confrontées aux résultats expérimentaux. Le bon accord théorie - expérience a permis de valider le choix qui avait été fait pour l'architecture du faisceau de câble simulé. Les résultats de l'analyse statistique ont montré que les paramètres de la modulation OFDM définis par la norme HomePlug étaient bien adaptés aux caractéristiques du canal de propagation sur le réseau électrique 12 V des véhicules. Pour généraliser cette conclusion, il serait bien entendu nécessaire de valider ces résultats grâce à des mesures intensives faites sur une grande variété de véhicules de différentes marques.

Une étude du bruit impulsif mesuré sur deux véhicules a été entreprise, dans le but ultérieur de quantifier son impact sur une transmission haut débit, les spécificités techniques de la norme Homeplug étant prises comme référence. Ce bruit a été caractérisé dans les domaines temporel et fréquentiel. Les impulsions se présentent sous forme de sinusoïdes amorties, dont les pseudo fréquences sont comprises entre quelques MHz et 10 MHz, leurs amplitudes crêtes sont de l'ordre de celles du signal informatif, et leurs durées sont majoritairement inférieures à 10 μ s. Une étude menée sur la récurrence des impulsions a montré que les phases d'accélération et de freinage sont, pour une grande part, à l'origine du bruit impulsif. De plus, pour la 407, les phases d'urgence (accélérations ou freinages brutaux) sont très pénalisantes pour la transmission puisque les temps séparant l'apparition de deux impulsions successives sont en moyenne de l'ordre de 20 μ s.

A ce stade de l'étude, nous disposons donc des caractéristiques du bruit et d'un modèle déterministe permettant de calculer la fonction de transfert pour une configuration donnée. Cependant, pour tester les performances de systèmes ou pour les optimiser, un très grand nombre de canaux, devant correspondre à des situations potentiellement possibles, doivent être introduits dans un simulateur de liaison numérique. Plutôt que de faire de nombreux

calculs avec le modèle déterministe, ce qui pourrait s'avérer rapidement trop lourd de mise en œuvre, une solution est de bâtir un modèle stochastique.

Nous avons donc proposé dans la dernière partie de ce mémoire, deux méthodes dont l'une est basée sur la distribution statistique des amplitudes de la fonction de transfert, la phase étant déduite à partir de la transformée de Hilbert. L'inconvénient majeur de cette approche résidant dans son temps calcul important, nous avons été amenés à nous orienter vers un autre type de modèle. Dans ce cas, le canal est considéré comme un filtre numérique dont les coefficients appartiennent à des lois de distribution. Pour rendre raisonnable l'ordre du filtre, un test de convergence est réalisé et permet de réduire ainsi le nombre de pôles considéré.

Remarque: Utilisation éventuelle, dans les véhicules, de modems développés pour des communications intra-bâtiment.

Si on envisage une application à court terme des méthodes de transmission CPL pour des véhicules, l'approche la plus aisée, c'est-à-dire ne nécessitant pas de développements technologiques importants, serait d'utiliser les modems qui ont été développés pour les applications "indoor", donc pour les réseaux domestiques. Pour savoir a priori si des résultats satisfaisants pourraient éventuellement être obtenus avec de tels modems, il faut d'abord comparer les caractéristiques intrinsèques des canaux indoor et véhicules et voir ainsi si elles ne diffèrent pas de façon trop importante.

Nous avons donc procédé à une détermination des caractéristiques d'un réseau électrique situé dans une pièce du Laboratoire afin de pouvoir effectuer quelques comparaisons préliminaires.

Pour que la confrontation entre les résultats obtenus en bâtiment et sur véhicule ait un sens, nous avons choisi une distance entre les points d'injection et de réception de l'ordre de 10 m, distance équivalente entre les points d'accès étudiés. Le faisceau en étoile, dont une description plus détaillée est présentée en Annexe B, comporte 18 prises connectées sur le réseau 220 V. Il existe de nombreux branchements ou dérivations entre les extrémités du faisceau, une différence importante avec le réseau automobile résidant dans le fait que ce réseau est non pas connecté à une batterie par l'intermédiaire d'un câble de faible longueur, mais au réseau secteur avec des fils de très grandes longueurs. Compte tenu du grand nombre de branchements possibles d'appareils sur le fil servant à la transmission, de la présence d'un répartiteur (boîte de fusibles) entre les deux ports d'extrémité et de la connexion de ce répartiteur au long câble d'alimentation associé au réseau 220 V, les résultats seront comparés avec ceux d'une liaison indirecte en véhicule, qui est celle la plus pénalisante.

