



HAL
open science

Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2

Yannick Chartois

► **To cite this version:**

Yannick Chartois. Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne - ENSTB; Université Rennes 1, 2005. Français. NNT: . tel-00011571

HAL Id: tel-00011571

<https://theses.hal.science/tel-00011571>

Submitted on 9 Feb 2006

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

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

Numéro d'ordre : 2005telb0003

THÈSE

Présentée à

L'ECOLE NATIONALE SUPÉRIEURE
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS DE BRETAGNE

en habilitation conjointe avec l'Université de RENNES 1

pour l'obtention du Grade de

DOCTEUR de l'ENST BRETAGNE

Mention : **Traitement du Signal et Télécommunications**

Présentée par :

CHARTOIS YANNICK

Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2

Soutenue le 8 décembre 2005 devant la Commission d'Examen composée de :

Ghais EL ZEIN, Professeur, INSA, IETR Président du Jury
Martine LIENARD, Professeur, Université Lille 1, TELICE Rapporteur
Gilles BUREL, Professeur, Université de Bretagne Occidentale, LEST Rapporteur
Yannis POUSSET, Maître de Conférences, Université de Poitiers, SIC Examineur
Alain BOURDILLON, Professeur, Université de Rennes 1, IETR Examineur
Philippe GELIN, Professeur, ENSTB, LEST Examineur
Rodolphe VAUZELLE, Professeur, Université de Poitiers, SIC Invité
François LE PENNEC, Maître de Conférences, ENSTB, LEST Invité

A mes parents
Pour le soutien qu'ils m'ont accordé tout au long de mes études

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes celles et ceux qui m'ont apporté leur soutien, leur amitié ou leur expérience tout au long de ce travail de thèse.

Tout d'abord, je tiens à remercier ceux qui m'ont encadré au cours de ces trois années au laboratoire Signal-Image-Communications de l'Université de Poitiers : Monsieur Yannis POUSSET, Maître de conférences, pour les échanges scientifiques fructueux et les longues heures de dialogue autour d'un tableau blanc qui ont permis à cette étude de progresser. Monsieur Rodolphe VAUZELLE, Professeur, pour ses conseils avisés et l'intérêt qu'il a porté à ces travaux tout au long de leur avancement. Je tiens plus particulièrement à les remercier pour la patience dont ils ont fait preuve à mon égard durant la rédaction de ce mémoire. Pour tout cela, je voudrais leur témoigner tout mon respect, ma gratitude et mon amitié.

Je tiens également à remercier toutes les personnes de l'ENST Bretagne qui ont co-encadré cette thèse : Monsieur François LEPENNEC, Maître de conférences, pour sa grande disponibilité, son aide précieuse dans les démarches administratives compliquées, et pour les discussions enrichissantes tant au point de vue scientifique qu'humain. Messieurs Yvon-Marie LE ROUX et Patrick LASSUDRIE-DUCHESNE, respectivement Professeur et Maître de conférences, pour les conseils scientifiques qu'ils m'ont prodigués.

Je remercie sincèrement Messieurs Philippe GELIN et Alain BOURDILLON, Professeurs respectivement à l'ENST Bretagne et à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, d'avoir accepté la responsabilité de diriger cette thèse.

J'exprime ma profonde gratitude aux différents membres du jury : Monsieur Ghais EL ZEIN, Professeur à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury de thèse, Madame Martine LIENARD et Monsieur Gilles BUREL, Professeurs respectivement au laboratoire TELICE de l'Université de Lille et au Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications de l'Université de Bretagne Occidentale, qui ont bien voulu accepter la charge de rapporteur. Je les remercie pour leurs remarques pertinentes qui ont

permis de compléter ce mémoire.

Je veux aussi témoigner ma reconnaissance aux différentes personnes avec lesquelles j'ai collaboré au cours de cette étude : Messieurs Philippe ROSTAING et Jonathan LETESSIER, respectivement Maître de conférences et docteur au Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications de l'Université de Bretagne Occidentale, qui m'ont initié aux systèmes de transmission numérique, Madame Yuping HUANG doctorante de l'ENST Bretagne qui m'a fait découvrir le traitement d'antennes. Ce fut un plaisir de travailler avec eux et d'ouvrir mes connaissances sur d'autres domaines.

Je tiens aussi à remercier les personnes du laboratoire SIC qui ont toujours trouvé du temps pour m'aider en mathématiques, informatique, électronique, enseignements, ... Merci donc à Christian CHATELLIER, Julien DOMBRE, Christian OLIVIER, Olivier ALATA, Noël RICHARD, Xavier SKAPIN, Philippe CARRE et tout ceux que j'oublie.

Je remercie Carlos PEREIRA, doctorant au laboratoire SIC, qui a accepté de continuer mes travaux de recherche dans le cadre de sa thèse. Je lui souhaite de s'amuser autant que moi sur ce sujet passionnant.

Je tiens à remercier l'ensemble du personnel du laboratoire SIC pour l'accueil, l'aide et la sympathie qu'il m'a apportés durant ces trois années, plus particulièrement ceux avec qui nous avons partagé de précieux moments de détente.

J'aimerais enfin exprimer toute ma gratitude à ma compagne Sonia, mes parents et ma famille, mes amis et leurs compagnes pour avoir toujours été présents.

TABLE DES MATIÈRES

Introduction Générale	9
I Caractérisation du canal	13
I-1. Introduction	14
I-2. Le canal radio électrique	14
I-2.1. Propagation des ondes par multi-trajets	14
I-2.1.1. Illustration du phénomène de multi-trajets	14
I-2.1.2. Modèles de propagation	15
I-2.2. Variabilité et décalage Doppler	17
I-2.2.1. Variabilités spatiale et temporelle	17
I-2.2.2. Effet Doppler	18
I-2.2.3. Modélisation de la variabilité	20
I-2.3. Modélisation mathématique du canal	24
I-2.3.1. Canal invariant	24
I-2.3.2. Canal variant dans le temps et/ou dans l'espace	25
I-3. Caractérisation SISO	25
I-3.1. Caractérisation selon Bello	26
I-3.1.1. Grandeurs utilisées	26
I-3.1.2. Hypothèses	26
I-3.1.3. Système de Bello : canal variant dans le temps	27
I-3.1.4. Système de Bello : canal variant dans l'espace	28
I-3.2. Profils en puissance et paramètres caractéristiques	29
I-3.2.1. Profils en puissance	29
I-3.2.2. La dispersion	30
I-3.2.3. La cohérence	30
I-3.2.4. Lien entre cohérence et dispersion	31

I-3.3.	Impact des caractéristiques du canal sur les communications numériques . . .	32
I-3.3.1.	Évanouissements temporels	32
I-3.3.2.	Évanouissements fréquentiels	32
I-3.3.3.	Évanouissements spatiaux	32
I-4.	Caractérisation MIMO	33
I-4.1.	Matrices de canal	33
I-4.2.	Corrélation entre les liaisons MIMO	35
I-4.3.	Capacité du canal	36
I-4.4.	Lien entre la capacité et la corrélation des liaisons	37
I-5.	Conclusion	38
<i>Bibliographie</i>		38
II Mise en oeuvre de la caractérisation		43
II-1.	Introduction	44
II-2.	Logiciel de caractérisation	44
II-3.	Informations d'entrée	46
II-3.1.	La mesure	47
II-3.1.1.	SARACOM	47
II-3.1.2.	PROPSOUND	50
II-3.2.	La simulation	52
II-4.	Association entre la simulation et la caractérisation du canal	54
II-4.1.	Utilisation des deux logiciels	55
II-4.2.	Contraintes liées au traitement de signaux numériques	56
II-5.	Illustration du potentiel	58
II-5.1.	Contexte	58
II-5.2.	Étude du canal SISO	59
II-5.2.1.	Caractérisation déterministe	59
II-5.2.2.	Du déterministe au semi-déterministe	66
II-5.3.	Étude du canal MIMO	68
II-5.3.1.	Principe de la simulation	69
II-5.3.2.	Quelques résultats significatifs	70
II-6.	Conclusion	74
<i>Bibliographie</i>		74
III Analyse paramétrique de canaux SISO et MIMO		77
III-1.	Introduction	78

III-2. Contexte de simulation	78
III-3. Caractérisation du canal SISO	80
III-3.1. Configuration en visibilité directe	80
III-3.2. Configuration en non visibilité	87
III-3.3. Bilan	91
III-4. Caractérisation du canal MIMO	91
III-4.1. Configuration en visibilité directe	91
III-4.2. Configuration en non visibilité	94
III-4.3. Influence du niveau de description de l'environnement	96
III-4.4. Bilan	101
III-5. Conclusion	101
<i>Bibliographie</i>	101
IV Application à un système HiperLAN/2	105
IV-1. Introduction	106
IV-2. Le système Hiperlan/2	106
IV-2.1. Principe général	107
IV-2.1.1. Les modulations MAQ et OFDM	107
IV-2.1.2. Le canal de propagation simulé	112
IV-2.1.3. Les récepteurs MIMO	113
IV-2.2. Paramétrage du système HiperLAN/2 utilisé	113
IV-3. Etude de la réponse impulsionnelle simulée	114
IV-3.1. Étude fréquentielle	115
IV-3.2. Échantillonnage des réponses impulsionnelles	116
IV-4. Simulations du système HiperLAN/2	119
IV-4.1. Comparaison entre des canaux simulés et un canal de Rayleigh	120
IV-4.2. Diversité de polarisation et performances	121
IV-5. Conclusion	126
<i>Bibliographie</i>	126
Conclusion	129
Publications Personnelles	131
Annexe A : Capacité du canal	135
<i>Bibliographie</i>	137

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans le contexte actuel de la mondialisation du commerce, des technologies et du savoir, le lien essentiel pour la cohésion de cet ensemble est la communication. Au siècle dernier, de ce facteur est né le téléphone qui révolutionna les moyens de communication permettant enfin de dialoguer à longue distance. Cependant, en plus de la nécessité de communiquer, un besoin supplémentaire de la fin du 20^{ème} siècle a été la mobilité. Dans les années 80, celle-ci a conduit aux terminaux sans fil dits de première génération (1G), les radiotéléphones analogiques. Le premier réseau commercial analogique sans fil a ainsi vu le jour en 1982 à Chicago. En 1986, France Télécom lance Radiocom 2000. Toutefois, ces dispositifs sont encombrants, très coûteux et présentent une couverture nationale limitée, centrée sur les grandes villes. De plus, s'appuyant sur une technique de modulation en fréquence assez classique, ces réseaux sont vite devenus saturés compte tenu de la croissance rapide du nombre d'utilisateurs.

Pour palier cet inconvénient et permettre que la téléphonie mobile soit accessible à un grand nombre d'utilisateurs, une deuxième génération (2G) de systèmes sans fil a vu le jour. Celle-ci est accompagnée d'une miniaturisation des terminaux grâce aux découvertes majeures en matière d'intégration électronique. Mais l'innovation principale consiste à remplacer la technologie analogique par le numérique permettant une meilleure qualité d'écoute et assurant une plus grande confidentialité, tout en offrant des débits plus importants. Ainsi, au début des années 90, les systèmes de la norme GSM [1], fonctionnant aux fréquences de 900 et 1800 MHz, sont adoptés en Europe. Ils sont conçus pour la transmission de communications vocales et peuvent atteindre des débits nets voisins de 9,6 kbits/s.

En 2003, deux évolutions importantes de la norme GSM font alors leur apparition : le GPRS [2] (General Packet Radio Service) qualifié d'évolution 2,5G et l'EDGE [3] (Enhanced Data rate for GSM Evolution) associé à une évolution 2,75G. L'objectif de ces systèmes est de permettre d'augmenter le débit d'information, grâce à des techniques de transmission performantes et novatrices. Ainsi, le GPRS permet théoriquement d'atteindre des débits nets compris entre 20 à 30 kbits/s et l'EDGE, des débits nets situés entre 150 et 200 kbits/s.

Enfin, la téléphonie de troisième génération (3G) fait actuellement son apparition. Le standard UMTS représente une importante avancée technologique car il permet de faire transiter davantage de données simultanément et devrait offrir un débit bien supérieur à celui des générations précédentes. La norme UMTS est basée sur la technique d'étalement de spectre W-CDMA [4, 5]. Elle exploite les bandes de fréquences situées entre 1900 et 2200 MHz. Théoriquement, elle peut atteindre 2 Mbits/s en situation fixe et 384 kbits/s en mouvement. Ces débits accrus de transmission de données permettent d'offrir de nouveaux services : la visiophonie, la télévision, etc.

Enfin, l'UMTS est parfois aussi appelé 3GSM, soulignant ainsi l'interopérabilité qui existe entre l'UMTS et le standard GSM auquel il succède. Ainsi, il permet une communication continue des configurations macrocellulaires (0,5 à 10 km) aux configurations picocellulaires (5 à 50 m).

Parallèlement à ces réseaux de téléphonie mobile, des réseaux informatiques sans fil ont été développés permettant la communication des équipements autres que le téléphone. Dans la pratique, ils permettent de relier des ordinateurs portables, des machines de bureau, des assistants personnels ou même des périphériques à une liaison haut débit (de 20 kbits/s à 300 Mbits/s). A l'intérieur de bâtiment, cette communication se fait sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres, nous y trouvons les réseaux personnels (WPAN) et locaux (WLAN). A l'extérieur des bâtiments, la communication se fait sur plusieurs centaines de mètres voire, dans des conditions optimales, sur une dizaine de kilomètres ; ce sont les réseaux métropolitains (WMAN) [6].

Dans les réseaux WPAN, nous trouvons principalement les technologies Bluetooth, Zigbee, HomeRF. Dans les WLAN sont majoritairement reconnus le Wi-Fi (de la norme IEEE 802.11 des USA) et l'HiperLAN/2 (de l'Europe). Au WMAN, adapté à la couverture de villes et de villages, sont généralement associées les technologies HiperMAN et WIMAX.

En résumé, il existe deux types d'applications mobiles : la téléphonie d'une part et les réseaux informatiques d'autre part. La complémentarité de ces deux technologies offre un potentiel énorme pour fournir aux usagers une mobilité sans interruption de service quand l'utilisateur passe du domaine public au domaine privé et réciproquement. Une telle mobilité doit permettre l'émergence de nouveaux usages tant dans le monde professionnel que pour les applications privées.

Toutefois, quel que soit le système de communication sans fil envisagé, il est soumis à une contrainte forte associée au caractère multitrajets du canal de propagation. Comme une onde partant d'une source est susceptible de suivre des chemins différents avant d'atteindre le récepteur, les différences de marche observées entre les trajets créent des interférences. Celles-ci se traduisent d'une part, par des évanouissements parfois profonds et rapides du niveau de réception et, d'autre part, par la sélectivité en fréquence du canal. Ainsi, le phénomène de trajets multiples associé au canal radio-électrique engendre des perturbations lors de la transmission de signaux à un instant, une position et une fréquence donnée.

De ce fait, la prévision du comportement du canal aussi appelée caractérisation, tant dans le domaine temporel que spatial, devient un enjeu stratégique et un sujet de recherche actif. L'objectif de cette thèse s'inscrit dans ce cadre puisqu'il porte sur la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation.

Les travaux développés durant cette thèse s'inscrivent dans le cadre du projet PALMYRE¹ du Contrat de Plan Etat Région (CPER) Bretagne. Le but de ce projet est d'élaborer une plate-forme commune de développement et d'évaluation de systèmes radioélectriques, de type MIMO, configurable et programmable. Le développement de la plate-forme est décomposé en sous-projets, dont un porte sur la modélisation et la caractérisation de la propagation. Cette thèse est associée à ce dernier par l'intermédiaire du projet d'accompagnement EPAR-3D². Celui-ci a fait l'objet d'une collaboration entre l'équipe MDS³ du laboratoire LEST⁴, l'équipe CPR⁵ de l'IETR⁶ et l'équipe OIC⁷ du laboratoire SIC⁸ de l'Université de Poitiers au sein de laquelle a été réalisée la majeure partie des travaux. En outre, l'encadrement commun en 2004 d'une stagiaire de DEA [7] portant sur l'extension MIMO d'une plate-forme CAO HiperLAN/2 en développement au laboratoire LEST, a permis de développer deux autres collaborations. La première avec l'équipe TST⁹ du laboratoire LEST, a permis d'évaluer l'impact d'une meilleure connaissance du canal de propagation sur une simulation système HiperLAN/2. La seconde, avec l'équipe MDS du laboratoire LEST, a porté sur l'intégration du couplage entre antennes dans un système MIMO.

Dans ce contexte, ce document composé de quatre chapitres a pour objectif principal de présenter les résultats de caractérisation de canaux SISO¹⁰ et MIMO¹¹ dans des environnements outdoor et indoor. Ces résultats seront obtenus grâce à un logiciel de caractérisation spatio-temporelle conçu et développé au cours de cette thèse.

Après avoir introduit la caractérisation du canal de propagation, le premier chapitre présente les phénomènes physiques dont le canal est le siège et les différents modèles de propagation associés. Ensuite, une présentation des outils mathématiques liés à la caractérisation SISO et MIMO est proposée.

¹Plate-forme de Développement et d'Evaluation de Systèmes Radioélectriques

²Etude Paramétrique tridimensionnelle Avancée de canaux de Radiocommunications

³Modélisation des Dispositifs et des Systemes

⁴Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications - UMR CNRS 6165

⁵Communications Propagation Radar

⁶Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - UMR CNRS 6164

⁷Ondes Interactions et Communications

⁸Signal-Images-Communication

⁹Traitement du Signal pour les Télécommunications

¹⁰Single Input, Single Output

¹¹Multiple Input, Multiple Output

Le second chapitre est consacré à la présentation du potentiel du logiciel de caractérisation de canal conçu et développé durant cette thèse. Tout d'abord, les solutions basées sur l'expérimentation ou la simulation pouvant fournir des informations sur la propagation des ondes radioélectriques dans un environnement complexe sont décrites. Il est montré que dans le contexte lié à cette thèse, parmi les solutions possibles, celle basée sur un simulateur de canal en 3D est la plus appropriée. Ainsi, l'association d'un tel simulateur et du logiciel de caractérisation est proposée, en mettant en évidence certaines contraintes liées au traitement numérique du signal. Enfin, la mise en oeuvre de cette association "simulation-caractérisation" du canal est proposée dans un contexte outdoor afin d'illustrer son potentiel.

Le troisième chapitre propose une étude paramétrique portant sur la caractérisation de canaux SISO et MIMO dans un contexte indoor, pour des configurations où les émetteurs et récepteurs sont en visibilité directe ou non. Cette étude intègre la prise en compte de la diversité de polarisation. Enfin, uniquement pour des configurations multi-antennes, cette étude se termine par l'influence de la finesse de description des environnements de propagation sur la caractérisation du canal.

Enfin, le quatrième chapitre montre l'influence de canaux de transmission MIMO sur les performances d'un système HiperLAN/2. Pour cela, après avoir décrit les différents éléments de la chaîne de transmission considérée, nous proposons tout d'abord une étude permettant de déterminer un bon compromis précision / temps de calcul pour la simulation. Celle-ci repose sur l'échantillonnage des réponses impulsionnelles et sur leurs domaines fréquentiels de validité. Les performances du système sont ensuite étudiées en utilisant un canal normalisé et un canal simulé. Puis, les performances obtenues avec des canaux simulés utilisant ou non la diversité de polarisation à l'émission comme à la réception dans des configurations LOS et NLOS sont montrées.

CARACTÉRISATION DU CANAL

Sommaire

I-1. Introduction	14
I-2. Le canal radio électrique	14
I-2.1. Propagation des ondes par multi-trajets	14
I-2.2. Variabilité et décalage Doppler	17
I-2.3. Modélisation mathématique du canal	24
I-3. Caractérisation SISO	25
I-3.1. Caractérisation selon Bello	26
I-3.2. Profils en puissance et paramètres caractéristiques	29
I-3.3. Impact des caractéristiques du canal sur les communications numériques	32
I-4. Caractérisation MIMO	33
I-4.1. Matrices de canal	33
I-4.2. Corrélation entre les liaisons MIMO	35
I-4.3. Capacité du canal	36
I-4.4. Lien entre la capacité et la corrélation des liaisons	37
I-5. Conclusion	38

I-1. Introduction

La caractérisation du canal de propagation peut se définir comme l'obtention et l'analyse de fonctions, paramètres et phénomènes associés aux effets de la propagation des ondes électromagnétiques, dans un environnement donné. Cette étude est importante pour deux raisons majeures. Tout d'abord, d'un point de vue fondamental, elle apporte une meilleure compréhension des phénomènes de propagation. Enfin, d'un point de vue pratique, elle intervient sur la conception des architectures des systèmes et le choix des stratégies de codage (source, canal, conjoint), notamment.

Après avoir présenté une modélisation mathématique du canal de propagation prenant en compte les différents phénomènes physiques liés aux multi-trajets, ce chapitre propose une synthèse de la théorie liée à la caractérisation. Conformément à la chronologie des travaux effectués durant cette thèse, il commence par la théorie associée au canal SISO, c'est à dire présentant une seule antenne à l'émission comme à la réception et est suivie par la théorie du canal MIMO impliquant donc plusieurs antennes à l'émission et à la réception.

I-2. Le canal radio électrique

Le canal radio électrique est le siège de la propagation, par multi-trajets, des ondes électromagnétiques. Au cours de leur parcours entre les émetteur et récepteur, celles-ci vont subir des altérations liées, entre autres, à leurs interactions avec le milieu de propagation ainsi qu'aux variabilités temporelle et spatiale de ce dernier. Ce paragraphe propose une présentation des phénomènes relatifs à la propagation des ondes et à leur modélisation. Notre objectif est d'aboutir à une modélisation mathématique du canal de propagation permettant la caractérisation de celui-ci.

I-2.1. Propagation des ondes par multi-trajets

I-2.1.1. Illustration du phénomène de multi-trajets

Les systèmes de communications sans fil utilisent comme support de transmission les ondes électromagnétiques qui, durant leur propagation entre l'émetteur et le récepteur, interagissent avec les différents éléments de l'environnement. Ainsi, l'espace défini entre les antennes d'émission et de réception constitue le canal de propagation. Dans notre contexte, il est caractérisé essentiellement par le phénomène de trajets multiples lié aux interactions électromagnétiques telles que la diffraction, la réflexion, la réfraction (aussi appelée transmission) et la diffusion comme l'illustre la figure I.1.

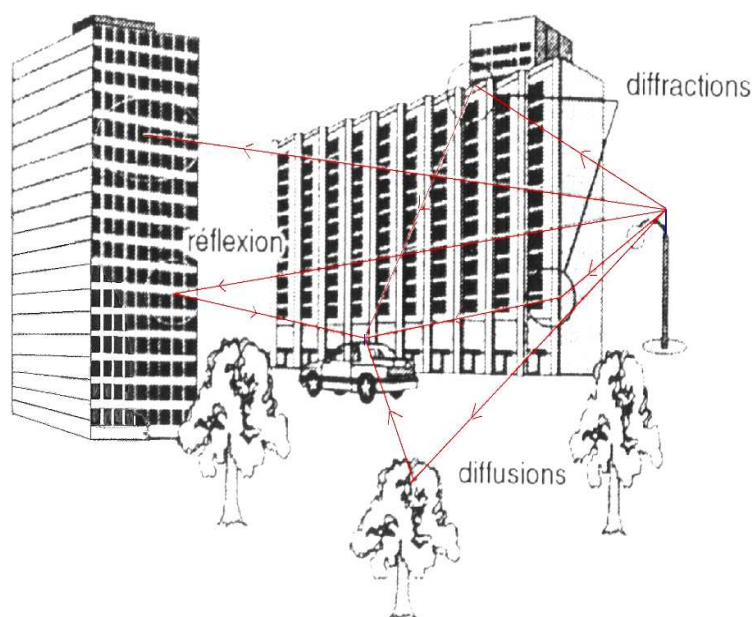


FIG. I.1 – Propagation par multi-trajets dans un environnement outdoor

Ces interactions électromagnétiques ne sont pas sans effet sur les ondes qui les subissent. Effectivement, en plus d'atténuer leur puissance, ces interactions modifient des paramètres intrinsèques de l'onde comme sa polarisation et sa phase.

Avant de caractériser le canal de propagation, il faut donc le modéliser afin d'obtenir les informations nécessaires à son étude. La section suivante propose une présentation des principales modélisations possibles.

I-2.1.2. Modèles de propagation

Deux moyens distincts, mais complémentaires, fournissent les informations nécessaires à l'étude du comportement du canal de propagation : l'expérimentation et la simulation. Toutefois, les mesures étant coûteuses et complexes à mettre en oeuvre, de nombreux modèles de propagation ont été développés afin de limiter ces contraintes.