Comme il est décrit en Annexe B, trois configurations de charge du réseau indoor ont été envisagées: réseau non chargé ("à vide"), puis 50% et ensuite 100% des prises sont connectées à des appareils électriques ou électroniques les plus variés (fer à souder, ordinateur, etc.). En mesurant les différents paramètres de la matrice $[S]$ et en procédant de manière identique à celle décrite dans le chapitre 4, l'impédance moyenne optimale des modems devrait se situer entre 68Ω à 110Ω . Rappelons que pour les véhicules, nous avons trouvé une valeur comprise entre 50Ω et 82Ω . Les ordres de grandeur sont donc pratiquement les mêmes. De plus, non seulement il n'existe pas, à notre connaissance, de normalisation portant sur l'impédance des modems "indoor", mais la valeur de cette impédance qui a été choisie par un constructeur ne figure jamais dans le descriptif technique de son produit. Nous allons donc fixer a priori l'impédance interne à 50Ω puisqu'elle correspondra à une adaptation en puissance à peu près correcte aussi bien pour les applications "indoor" que véhicules.

Le tableau ci-dessous rassemble les valeurs des caractéristiques du canal dans les deux scénarios envisagés.

	gain d'insertion sur 50 Ω	Bande de cohérence min	Etalement des retards max
Indoor	-20 dB	300 kHz	340 ns
Véhicule	- 36 dB	350 kHz	280 ns

Peu de différences apparaissent pour les paramètres large bande ce qui conforte le choix possible, pour les modems “véhicules”, des caractéristiques de la modulation OFDM de la norme HomePlug. On note toutefois que le gain d'insertion est de 16 dB inférieur à celui calculé en “indoor”. Il est donc difficile de transposer directement les performances obtenues sur le réseau indoor à celles en véhicule, car elles vont dépendre fortement de la puissance reçue et donc de la densité spectrale d'émission qui, à ce jour, n'a toujours pas été normalisée. Il faut donc être prudent avant de conclure sur les performances des modems appliqués aux liaisons intra-vehicule. Des simulations de la chaîne complète de transmission, et dans lequel le bruit impulsif jouera un rôle important, sont indispensables pour optimiser au mieux le codage de canal sachant, comme nous venons de le rappeler, que l'on doit s'attendre, dans de nombreux cas, à de faibles rapports signal sur bruit.

Annexes

Annexe A : Distributions statistiques

Les différentes lois de distributions utilisées dans le chapitre 5 sont définies dans cette annexe.

Si f est la fonction densité de probabilité de la variable aléatoire X , alors sa fonction de répartition (en anglais « cumulative distribution function ») associée F est :

$$F(x) = P(X \leq x) = \int_{-\infty}^x f(t)dt \quad (\text{A.1})$$

$E(X)$ est la moyenne arithmétique des différentes valeurs de X pondérées par leurs probabilités.

- **Distribution Normale**

La distribution normale est définie à partir de deux paramètres, sa moyenne μ et son écart type σ .

$$f(x|\mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{A.2})$$

$$p = F(x|\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} dt \quad (\text{A.3})$$

- **Distribution exponentielle**

La distribution exponentielle est définie à partir du paramètre μ .

$$f(x|\mu) = \frac{1}{\mu} e^{-\frac{x}{\mu}} \quad (\text{A.4})$$

$$p = F(x|\mu) = \int_0^x \frac{1}{\mu} e^{-\frac{t}{\mu}} dt = 1 - e^{-\frac{x}{\mu}} \quad (\text{A.5})$$

- **Distribution des valeurs extrêmes généralisée (GEV)**

La distribution des valeurs extrêmes généralisée est définie à partir de trois paramètres : k , μ et σ .

$$f(x|k, \mu, \sigma) = \left(\frac{1}{\sigma}\right) \exp\left(-\left(1 + k \frac{(x - \mu)}{\sigma}\right)^{-\frac{1}{k}}\right) \left(1 + k \frac{(x - \mu)}{\sigma}\right)^{-1 - \frac{1}{k}} \quad (\text{A.6})$$

$$p = F(x|k, \mu, \sigma) = \exp\left(-\left(1 + k \frac{(x - \mu)}{\sigma}\right)^{-\frac{1}{k}}\right) \quad (\text{A.7})$$

- **Distribution log-normale**

La distribution log-normale est défini à partir de deux paramètres μ et σ . Elle correspond à une distribution normale de l'enveloppe complexe du signal exprimé en dB.

$$f(x|\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.8})$$

$$p = F(x|\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_0^x \frac{\exp\left(-\frac{(\ln(t) - \mu)^2}{2\sigma^2}\right)}{t} dt \quad (\text{A.9})$$

pour $x > 0$ et $\sigma > 0$

Annexe B : Caractérisation indoor

Une série de mesures de matrices S est menée dans une salle de bureau standard équipée d'une rampe de 18 prises 240 V connectées à la même phase mais réparties par groupes de 6 prises. Les longueurs de chaque branche vont de 2 à 6 m pour la plus longue. Par ses dimensions et son architecture, ce système de câbles se rapproche d'une configuration automobile. La Figure B.1 schématise l'architecture du réseau utilisé.

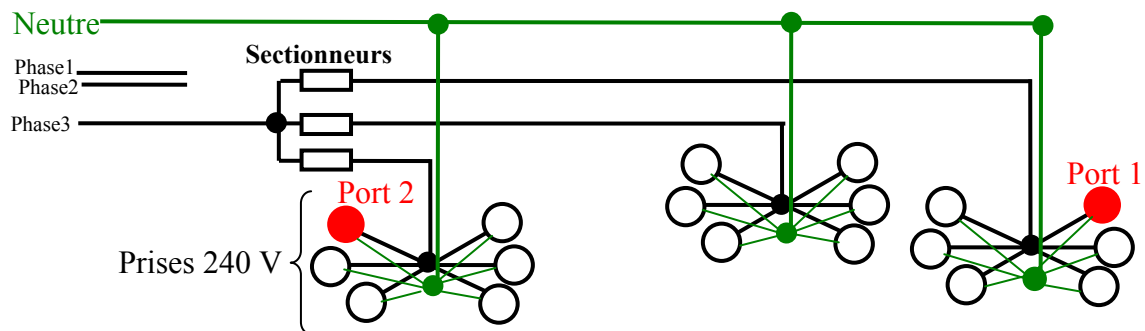


Figure B.1 : Architecture des fils d'alimentation 240V

Les mesures sont effectuées avec un analyseur de réseau équipé d'un système de couplage inductif présenté lors des mesures sur véhicule (Chapitre 4). Les ports de l'analyseur sont branchés sur 2 des 18 prises du réseau tout au long des mesures comme indiqué sur la Figure B.1. L'impédance d'entrée, Z_e , du faisceau d'alimentation est calculée à partir du paramètre S_{11} suivant la relation (4.1). La bande de fréquence s'étend de 500 kHz à 70 MHz.

B.1 Mesures de la matrice S

Une première série de mesures permet d'observer le comportement du canal en fonction du nombre de charges connectées et on définit trois classes :

- C1 : aucune charge ;
- C2 : 50 % de charges (9 prises) ;
- C3 : 100 % de charges (18 prises).

Les charges sont du type : résistives (lampe, fer à souder) ; inductives (multiprises) ; etc.

Les fonctions de transferts correspondant aux trois configurations de charges C1, C2 et C3 sont présentées sur la Figure B.2. La dispersion des résultats entre deux configurations varie de quelques dB à plusieurs dizaines de dB comme on l'observe à la fréquence de 40 MHz. On note trois types de comportement en fonction de la bande de fréquence :

- Pour $f < 5$ MHz, l'écart entre la courbe C1 (sans charge) et les deux autres est au maximum de 25 dB, ce phénomène étant dû aux faibles impédances connectées aux prises se situant à proximité immédiate des ports de l'analyseur.
- Pour $5 \text{ MHz} < f < 30 \text{ MHz}$, les mesures oscillent autour de -20 dB avec une atténuation maximum atteinte par la courbe C3 à 32 dB. Je rappelle que cette bande de fréquences est proche de la bande préconisée dans la norme HP1.0 pour transmettre dans un milieu « indoor ».
- Pour $f > 30$ MHz, la sensibilité des résultats aux charges devient remarquable avec des écarts de l'ordre de 40 dB à 40 MHz.