Les premiers, empiriques ou statistiques, sont basés sur des régressions linéaires de valeurs mesurées. Les suivants, plus complexes car déterministes, se décomposent selon deux classes : les modèles qui résolvent les équations de Maxwell par discrétisation spatio-temporelle et ceux reposant sur un développement asymptotique en fréquence des solutions des équations de Maxwell.

I-2.1.2.a. Modèles statistique ou empirique

Les modèles empiriques sont basés sur l'analyse statistique d'un grand nombre de mesures expérimentales réalisées en fonction de différents paramètres tels que la fréquence, la polarisation, la

distance, la hauteur effective des antennes d'émission et de réception. Ces campagnes de mesures reposent sur des sondeurs de canal de plus en plus performants, pour lesquels nous n'entrerons pas plus dans les détails. Néanmoins des études récentes sur le sujet sont présentés en indoor dans [8, 9] et en outdoor dans [10, 11, 12].

I-2.1.2.b. Modèles déterministes

Ces modèles découlent des équations de Maxwell. Ils nécessitent une description très précise de l'environnement, des antennes et du champ émis. Leur mise en oeuvre est donc beaucoup plus complexe mais offre une description complète des ondes reçues. Ils se déclinent en deux groupes dont les champs d'application sont complémentaires : les modèles dits exacts qui s'appuient sur une discrétisation des équations de Maxwell [13, 14] et les modèles asymptotiques basés sur un développement asymptotique des solutions de ces dernières [15, 16, 17, 18, 19].

Les modèles exacts sont issus de méthodes consistant à résoudre les équations de Maxwell sous forme différentielle telle que la méthode des différences finies [13] ou intégrale telle que la méthode des moments [14]. Elles sont très précises mais nécessitent un maillage de l'environnement selon un pas spatial lié à la longueur d'onde λ (inférieur à $\frac{\lambda}{10}$). La gamme de fréquences sur laquelle elles s'appliquent est donc limitée par la taille des volumes étudiés et la puissance des calculateurs utilisés. Si l'on prend l'exemple d'un nombre conséquent de mailles égal à 1 million, cela correspond à une scène cubique dont la longueur d'un côté est de 10λ . A une fréquence de $2,1GHz$, cela correspond à un volume de $1,4m$ de côté, donc bien trop faible pour l'analyse de milieux indoor ou outdoor. Les problèmes liés à la taille du maillage limitent donc l'utilisation de ces méthodes car ils impliquent des temps de calcul et un espace mémoire parfois prohibitifs.

Les modèles à rayons permettent de prédire le comportement de l'onde dans des environnements beaucoup plus importants. Ils reposent sur un développement asymptotique en fréquence des solutions des équations de Maxwell. Généralement, ce développement est limité au premier ordre, soit en $\frac{1}{k}$ où \vec{k} est le vecteur d'onde du champ électromagnétique. Ces modèles sont cependant limités à des obstacles canoniques de dimension supérieure à la longueur d'onde. La principale méthode utilisée, l'Optique Géométrique (OG) [20], décrit les champs direct, réfléchi et transmis en s'appuyant sur le concept de rayons. Cette méthode est complétée par la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD) [21, 22] qui prend en compte le phénomène de diffraction.

La mise en oeuvre de l'Optique Géométrique et de ses extensions requiert une recherche des trajets radioélectriques suivis par l'onde. De nombreuses techniques de recherche de trajets existent et sont regroupées en deux familles que sont le lancer et le tracé de rayons [16, 17, 23, 24, 25]. Le lancer de rayons consiste à tirer des rayons selon un pas angulaire constant depuis la source afin qu'ils interceptent un volume de réception. Malheureusement, de par son principe même de recherche, il n'exclue pas la possibilité de manquer certains trajets importants. La méthode de tracé de rayons s'avère, quant à elle, souvent plus précise car elle prend en compte tous les trajets de propagation

possibles entre un émetteur et un récepteur, pour un nombre d'interactions maximum fixé. Cependant, plus ce nombre est élevé, plus cette méthode est coûteuse en temps de calcul, en particulier lorsque le nombre de diffraction est important.

Néanmoins, quelle que soit la technique de recherche de trajets, il faut souligner que la modélisation du canal reste incomplète. Effectivement, les méthodes déterministes ne prennent pas en compte les phénomènes de variabilité temporelle du canal qui altèrent de manière significative les ondes électromagnétiques.

I-2.2. Variabilité et décalage Doppler

La variabilité du canal de propagation est un élément important dans la compréhension de la propagation des ondes. En effet, celle-ci est l'image des mouvements des différents éléments du milieu considéré : mouvement des émetteur et/ou récepteur, des piétons, des véhicules, etc. La conséquence physique de ce mouvement est une variation de la fréquence ou de la pulsation spatiale de l'onde émise. Ces variations sont proportionnelles à la vitesse de déplacement de l'objet avec lequel l'onde interagit. Ce phénomène est l'effet Doppler.

Ainsi, la variabilité du canal de propagation peut être temporelle ou spatiale. Ce paragraphe propose une définition de ce phénomène et l'expression du décalage Doppler associé.

I-2.2.1. Variabilités spatiale et temporelle

En plus du phénomène de propagation par trajets multiples, nous étudions ici les conséquences des mouvements générés par les différents éléments de la scène. Ces mouvements peuvent être séparés en deux catégories selon qu'il s'agit de mouvements dus aux émetteur et/ou récepteur (variabilité spatiale) ou à ceux des objets dans la scène (variabilité temporelle). La conséquence est une variation de fréquence, exprimée par le décalage Doppler, des ondes qui se propagent. Ainsi, l'étude du décalage Doppler se décline lui même dans ces deux variantes : temporelle et spatiale. Plus précisément :

- la variabilité spatiale est liée uniquement aux déplacements des émetteur et/ou récepteur. Dans ce cas, nous sommes en présence d'une variation globale du canal. En effet, pour chaque déplacement des émetteur et/ou récepteur, le canal de propagation est différent. Ainsi, tous les trajets de l'onde sont affectés d'un décalage Doppler (figure I.2 (a)) ;
- la variabilité temporelle est due aux déplacements d'objets dans la scène comme des piétons, voitures, etc. Dans ce cas, nous sommes en présence d'une variation locale du canal. En effet, comme les émetteur et récepteur sont fixes, seuls quelques trajets vont être altérés par l'objet en mouvement. Ainsi, seuls les trajets rencontrant durant leur propagation ces éléments mobiles sont affectés d'un décalage Doppler (figure I.2 (b)).

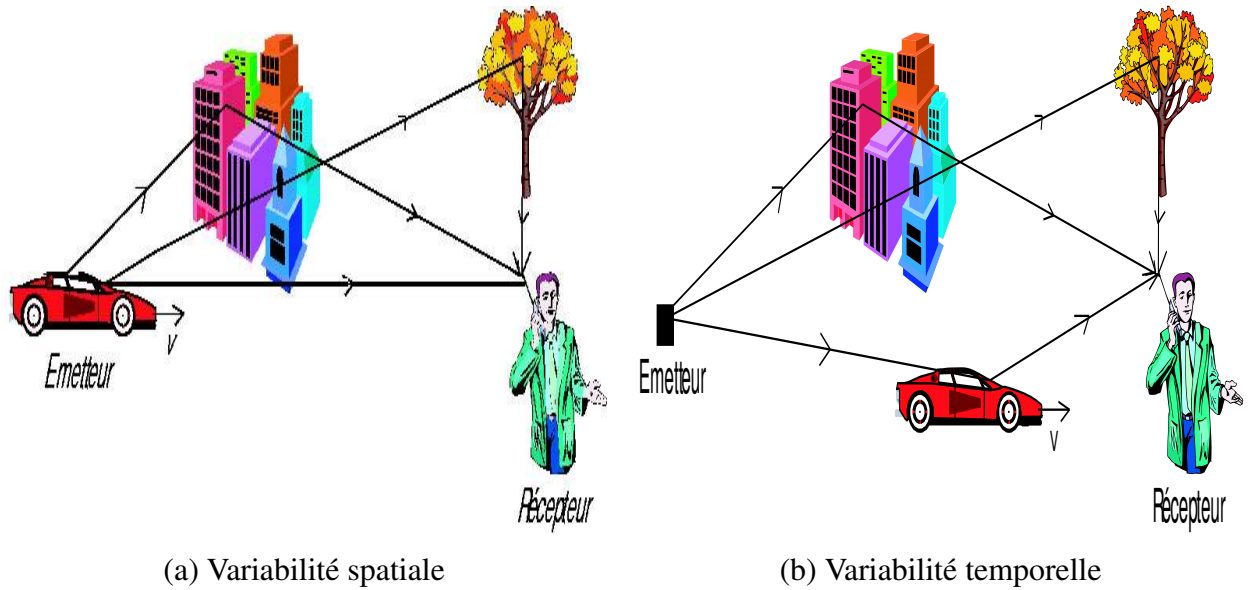


FIG. I.2 – Illustration de l'effet Doppler spatial (a) ou temporel (b)

Bien que nous modélisons de manière décorrélée ces deux variabilités, il faut noter qu'elles sont liées par l'équation $\vec{r} = \vec{V}.t$, où \vec{r} est la position, \vec{V} le vecteur vitesse et t le temps. Ainsi, la variabilité spatiale aura une image temporelle et inversement.

De plus, même dans le cas d'une variabilité spatiale, et donc d'une variation globale du canal, tous les trajets ne sont pas affectés du même décalage Doppler, comme le montre le paragraphe suivant consacré à l'effet Doppler.

I-2.2.2. Effet Doppler

L'effet Doppler a été découvert en 1842 par un physicien autrichien qui lui a donné son nom. Cet effet résulte du décalage en fréquence d'un train d'ondes perçu par un récepteur, lorsque la source et/ou le récepteur sont en mouvement relatif. Ainsi, un signal sinusoïdal monochromatique de fréquence f est transformé en un signal monochromatique de fréquence $f + \Delta f$ (Δf étant l'élargissement ou le décalage Doppler). Ce décalage Doppler se décline temporellement et spatialement :

- Décalage Doppler (k) dit spatial ;
- Décalage Doppler (ν) dit temporel.

Ces décalages Doppler (k ou ν), pour chacun des trajets suivis par l'onde, proviennent de la même expression X (I.1) :

$$X = \vec{X}_m(\cos \alpha \cos \beta \vec{x} + \sin \alpha \cos \beta \vec{y} + \sin \beta \vec{z}) \quad (\text{I.1})$$

avec :

- * α : angle azimutal en *rad* (figure I.3) ;
- * β : angle d'élévation en *rad* (figure I.3) ;
- * $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ un repère cartésien ;
- * \vec{X}_m : vecteur décalage Doppler (spatial ou temporel) maximum.

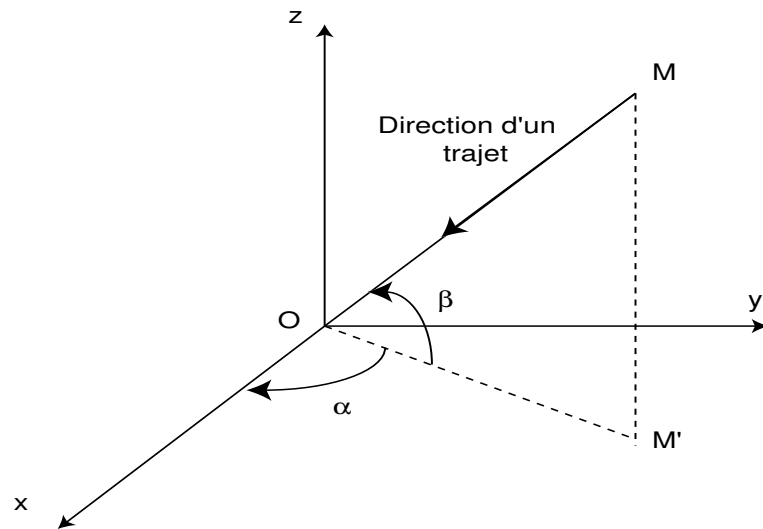


FIG. I.3 – Variables liées au calcul du décalage Doppler

Seul le vecteur correspondant au décalage Doppler maximum noté \vec{X}_m est différent. Il est égal à $\vec{k}_m = \frac{2\pi \cdot \vec{V}}{\lambda \cdot c}$ dans le cas d'un décalage Doppler spatial exprimé en *rad.m⁻¹* et à $\vec{v}_m = \frac{\vec{V}}{\lambda}$ dans le cas d'un décalage Doppler temporel exprimé alors en *Hz*,

avec :

- * \vec{V} : vitesse du mobile en *m.s⁻¹* ;
- * λ : longueur d'onde en *m* ;
- * c : célérité de la lumière dans le vide égale à $3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$.

Dans le cas particulier où la vitesse de déplacement du mobile est parallèle à l'axe *Ox* (figure I.3), nous obtenons :

$$X = X_m \cos \alpha \cos \beta \quad (\text{I.2})$$

De plus, si nous considérons l'effet Doppler uniquement dans le plan azimutal (cas 2D), les angles d'élévation sont alors nuls, ce qui conduit à :

$$X = X_m \cos \alpha \quad (\text{I.3})$$

qui est l'équation la plus couramment rencontrée pour exprimer le décalage Doppler [26].

Remarque :

Les décalages Doppler spatial et temporel peuvent coexister. Nous pouvons par exemple imaginer le cas d'une onde affectée tout d'abord d'un décalage Doppler spatial dû au mouvement de l'émetteur, puis d'un décalage Doppler temporel dû à une réflexion sur une voiture, et enfin d'un décalage Doppler spatial dû au mouvement du récepteur. C'est pour cette raison que certaines études [27] ont tendance à séparer la variabilité spatiale à l'émission et la variabilité spatiale à la réception.

I-2.2.3. Modélisation de la variabilité

L'effet Doppler, image de la variabilité du canal, est très souvent modélisé par son spectre qui traduit l'évolution de la puissance reçue en fonction du décalage Doppler. Deux approches classiques de modélisation sont ici présentées : celle de Jakes, utilisée dans le cas d'une propagation 2D dans le plan azimutal, et celle de Aulin, utilisée pour une propagation en 3D.

I-2.2.3.a. Spectre de Jakes

En outdoor, où l'on émet l'hypothèse que les trajets reçus sont distribués uniquement dans le plan azimutal, et uniformément, le spectre de Jakes [28] est le modèle de référence pour représenter le décalage Doppler en 2D.

Le champ électromagnétique global reçu au niveau de l'antenne est alors la superposition de N contributions élémentaires dues au phénomène de multi-trajets. Étudions le trajet n , arrivant avec un angle α_n par rapport au vecteur vitesse \vec{V} (porté par l'axe Ox) et ayant une phase θ_n (figure I.4).

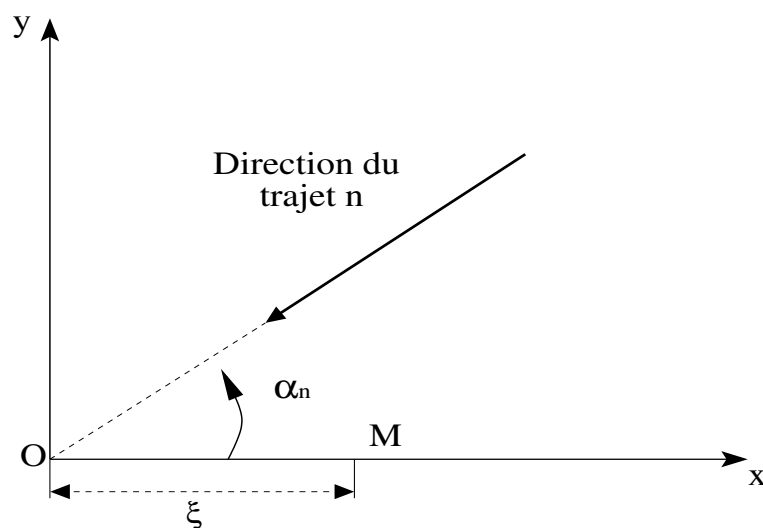


FIG. I.4 – Variables liées au calcul du spectre de Jakes

L'amplitude complexe E du champ électrique reçu au niveau de l'antenne située au point O , dans l'hypothèse où les ondes sont planes, peut s'écrire sous la forme :

$$E = E_0 \sum_{n=1}^N a(\alpha_n) \cdot \exp(j \cdot \theta_n) \quad (\text{I.4})$$

où :

- * E_0 est l'amplitude du champ émis ;
- * N est le nombre de trajets reçus ;
- * $a(\alpha_n)$ correspond à la valeur du diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice pour un trajet arrivant sous l'angle azimutal α_n ;
- * θ_n est la phase du trajet n .

Nous définissons l'amplitude complexe du champ électrique reçu en un point M (figure I.4) décalé de ξ par rapport à O et qui s'exprime telle que :

$$E_\xi = E_0 \sum_{m=1}^N a(\alpha_m) \cdot e^{j \cdot (\theta_m + k \cdot \xi \cdot \cos \alpha_m)} \quad (\text{I.5})$$

Nous calculons ensuite la covariance entre l'expression (I.4) et (I.5) :

$$R_E(\xi) = \langle E^* \cdot E_\xi \rangle \quad (\text{I.6})$$

où $*$ est l'opérateur conjugué. Cela donne donc :

$$R_E(\xi) = |E_0|^2 \cdot \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \langle a^*(\alpha_n) a(\alpha_m) \cdot \exp(j \cdot k \cdot \xi \cdot \cos \alpha_m) \rangle \cdot \langle \exp(j \cdot (\theta_m - \theta_n)) \rangle \quad (\text{I.7})$$

Pour simplifier, nous faisons l'hypothèse que les phases et les angles d'arrivée sont statistiquement indépendants et que la distribution de la phase est uniformément répartie dans l'intervalle $[0, 2\pi]$. $R_E(\xi)$ devient [29] :

$$R_E(\xi) = N \cdot |E_0|^2 \cdot \int_{-\pi}^{\pi} p(\alpha) \cdot G(\alpha) \cdot \exp(j \cdot k \cdot \xi \cdot \cos \alpha) d\alpha \quad (\text{I.8})$$

où $G(\alpha)$ est le gain d'antenne dans le plan azimutal défini par :

$$G(\alpha) = a^*(\alpha) a(\alpha) \quad (\text{I.9})$$

et $p(\alpha)$ est la densité de probabilité des angles d'arrivée en azimut.

En considérant la mobilité telle que $\xi = V \cdot t$, l'équation I.8 devient :

$$R_E(t) = \int_{-\pi}^{\pi} p(\alpha).G(\alpha). \exp(j.2\pi.\nu_m.t. \cos \alpha)d\alpha \quad (\text{I.10})$$

où $\nu_m = \frac{V}{\lambda}$ est le décalage Doppler maximum, et $N.|E_0|^2$ est défini égal à 1W.

Nous en déduisons le spectre Doppler $S_E(\nu)$ qui est la transformée de Fourier de la fonction d'autocovariance temporelle, soit :

$$S_E(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_E(t). \exp(-j.2\pi.\nu.t).dt \quad (\text{I.11})$$

La résolution de cette intégrale [29] donne finalement :

$$S_E(\nu) = \frac{1}{\nu_m \sqrt{1 - \frac{\nu^2}{\nu_m^2}}} . (p(\alpha).G(\alpha) + p(-\alpha).G(-\alpha)) \quad (\text{I.12})$$

L'expression I.12 a pour représentation la forme générale de la figure I.5 représentant l'évolution de la puissance en fonction du décalage Doppler normalisé par l'écart Doppler maximum.

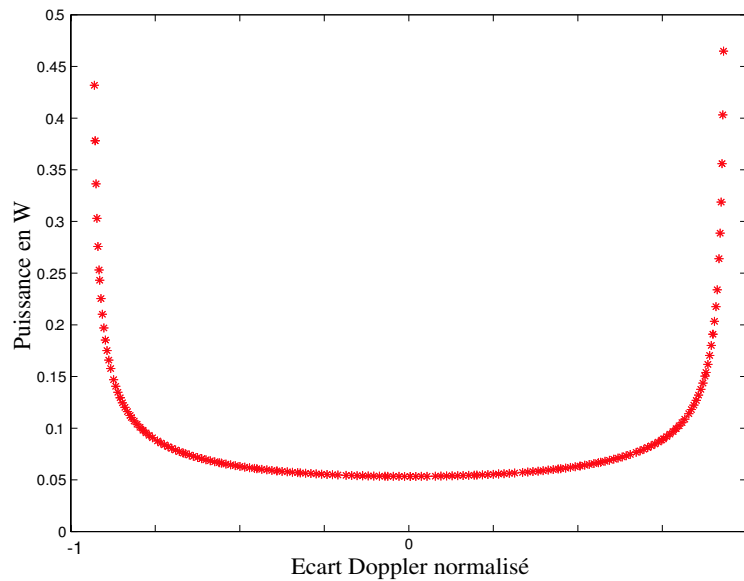


FIG. I.5 – Spectre de Jakes, normalisé en fréquence Doppler

Le modèle de Jakes est le plus utilisé pour le canal de propagation outdoor ; rappelons qu'il part de l'hypothèse que les angles d'élévation sont suffisamment petits pour être négligés.

Dans les contextes indoor et urbain denses, les angles d'élévation des ondes qui arrivent sur le mobile peuvent être assez importants. Le modèle de Jakes n'est donc plus applicable ; d'autres approches ont donc été développées telles que celle de Aulin [30].

I-2.2.3.b. Spectre de Aulin

Le spectre de Aulin [30] consiste à étendre le modèle de Jakes à la prise en compte des angles d'élévation. Dans ce cas, le trajet n arrivant au point O est affecté d'un angle α_n dans le plan azimutal (xOy) et d'un angle d'élévation β_n dans le plan (M'Oz) (figure I.6). A ce trajet, nous associons la phase θ_n , l'amplitude $a(\alpha_n, \beta_n)$. Toutefois, nous gardons toujours l'hypothèse d'indépendance des paramètres $\alpha_n, \beta_n, \theta_n, a(\alpha_n, \beta_n)$.

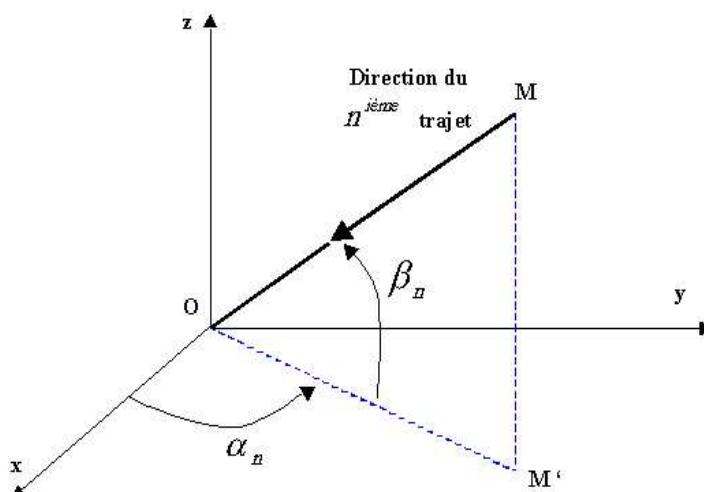


FIG. I.6 – Variables liées au calcul du spectre de Aulin

Par un processus de calcul similaire au cas 2D, nous obtenons le spectre Doppler $S(\nu)$ tel que :

$$S(\nu) = \begin{cases} 0, & |\nu| > \frac{V}{\lambda} \\ \frac{E_0}{4 \cdot \nu_m \cdot \sin \beta_m}, & \frac{V}{\lambda} \cos \beta_m \leq |\nu| \leq \frac{V}{\lambda} \\ \frac{E_0}{4 \cdot \nu_m \cdot \sin \beta_m} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{2 \cdot \cos^2 \beta_m - 1 - (\frac{\nu}{\nu_m})^2}{1 - (\frac{\nu}{\nu_m})^2} \right) \right), & |\nu| < \frac{V}{\lambda} \cos \beta_m \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Ce spectre est défini par intervalle par rapport à β_m qui correspond à l'angle d'élévation maximum de l'ensemble des trajets qui arrivent au point O. La figure I.7 représente l'allure générale de ce spectre.

Soulignons que ces deux modèles permettent de comprendre la forte corrélation entre le spectre Doppler et la répartition des angles d'arrivée. En effet, nous remarquons que les hypothèses faites sur les angles d'arrivée (distributions uniformes, angle d'élévation maximum) fixent la forme du spectre Doppler. Des publications récentes utilisent des hypothèses de distribution des angles plus complexes, qui aboutissent à des spectres tronqués [31, 32].