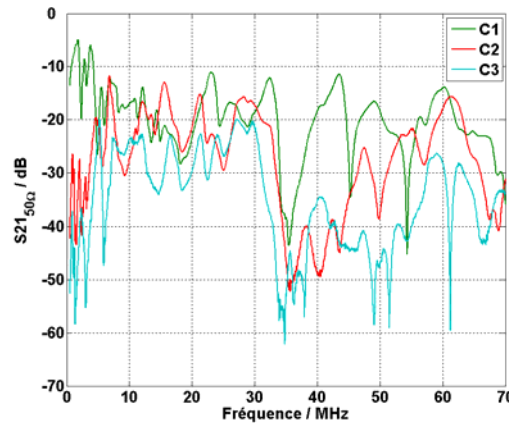


Figure B.2 : Mesures du paramètre S21 sur 50 ohms pour trois configurations de charges du réseau 240 V

Les courbes de la Figure B.3 et Figure B.4 montrent l'évolution de l'impédance aux deux points d'entrée du faisceau. En mesurant les différents paramètres S11 et S22 de la matrice [S] et en procédant de manière identique à celle décrite dans le chapitre 4, l'impédance moyenne optimale des modems devrait se situer entre 68Ω à 110Ω . Rappelons que pour les véhicules, nous avons trouvé une valeur comprise entre 50Ω et 82Ω . Les ordres de grandeur sont donc pratiquement les mêmes.

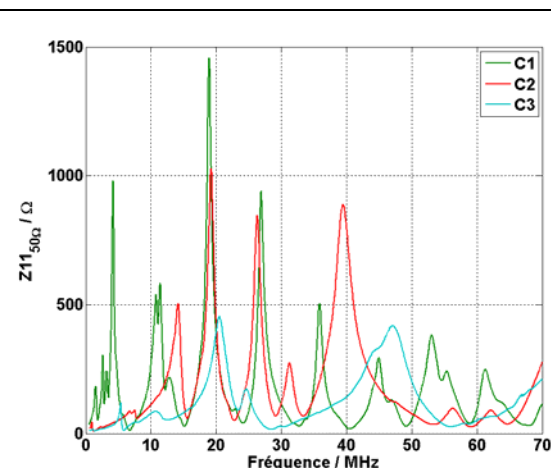


Figure B.3 : Mesures de l'impédance d'entrée observée au port 1 de l'analyseur de réseau

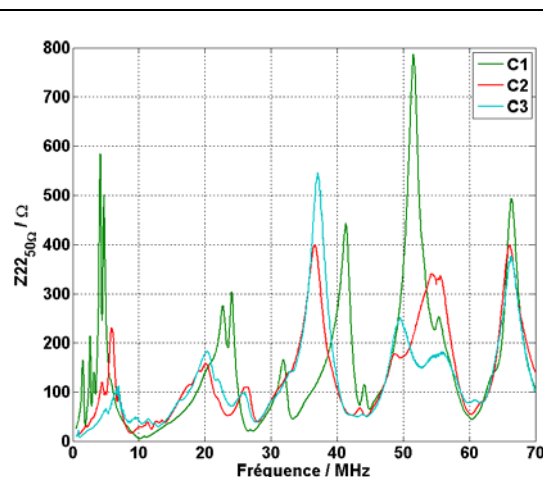


Figure B.4 : Mesures de l'impédance d'entrée observée au port 2 de l'analyseur de réseau

B.2 Etude statistique de la matrice S en fonction des charges

Une seconde série de mesures est obtenue pour 50 configurations différentes de charges branchées au réseau 240V.

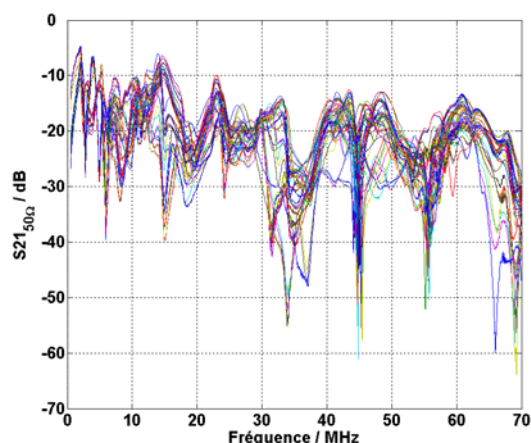


Figure B.5 : Mesures du coefficient S_{21} sur 50 ohms en fonction de 50 configurations de charges

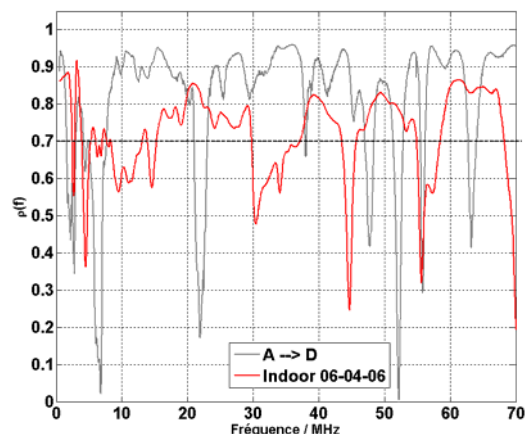


Figure B.6 : Coefficient de corrélation en fréquence de S_{21}

On note sur la Figure B.5 une dispersion des résultats de mesures du coefficient de transmission allant de 3 à 25 dB.

La susceptibilité du canal face aux variations des impédances de charge est analysée à travers le coefficient de corrélation calculé et tracé Figure B.6 pour le trajet « Indoor ». Une deuxième courbe permet de comparer avec un résultat expérimental sur véhicule. Le coefficient de corrélation varie entre 0 et 0,9 en fonction de la fréquence pour les résultats expérimentaux « Indoor » traduisant une variabilité importante du canal au cours du temps. Ce comportement est proche de celui observé sur véhicule.

Le tableau suivant rassemble les paramètres statiques moyens calculés à partir des résultats expérimentaux. Ils sont confrontés aux résultats de mesures obtenues au chapitre 4.

Tableau B.1 : Etude des paramètres statistiques large bande

	Gain d'insertion sur 50 Ω	Bande de cohérence min	Etalement des retards max
Indoor	-20 dB	300 kHz	340 ns
Véhicule	- 36 dB	350 kHz	280 ns

Bibliographie

- [Besnier 93] P. Besnier
Etude des Couplages Electromagnétiques sur des Réseaux de lignes de Transmission non Uniformes à l'aide d'une Approche Topologique
Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, janvier 1993.
- [Besnier 02] P. Besnier, P. Degauque
Electromagnetic topology: investigations of nonuniform transmission line networks, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 37, p. 227 – 233, mai 1995.
- [Bingham 90] J.A.C. Bingham
Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come, IEEE Communications Magazine, p 5 – 14, May 1990.
- [Bluetooth] Site du groupe Bluetooth SIG, <http://www.bluetooth.com>, 2006
- [CEERF] PREDIT-CEERF, Caractérisation de l'environnement électromagnétique routier en France. *Technical report* (in French), 2003.
- [CISPR 25] CISPR-25: 2002 - *Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles*.
- [CRIPTE] CRIPTE Code User's Manual, version 4.0, distribué par l'ONERA, juin 2005.
- [Chang 68] R. W. Chang and R. A. Gibby, *A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme*, IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-16, p. 529-540, août 1968.
- [COST 259] Wireless Flexible Personalised Communications : www.lx.it.pt/cost259/, 2001.
- [Degardin 02a] V. Dégardin
Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension, Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 2002.
- [Degardin 02b] V. Dégardin, M. Liénard, A. Zeddami, F. Gauthier and P. Degauque
Classification and characterization of impulsive noise on indoor power lines used for data communications, IEEE Trans. on Consum. Electronics, Vol 48, Novembre 2002.