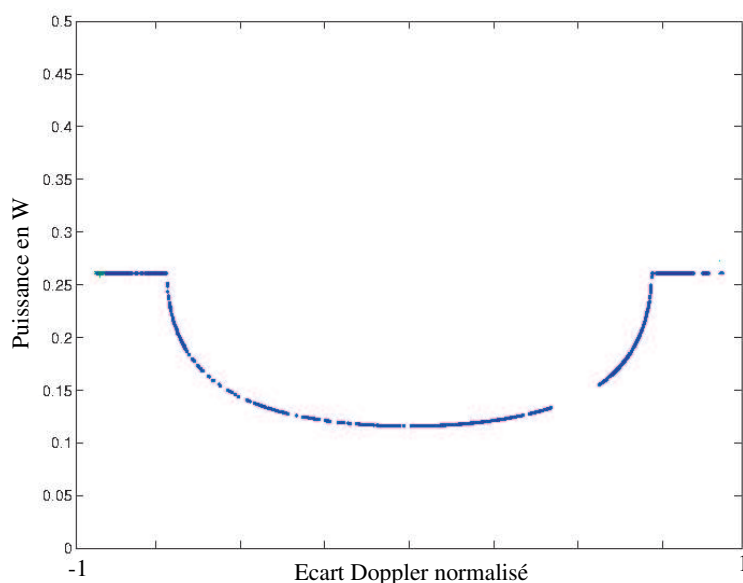


FIG. I.7 – Spectre de Aulin

I-2.3. Modélisation mathématique du canal

Une fois les mécanismes de propagation compris, nous devons modéliser mathématiquement le canal. En effet, chaque interaction électromagnétique (diffraction, réflexion, réfraction) influence la réponse impulsionnelle du canal. Ainsi, dans cette section, nous proposons d'exprimer la réponse impulsionnelle du canal dans le cas où, dans un premier temps, celui-ci ne tient pas compte des variables spatiales ou temporelles (canal invariant). Puis, dans un deuxième temps, nous introduirons les effets de variabilité.

I-2.3.1. Canal invariant

Dans cette partie, nous nous plaçons dans le cas où les variabilités temporelle et spatiale sont nulles. Nous notons $h_R(\tau)$ la réponse impulsionnelle du canal composée de N trajets, qui s'exprime de la manière suivante :

$$h_R(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(\tau - \tau_n) \quad (\text{I.14})$$

Cela traduit bien que chaque trajet (n) de l'onde est affecté d'un retard de propagation (τ_n) et d'une atténuation (a_n). Cette expression correspond à une bande passante infinie.

Toutefois, la réponse impulsionnelle que délivre un modèle déterministe dépend de la fréquence porteuse notée f_0 et est plus complexe que $h_R(\tau)$. En effet, chaque trajet a subi des interactions

électromagnétiques telles que des réflexions, diffractions, réfractions. Chacune de ces interactions induit donc une phase (θ_n) pour chaque trajet.

La réponse impulsionnelle complexe du canal de propagation devient :

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (\text{I.15})$$

I-2.3.2. Canal variant dans le temps et/ou dans l'espace

Comme nous l'avons expliqué dans la section précédente (I-2.2.), le canal réel n'est pas invariant. Dans le cas d'une variation temporelle, toutes les variables de (I.15) précédemment fixes vont dépendre du temps, ce qui donne :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) e^{-j\theta_n(t)} \quad (\text{I.16})$$

De la même manière, pour une variation dans l'espace, nous obtenons la réponse impulsionnelle suivante :

$$h(\vec{r}, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(\vec{r}) \delta(\tau - \tau_n(\vec{r})) e^{-j\theta_n(\vec{r})} \quad (\text{I.17})$$

Cela permet d'écrire la réponse impulsionnelle générale, dans le cas d'une variation spatio-temporelle, telle que :

$$h(t, \vec{r}, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t, \vec{r}) \delta(\tau - \tau_n(t, \vec{r})) e^{-j\theta_n(t, \vec{r})} \quad (\text{I.18})$$

Il est très difficile d'étudier cette dernière fonction sans émettre d'hypothèse simplificatrice. C'est pourquoi dans la suite, nous séparerons les variations spatiales des variations temporelles.

I-3. Caractérisation SISO

Dans ce paragraphe, nous posons les bases de la caractérisation du canal exploitée par les systèmes n'ayant qu'une antenne à l'émission et à la réception (canal SISO). Dans un premier temps, nous présentons la représentation de Bello [33, 34] qui permet de calculer les fonctions caractéristiques du canal, pour ensuite présenter tous les paramètres qui en sont extraits. Ici, toutes les variables sont continues, elles seront discrétisées, au chapitre II, pour la mise en oeuvre de la théorie.

I-3.1. Caractérisation selon Bello

Cette théorie introduite en 1973 par P. A. Bello est le fondement de la caractérisation d'un canal de propagation sous couvert de certaines hypothèses. Celle-ci se base sur des relations de passage existant entre les différentes fonctions caractéristiques du canal qui vont être définies. Après avoir présenté les grandeurs mises en jeu ainsi que les hypothèses à respecter, nous présentons le système de Bello dans différentes configurations.

I-3.1.1. Grandeurs utilisées

Dans un contexte général, on considère les trois grandeurs caractéristiques suivantes : le temps t , la fréquence f et la position \vec{r} . Chacun de ces paramètres est respectivement associé dans son espace dual au : décalage Doppler temporel ν , temps de propagation τ et décalage Doppler spatial \vec{k} . Pour passer d'une représentation à l'autre, on utilise les transformations de Fourier qui sont présentées dans le tableau ci-dessous (Tab I.1) :

Paramètres	Transformées	Transformées inverses
$f \leftrightarrow \tau$	$\int_R \{ \} \exp(j2\pi\tau f) df$	$\int_R \{ \} \exp(-j2\pi\tau f) d\tau$
$r \leftrightarrow k$	$\int_R \{ \} \exp(-j\vec{k} \cdot \vec{r}) d\vec{r}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int_R \{ \} \exp(j\vec{k} \cdot \vec{r}) d\vec{k}$
$t \leftrightarrow \nu$	$\int_R \{ \} \exp(-j2\pi\nu t) dt$	$\int_R \{ \} \exp(j2\pi\nu t) d\nu$

TAB. I.1 – Relations entre les paramètres duaux

Remarque :

Le terme $\frac{1}{(2\pi)^3}$ est dû au fait que \vec{k} est une pulsation spatiale, ce qui n'est pas le cas de f et ν . Nous rappelons aussi qu'il est possible de passer du décalage Doppler spatial au Doppler temporel via l'équation $\vec{r} = \vec{V} \cdot t$

I-3.1.2. Hypothèses

La caractérisation du canal de propagation selon Bello ne peut s'appliquer qu'en considérant l'hypothèse dite de stationnarité au sens large (WSS : wide sense stationary) et lorsque les diffuseurs sont non corrélés (US : uncorellated scatterers).

La notion de stationnarité au sens large est utilisée lorsque les paramètres statistiques du premier et second ordres du canal sont indépendants des variations temporelles, spatiales ou fréquentielles.

Ceci implique que la variation de la puissance moyenne du signal est peu importante pour des faibles variations spatiale, temporelle ou fréquentielle.

Pour illustrer cette hypothèse, nous considérons $h(t, \tau)$ ¹ la réponse impulsionnelle d'un canal obtenue en un point donné ; sa fonction d'autocorrélation s'écrit :

$$R(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = E[h(\tau_2, t_2).h^*(\tau_1, t_1)] \quad (\text{I.19})$$

L'hypothèse WSSUS du canal impose alors deux conditions :

– la stationnarité au sens large :

$$R(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = E[h(\tau_2, t).h^*(\tau_1, t + \Delta t)] \quad (\text{I.20})$$

Cette propriété signifie que la corrélation entre la puissance d'un trajet à l'instant t_1 et à l'instant t_2 ne dépend que de la différence $t_2 - t_1$.

– diffuseurs non corrélés :

$$R(\tau; \Delta t) = E[h(\tau, t).h^*(\tau, t + \Delta t)] \quad (\text{I.21})$$

$$\text{car : } R(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = 0 \text{ pour } \tau_1 \neq \tau_2 \quad (\text{I.22})$$

Cette propriété signifie que la puissance d'un trajet retardé de τ_1 est non corrélée à celle d'un trajet retardé de τ_2 .

Remarque :

Un processus aléatoire stationnaire au sens large implique une décorrélation de ses composantes dans le domaine dual [33].

I-3.1.3. Système de Bello : canal variant dans le temps

Comme nous l'avons précisé au début de ce paragraphe, le système de Bello définit les relations qui existent entre les fonctions caractéristiques du canal de propagation. La figure I.8 présente les relations entre ces fonctions dans l'hypothèse où l'émetteur et le récepteur sont fixes ; ces fonctions sont donc indépendantes de la variable position \vec{r} et de son dual \vec{k} .

$h(t, \tau)$ et $h(t, f)$ sont respectivement l'évolution de la réponse impulsionnelle et de la fonction de transfert au cours du temps ; $h(f, \nu)$ est la fonction bifréquentielle et $h(\nu, \tau)$ l'évolution du décalage Doppler temporel en fonction du retard de propagation.

¹nous faisons l'hypothèse que la variabilité spatiale est nulle

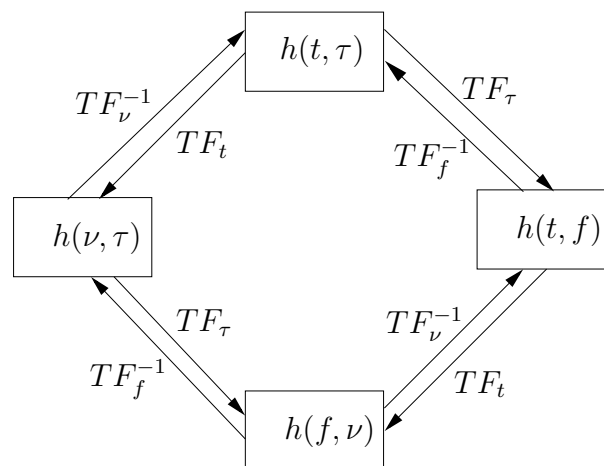


FIG. I.8 – Système de Bello en temporel

I-3.1.4. Système de Bello : canal variant dans l'espace

De la même manière, nous pouvons définir un nouveau système de Bello dans le cas où l'on considère que les émetteurs et/ou récepteurs sont en mouvement alors que les variations temporelles sont nulles ou négligeables. Nous obtenons alors (figure I.9) :

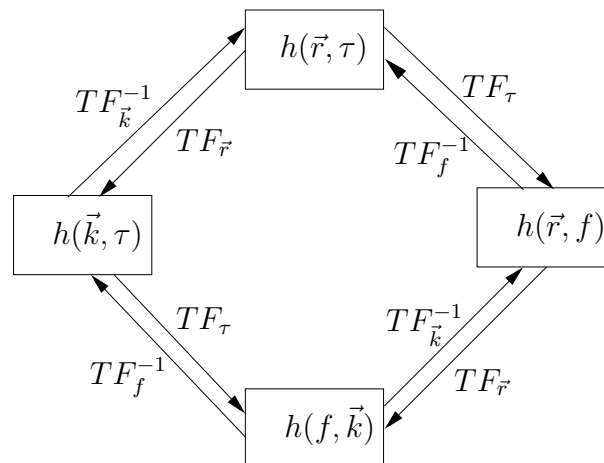


FIG. I.9 – Le système de Bello spatial

Les fonctions caractéristiques ainsi calculées gardent toujours le même nom que précédemment (paragraphe I-3.1.3.) . Les variations temporelles ont juste été remplacées ici par des variations spatiales, y compris pour le décalage Doppler.

Les deux exemples précédents (figure I.8 et figure I.9) illustrent bien qu'il suffit de connaître une seule des fonctions caractéristiques du canal de propagation pour le caractériser intégralement.

I-3.2. Profils en puissance et paramètres caractéristiques

Une fois le canal défini par ses fonctions caractéristiques, nous pouvons en extraire des informations précises liées aux cohérence et dispersion grâce à la définition des profils en puissance. Dans le but de faciliter la compréhension, nous émettons l'hypothèse que le canal est invariant spatialement.

I-3.2.1. Profils en puissance

Les profils (ou spectres) en puissance sont des fonctions qui permettent d'obtenir une information sur la puissance associée à chaque trajet en fonction d'une grandeur particulière (retard de propagation, décalages Doppler temporel ou spatial, angles d'arrivée). Ils se notent généralement $S(x)$ où $x \in \{\tau, \vec{k}, \nu, \alpha, \beta\}$. Ainsi, si nous considérons par exemple le profil en puissance des retards noté $S(\tau)$, il peut être défini de deux façons :

- * directement par les fonctions caractéristiques du canal, définies au paragraphe I-3.1.3. :

$$S(\tau) = \int_R |h(\tau, \nu)|^2 d\nu \quad (\text{I.23})$$

- * via l'autocorrélation des fonctions caractéristiques (théorème de Wiener-Khintchine) :

$$S(\tau) = \int_R R(f) \exp(2\pi j\tau f) df \quad (\text{I.24})$$

Compte tenu des trois variables ν, τ, \vec{k} pouvant caractériser le canal de propagation, nous définissons de la même manière les deux autres spectres de puissance associés à ν et \vec{k} :

- * $S(\nu)$: spectre Doppler temporel ;
- * $S(\vec{k})$: spectre Doppler spatial.

De plus, ces derniers peuvent être complétés par les spectres liés aux angles d'arrivée :

- * $S(\alpha)$: spectre angulaire azimutal ;
- * $S(\beta)$: spectre angulaire en élévation.

Ces spectres sont déterminés de deux façons : soit nous avons accès à la géométrie de la scène qui permet de déterminer les directions d'arrivée de chaque trajets ; soit leurs angles d'arrivée sont déterminés à partir de méthodes à haute résolution [35, 36, 37, 38].

I-3.2.2. La dispersion

La dispersion du canal de propagation informe sur l'étalement des spectres retard, Doppler et angulaires. Elle est calculée à partir du spectre de puissance associé à la fonction caractéristique étudiée. En prenant comme exemple le paramètre "retard" τ , la dispersion σ_τ est obtenue par l'expression :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\langle (\tau - \langle \tau \rangle)^2 \rangle} = \sqrt{\frac{\int_R (\tau - \langle \tau \rangle)^2 S(\tau) d\tau}{\int_R S(\tau) d\tau}} \quad (\text{I.25})$$

où $\langle \tau \rangle$ représente le retard moyen exprimé par :

$$\langle \tau \rangle = \frac{\int_R \tau S(\tau) d\tau}{\int_R S(\tau) d\tau} \quad (\text{I.26})$$

Nous définissons de la même façon :

- * σ_ν ; la dispersion des Doppler temporels ;
- * $\sigma_{\vec{k}}$; la dispersion des Doppler spatiaux ;
- * σ_α ; la dispersion des angles azimutaux ;
- * σ_β ; la dispersion des angles d'élévation.

I-3.2.3. La cohérence

Le canal de propagation est cohérent temporellement, spatialement ou fréquentiellement si l'enveloppe du signal peut être considérée comme stable durant la fenêtre d'observation temporelle, spatiale ou fréquentielle. La figure I.10 illustre ce phénomène dans le cas temporel.

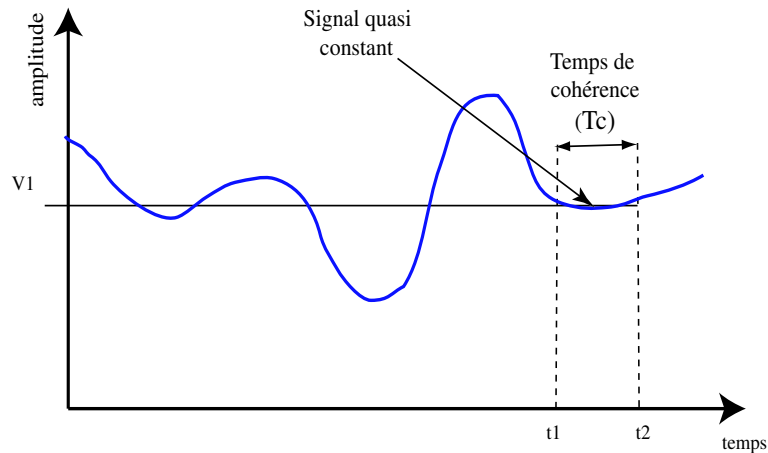


FIG. I.10 – Illustration de la cohérence temporelle

La cohérence du canal est calculée à partir de la fonction d'autocorrélation associée à la fonction caractéristique étudiée.

Ainsi, nous définissons le temps de cohérence, à un seuil X donné, par :

$$\frac{R[(\Delta t)_c, \Delta f = 0, \Delta r = 0]}{R[\Delta t = 0, \Delta f = 0, \Delta r = 0]} = X \quad (\text{I.27})$$

où $(\Delta t)_c = T_c$ est le temps de cohérence. Les seuils généralement utilisés sont 0,5 (50%) et 0,9 (90%). Ce temps correspond à celui durant lequel nous pouvons considérer que le canal est stable. La principale cause d'incohérence temporelle est la variabilité temporelle du canal.

Nous définissons de la même manière :

- * la bande de cohérence : $(\Delta f)_c = B_c$. La cohérence fréquentielle est liée au caractère sélectif en fréquence du canal, dû aux différents trajets reçus qui ont des retards de propagation différents.
- * la distance de cohérence : $(\Delta \vec{r})_c = D_c$. L'incohérence spatiale est due au fait que les ondes d'un canal multi-trajets ont des différences de marche différentes. Les trajets créent en se recombinaison des interférences constructives et destructives ce qui implique que la puissance du signal reçu n'est pas constante pour des faibles changements de position autour du point de réception.

I-3.2.4. Lien entre cohérence et dispersion

Il faut noter que les paramètres de dispersion et de cohérence sont liés. Effectivement, ils sont duaux à un coefficient près. Ainsi, il existe plusieurs expressions approximatives pouvant les mettre en relation ; dans le cas des paramètres t et ν , la plus simple est l'approximation (I.28) :

$$T_c \propto \frac{1}{\sigma_\nu} \quad (\text{I.28})$$

Il existe la même dualité entre la dispersion Doppler spatial et la distance de cohérence, ainsi qu'entre la dispersion des retards et la bande de cohérence [39]. Des travaux plus récents basés sur le principe d'incertitude ont exprimé plus finement cette dualité. Nous retrouvons en particulier la définition proposée par Fleury [40] :

$$T_c \geq \frac{\arccos(X/100)}{\sigma_\nu * 2\pi} \quad (\text{I.29})$$

où X est le seuil utilisé pour le calcul du paramètre de cohérence (paragraphe I-3.2.3.)

I-3.3. Impact des caractéristiques du canal sur les communications numériques

Une caractérisation approfondie du canal de propagation permet d'améliorer la qualité de services d'un système de transmission numérique [27].

Ainsi, nous allons présenter le lien existant entre les paramètres caractéristiques du canal et l'information transmise. Cette information peut être représentée par deux paramètres :

- le temps symbole, qui correspond à la durée d'un symbole ;
- la bande passante, qui est l'occupation spectrale de l'information transmise.

I-3.3.1. Évanouissements temporels

Les évanouissements temporels du canal peuvent être classés en deux catégories :

- **Évanouissements rapides** : Si le temps symbole est plus grand que le temps de cohérence alors il existe des fluctuations durant l'émission d'un symbole lors d'une communication numérique.
- **Évanouissements lents** : Si le temps symbole est plus petit que le temps de cohérence alors le canal paraît stable pour le symbole émis.

I-3.3.2. Évanouissements fréquentiels

Dans le domaine fréquentiel, un canal a un niveau de puissance pouvant fluctuer selon la bande fréquentielle d'observation, ce qui implique deux types d'évanouissements :

- **Canal sélectif en fréquence** : la bande de cohérence du canal est plus petite que la bande passante occupée par le signal transmis.
- **Canal plat** : la bande de cohérence du canal est plus grande que la bande passante occupée par le signal transmis

I-3.3.3. Évanouissements spatiaux

Ces évanouissements peuvent se décomposer en deux catégories. Les évanouissements à petite échelle interviennent lorsque le mobile se déplace sur des distances proches de la longueur d'onde. Ils correspondent à des interférences constructives ou destructives au niveau du récepteur. Ainsi, il est possible de recevoir une puissance quasi nulle au niveau du récepteur, ou inversement de recevoir un niveau de puissance supérieur à celui émis. Ceux-ci sont superposés aux évanouissements à grande échelle, qui sont dus aux effets de masque dans l'environnement de propagation : collines, immeubles, etc. Ils interviennent pour des déplacements importants. Ils n'entrent donc pas dans notre cas d'étude.

La figure I.11 illustre les deux types d'évanouissements.

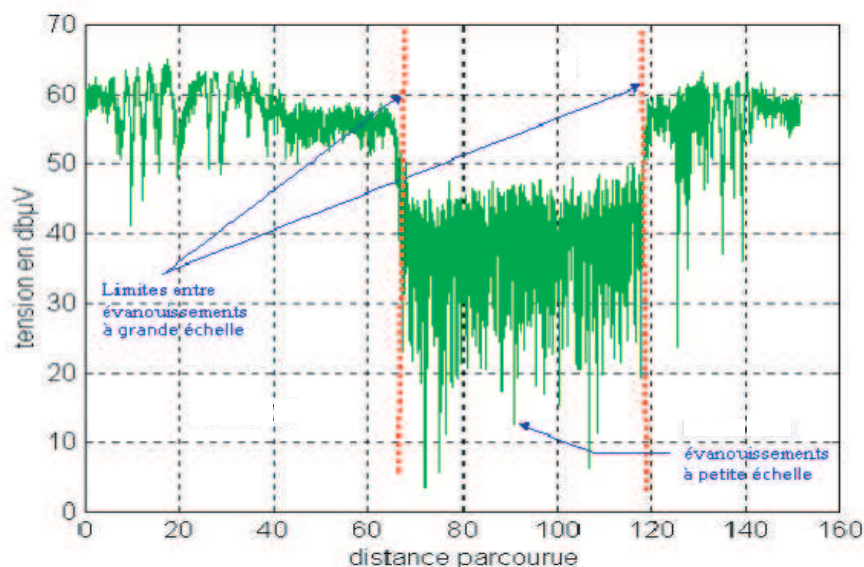


FIG. I.11 – Exemple d'évanouissements à petite et grande échelles

Ainsi, si la distance parcourue par le récepteur est grande (petite) devant la distance de cohérence, le canal subit un évanouissement à grande (petite) échelle.

I-4. Caractérisation MIMO

Actuellement, les systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO, sont de plus en plus étudiés. En effet, ils ont le potentiel d'augmenter la capacité du canal proportionnellement aux nombres d'antennes émettrices et réceptrices considérées [41].

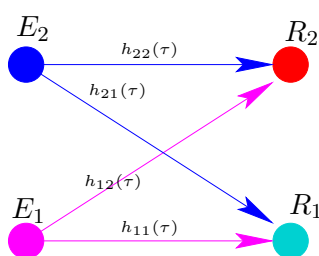
Le but de ce paragraphe est de présenter l'extension de la caractérisation définie précédemment à un contexte multi-antennes à l'émission comme à la réception.

Pour simplifier l'écriture des différentes fonctions caractéristiques d'un canal MIMO, nous prendrons l'exemple d'un canal composé de deux antennes à l'émission comme à la réception (figure I.12). Nous sommes ainsi en présence de quatre liaisons radios, chacune définie par une réponse impulsionnelle notées $h_{11}(\tau)$, $h_{12}(\tau)$, $h_{21}(\tau)$, $h_{22}(\tau)$.

I-4.1. Matrices de canal

Pour un tel canal, les quatre réponses impulsionnelles du canal MIMO (2×2) sont regroupées au sein d'une matrice de canal notée H . Celle-ci peut s'exprimer de deux façons :

- la première est une écriture en bande large, notée H_{BL} , dans laquelle les réponses impulsionnelles sont exprimées, comme au paragraphe I-2.3., en fonction du retard de propagation.

FIG. I.12 – Définition d'un canal MIMO (2×2)

Chaque coefficient $h_{ij}(\tau)$ est défini par :

$$h_{ij}(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (\text{I.30})$$

où N est le nombre de trajets pour la liaison considérée et $i, j \in [2, 2]$ renseignent sur la liaison étudiée.