- [Degardin 03] V. Dégardin, M. Lienard et P. Degauque
Optimization of an equalization algorithm for a power line communication channel, Electronics letters, vol.39, n°5, p. 483 – 485, mars 2003.
- [Degardin 05a] Degardin V, Laly P
Caractérisation et modélisation du bruit impulsif sur les véhicules, rapport interne, novembre 2005.
- [Degardin 05b] V. Dégardin, M. Olivas Carrion, M. Liénard et P. Degauque
In-Vehicle power line communication : Impulsive Noise Characteristics, proceedings URSI General Assembly, New Delhi, Inde, octobre 2005.
- [Degardin 05c] V. Dégardin, P. Laly, M. Olivas Carrion, M. Liénard et P. Degauque
Power Line Communication: Application to Indoor and In-Vehicle Data Transmission, COST 286: EMC in Diffused Communications Systems, Split, décembre 2005.
- [Diez 00] T.P. Diez, S.A. Alles et R.K. Frazier
Transient voltage characterization for automotive 42 volt power systems, in *Proc. IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat.*, vol. 2, p. 921 – 926, 21-25 août 2000.
- [Doeltz 87] M.L. Doeltz, E.T. Heald et D.L. Martin
Binary data Transmission techniques for linear systems, Proc. IRE, vol. 45, p. 529 – 540, août 1987.
- [Dostert 05] T. Huck, J. Schirmer, K. Dostert
Tutorial about the Implementation of a Vehicular High Speed Communication System, IEEE ISPLC 2005, p. 162 – 166, avril 2005.
- [ElectInt 01] COLLECTIF DOSSIER, *Automobile: l'électronique accélère l'innovation*, Électronique internationale, n°448, p. 15 – 30, octobre 2001.
- [ElecInt 04] E. Feder
L'électronique automobile n'est plus l'eldorado annoncé, Électronique internationale, n°565, p. 12, juin 2004.
- [ElecInt 05] P. Arlot
Il y aura plusieurs normes IEEE pour le haut débit sur fils électriques, Électronique internationale, n°623, p. 38, octobre 2005.
- [El Zein 04] G. El Zein et P. Guguen
Les techniques multi-antennes pour les réseaux sans fil, GET et Lavoisier, Paris, 2004
- [FlexRay] Site de l'Alliance, <http://www.flexray.com/>, 2006

- [Frazier 05] R.K. Frazier et S. Alles
Comparison of ISO 7637 Transient Waveforms to Real World Automotive Transient Phenomena.
- [Galli 04] S. Galli et T.C. Banwell
Modeling the indoor powerline channel : new results and modem design considerations, in Proc. IEEE Consumer Communications and Networking Nonference (CNNC), janvier 2004.
- [Grivet 00] S. Grivet-Takocia
Adaptive transient solution of nonuniform multiconductortransmission lines using wavelets, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, p 1563 – 1573, octobre 2000.
- [Haese 97] S. Haese
Conception d'un Système de transmission VAN à Courant Porteur par étalement de Spectre, Thèse de Doctorat de l'INSA de Rennes, Spécialité Electronique, D 97-13, 1997.
- [Hensen 00] C. Hensen, W. Schultz
Time dependence of the channel characteristics of low voltage power-lines and its effects on hardware implementation, AEU Int. J. of Electronics and Com., p 23 – 32, janvier 2000.
- [Homeplug 04] Site de l'Alliance Homeplug : <http://www.homeplug.org/>, 2004.
- [Kassakian 01] G.J. Kassakian et D.J. Perreault
The Future of Electronics in Automobiles, dans Proceedings of the ISPSD'2001 Conference, p. 15 – 19, Osaka, Japon, mai 2001.
- [Kobayashi 82] K. Kobayashi, Y. Nemoto, R. Sato
Equivalent representations of non uniform transmission lines based on the extended Kuroda's identity, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technics, Vol. MTT 30, p 140 – 146, février 1982.
- [Levi 59] E.C. Levi
Complex-Curve Fitting, IRE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-4, p. 37 – 44, mai 1959.
- [Ljung 93] L. Ljung
Some results on identifying linear systems using frequency domain data, Proc. of the 32nd IEEE Conference on Decision and Control, vol.4, p. 3534 – 3538, décembre 93, San Antonio, TX, USA.
- [LIN] Site de l'Alliance, www.lin-subbus.org, 2006.
- [Leen 99] G. Leen, D. Heffernan et A. Dunne
Digital networks in automotive vehicle, Comput. Control Eng. J., vol. 10, n°6, p. 257 – 266, décembre 1999.