Nous définissons donc la matrice de canal H_{BL} par :

$$H_{BL} = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau) & h_{12}(\tau) \\ h_{21}(\tau) & h_{22}(\tau) \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

- la seconde est de nature bande étroite, notée H_{BE} . Chacun de ses coefficients bande étroite, calculé pour chaque liaison, résulte de la somme vectorielle des N trajets qui composent la réponse impulsionnelle large bande de la liaison considérée. Chaque coefficient H_{ij} est défini par :

$$H_{ij} = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\theta_n} \quad (\text{I.32})$$

Nous définissons donc la matrice de canal H_{BE} par :

$$H_{BE} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

A partir de ces matrices, nous pouvons maintenant calculer les paramètres caractéristiques d'un canal MIMO : la corrélation entre les différentes liaisons MIMO et la capacité du canal.

I-4.2. Corrélation entre les liaisons MIMO

Un des éléments clés pour les performances d'un canal MIMO est le bon positionnement des antennes. En effet, et en particulier pour les systèmes de faible encombrement, nous ne pouvons pas disposer les antennes de manière aléatoire sans prendre le risque d'avoir des liaisons MIMO très fortement corrélées. Pour cela, nous avons différents outils mathématiques qui permettent d'étudier la corrélation entre ces liaisons.

Dans un premier temps, il faut distinguer deux notions importantes : la matrice de corrélation et le critère de corrélation.

La matrice de corrélation d'un canal MIMO s'écrit de la manière suivante :

$$R_H = E\{vec(H_{BE}).vec(H_{BE})^H\} \quad (I.34)$$

où :

- $E\{.\}$ est l'opérateur espérance mathématique ;
- $vec(.)$ est l'opérateur "mise en colonne" ;
- $(.)^H$ est l'opérateur Hermitien correspondant à deux opérations : application du conjugué puis de la transposé à la matrice considérée.

Le résultat de ce calcul est donc une matrice carrée de dimension :

$$dim R_H = (dim H)^2 \quad (I.35)$$

Cela correspond, dans le cas d'un canal MIMO (2×2), à une matrice de corrélation de dimension (4×4).

Bien que cette dernière tienne compte du degré de ressemblance entre les différentes liaisons, elle n'est pas normalisée. C'est la raison pour laquelle on introduit la notion de critère de corrélation.

De manière générale, nous pouvons considérer deux critères de corrélation. Le premier, de nature statistique [42, 43], est défini par la matrice de variance-covariance [44] des coefficients de la matrice de canal H_{BE} . Il correspond à la matrice de corrélation normalisée par les variances. Ainsi, le critère ρ s'exprime par :

$$\rho = \frac{cov(X, Y)}{\sqrt{var(X).var(Y)}} \quad (I.36)$$

avec X et Y représentant les H_{ij} .

Le second que nous proposons, et que nous appellerons dans la suite de ce document "corrélation physique", repose sur le caractère large bande du canal. Cette définition est très souvent utilisée dans le cas où les signaux transmis possèdent une enveloppe complexe [45]. Elle correspond au maximum des degrés de cohérence normalisés. Elle peut également s'appliquer ici de la manière suivante :

$$\rho_\phi = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K \frac{\max(R_{XY})}{\sqrt{R_{XX}(0) \cdot R_{YY}(0)}} \quad (\text{I.37})$$

avec X et Y appartenant à $\{h_{ij}(\tau)\}$, et K le nombre de réalisations.

Ce critère permet d'estimer le degré de ressemblance entre deux réponses impulsionnelles. Comme il est appliqué sur toutes les combinaisons de réponses impulsionnelles, il correspond aussi à une matrice de dimension $(\dim H_{BL})^2$.

Ainsi, l'évolution de ces critères pour une variation de l'espacement entre antennes à l'émission et/ou à la réception permet de détecter les points de décorrélation maximum, et donc de répondre aux problèmes liés à l'architecture des antennes mises en oeuvre.

I-4.3. Capacité du canal

La capacité du canal est le second paramètre important pour l'évaluation des performances des canaux MIMO [41]. En effet, pour une liaison donnée, elle permet de connaître la quantité maximum d'information en bits/s/Hz qu'il est possible de transmettre sur un canal de propagation et reçue avec une probabilité d'erreur nulle (Annexe A).

Cette capacité est définie par l'équation suivante, dans le cas où les puissances des antennes émettrices sont identiques :

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_P + \frac{\rho}{P} \mathbf{H}_{BE} \mathbf{H}_{BE}^H \right) \right] \quad M \leq P \quad (\text{I.38})$$

où M est le nombre d'antennes à la réception, P le nombre d'antennes à l'émission et ρ le rapport signal sur bruit.

Nous pouvons simplifier l'expression I.38 en l'écrivant à partir des valeurs propres λ_i de la matrice \mathbf{H} (Annexe A) ; elle devient alors :

$$C = \sum_{i=1}^P \log_2 \left[1 + \frac{\rho}{P} \lambda_i \right] \quad (\text{I.39})$$

où i est le nombre de valeurs propres du canal MIMO considéré.

Dans le cas où le nombre d'antennes à la réception devient strictement supérieur au nombre d'antennes à l'émission les équations (I.38) et (I.39) deviennent :

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_P + \frac{\rho}{P} \mathbf{H}_{BE}^H \mathbf{H}_{BE} \right) \right] \quad M > P \quad (\text{I.40})$$

$$C = \sum_{i=1}^M \log_2 \left[1 + \frac{\rho}{P} \lambda_i \right] \quad (\text{I.41})$$

Notons que le fait de déterminer les valeurs propres de la matrice H permet de calculer le conditionnement de la matrice H . Celui-ci informe sur la qualité de la liaison : si ce rapport est proche de 1, alors toutes les voies d'émission peuvent transmettre la même quantité d'information, alors que dans le cas contraire, la liaison est déséquilibrée. Il est défini par :

$$\text{Cond} = \max(\lambda_i)/\min(\lambda_i) \quad (\text{I.42})$$

I-4.4. Lien entre la capacité et la corrélation des liaisons

Dans notre étude, il est important de mettre en avant le lien existant entre la capacité (paragraphe I-4.3.) et la corrélation des liaisons MIMO (paragraphe I-4.2.) pour mieux comprendre les résultats de simulation. Dans un cas MIMO (2×2) présenté au paragraphe I-4., rappelons que la matrice H_{BE} s'écrit de la manière suivante :

$$H_{BE} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

En développant le produit $H_{BE} \cdot H_{BE}^H$ existant dans l'expression de la capacité (équation (I.38)) lorsque $M \leq P$, nous obtenons :

$$H_{BE} \cdot H_{BE}^H = \begin{bmatrix} H_{11} \cdot H_{11}^* + H_{12} \cdot H_{12}^* & H_{11} \cdot H_{21}^* + H_{12} \cdot H_{22}^* \\ H_{21} \cdot H_{11}^* + H_{22} \cdot H_{12}^* & H_{22} \cdot H_{22}^* + H_{21} \cdot H_{21}^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

Cherchons maintenant à identifier quels produits $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$ de la matrice de corrélation interviennent dans le produit $H_{BE} \cdot H_{BE}^H$ de la capacité. Pour cela, nous développons la matrice de corrélation (I.34) R_H :

$$R_H = E \left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} \cdot \mathbf{H}_{11}^* & H_{11} \cdot H_{12}^* & \mathbf{H}_{11} \cdot \mathbf{H}_{21}^* & H_{11} \cdot H_{22}^* \\ H_{12} \cdot H_{11}^* & \mathbf{H}_{12} \cdot \mathbf{H}_{12}^* & H_{12} \cdot H_{21}^* & \mathbf{H}_{12} \cdot \mathbf{H}_{22}^* \\ \mathbf{H}_{21} \cdot \mathbf{H}_{11}^* & H_{21} \cdot H_{12}^* & \mathbf{H}_{21} \cdot \mathbf{H}_{21}^* & H_{21} \cdot H_{22}^* \\ H_{22} \cdot H_{11}^* & \mathbf{H}_{22} \cdot \mathbf{H}_{12}^* & H_{22} \cdot H_{21}^* & \mathbf{H}_{22} \cdot \mathbf{H}_{22}^* \end{bmatrix} \right) \quad (\text{I.45})$$

Lors du calcul de la capacité, nous remarquons que tous les produits $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$ de R_H n'interviennent pas dans le produit $H_{BE} \cdot H_{BE}^H$ (équation (I.44)), mais seulement les produits $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$ (en gras dans l'expression (I.45)) faisant intervenir le même récepteur. Ceci implique que la décorrélation des coefficients de la matrice de corrélation qui n'interviennent pas dans le calcul de la capacité n'aura pas de conséquence sur celle-ci. Cette remarque est importante dans la compréhension des résultats qui seront présentés par la suite.

Nous pouvons également remarquer (équation (I.46)) que dans le cas du produit $H_{BE}^H \cdot H_{BE}$, qui correspond au cas où $M > P$, ce sont cette fois les produits $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$ (en caractères normaux dans l'expression I.45) correspondant aux coefficients bande étroite des liaisons associées au même émetteur qui sont utilisées.

$$H_{BE}^H \cdot H_{BE} = \begin{bmatrix} H_{11} \cdot H_{11}^* + H_{21} \cdot H_{21}^* & H_{11} \cdot H_{12}^* + H_{22} \cdot H_{21}^* \\ H_{12} \cdot H_{11}^* + H_{21} \cdot H_{22}^* & H_{22} \cdot H_{22}^* + H_{12} \cdot H_{12}^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

I-5. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous disposons de tous les éléments nécessaires pour caractériser un canal de propagation SISO ou MIMO.

Nous avons en particulier montré le lien existant entre la capacité du canal et la matrice de corrélation des liaisons MIMO.

Cependant, pour mettre en oeuvre cette théorie, il faut utiliser un système de simulation ou de mesure qui fournira des informations sur le canal en terme de réponses impulsionnelles ou fréquentielles.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. HEINE : *GSM Networks : Protocols, Terminology, and Implementation*. Artech House, janvier 1999.
- [2] B. GHRIBI et L. LOGRIPPO : Understanding GPRS : the GSM packet radio service. *Computer Networks (Amsterdam, Netherlands : 1999)*, 34(5):763–779, 2000.
- [3] A. FURUSKÄR, D. BLÅSJÖ, S. ERIKSSON, M. FRODIGH, S. JÄVERBRING et H. OLOFSSON : System performance of the EDGE concept for enhanced data rates in GSM and TDMA/136. *IEEE Wireless Communications and Networks Conference 1999 (WCNC'99)*, 2:752–756, septembre 1999.
- [4] D. O'MAHONY : UMTS : The fusion of fixed and mobile networking. *IEEE Internet Computing*, 2(1):49–56, 1998.
- [5] 3rd Generation Partnership Project. *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ; General UMTS Architecture*, avril 2001. statut : « Publication (3GPP TS 23.101 version 4.0.0 Release 4) », http://webapp.etsi.org/workprogram/Report_WorkItem.asp?WKI_ID=13453.
- [6] J.F. PILLOU : Introduction aux réseaux sans fil. 2005. <http://www.commentcamarche.net/wireless/wlintro.php3>.
- [7] S. SAADAOUÏ : Extension MIMO de la plate-forme CAO HiperLAN/2. Mémoire de D.E.A., Université de Bretagne Occidentale - ENST de Bretagne, Juin 2004.
- [8] J. KIVINEN, X. ZHAO et P. VAINIKAINEN : Empirical characterization of wideband indoor radio channel at 5.3 GHz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(8):1192–1205, August 2001.
- [9] H. XU, V. KUKSHYA et T. S. RAPPAPORT : Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, 20(3):620–630, april 2002.
- [10] R. COSQUER : *Conception d'un sondeur de canal MIMO. Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel*. Thèse de doctorat, INSA de Rennes, Octobre 2004.

- [11] X. ZHAO, J. KIVINEN, P. VAINIKAINEN et K. SKOG : Propagation characteristics for wideband outdoor mobile communications at 5.3 GHz. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(3):507–514, April 2002.
- [12] S. SALOUS et H. GOKALP : Dual frequency sounder for UMTS frequency division duplex channels. *IEE Proceedings Communications*, 149(2):117–122, April 2002.
- [13] K.S. YEE : Numerical solution of initial boundary value problems insolving maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Antennas and Propagation*, AP-14:302–307, 1966.
- [14] R.F. HARRINGTON : Field computation by moment methods. 1968.
- [15] A. FOURIE et D. NITCHE : Supernec : Antenna and indoor-propagation simulation program. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 42(3):31 – 48, Jun 2000.
- [16] Z. JI, B. LI et H. WANG : Efficient ray-tracing methods for propagation prediction for indoor wireless communications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 43(2):41, Apr 2001.
- [17] G. E. ATHANASIADOU et A. R. NIX : A novel 3-D indoor ray-tracing propagation model : The path generator and evaluation of narrow-band and wide band prediction. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, 49(4):1152, Jul 2000.
- [18] S. LOREDO, L. VALLE et R. TORRES : Accuracy analysis of GO/UTD radio channel modeling in indoor scenarios at 1.8 GHz and 2.5 GHz. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 43(5):37, Oct 2001.
- [19] Y. POUSSET, R. VAUZELLE, L. AVENEAU et M. MÉRIAUX : Characterization of the mobile channel by a 3D UTD propagation model. *PSIP'2001*, Janvier 2001.
- [20] R. S. LONGHURST : *Geometrical and Physical Optics*. Longman, London, 1967.
- [21] R.G. KOUYOUMJIAN et P.H. PATHAK : A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface. *IEEE ROC.*, Vol 62:pp 1448–1461, 1974.
- [22] J.B. KELLER : Geometrical theory of diffraction. *J. Opt. Soc. Amer.*, 52(2):116–130, Feb 1962.
- [23] M.C. LAWTON et J. P. MCGEEHAN : The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in small-cell environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(4):955, nov 1994.
- [24] F. ESCARIEU, Y. POUSSET, L. AVENEAU et R. VAUZELLE : Un simulateur de propagation 3D pour l'étude du canal radiomobile. *Journée d'étude : Propagation électromagnétique dans l'Atmosphère du décimétrique à l'Angström*, pages 81–82, mars 2002.
- [25] F. ESCARIEU, Y. POUSSET, L. AVENEAU et R. VAUZELLE : Outdoor and indoor channel characterization by a 3D simulation software. *PIMRC '2001*, Septembre 2001.
- [26] P. A. MAGNIN : Doppler effect : History and theory. *Hewlett-Packard Journal : technical information from the laboratories of Hewlett-Packard Company*, 37(6):26–31, juin 1986.

- [27] G. DURGIN : Theory of stochastic local area channel modeling for wireless communications. Rapport technique, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, December 2000.
- [28] W.S. JAKES : Microwave mobile communications. pages 11–78, 1974.
- [29] R. H. CLARKE : a statistical theory of mobile radio reception. *the bell system technical journal*, 47:957 à 1000, 1968.
- [30] T. AULIN : A modified model for the fading signal at a mobile radio channel. *IEEE transactions on vehicular technology*, Vol. 28:pp 138–203, 1979.
- [31] X. ZHAO, J. KIVINEN, P. VAINIKAINEN et K. SKOG : Characterization of doppler spectra for mobile communication at 5.3 GHz. *IEEE Transactions on vehicular technology*, Vol. 52(No. 1):p. 14, January 2003.
- [32] K. KALLIOLA, H. LAITINEN, P. VAINIKAINEN, M. TOELTSCH, J. LAURILA et E. BONEK : 3-D double-directional radio channel characterization for urban macrocellular applications. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. 51(No. 11):p. 3122–3133, November 2003.
- [33] P. A. BELLO : generic channel simulator. 1997.
- [34] P. A. BELLO : Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. on Commun*, pages pp. 360–393, dec 1963.
- [35] M. HAARDT et J. NOSSEK : Unitary ESPRIT : How to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden. *IEEE Trasaction on Signal Processing*, SP-43:pp. 1232–1242, May 1995.
- [36] R. O. SCHMIDT : Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-34:pp. 276–280, 1986.
- [37] B. H. FLEURY, M. TSCHUDIN, R. HEDDERGOTT, D. DAHLHAUS et K. I. PEDERSEN : Channel parameter estimation in mobile radio environments using SAGE algoritm. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, 17(3):p 434–450, march 1999.
- [38] B. H. FLEURY, P. JOURDAN et A. STUCKI : High-resolution channel parameter estimation for MIMO application using the SAGE algorithm. *Inernational Zurich Seminar on Broadband Communications*, pages 30–1, 30–9, feb 2002. ETH Zurich.
- [39] B. SKLAR : Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. part1 : Characterization. *IEEE Communications Magazine*, pages 90–100, July 1997.
- [40] B. H. FLEURY : An uncertainty relation for WSS processes and its application to WSSUS systems. *IEEE Transactions on communications*, vol. 44(No. 12):pp. 1632 – 1634, dec. 1996.
- [41] I. E. TELATAR : Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Trans. on Telecomm.*, 10(6):585–595, November 1999.

- [42] R.J. RUMMEL : *Understanding Correlation.* 1976.
<http://www.mega.nu:8080/ampp/rummel/uc.htm>.
- [43] The free encyclopedia WIKIPEDIA : Correlation. <http://en.wikipedia.org/wiki/Correlation>.
- [44] The free encyclopedia WIKIPEDIA : *Covariance matrix.*
http://en.wikipedia.org/wiki/Covariance_matrix.
- [45] D.F. ELLIOT : *Handbook of Digital Signal processing Engineering Applications.*

MISE EN OEUVRE DE LA CARACTÉRISATION

Sommaire

II-1. Introduction	44
II-2. Logiciel de caractérisation	44
II-3. Informations d'entrée	46
II-3.1. La mesure	47
II-3.2. La simulation	52
II-4. Association entre la simulation et la caractérisation du canal	54
II-4.1. Utilisation des deux logiciels	55
II-4.2. Contraintes liées au traitement de signaux numériques	56
II-5. Illustration du potentiel	58
II-5.1. Contexte	58
II-5.2. Étude du canal SISO	59
II-5.3. Étude du canal MIMO	68
II-6. Conclusion	74

II-1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons tout d'abord le logiciel de caractérisation qui a été développé durant cette thèse et qui s'appuie sur la théorie présentée dans le chapitre précédent. Dans un second temps, nous détaillons les données d'entrée (issues de la mesure et de la simulation) que nous avons utilisées. Ensuite, nous montrons l'intérêt de l'association entre le logiciel de caractérisation du canal et un simulateur de propagation déterministe de canal développé au laboratoire SIC. Enfin, nous illustrons le potentiel de cette association par l'étude d'un cas concret relevant d'une configuration outdoor utilisant une modélisation précise de l'environnement.

II-2. Logiciel de caractérisation

Afin de caractériser le canal de propagation, il faut tout d'abord obtenir les informations liés à la propagation multi-trajets (paragraphe I-2.1.2.) : ses réponses impulsionnelle (notées RI) ou fréquentielle (notée RF) du canal, ainsi que les directions d'arrivée. Celles-ci correspondent aux entrées du logiciel de caractérisation dont le principe est présenté sur la figure II.1. Ainsi, les entrées peuvent être issues indifféremment d'un logiciel de simulation de la propagation des ondes électromagnétiques ou d'un dispositif expérimental.

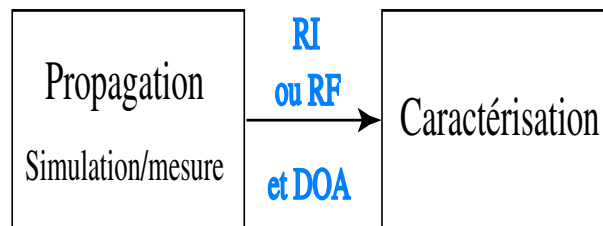


FIG. II.1 – Principe de l'étude d'un canal

L'interface utilisateur du logiciel de caractérisation présentée sur la figure II.2 est constituée de menus et d'icônes qui permettent de lancer la caractérisation, afficher et enregistrer les différents résultats calculés, définir les options et paramètres de la caractérisation (notée Zone 1). La partie centrale nommée "informations" (notée Zone 2) permet d'afficher à la fin de la caractérisation les résultats du calcul des paramètres de dispersion et de cohérence. Enfin grâce à des menus déroulants, la dernière partie (notée Zone 3) permet de choisir le type d'informations à afficher dans une fenêtre indépendante de l'interface principale.

Les informations de sortie sont de deux sortes : d'une part, des informations communes aussi bien aux canaux SISO que MIMO et, d'autre part, des informations spécifiques aux canaux MIMO dont le principe de calcul a été présenté dans le chapitre précédent. Nous trouvons la présentation des résultats suivants :

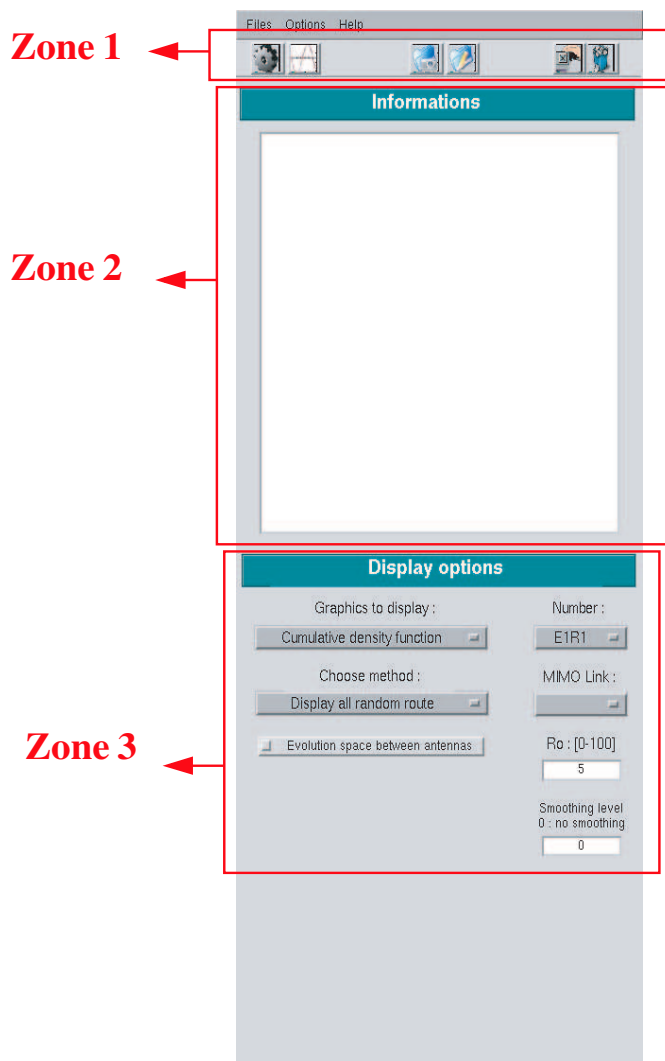


FIG. II.2 – Interface utilisateur du logiciel de caractérisation

– **Canaux SISO/MIMO :**

- toutes les fonctions de Bello ;
- tous les spectres (Doppler, retard et angulaires) ;
- les paramètres caractéristiques du canal associés à la dispersion et à la cohérence (dans les 6 espaces de travail : Temps, Fréquence, Espace pour la cohérence et retard, Doppler spatial, Doppler temporel pour la dispersion) ;
- les directions d'arrivée des trajets en azimut et en élévation.

– **Canaux MIMO :**

- les matrices de canal H (H_{BE} , H_{BL}) ;
- la matrice de corrélation R_H ;
- la corrélation entre les liaisons MIMO via l'étude des critères de corrélation statistique et

- physique ;
- la capacité du canal de propagation.

Les options de calcul présentées sur les figures II.3 et II.4, accessibles à partir de la zone 1 de la figure II.2 correspondent aux différentes fonctions que l'on peut obtenir en SISO et MIMO. Globalement, ces interfaces sont séparées en deux parties : la première appelée "General options" permet de choisir le format de sauvegarde des courbes affichées, la langue des légendes de ces courbes et enfin la visualisation des résultats en échelle linéaire ou logarithmique, cette partie est commune à la caractérisation SISO et MIMO. La seconde partie, appelée "computation options", permet de choisir les fonctions à calculer, celle-ci est différente selon les cas SISO (figure II.3) ou MIMO (figure II.4). Par exemple, nous observons sur la figure II.3 que pour cette simulation, l'évolution de la réponse impulsionnelle, la fonction d'autocorrélation temporelle, le spectre Doppler et le spectre retard seront calculés, car cochés. La figure II.4 correspond aux options MIMO ; dans ce cas, les spectres retard, le critère de corrélation et la capacité du canal seront calculés.

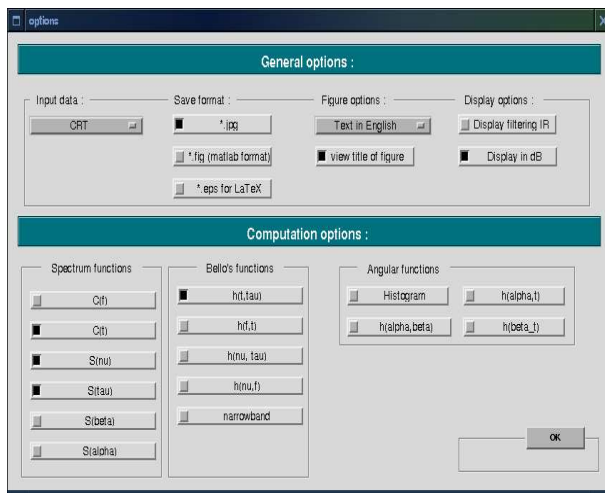


FIG. II.3 – Interface utilisateur dans le cas SISO

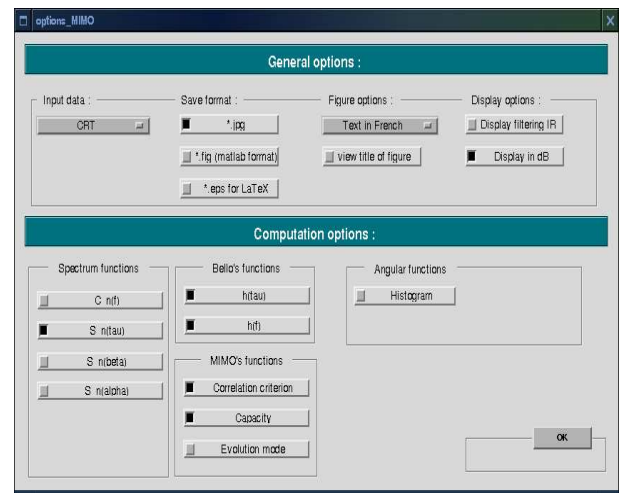


FIG. II.4 – Interface utilisateur dans le cas MIMO

II-3. Informations d'entrée

Ce paragraphe décrit les différents moyens d'obtention des informations relatives au comportement du canal de propagation.

Comme indiqué précédemment, les informations d'entrée pour la caractérisation sont issues soit de la mesure, soit de la simulation. Dans le cadre de notre travail, nous avons pu tester les deux types d'entrée. Pour la mesure, nous avons exploité les données de deux sondeurs de canal (SARACOM et

PROPSOUND¹), et dans le cas de la simulation, nous avons utilisé un simulateur de canal reposant sur une technique de tracé de rayons 3D et développé au laboratoire SIC.

II-3.1. La mesure

Dans le cadre de notre étude, nous avons eu accès aux informations de deux sondeurs de canal. Le premier, SARACOM de l'IETR, a été utilisé lors d'une campagne de mesures que nous avons effectuée sur le campus de Beaulieu de l'Université de Rennes 1. Pour le second, PROPSOUND de la société Elektrobit (entreprise spécialisée dans les systèmes sans fil), nous avons travaillé à partir d'un CDROM de données de mesures réalisées lors d'une précédente campagne sur le site de l'entreprise à Zürich en Suisse.

Bien que ces deux sondeurs n'aient pas fait l'objet d'une utilisation approfondie, nous allons néanmoins présenter leurs caractéristiques et illustrer leur potentiel.

II-3.1.1. SARACOM

II-3.1.1.a. Présentation

Le système SARACOM, dont le récepteur est présenté sur la figure II.6, est un sondeur de canal temporel SIMO à corrélateur glissant large bande[1]. Il mesure les réponses impulsionnelles complexes du canal sur huit antennes pour notamment estimer les angles d'arrivée des trajets prédominants, déterminés grâce à un post traitement appelé SARAGONIO. Celui-ci est basé sur la technique de goniométrie avancée MUSIC (Multiple Signal Classification) [2] ou de formation de voies [3].

Dans le cas de la méthode MUSIC, ce logiciel de post-traitement demande à l'utilisateur de fixer le nombre de directions d'arrivée à déterminer. En effet, le nombre maximum de directions d'arrivée estimable est toujours égal à $N - 1$, où N est le nombre d'antennes. En outre, plus le nombre de directions d'arrivée à déterminer est important, moins la précision des angles obtenus est bonne [1]

Les caractéristiques générales du sondeur sont :

- * Fréquence porteuse : $F_0 = 2.05GHz$;
- * Bande transmise : $B_e = 160MHz$;
- * Bande analysée : $B_a = 80MHz$;
- * Dynamique : environ $50dB$;
- * Fenêtre d'analyse : $T_w < 12.7\mu s$;
- * Sensibilité : $-90dBm$.

¹Propagation Sounder



FIG. II.5 – Environnement de mesure

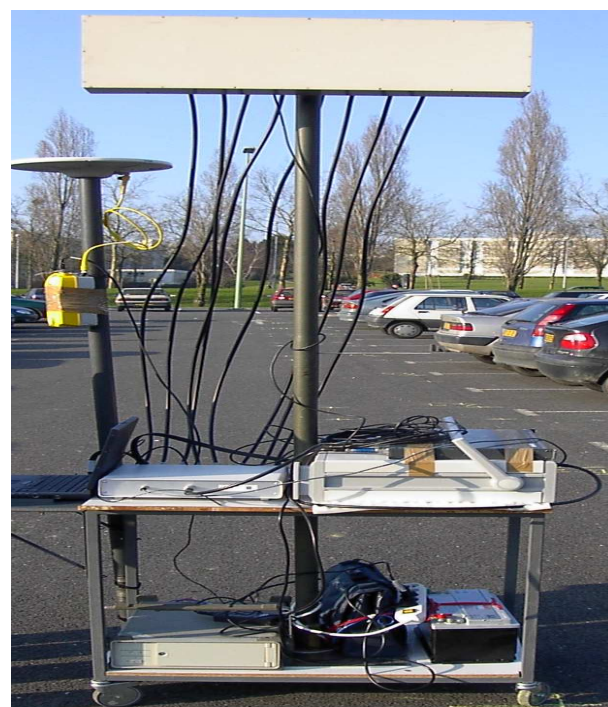


FIG. II.6 – Récepteur du sondeur SARACOM

II-3.1.1.b. Utilisation

Nous avons utilisé ce sondeur deux fois. La première utilisation s'est déroulée sur trois jours et consistait à prendre en main le matériel c'est à dire :

- la lecture du rapport technique interne rédigé au cours du stage de Maud Marchal [1], traitant d'une précédente campagne de mesures réalisée avec SARACOM ;
- l'utilisation du matériel dans un contexte indoor ;
- l'interprétation des résultats après post-traitement.

Lors de la deuxième utilisation du sondeur, nous avons effectué une campagne de mesures d'une semaine, sur le site de l'Université de Rennes 1 (figure II.5). Nous avons étudié deux configurations ; l'une correspondait à un parcours rectiligne de mesures constitué de 24 points de réception espacés de 5m, en visibilité directe de l'émetteur (configuration 1) ; l'autre correspondait à un parcours rectiligne de mesures de 80 points espacés de 1m, dans une zone allant de l'ombre à la visibilité directe (configuration 2).

Après avoir effectué l'acquisition des réponses impulsionnelles sur la configuration 1, nous avons utilisé le logiciel de post-traitement SARAGONIO [1] fonctionnant sous Matlab. Il permet de visualiser les évolutions des réponses impulsionnelles pour chaque antenne (figure II.7) et d'estimer des angles d'arrivée (figure II.8).

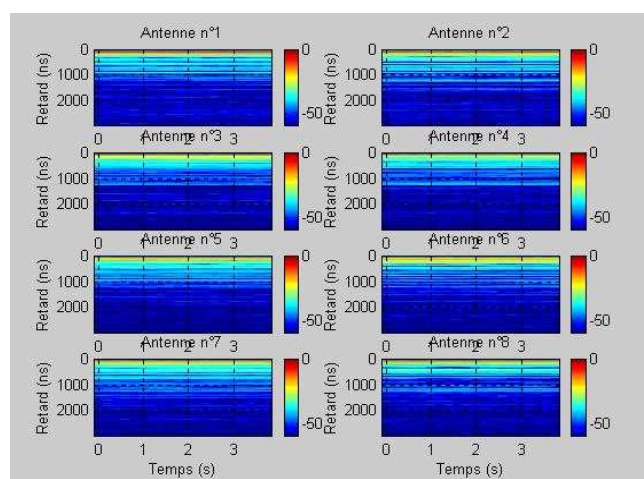


FIG. II.7 – Évolution temporelle des réponses impulsionnelles sur les 8 antennes réceptrices

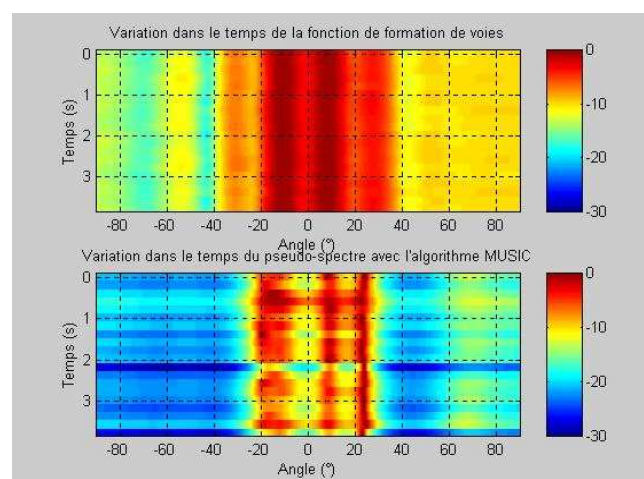


FIG. II.8 – Estimation par la méthode de formation de voie (au dessus) et par MUSIC (au dessous)

Nous pouvons remarquer sur la figure II.7 l'évolution au cours du temps des réponses impulsionnelles reçues sur les différentes antennes. C'est à partir de celles-ci que sont calculées les angles d'arrivée grâce aux techniques de formation de voies ou MUSIC.

Ainsi, sur la figure II.8, nous observons une seule direction d'arrivée par la méthode de formation de voies, avec une incertitude d'environ 40° alors que nous déterminons 3 directions d'arrivée à savoir : -20° , 10° et 20° et ce, avec une incertitude de 10° par MUSIC.

Rappelons que le nombre de directions d'arrivée maximum estimées est toujours égal à $N - 1$, où N est le nombre d'antennes. Ainsi, dans notre cas, nous avons 8 antennes, cela limite la prédiction à 7 directions d'angle d'arrivée. Pour obtenir une précision suffisante, après expérimentation, nous avons choisi de déterminer 3 directions d'angle d'arrivée (paragraphe II-3.1.1.a.). Nous remarquons sur cet exemple que le gain apporté par la méthode MUSIC par rapport à la méthode à formation de voies est très important.

Bien que ces résultats ne soient pas très précis, cette première prise en main d'un sondeur de canal était un point important de notre étude. Effectivement, cela nous a permis de découvrir l'expérimentation et les difficultés associées. Cependant, les difficultés de logistique ont rendu difficile une utilisation plus poussée de ce sondeur dans le cadre de notre étude.

II-3.1.2. PROPSOUND

II-3.1.2.a. Présentation

Ce dispositif est un sondeur de canal temporel à étalement de spectre qui est couplé à la méthode de super résolution SAGE (Space-Alternating Generalized Expectation-maximisation), développée par B.H. Fleury [4]. Elle permet de déterminer les paramètres et fonctions caractéristiques d'un canal (chapitre I) connus par ses trajets prédominants. Les antennes de ce sondeur sont composées respectivement de 8 et 16 éléments à l'émission et à la réception, soit 128 liaisons distinctes possibles.

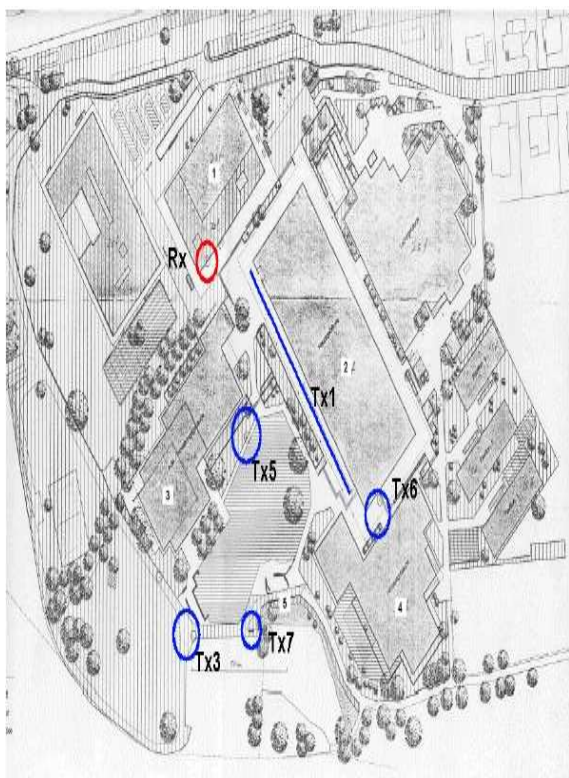


FIG. II.9 – Environnement de mesure - Site de Zürich

FIG. II.10 – Récepteur du sondeur PROPSOUND

Les caractéristiques générales du sondeur sont :

- * Fréquence porteuse : $F_0 = 1,7GHz - 5,9GHz$;
- * Vitesse de mesure : $30Mbits/s$;
- * Bande analysée : $B_a = 200MHz$;
- * Dynamique : environ $35dB$.

II-3.1.2.b. Traitement des données fournies

Les données fournies par Elektrobit ont été obtenues pour plusieurs configurations à une fréquence porteuse égale à $2GHz$. TX1 correspond à un ensemble de points de réception longeant le bâtiment principal. Tx3 et Tx7 sont des positions de réceptions fixes et placées en terrain dégagé ; Tx5 et Tx6 sont fixes et proches de bâtiments.

Les données sont de deux types et ce pour chaque point de mesures :

- un fichier contenant les données brutes de mesure : réponses impulsionnelles et paramètres de configuration du sondeur ;
- un fichier contenant les résultats du post-traitement par la méthode SAGE, permettant d'estimer les différentes fonctions caractéristiques du canal. Cette estimation est déterminée à partir de la mesure de 4 cycles du sondeur (un cycle correspondant au calcul des 128 liaisons).

Afin d'illustrer le potentiel du sondeur, nous représentons sur les figures II.11 et II.12 une réponse impulsionnelle ainsi qu'un spectre Doppler estimés pour une liaison particulière, à savoir l'émetteur à la position notée Tx5 sur la figure II.9 et le récepteur en Rx.

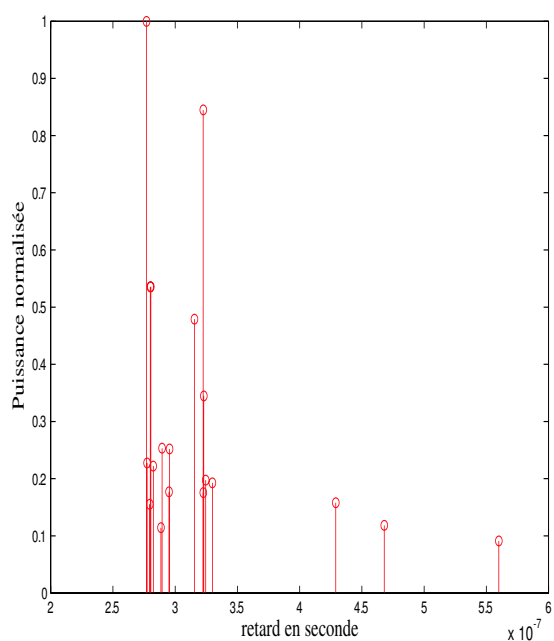


FIG. II.11 – Réponse impulsionnelle estimée

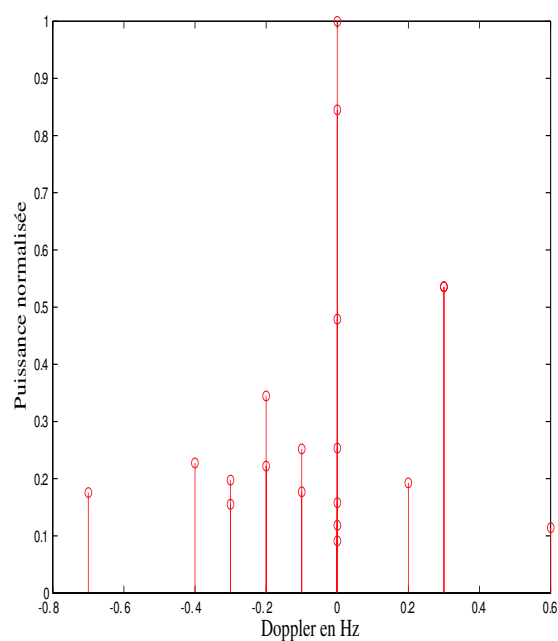


FIG. II.12 – Spectre Doppler estimé

Nous remarquons sur la figure II.12 des pics où il y a plusieurs bulles. Cela correspond à une superposition de plusieurs pics. En effet, l'estimation du décalage Doppler se faisant avec une précision de $0,1Hz$ sur une plage de $-0,8$ à $0,6Hz$, et puisque nous avons 18 trajets estimés, il semble normal

de pouvoir retrouver plusieurs fois le même décalage Doppler pour certains trajets. Soulignons que ce n'est pas le cas pour la réponse impulsionnelle car l'échantillonnage en retard est plus précis.

Dans le cas de ce sondeur, nous pouvons apprécier le gain atteint en terme de précision. En effet, dans ce cas, le nombre de trajets estimés est égal à 18 et la précision du résultat est importante : précision en retard $1ns$, en décalage Doppler $0,1Hz$, et précision pour les directions d'arrivée $0,02^\circ$. Ceci est dû au fait que :

- le nombre d'antennes est supérieur à celui utilisé par SARACOM ;
- la technique d'estimation des trajets est plus performante et plus précise.

Bien que ce sondeur soit très performant, nous n'avons pas pu retenir ce matériel pour utiliser le logiciel de caractérisation. En effet, le sondeur de canal est localisé en Suisse et le coût de mise en oeuvre d'une campagne de mesure est très important. Il n'a donc pas été possible de constituer une base de données mesurées assez complète et donc des conditions parfaitement connues pour réaliser une étude paramétrique satisfaisante de canaux SISO et MIMO.

Cela nous a conduit à utiliser une autre source d'informations pour notre logiciel de caractérisation : un simulateur de canal.

II-3.2. La simulation

Le deuxième type d'informations utilisable par le logiciel de caractérisation correspond à des données fournies par un simulateur de canal développé au laboratoire SIC de l'Université de Poitiers [5]. Ce dernier s'appuie sur l'association d'une technique de tracé de rayons 3D pour la recherche de trajets à une méthode asymptotique en fréquence qui repose sur la théorie de l'Optique Géométrique [6] et la Théorie Uniforme de la Diffraction [7, 8].

Pour une liaison émetteur-récepteur choisie, le simulateur peut déterminer et caractériser l'ensemble des trajets existants. Nous avons ainsi accès aux informations relatives à chacun des trajets (atténuation, phase, polarisation et position des points d'interactions électromagnétiques subies par l'onde avec son environnement). De ce fait, nous pouvons obtenir une réponse impulsionnelle complexe pour un point de réception choisi, ou encore l'évolution de celle-ci pour un parcours de mesure. Cet outil permet de travailler aussi bien dans des contextes indoor qu'outdoor. La figure II.13 illustre le principe de ce simulateur et la figure II.14 en montre l'interface utilisateur.

Plus précisément, les entrées du simulateur de canal sont :

- les données géographiques, c'est à dire des environnements "outdoor" ou "indoor" issues respectivement de l'Institut Géographique National ou d'un modéleur d'environnement indoor [9, 10] ;
- les paramètres électriques des matériaux (conductivité σ , permittivité ϵ) ;

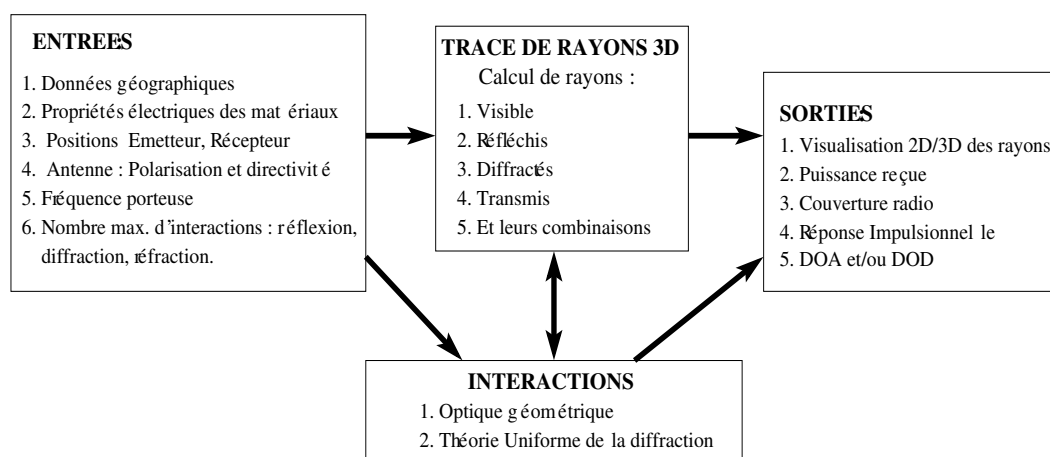


FIG. II.13 – Synoptique du simulateur de canal

- le choix de la position des émetteurs et récepteurs dans l'environnement 3D, ainsi que les caractéristiques des antennes (diagramme de rayonnement et polarisation) ;
- la fréquence porteuse utilisée pour la simulation de la propagation ;
- le nombre maximum et la nature des interactions électromagnétiques (réflexion, transmission, diffraction) subies par chaque trajet simulé.

Le simulateur de canal délivre en sortie différents résultats :

- Une visualisation 2D ou 3D des rayons dans l'environnement de propagation ;
- La puissance reçue en un point ;
- La zone de couverture de l'émetteur ;
- Les réponses impulsionnelles synthétique et filtrée (différents types de filtres sont implémentés : gaussien, hamming, hanning) pour chaque liaison radio ;
- Les angles d'arrivée ou de départ pour chacun des trajets.

Nous retrouvons la plupart de ces entrées - sorties accessibles directement sur l'interface principale de la figure II.14.

Les icônes en haut à gauche permettent l'accès aux principales fonctions : ouverture, enregistrement, lancement du calcul, affichage des options et des réponses impulsionnelles. Sur le côté gauche, la fenêtre notée "zone 1" permet de placer sur la scène les émetteur et récepteur. La fenêtre notée "zone 2" permet de régler le nombre maximum d'interactions utilisées pour la simulation. Enfin, la fenêtre notée "zone 3" donne les caractéristiques de chaque trajet radioélectrique calculé.

Il est important de souligner l'importance du nombre et de la nature des interactions utilisés pour la simulation. En effet, ce nombre doit être choisi en tenant compte d'un compromis entre la précision et le temps de calcul. Soulignons que le temps de calcul est essentiellement lié au tracé de rayons dont la complexité dépend directement du nombre d'interactions et en particulier du nombre de diffractions.