- [Leen 01] G. Leen et D. Heffernan
Vehicles without wires, Comput. Control Eng. J., vol. 12, n°5, p. 205 – 211, IEE JNL, octobre 2001.
- [Leen 02] G. Leen et D. Heffernan
Expanding automotive electronic systems, Comput. Control Eng. J., vol. 35, n°1, p. 88 – 93, janvier 2002.
- [Maryanka 00] Y. Maryanka
Wiring reduction by battery power line communication, in Proc. Passenger Car Electrical Architecture IEE Seminar, p. 8/1 – 8/4, juin 2000.
- [MOST] Site de l'Alliance, <http://www.mostnet.de>, 2006.
- [Nouvel 94] F. Nouvel
Communications intra-véhicule par étalement de spectre et courant porteur. Mesures et évaluations de performances en environnement perturbé
Thèse de Doctorat de l'INSA de Rennes, Spécialité Electronique, D94-01, 1994.
- [Olivas 05] M. Olivas Carrion, V. Dégardin, M. Liénard et P. Degauque
Characterization and Modeling of In-Vehicle Power Line Propagation Channel, Proc. ITST, p. 85 – 87, Brest, juillet 2005.
- [Olivas 06] M. Olivas Carrion, M. Liénard et P. Degauque
Communication over Vehicular DC Lines : Propagation Channel Characteristics, Proc. IEEE ISPLC, p. 2 – 5, Floride, mars 2006.
- [Paletta 98] L. Paletta
Démarche Topologique pour l'Etude des Couplages Electromagnétiques sur des Systèmes de câblages industriels de grande dimension, Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI – ORSAY, septembre 1998.
- [Pagani 05] P. Pagani
Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande, Thèse de Doctorat de l'INSA de Rennes, Spécialité Electronique, 2005.
- [Parmantier 96] J.P. Parmentier et P. Degauque
Topology Based Modeling of Very Large Systems, CRIPTE software (ONERA), Modern Radio Science 1996, J. Hamelin Ed., Oxford University Press, 1996, p. 151–177.
- [Parmantier 91] J.P. Parmentier
Approche Topologique pour l'Etude des Couplages Electromagnétiques
Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, décembre 1991.

- [Parmantier 04] J.P. Parmentier
Numerical Coupling Models for Complex Systems and Results, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, p. 359 – 367, août 2004.
- [Paret 96] D. Paret, *Le bus CAN*, Paris, Dunod, 1996.
- [Paul 94] C.R. Paul
Analysis of Multiconductor Transmission Lines, John Wiley & Sons, Inc, 1994.
- [PEI Technologies] Le *PEI Circuits and Systems Research Centre* à l'Université de Limerick, Irlande : <http://www.pei-csrc.ul.ie/> , 2006.
- [Philipps 02] H. Philipps
Development of a statistical modem for powerline communications channels, in Proc. IEEE ISPLC, vol. 5, p. 2049 – 2053, avril 2002.
- [PSA 04] B. Bavoux, *Contribution Technique*, PSA, Vélizy, le 18 août 2004.
- [Rappaport] T.S. Rappaport
Wireless Communication Principle and Practice, Prentice Hall PTR, 1996, p.160.
- [Rensburg 05] P.A.J. van Rensburg, H.C. Ferreira, A.J. Snyders
An Experimental Setup for In-Circuit Optimization of Broadband Automotive Power-Line Communications, Proc. IEEE ISPLC 2005, pp. 322 – 325, avril 2005.
- [SAE 94] J2056 I.R. Class C Multiplexing, Part 1 JUN93 Applications Requirements, Society of Automotive Engineers, Warrendale, PA, 1994.
- [Sartenaer 01] T. Sartenaer et P. Delogne,
Powerline Cables modelling for broadband communications, Proc. IEEE ISPLC 2001, p. 331 – 338, avril 2001.
- [Schiffer 00] A. Schieffer
Statistical channel and noise modelling of vehicular DC-lines for data communication, Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., vol. 1, p. 158 – 162, Tokyo, mai 2000.
- [Specks 00] J. W. Specks, A. Rajnák
LIN - Protocol, Development Tools, and Software Interfaces for Local Interconnect Networks in Vehicles, 9th International Conference on Electronic Systems for Vehicles, Baden-Baden, octobre 2000.
- [Tesché 92] F. M. Tesche
On the Use of the Hilbert Transform for Processing Measured CW data, IEEE trans. on Electr. Comp., vol. 34, n°3, août 1992.

- [Tesche 88] F. M. Tesche
On the reconstruction of a transient waveform from spectral magnitude data, Proc. 1988 Zurich EMC Symp. T. Dvorak, ed. Mars 1989.
- [Tesche 97] F. M. Tesche, M.V. Ianoz, T. Karlsson
EMC analysis methods and computational models, John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [UE 05] Site de l'Union Européenne, <http://europa.eu.int>, 2005.
- [Valeo] Site de la Société Valeo, www.valeo.com, 2006.
- [Van 00] R. Van Nee and R. Prasad
OFDM for Wireless Multimedia Communication, Artech House Publishers, 2000.
- [Wilwert 03] C. Wilwert, Y.Q. Song, F. Simonot-Lion, T. Clément
Evaluating Quality of Service and Behavioral Reliability of Steer-by-Wire Systems, 9th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation 2003 (ETFA03) , vol 1, p. 193 – 200, septembre 2003, Lisbonne, Portugal.
- [Wilwert 05] C. Wilwert, Y.Q. Song, F. Simonot-Lion, T. Clément
Quantitative Evaluation of the Safety of X-by-Wire Architecture subject to EMI Perturbations, 10th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA05), vol 1, p. 755 – 762, septembre 2005, Catania, Italie.
- [Yamar] Site de la Société YAMAR, partenaire de l'alliance DC-BUS, www.yamar.com, 2003.
- [Zimm 00] M. Zimmermann et K. Dostert
An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks, Proc. IEEE International Symp. On Power-Line Com. And its Appl. (ISPLC), avril 2000.
- [Zimm 02a] M. Zimmermann et K. Dostert
Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 44, n°1, p. 249 – 258, février 2002.
- [Zimm 02b] M. Zimmermann et K. Dostert
A multipath model for the powerline channel, IEEE Trans. Commun., vol. 50, n°4, p. 553 – 559, avril 2002.

Communications sur le réseau d'énergie électrique d'un véhicule : modélisation et analyse du canal de propagation

Actuellement, l'électronique se généralise dans le domaine automobile grâce à l'introduction de réseaux embarqués dans les véhicules. Afin de limiter l'implantation de nouveaux câbles pour des questions de coûts, poids et surtout fiabilité, une solution consiste à transmettre les informations sur le réseau d'énergie des véhicules en utilisant les techniques de courants porteurs en ligne (CPL).

Cette thèse porte sur la caractérisation et la modélisation de ce type de canal de propagation pour des transmissions large bande tant d'un point de vue fonction de transfert que bruit électromagnétique. Notons que chaque toron d'un faisceau automobile est constitué d'un nombre de fils variant entre trois et cinquante, représentant une longueur totale de plusieurs kilomètres.

Une approche déterministe basée sur la topologie électromagnétique est tout d'abord considérée pour calculer la fonction de transfert du canal entre deux points du faisceau de câbles. Ce modèle déterministe a été validé par de nombreuses campagnes de mesures sur différents véhicules et nous a permis de bâtir un modèle stochastique qui, intégré dans les simulateurs de liaison, permet de tester les performances des systèmes. Le bruit impulsif a été caractérisé dans les domaines temporel et fréquentiel. Une étude menée sur la récurrence des impulsions a montré que les phases d'accélération et de freinage sont, pour une grande part, à l'origine de ce bruit.

Mots clefs : Courant porteur en ligne, modélisation du canal, transmission intra-véhicule, topologie électromagnétique, électronique automobile embarquée, bruit impulsif.

Communication over Vehicular DC Lines: Propagation Channel characterization

Nowadays, electronics spreads in the automobile field thanks to the introduction of networks embedded into the vehicles. In order to limit the number of new cables for questions of costs, weight and especially reliability, a solution consists in transmitting information on the network of energy of the vehicles by using the techniques of power line communication (PLC).

This thesis describes the characterization and the modelling of the propagation channel for broad band transmissions from a transfer function point of view and the electromagnetic noise as well. Let us note that each strand of an automobile harness consists of a number of wires varying between three and fifty, representing an overall length of several kilometres.

A deterministic approach based on electromagnetic topology is first of all considered to calculate the transfer function of the channel between two points of the car DC line. This deterministic model was validated by series of measurements on various vehicles and allowed us to build a stochastic model which, integrated in communication software, makes it possible to test the performances of the systems. The impulsive noise was characterized in the time and frequency domain. A study undertaken on the occurrence of the impulses showed that the phases of acceleration and braking are, for a great part, at the origin of this noise.

Keywords : Powerline communication, channel modeling, impulsive noise, in-vehicle communication.