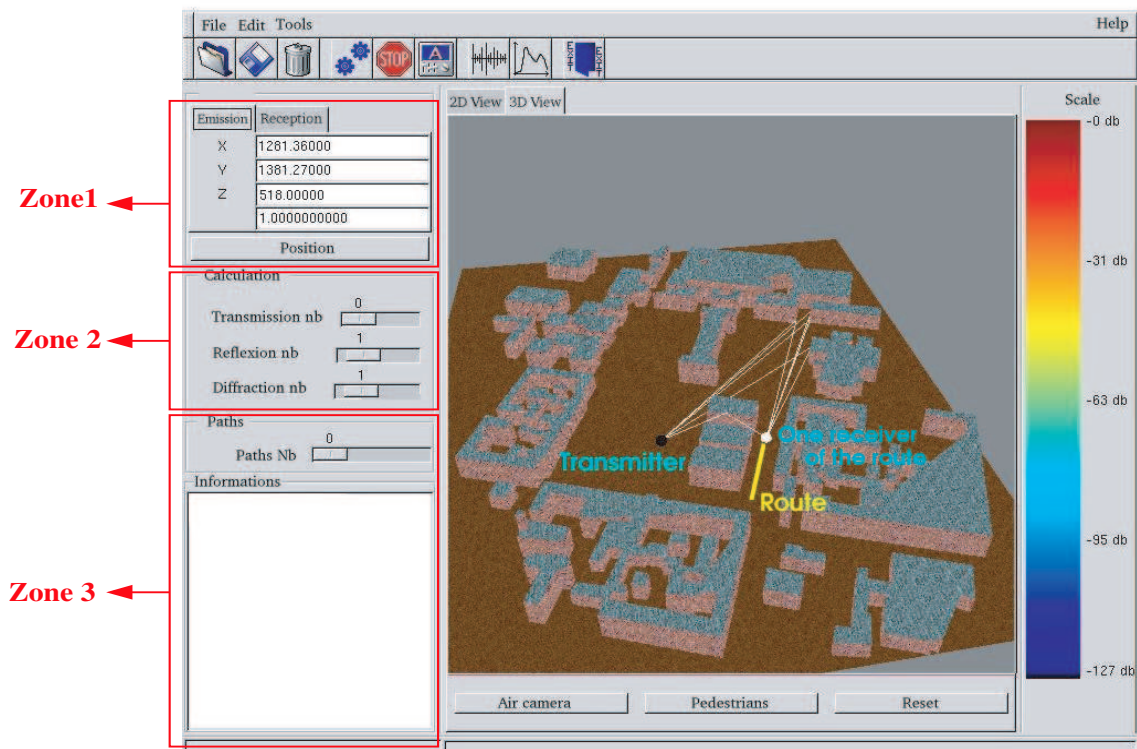


FIG. II.14 – Interface du simulateur de canal

Sur ce point, le simulateur est actuellement dans une phase d'optimisation. Le but est de réduire significativement le nombre de faces et d'arêtes qui entre dans la recherche de trajets et par conséquent le temps de calcul. Une des approches développées est basée sur un pré-calcul de graphes de visibilité [11] [12].

Finalement, la facilité de mise en oeuvre d'un tel logiciel et la diversité des environnements que nous pouvons tester nous a conduit à utiliser ce simulateur de canal dans l'étude paramétrique de canaux SISO et MIMO que nous présenterons dans la suite de ce document.

Pour mieux comprendre le potentiel de l'association du logiciel de caractérisation et du simulateur de canal, nous allons présenter les différentes fonctions qui peuvent être calculées dans un contexte outdoor réel.

II-4. Association entre la simulation et la caractérisation du canal

Ce paragraphe propose tout d'abord de faire une synthèse du potentiel de l'association entre le logiciel de simulation de la propagation et le logiciel de caractérisation, illustré à la figure II.15 où

nous trouvons les entrées du logiciel de simulation de la propagation présentées à la figure II.14 et les sorties du logiciel de caractérisation présentées au paragraphe II-2.. Il faut noter que seules deux informations provenant du simulateur de canal sont utilisées : les réponses impulsionnelles complexes et les angles d'arrivée pour des parcours discrétisés de réception.

Les variables traitées (paragraphe I-3.1.1.) sont donc maintenant échantillonnées. Il est donc nécessaire de respecter diverses règles d'échantillonnage de Nyquist liées à l'application de la transformation de Fourier pour la mise en oeuvre de la représentation de Bello. Enfin, une fois celles-ci établies, nous détaillons la construction des scénarios de simulation qui permettent de réaliser une caractérisation déterministe ou semi-déterministe du canal.

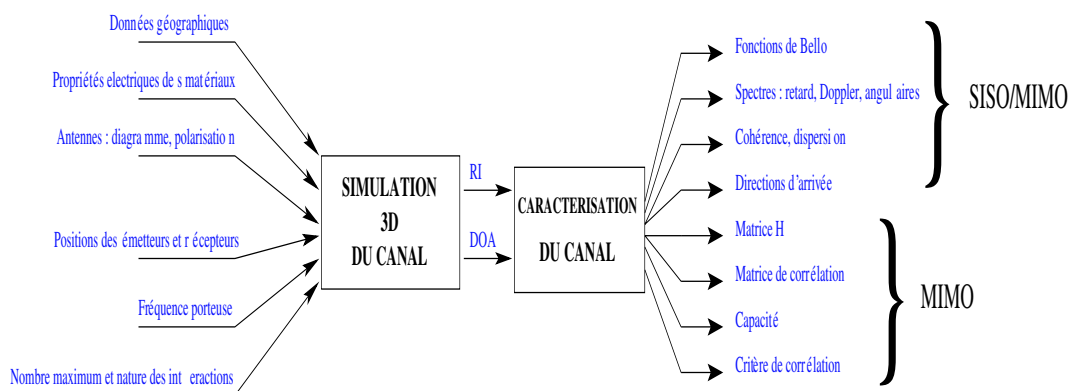


FIG. II.15 – Synoptique de l'association simulation et caractérisation de canal.

II-4.1. Utilisation des deux logiciels

Pour déterminer toutes les fonctions caractéristiques du canal, il suffit de connaître l'une d'entre elles (paragraphe I-3.1.3.). Dans notre cas, le plus simple est de considérer l'évolution de la réponse impulsionnelle au cours du temps ou de l'espace. Toutefois, si nous utilisons l'évolution de la réponse impulsionnelle au cours du déplacement, le spectre Doppler associé serait spatial, exprimé en $rad.m^{-1}$. Comme il est difficile d'interpréter les résultats exprimés dans ces unités, nous avons choisi d'utiliser une hypothèse simplificatrice permettant de convertir les variations spatiales en variations temporelles, et donc d'obtenir un spectre Doppler exprimé en Hz.

Cette hypothèse consiste à convertir les variations spatiales en variations temporelles grâce à la relation : $t = \frac{d}{V}$, où d est la distance parcourue par le récepteur, et V la vitesse de déplacement de celui-ci.

En pratique, dans le cas du simulateur, les seules variations possibles sont spatiales, le simulateur n'intégrant aucun déplacement d'objets dans la scène (paragraphe I-2.2.).

Ainsi, avec le simulateur, prendre en compte l'évolution spatiale revient à calculer la réponse impulsionnelle du canal sur une suite de points de réception, c'est à dire construire un parcours de simulation. Une fois les calculs lancés pour chacun des points du parcours, via le logiciel de caractérisation, nous construisons l'évolution de la réponse impulsionnelle en fonction de la distance et utilisons l'hypothèse de conversion pour obtenir une évolution de la réponse impulsionnelle en fonction du temps. L'utilisation de cette hypothèse ici permet donc d'assurer que la variabilité temporelle est proportionnelle aux variations spatiales.

II-4.2. Contraintes liées au traitement de signaux numériques

Comme décrit dans le paragraphe précédent (II-4.1.), un spectre Doppler est déterminé grâce à l'acquisition de plusieurs réponses impulsionnelles. Cependant, cette acquisition doit respecter certains critères liés à l'utilisation de la transformation de Fourier.

Le problème posé est alors le suivant : la précision et la plage couverte par le spectre Doppler sont fixées par le nombre de réponses impulsionnelles mesurées et par le pas d'acquisition de ces dernières.

Pour bien comprendre le problème lié à l'échantillonnage et à la transformée de Fourier, nous avons mené une étude paramétrique qui permet de fixer quelques règles d'échantillonnage pour la suite de notre étude.

Nous illustrons ce problème par la figure II.16 qui représente en (a) l'évolution de la puissance bande étroite au cours du temps, et en (b) le spectre Doppler associé.

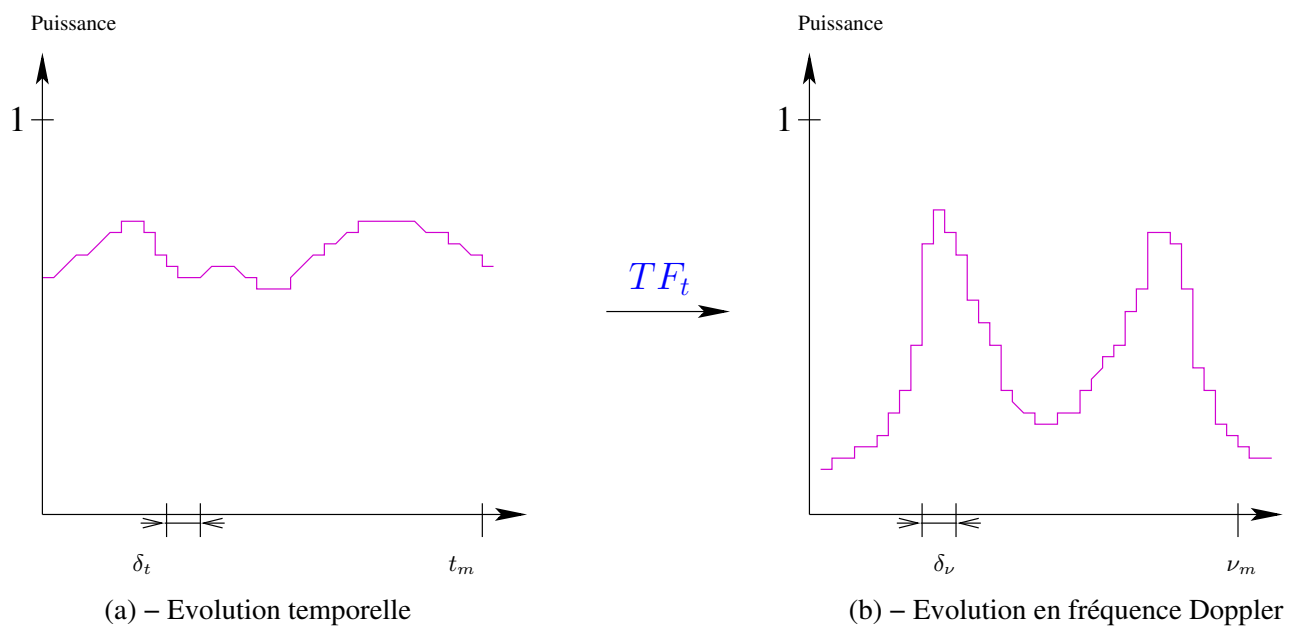


FIG. II.16 – Lien entre évolutions temporelle et fréquence Doppler

Sur cette figure, les différentes variables sont telles que :

- $\delta\nu$ dépend du temps maximum t_m : $\delta\nu = \frac{1}{t_m}$;
- ν_m est associé au pas temporel δt : $\nu_m = \frac{1}{\delta t}$.

avec :

- * t_m : durée totale d'acquisition de toutes les réponses impulsionnelles ;
- * δt : temps entre deux acquisitions de réponses impulsionnelles ;
- * ν_m : décalage Doppler temporel maximum ;
- * $\delta\nu$: pas fréquentiel du Doppler temporel.

Pour mettre en évidence le problème lié à l'échantillonnage de Nyquist dans l'acquisition des réponses impulsionnelles, nous avons fait évoluer le pas d'acquisition de celles-ci pour une longueur de parcours donnée, c'est à dire le nombre de réponses impulsionnelles acquises. Ainsi, nous n'intervenons que sur la longueur de la plage fréquentielle d'observation. Dans ce contexte, nous analysons l'évolution de la dispersion Doppler et du Doppler moyen. Les résultats sont présentés sur les figures II.17 et II.18.

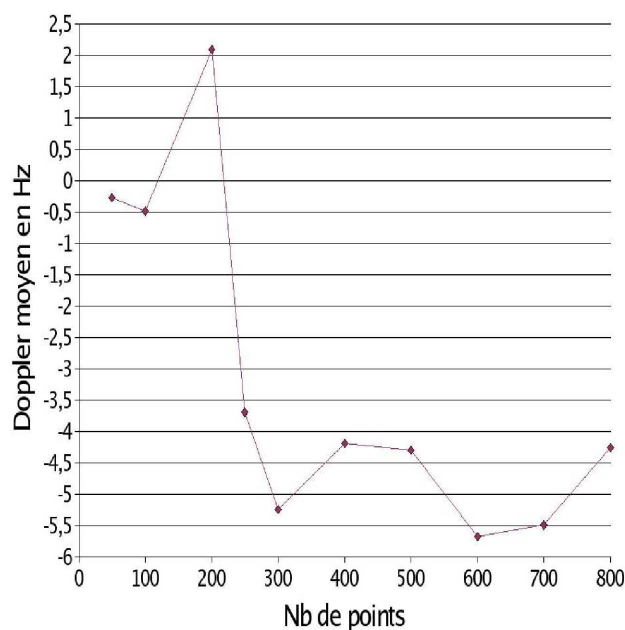


FIG. II.17 – Évolution du Doppler moyen en fonction du nombre de réponses impulsionnelles acquises

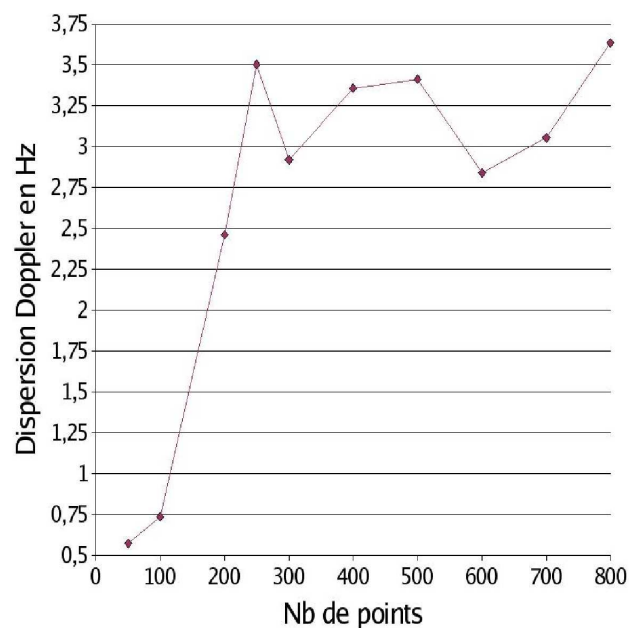


FIG. II.18 – Évolution de la dispersion Doppler en fonction du nombre de réponses impulsionnelles acquises

Que ce soient pour le Doppler moyen ou pour la dispersion Doppler, nous observons que les courbes des figures II.17 et II.18 se stabilisent pour un nombre de points environ égal à 250.

Ainsi, un temps d'acquisition trop important conduit à une plage d'observation fréquentielle trop petite pour permettre de visualiser l'intégralité de l'information fréquentielle.

De même, nous aurions le même problème si nous avions fait l'acquisition des réponses impulsionnelles sur une plage temporelle trop petite : la résolution fréquentielle serait médiocre et donc l'information serait en partie erronée.

Dans la pratique, nous vérifions tout d'abord que la fenêtre d'observation fréquentielle est supérieure à la fréquence maximum du décalage Doppler (ν_{max}), cela fixe ainsi le pas d'acquisition δt . Ensuite, nous calculons la durée maximum d'acquisition t_m compte tenu de la précision en fréquence Doppler souhaitée.

Un bon compromis entre le nombre d'échantillons et la précision consiste à considérer un nombre d'échantillons égal à 250, qui permet d'obtenir des résultats relativement précis dans les basses et hautes fréquences Doppler.

Après avoir présenté les problèmes liés au traitement numérique du signal et établi les règles d'échantillonnage de Nyquist à respecter, nous allons illustrer le potentiel de notre logiciel dans un contexte outdoor.

II-5. Illustration du potentiel

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les différentes fonctions et informations que nous pouvons obtenir par la caractérisation d'un canal SISO ou MIMO, associée au simulateur de propagation. Après avoir détaillé le contexte de simulation, nous présenterons séparément les informations SISO et MIMO obtenues par une approche déterministe associée à un parcours rectiligne, puis semi-déterministe pour un parcours aléatoire.

II-5.1. Contexte

Le contexte géographique étudié est constitué d'une partie du centre ville de Munich ayant fait l'objet de campagnes de mesures dans le cadre du projet COST 231 [13]. Les antennes d'émission et de réception sont des dipôles placés à 1,5m du sol sur la place centrale de la scène (figure II.19), et la fréquence porteuse considérée est égale à 2,4GHz. Les simulations ont été réalisées en considérant une vitesse de déplacement du récepteur supposée constante et égale à 50km.h⁻¹. Signalons que cette vitesse conduit à une fréquence Doppler maximum de 111Hz. Quant au parcours suivi par le récepteur (en jaune sur la figure II.19), il est parallèle au bâtiment qui sépare l'émetteur du récepteur.

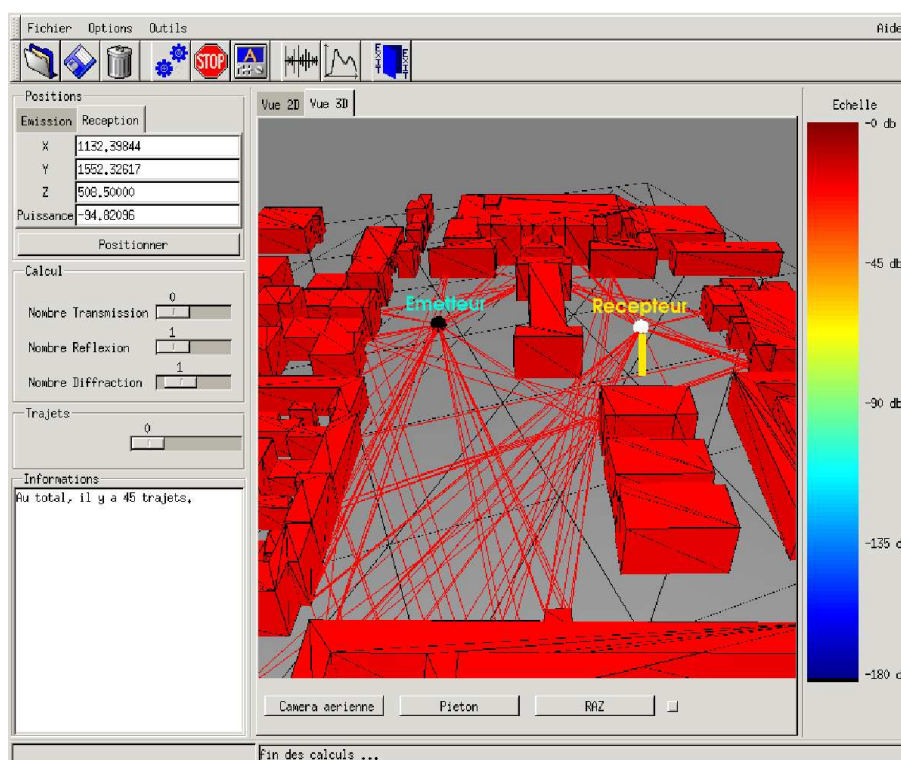


FIG. II.19 – Scénario de simulation déterministe du canal dans un quartier du centre ville de Munich

La simulation est réalisée pour une réflexion, une diffraction et aucune transmission, ce qui correspond à un bon compromis entre la précision et le temps de calcul dans une telle configuration [14]. Enfin, la dynamique de la réponse impulsionnelle est fixée à $90dB$.

Dans ce contexte, nous pouvons calculer les différentes fonctions permettant de caractériser des canaux SISO et MIMO (paragraphe I-3.1.3.).

II-5.2. Étude du canal SISO

Cette étude peut être menée de deux façons. La première repose sur une approche déterministe et permet une compréhension aisée des résultats de caractérisation ; elle est associée à un parcours de simulation rectiligne. La seconde s'appuie sur une approche semi-déterministe offrant une connaissance du comportement moyen des fonctions caractéristiques ; elle est associée à des parcours aléatoires de simulation.

II-5.2.1. Caractérisation déterministe

En utilisant la représentation de Bello (paragraphe I-3.1.3.), nous pouvons déterminer, à partir de l'évolution de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ provenant du simulateur, les trois autres fonctions

caractéristiques : $h(\nu, \tau)$ l'évolution du décalage Doppler en fonction du temps de propagation, $h(t, f)$ la fonction de transfert du canal et $h(f, \nu)$ la fonction bifréquentielle. Ces fonctions caractéristiques sont présentées à la figure II.20.

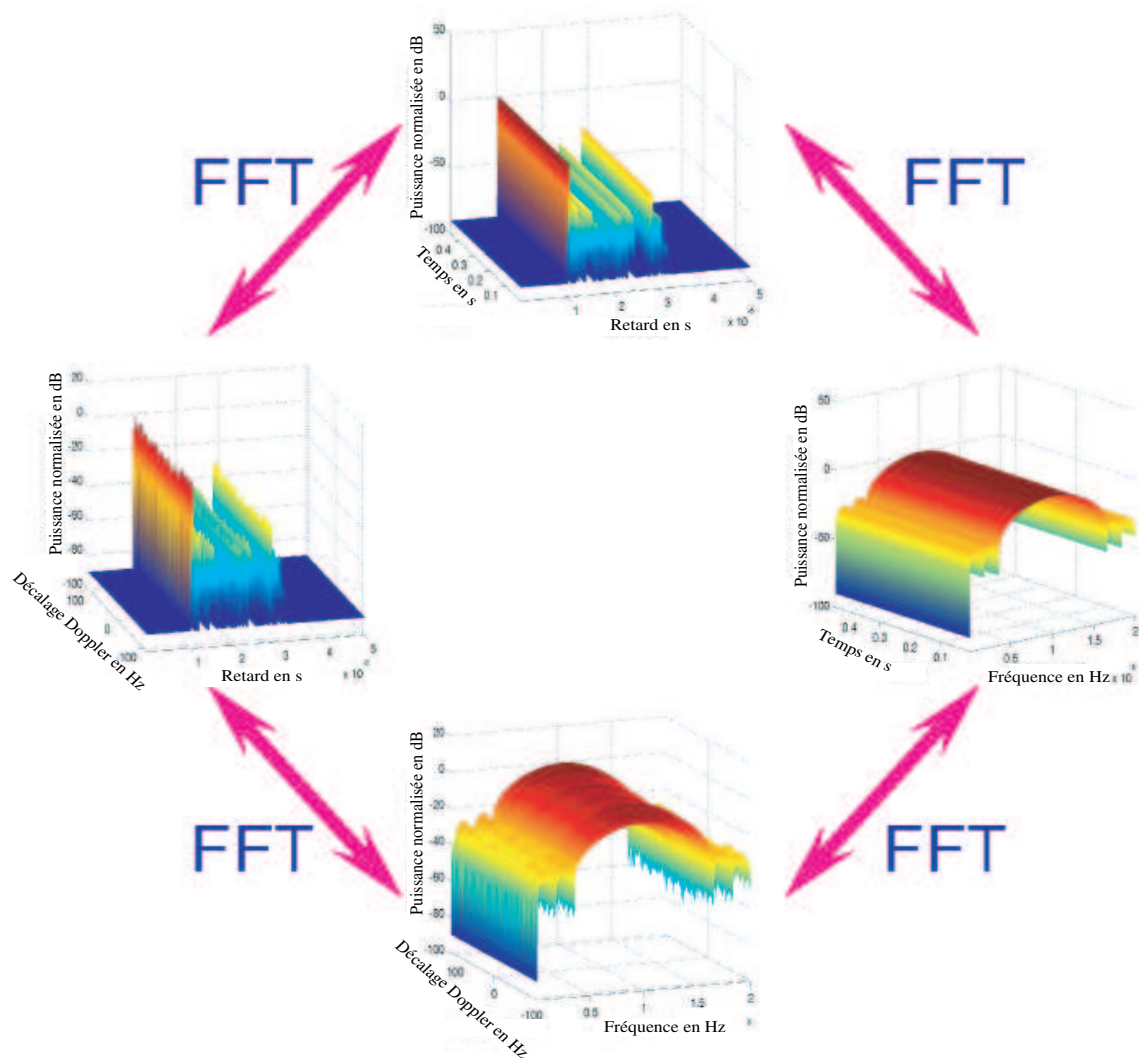


FIG. II.20 – Les quatre fonctions caractéristiques d'un canal SISO selon Bello

A partir de ces fonctions, nous déterminons les spectres associés (paragraphe I-3.2.). Ainsi, l'évolution de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ permet de calculer le spectre retard qui est présenté sur la figure II.21. Il en est de même pour $h(\nu, \tau)$ et le spectre Doppler montré à la figure II.22.

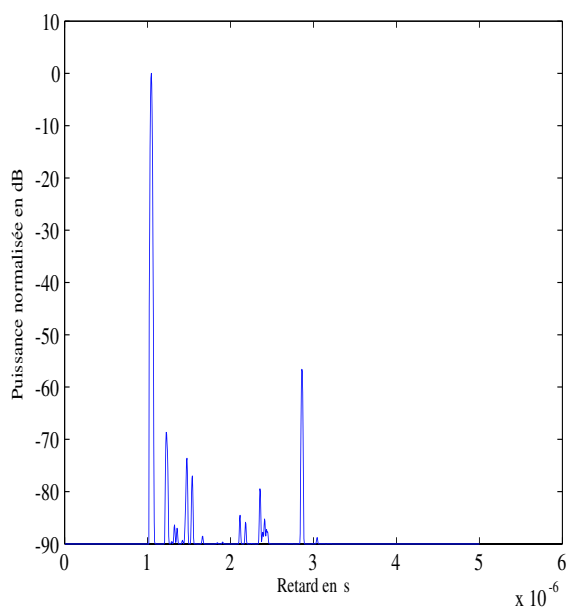


FIG. II.21 – Spectre retard

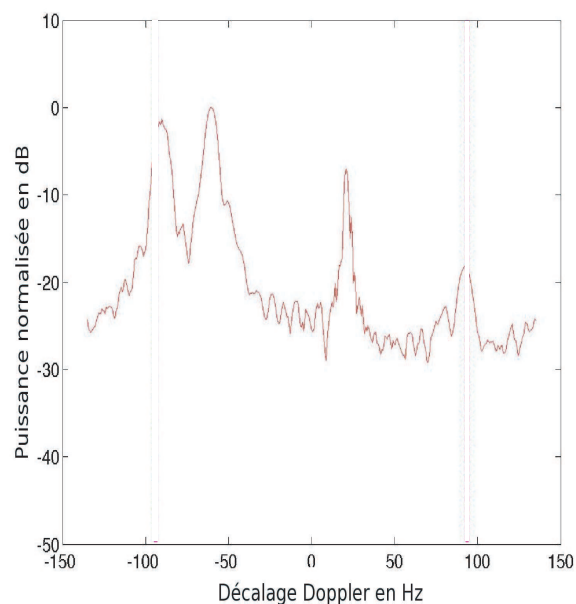


FIG. II.22 – Spectre Doppler

De ces spectres, nous pouvons ensuite déterminer les paramètres caractéristiques du canal.

Du spectre retard, nous calculons le retard moyen ² ici égal à $1,04\mu s$ et la dispersion des retards égale à $5,6ns$. De même à partir du spectre Doppler, nous déterminons le Doppler moyen égal à $-67,1Hz$ et la dispersion Doppler égale à $27,4Hz$.

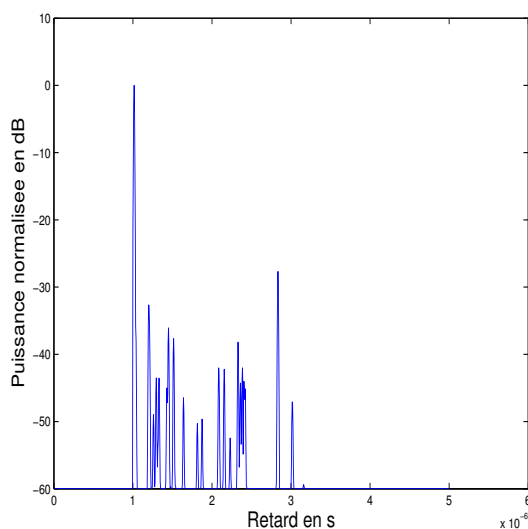


FIG. II.23 – Spectre retard filtré par une fenêtre de Hamming

²Dans ce document, nous donnons le retard moyen absolu, et non pas relatif par rapport au trajet le plus court.

Pour calculer la bande de cohérence, nous devons déterminer l'autocorrélation de la fonction de transfert du canal (paragraphe I-3.2.3.).

Toutefois, il faut souligner que pour la détermination de la bande de cohérence, un paramètre important est à prendre en compte : la bande passante d'analyse. En effet, en simulation les réponses fréquentielles fournies considèrent une bande passante d'analyse infinie, alors que celles obtenues par un sondeur de canal tiennent compte d'une bande passante limitée. Dans le souci de pouvoir comparer les résultats de simulation et de mesures, le logiciel de caractérisation intègre la possibilité de filtrer les fonctions caractéristiques données. La figure II.23 montre alors l'exemple du spectre retard présenté sur la figure II.21 mais cette fois filtrée par une fenêtre de Hamming de bande passante égale à 200MHz correspondant à la bande passante du sondeur de canal PROPSOUND présenté au paragraphe II-3.1.2..

Les figures II.24 et II.25 montrent ainsi l'autocorrélation respectivement sans et avec filtrage des spectres retards.

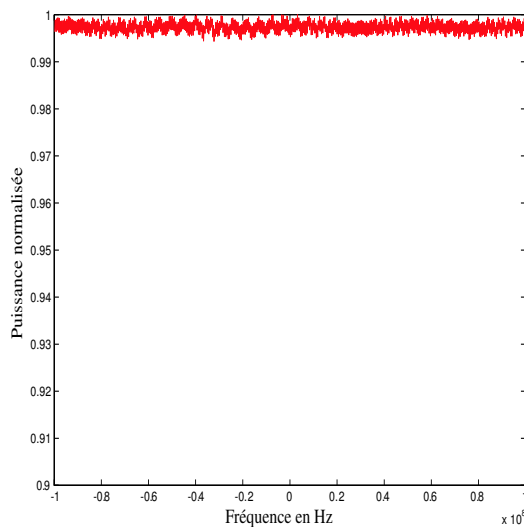


FIG. II.24 – Fonction d'autocorrélation en fréquence calculée à partir du spectre retard non filtré

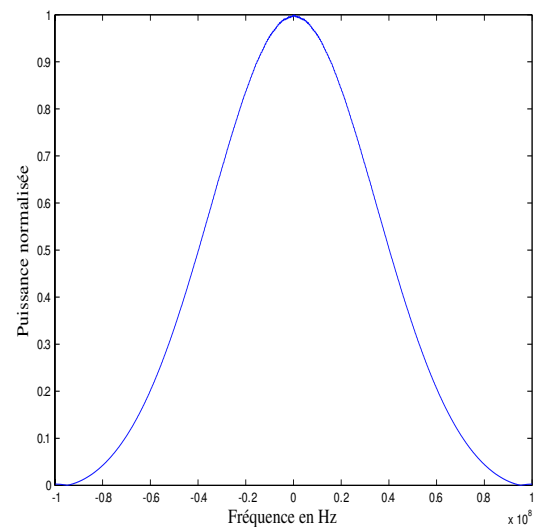


FIG. II.25 – Fonction d'autocorrélation en fréquence calculée à partir du spectre retard filtré

Nous observons que, dans ce cas particulier où le trajet direct est nettement prédominant, la bande de cohérence calculée à partir de la fonction d'autocorrélation fréquentielle déterminée à partir du spectre retard non filtré est infinie. Alors que dans le cas de la fonction d'autocorrélation fréquentielle calculée à partir du spectre retard filtré, nous déterminons une bande de cohérence à 50% de $80,8\text{MHz}$.

Il faut noter que dans le reste de notre étude, comme il ne sera pas fait de comparaison entre des résultats simulés et mesurés, nous choisissons de présenter tous les résultats calculés en considérant

une bande passante infinie afin de s'affranchir des contraintes de filtrage lié à un sondeur en particulier.

Pour poursuivre la caractérisation du canal, comme le simulateur de canal délivre des informations sur les angles d'arrivée, nous pouvons déterminer les spectres angulaires en azimuth (figure II.26) et en élévation (figure II.27) relatifs à la configuration étudiée.

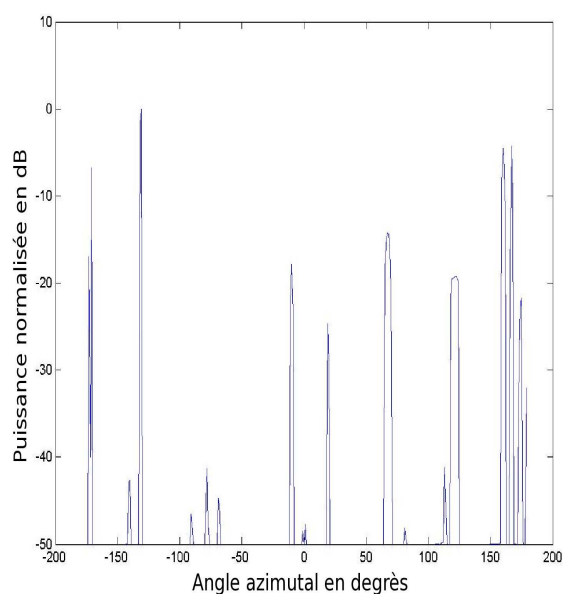


FIG. II.26 – Spectre azimuthal

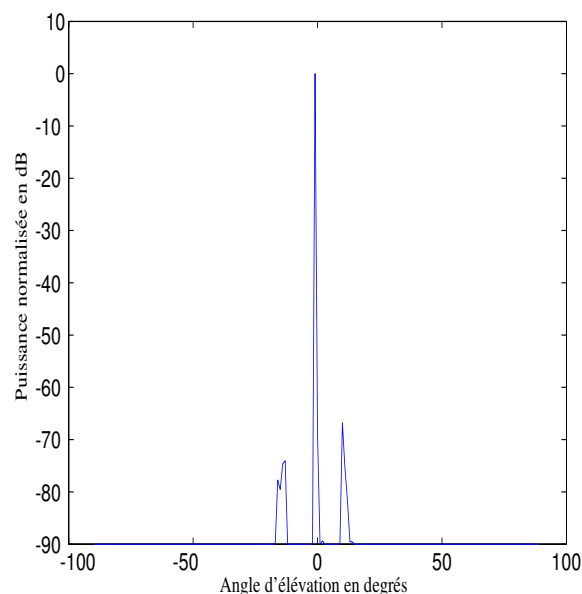


FIG. II.27 – Spectre en élévation

Nous en déduisons l'histogramme des angles d'arrivée dans ces deux plans, comme le montre la figure II.28. Cette représentation permet de connaître le nombre de trajets qui arrivent avec un angle donné et permet de vérifier les hypothèses statistiques usuellement utilisées [15, 16]. Nous observons ici que les hypothèses de distribution uniforme des angles d'arrivée en azimuth utilisées par Jakes ne sont pas respectées. Le spectre Doppler (figure II.22) correspondant aux parcours étudiés ne ressemble alors en rien au spectre de Jakes caractérisé par sa forme en "U".

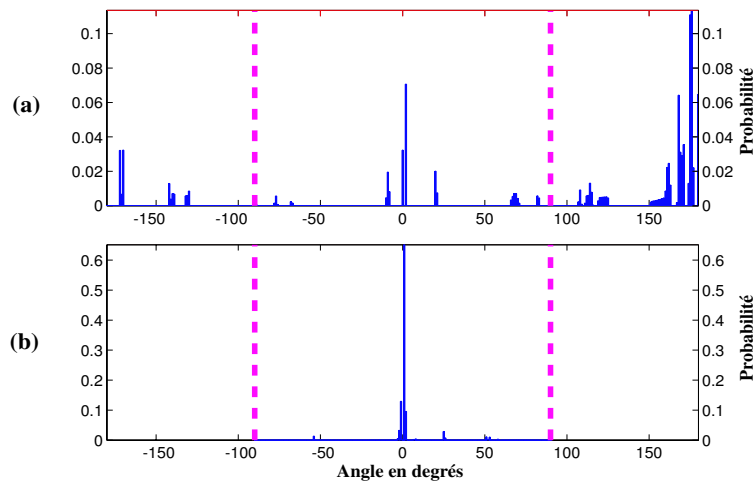


FIG. II.28 – Histogramme des angles d’arrivée en azimut (a) et en élévation (b)

A ce stade de l’étude, il faut remarquer la très forte corrélation entre le spectre Doppler (figure II.22) et le spectre angulaire azimutal (figure ??). La figure II.29 permet d’illustrer cette corrélation : en montrant les liens entre ces deux figures. Un schéma (en bas de la figure) représentant les directions d’arrivée des trajets arrivant sur le récepteur en déplacement contribue à la compréhension.

Ainsi, les pics de puissance que nous observons sur le spectre Doppler sont dus aux trajets prédominants que nous retrouvons sur le spectre angulaire. En particulier, le pic se situant aux environs de $-90Hz$, noté (1) sur la figure II.29, est engendré par les trajets arrivant sur l’arrière du mobile, c’est à dire avec un angle azimutal voisin de -180° et 180° . La même analyse peut être faite pour les autres pics :

- le pic voisin de $-60Hz$, noté (2) sur la figure II.29, est associé aux trajets arrivant avec des angles voisins de -130° et 130° ;

- le pic autour de $0Hz$, noté (3) sur la figure II.29, correspond aux trajets arrivant sur les côtés du mobile avec des angles proches de -90° et 90° ;

- le pic avoisinant $90Hz$, noté (4) sur la figure II.29, est associé aux trajets arrivant sur l’avant du mobile avec des angles autour de 0° .

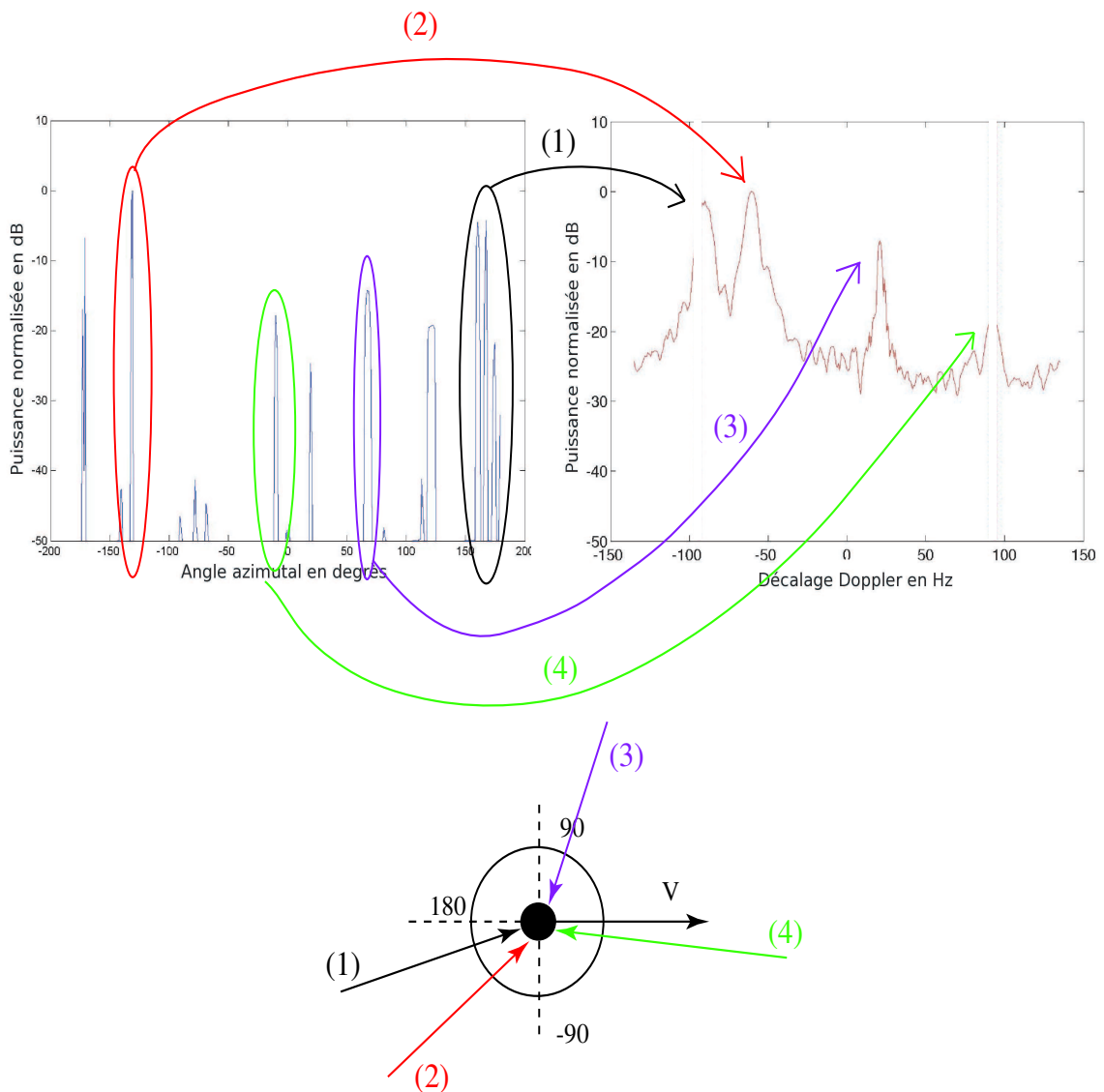


FIG. II.29 – Relation entre le spectre Doppler et le spectre angulaire azimutal

Globalement, les fonctions caractéristiques qui viennent d'être présentées sont les plus souvent utilisées en caractérisation du canal. Toutefois, d'autres études peuvent être réalisées, à partir des paramètres déjà calculés, en fonction des besoins. Elles concernent, entre autres :

- l'évolution de la dispersion des retards et du retard moyen pour étudier la stationnarité ;
- l'évolution des directions d'arrivée en azimut et élévation pour chercher des points singuliers au cours du déplacement du mobile ;
- l'évolution de la puissance en bande étroite pour avoir une information sur les évanouissements.

Pour conclure, cette caractérisation déterministe permet d'analyser assez simplement des résultats. Cela permet notamment d'illustrer, dans des environnements réels, le lien qui existe entre les

différentes fonctions caractéristiques du canal et en particulier entre le spectre Doppler et les angles d'arrivée [17, 18].

Cependant, une caractérisation semi-déterministe du canal est complémentaire afin d'obtenir un comportement moyen des fonctions caractéristiques et permettre ainsi la comparaison de nos résultats aux études statistiques présentées dans la littérature.

II-5.2.2. Du déterministe au semi-déterministe

L'objectif de l'étude semi-déterministe est d'ajouter une dimension statistique aux résultats déterministes précédents. Ces travaux consistent à conduire une étude sur toute une zone et non plus sur un parcours rectiligne afin de connaître le comportement moyen des fonctions caractéristiques du canal. Ces derniers seront alors comparables à ceux produits lors d'études statistiques de caractérisation que nous retrouvons dans la littérature [15, 16]. Cependant, pour respecter les critères de stationnarité au sens large indispensables pour l'utilisation de la modélisation de Bello, il faut que la zone considérée soit suffisamment petite (de l'ordre de quelques longueurs d'onde) pour pouvoir être considérée comme une zone stationnaire.

II-5.2.2.a. Principe de construction des parcours aléatoires

La différence entre une caractérisation déterministe et une caractérisation semi-déterministe réside dans la manière de déterminer les réponses impulsionnelles. Dans le premier cas, l'évolution des réponses impulsionnelles était déterminée en considérant un déplacement linéaire des récepteurs. Dans le second, des évolutions des réponses impulsionnelles sont obtenues sur des parcours aléatoires.

Il faut noter qu'il est toujours nécessaire de respecter les règles d'échantillonnage étudiées dans le paragraphe II-4.2., à savoir :

- Le pas entre deux points successifs de réception doit être fixe, celui-ci déterminant la fenêtre maximum d'observation des phénomènes Doppler ;
- Le nombre de points du parcours ne peut pas être pris au hasard car il fixe la résolution en fréquence Doppler.

En outre, il est important dans le cas semi-déterministe de respecter des règles supplémentaires, c'est à dire :

- Le parcours doit offrir un maximum de diversité spatiale pour ne favoriser aucune direction d'arrivée des trajets ;
- Le nombre de parcours définis aléatoirement doit être suffisamment important pour avoir des résultats statistiquement fiables.

D'un point de vue pratique, pour construire aléatoirement un parcours, la procédure est la suivante : tout d'abord, il faut définir aléatoirement un point origine dans la zone étudiée (figure II.30). Autour de ce point, nous traçons un cercle de rayon égal au pas fixé pour respecter nos règles d'échantillonnage et nous choisissons aléatoirement un point sur ce cercle. Ce point devient la nouvelle origine et nous réitérons ce processus pour créer progressivement un parcours aléatoire contenant un nombre de points en accord avec la résolution choisie pour la fréquence Doppler. Enfin, pour accroître la diversité des configurations, nous répétons cette technique 50 fois pour obtenir un ensemble de 50 parcours composés chacun de 250 points de réception.

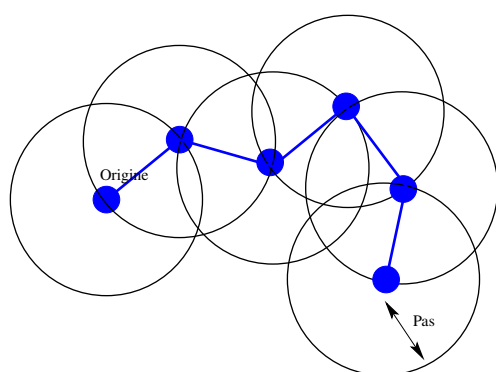


FIG. II.30 – Construction progressive d'un parcours aléatoire

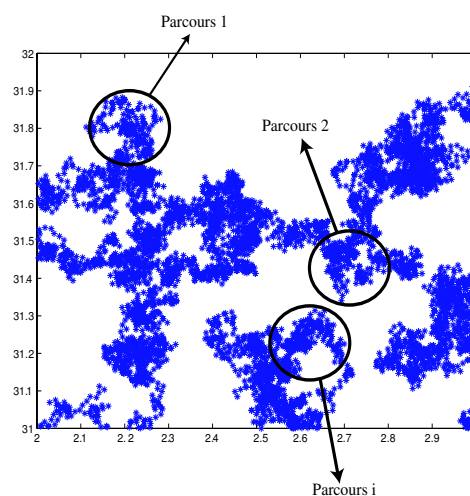


FIG. II.31 – Résultat de la construction de 50 parcours aléatoires composés de 250 points dans une zone carrée de 1m de côté

Dans une zone carrée de 1m de côté, la figure II.31 montre une réalisation de 50 parcours construits aléatoirement, chacun constitués de 250 récepteurs (paragraphe II-4.2.). Sur chacun de ces parcours, la vitesse est encore ici supposée égale à 50km/h .

II-5.2.2.b. Analyse des résultats

Nous allons maintenant comparer les résultats obtenus par les caractérisations déterministe et semi-déterministe.

Nous observons que les distribution des angles d'arrivée sont très différentes (figures II.32 et II.33). Nous remarquons que dans le cas semi-déterministe, nous retrouvons une distribution uniforme des angles d'arrivée azimutaux contrairement à la caractérisation déterministe. Cette distribution uniforme des angles azimutaux est en accord avec certaines hypothèses statistiques communément utilisées [15, 16]. Cette différence est liée à la diversité des directions d'arrivée qui est beaucoup plus importante avec l'approche semi-déterministe.

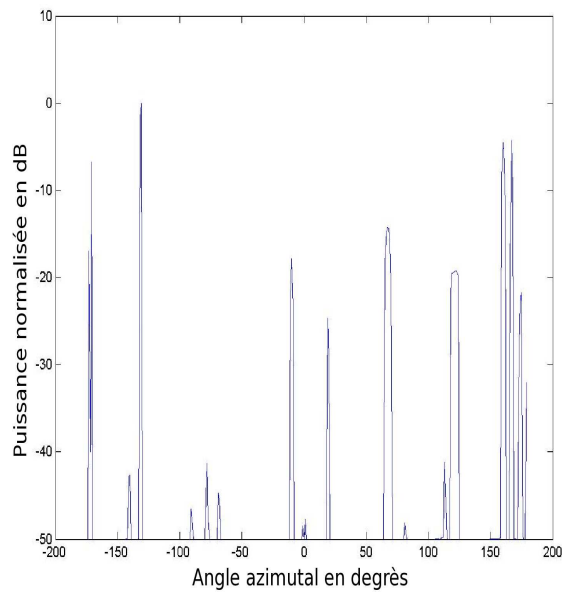


FIG. II.32 – Spectre angulaire azimutal issu d'une caractérisation déterministe (identique à la figure II.29)

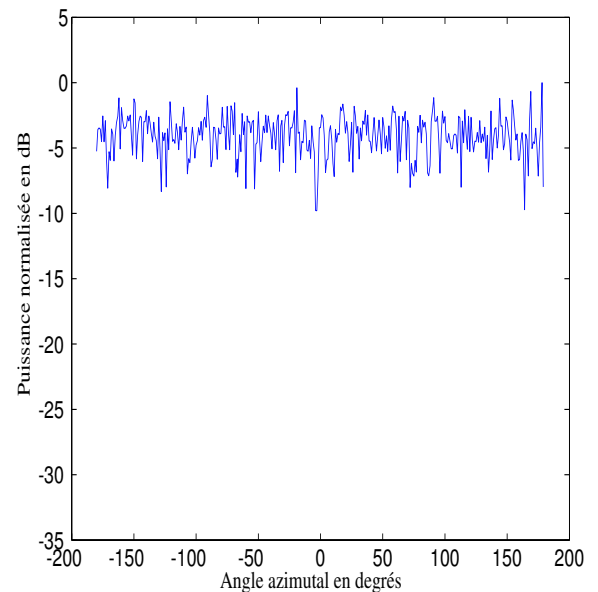


FIG. II.33 – Spectre angulaire azimutal issu d'une caractérisation semi-déterministe

Rappelons que pour une simulation purement déterministe, les hypothèses statistiques utilisées par Jakes n'étaient pas respectées, ce qui conduisait à une allure du spectre Doppler (figure II.22) différente du spectre de Jakes caractérisé par sa forme en "U". En revanche, avec notre caractérisation semi-déterministe, nous retrouvons la forme caractéristique du spectre de Jakes comme le montre la figure II.34.

II-5.2.2.c. Synthèse

En résumé, il faut noter que les caractérisations déterministe et semi-déterministe sont complémentaires. La première, par sa simplicité, permet une analyse aisée des résultats de caractérisation et une bonne compréhension de la propagation dans l'environnement. La seconde, grâce au caractère aléatoire des positions de réception, apporte une connaissance du comportement moyen des fonctions caractéristiques dans une zone supposée stationnaire.

II-5.3. Étude du canal MIMO

Si nous considérons maintenant des canaux MIMO, bien que toutes les fonctions caractéristiques obtenues en SISO soient supposées encore valables, ces canaux introduisent de nouvelles fonctions caractéristiques : la corrélation des liaisons MIMO et la capacité du canal.

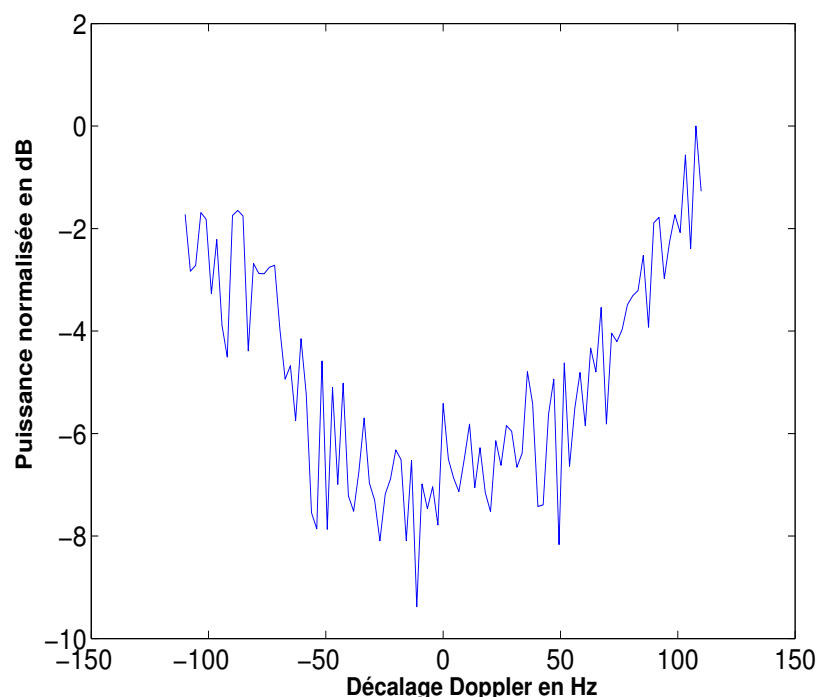


FIG. II.34 – Spectre Doppler semi-déterministe

Dans ce paragraphe, nous nous sommes particulièrement intéressés à l'étude de l'évolution de la capacité du canal et du critère de corrélation en fonction de l'espacement entre antennes mais sans considérer la notion de mobilité.

Pour cela, il faut de nouveau réaliser un tirage aléatoire des positions d'antenne réceptrices dans une zone. Nous avons considéré la même zone de tirage aléatoire que pour la caractérisation SISO, soit, ici, un carré de 1m de côté.

II-5.3.1. Principe de la simulation

Dans ce paragraphe, nous cherchons à étudier l'évolution de la capacité du canal et du critère de corrélation en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices. Pour cela, en considérant un espacement fixe entre antennes à l'émission, nous faisons évoluer l'espacement entre antennes de réception avec un pas spatial δ_d sur une distance D . Pour garantir une valeur statistique aux résultats de caractérisation MIMO, nous réalisons 50 fois ces évolutions dans la zone de stationnarité.

En pratique, pour un cas MIMO (2×2), la répartition des positions de réception est obtenue en N itérations :

- Itération 1 : l'antenne R1 est placée aléatoirement en $R1_1$ dans la zone de réception, telle que le montre la figure II.35. R2 est ensuite positionné aléatoirement en $R2_1$ sur un cercle concentrique

centré sur R1 de rayon égal au pas spatial δ_d choisi

- Itération 2 : un nouveau tirage aléatoire du récepteur R1 (situé en $R1_2$ sur la figure II.35) dans la zone de réception est effectué, ensuite seulement, le récepteur R2 (situé en $R2_2$) est placé sur un cercle concentrique d'un rayon égal à deux fois le pas spatial δ_d .
- Itération N : le principe est réitéré jusqu'à l'itération N correspondant à un rayon du cercle concentrique égal à l'écartement maximum fixé égal à D .

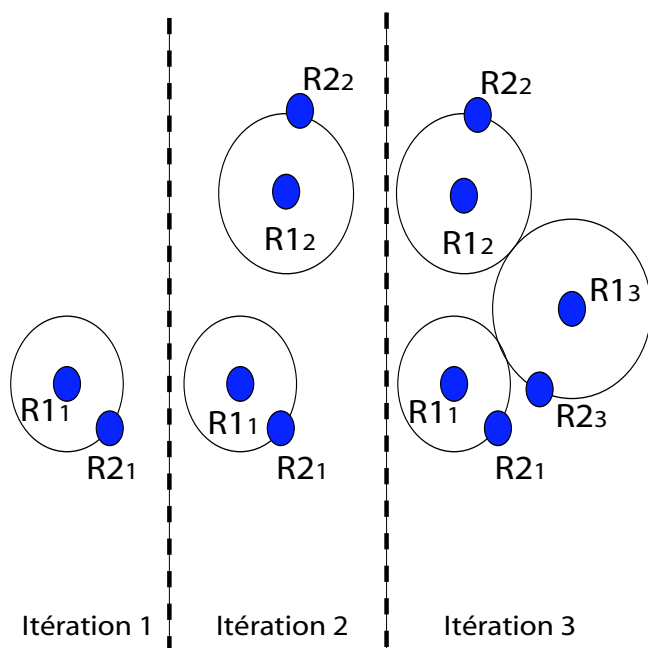


FIG. II.35 – Construction des positions aléatoires des antennes MIMO

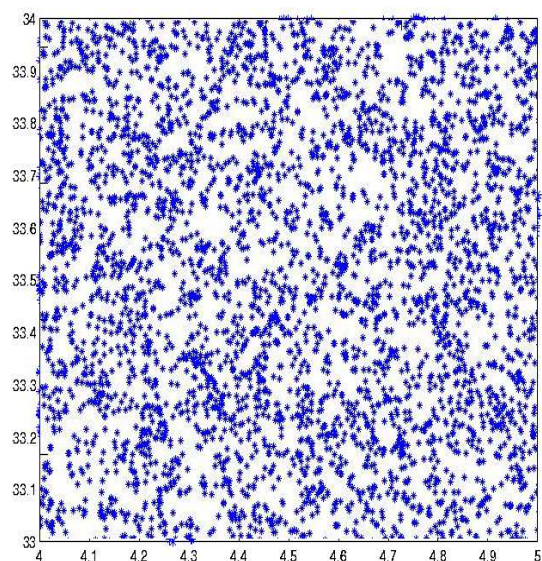


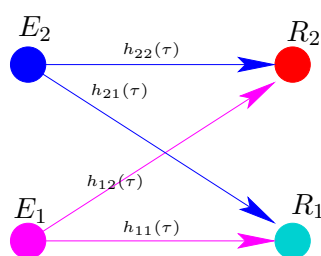
FIG. II.36 – Résultat du tirage aléatoire sur une zone donnée pour 50 itérations

Enfin, nous réitérons cette méthode 50 fois pour obtenir plusieurs scénarios d'écartement entre antennes et ainsi garantir une diversité de positions suffisante pour les calculs de caractérisation MIMO (paragraphe I-4.). La figure II.36 montre le résultat de cette construction pour les 50 scénarios de positions de récepteurs dont l'écartement maximum D est égal à λ et le pas spatiale δ_d est égal à $\lambda/100$.

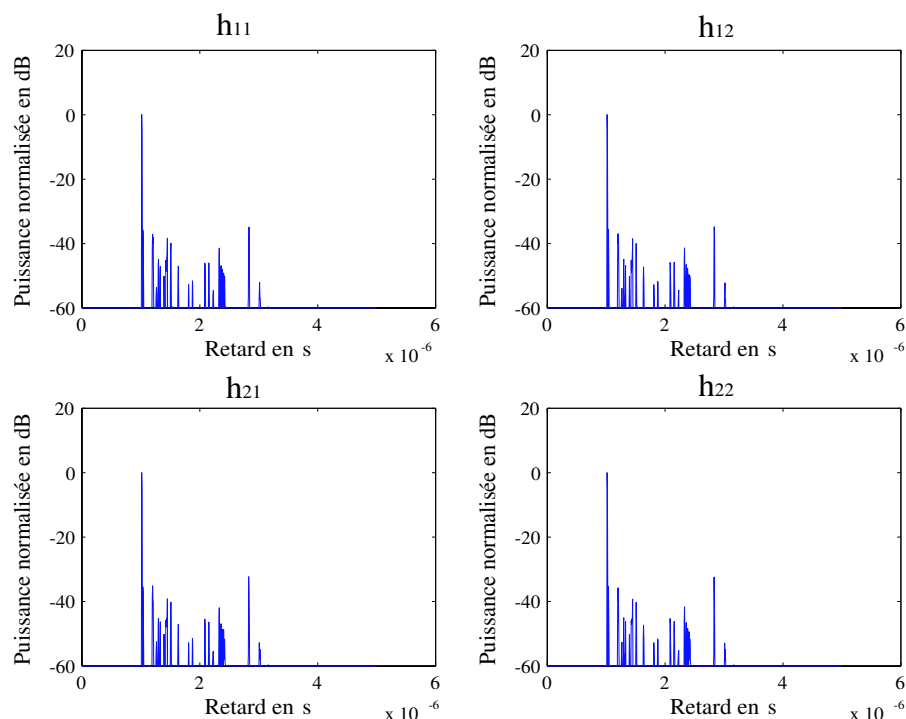
II-5.3.2. Quelques résultats significatifs

Dans la même scène de simulation que l'étude SISO, nous considérons un canal MIMO (2×2) donc composé de quatre réponses impulsionnelles complexes (figure II.37).

Pour celui-ci, nous calculons la matrice de canal H_{BL} et l'évolution en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices de la capacité du canal et du critère de corrélation physique (paragraphe I-4.).

FIG. II.37 – Définition d'un canal MIMO (2×2)

Tout d'abord, pour obtenir la matrice de canal H_{BL} présentée à la figure II.38, nous rangeons dans la matrice les quatre réponses impulsionnelles complexes notées $h_{11}(\tau)$, $h_{12}(\tau)$, $h_{21}(\tau)$, $h_{22}(\tau)$.

FIG. II.38 – Exemple de matrice H_{BL} d'un canal simulé MIMO (2×2)

Ensuite, nous nous intéressons à la corrélation qui peut exister entre les différentes réponses impulsionnelles complexes composant la matrice H_{BL} , et surtout à son évolution en fonction de l'espace entre antennes. La figure II.39 montre l'évolution du critère de corrélation physique (paragraphe I-4.2.) en fonction de l'espace entre antennes. Nous rappelons que ce critère est une matrice de dimension $\dim \rho_\phi = (\dim H_{BL})^2$, c'est à dire dans notre cas, une matrice (4×4).

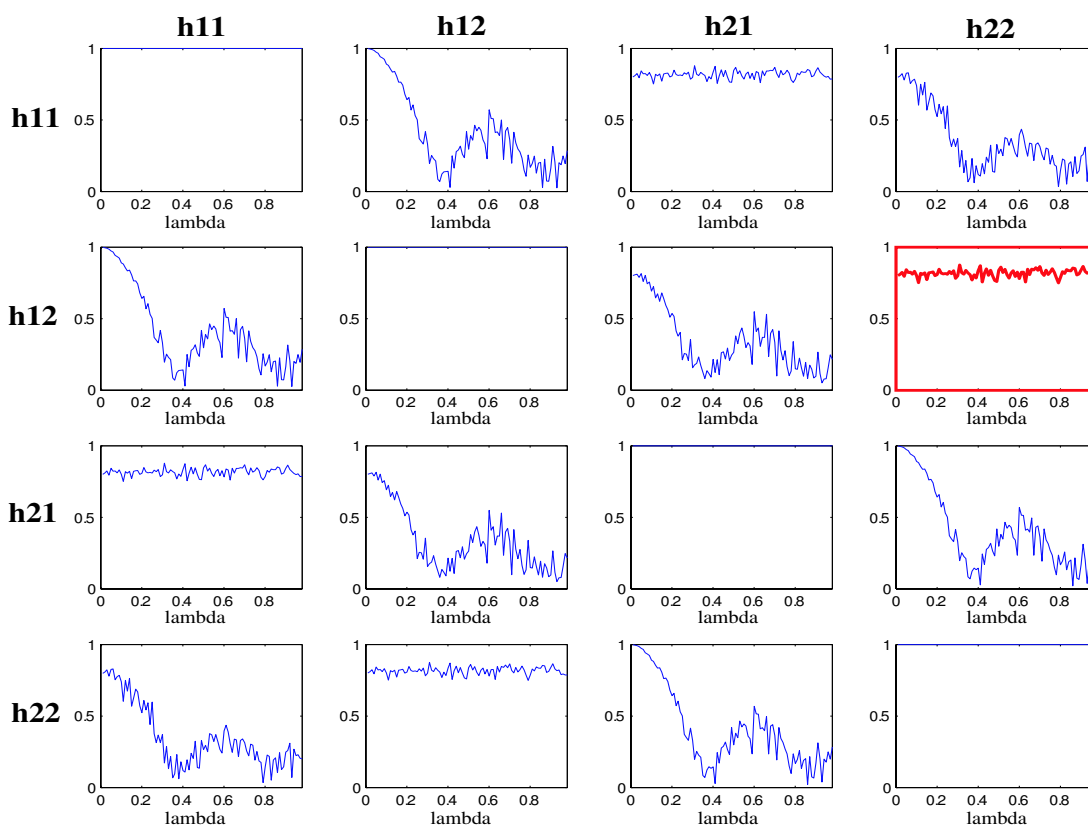


FIG. II.39 – Évolution de la matrice du critère de corrélation physique en fonction de l'écartement entre antennes

Cette représentation de la matrice ρ_ϕ montre toutes les corrélations entre les quatre réponses impulsionnelles. Ainsi, pour identifier celle entre deux réponses impulsionnelles particulières, il suffit de lire le nom de chaque ligne et colonne de la courbe choisie : par exemple, la courbe rouge correspond à la corrélation entre les réponses impulsionnelles h_{12} et h_{22} .

L'analyse de cette matrice permet de mettre en évidence plusieurs points :

- il s'agit d'une matrice symétrique. En effet, les corrélations entre les réponses impulsionnelles h_{11} et h_{12} ou h_{12} et h_{11} sont forcément identiques.
- La diagonale est unitaire car les critères de corrélation correspondent alors aux autocorrélations normalisées (paragraphe I-4.2.).
- Certaines courbes ($h_{12} - h_{22}$, $h_{21} - h_{11}$) évoluent peu. Il s'agit de ceux correspond à l'inter-corrélation entre les réponses impulsionnelles h_{12} et h_{22} . Ceci s'explique par le fait que les réponses impulsionnelles sont très corrélée l'une avec l'autre quel que soit l'écartement entre antennes car l'écartement entre les émetteurs est faible (λ) et que la distance entre les émetteurs et récepteurs est importante (une centaine de mètre).

- Les courbes qui évoluent correspondent aux réponses impulsionnelles croisées, c'est à dire les corrélation entre les réponses impulsionnelles h_{12} et h_{21} , les réponses impulsionnelles h_{11} et h_{22} , et les réponses impulsionnelles provenant d'un même émetteur, soit les couples h_{11}, h_{12} et h_{21}, h_{22} . Globalement, celles ci sont fortement corrélées pour un faible écartement entre antennes à la réception et se décorrèlent à mesure que cet écartement augmente. Nous observons un minimum de décorrèlation à $0,4\lambda$, qui correspond bien aux résultats énoncé par Jakes [15]. En effet, dans une configuration où la distribution des angles d'arrivée est uniforme en azimut, la corrélation entre les liaisons MIMO est modélisée par une fonction de Bessel dont le minimum de décorrèlation est à $0,4\lambda$ [19].

Concernant l'étude de la capacité, la figure II.40 montre son évolution en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices pour un rapport signal à bruit égal à $10dB$. Dans cet exemple, la capacité est quasiment constante et égale à $7,19bit/s/Hz$. Cette valeur est en accord avec des résultats d'études conduites dans des cas similaires [20]. En outre, cette stabilité s'explique par le paragraphe I-4.4.. En effet, seuls les coefficients constants du critère de corrélation évoluant en fonction de l'espacement entre antennes interviennent dans le calcul de la capacité (les coefficients de la diagonale et les coefficients $h_{11} - h_{21}$ et $h_{12} - h_{22}$, c'est à dire les coefficients arrivant sur un même récepteur), ce qui explique cette stabilité.

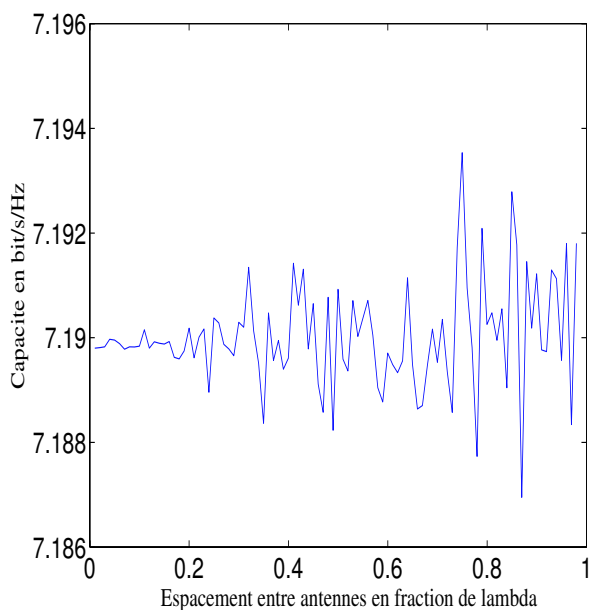


FIG. II.40 – Evolution de la capacité en fonction de l'écartement entre antennes à la réception

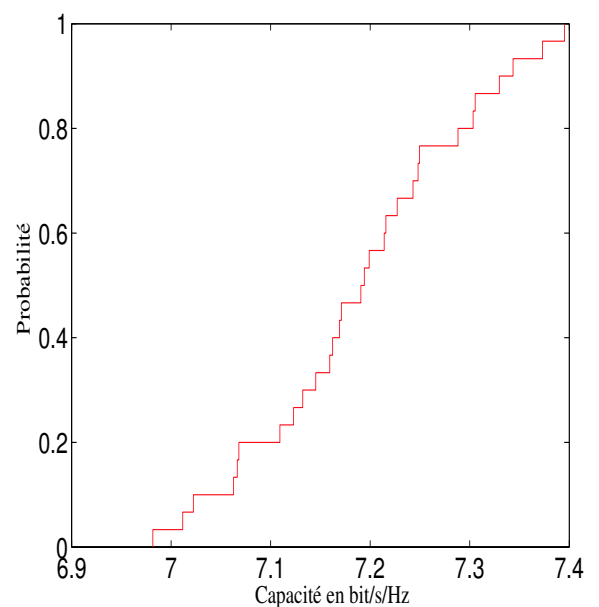


FIG. II.41 – Fonction cumulative pour un espacement fixe entre antennes de réception égal à $0,4\lambda$

Nous pouvons aussi représenter la fonction cumulative permettant de renseigner sur la probabilité d'obtenir une certaine capacité. La figure II.41 correspond à cette fonction pour un écartement fixe égal à $0,4\lambda$. Nous pouvons notamment retrouver la valeur médiane de la capacité (ici $7,19\text{bit/s/Hz}$) en récupérant la valeur de la capacité pour une probabilité égale à 0,5.

II-6. Conclusion

Le but de ce chapitre était de mettre en oeuvre la théorie détaillée au chapitre I par le biais d'un logiciel de caractérisation développé au cours de cette thèse.

Pour cela, il est nécessaire d'obtenir des informations sur la propagation des ondes radioélectriques en terme de réponses impulsionnelle ou fréquentielles. Nous avons donc présenté et analysé les différentes solutions matérielles et logicielle qui ont été envisagées pour obtenir ces informations. Finalement, nous avons choisi de réaliser notre étude en utilisant le simulateur de canal du laboratoire SIC.

L'utilisation du simulateur associé au logiciel de caractérisation implique un échantillonnage des variables présentés au chapitre I, il a donc fallu vérifier que le calcul des fonctions caractéristiques respectaient la théorie de l'échantillonnage de Nyquist. Une fois cette étape réalisée, les différentes fonctions caractéristiques SISO et MIMO ont été calculées pour illustrer le potentiel de notre outil dans un contexte outdoor. Dans un premier temps avec une approche déterministe permettant une compréhension aisée des résultats de caractérisation ; elle utilise une répartition linéaire des différents points de réception. Dans un second temps avec une approche semi-déterministe, autorisant une connaissance du comportement moyen des fonctions de caractérisation ; elle repose sur une répartition aléatoire des récepteurs dans une zone définie stationnaire.

Dans la suite du manuscrit, nous retenons l'approche semi-déterministe.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. MARCHAL : Mise en oeuvre d'un sondeur de canal à 2,05ghz en environnement urbain. Rapport technique, IETR Rennes, Sept 2002.
- [2] T. CHONAVEL : http://intra-sc.enst-bretagne.fr/chonavel/t_ant/t_ant.htm. Cours en ligne de l'ENSTB.
- [3] J. Le ROUX : Traitement numérique des signaux bidimensionnels. <http://www.essi.fr/leroux/>.
- [4] B. H. FLEURY, P. JOURDAN et A. STUCKI : High-resolution channel parameter estimation for MIMO application using the SAGE algorithm. *International Zurich Seminar on Broadband Communications*, pages 30–1, 30–9, feb 2002. ETH Zurich.
- [5] Y. POUSSET, R. VAUZELLE, L. AVENEAU et M. MÉRIAUX : Characterization of the mobile channel by a 3D UTD propagation model. *PSIP'2001*, Janvier 2001.
- [6] R. S. LONGHURST : *Geometrical and Physical Optics*. Longman, London, 1967.
- [7] R.G. KOUYOUMJIAN et P.H. PATHAK : A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface. *IEEE ROC.*, Vol 62:pp 1448–1461, 1974.
- [8] J.B. KELLER : Geometrical theory of diffraction. *J. Opt. Soc. Amer.*, 52(2):116–130, Feb 1962.
- [9] D. FRADIN, D. MENEVEAUX et P. LIENHARDT : Hierarchy of generalized maps for modeling and rendering complex indoor scenes. Rapport technique, Novembre 2005. Rapport de recherche No 2005-04.
- [10] D. FRADIN, D. MENEVEAUX et P. LIENHARDT : Partition de l'espace et hiérarchie de cartes généralisées : application aux complexes architecturaux. Décembre 2002. AFIG 2002, Lyon.
- [11] L. AVENEAU et C. COMBEAU : Path finding based on monte carlo techniques compared with a full ray-tracing approach in narrow and wide bands. *IEEE Vehicular Technology and Communication*, May 2004. Milan, Italia.
- [12] L. AVENEAU, Y. POUSSET, R. VAUZELLE et M. MÉRIAUX : Development and evaluations of physical and computer optimizations for the UTD 3d model. *IEEE Antennas and Propagation*, April 2000. Davos, Suisse.

-
- [13] COST 231 Final REPORT : *Evolution of Digital Mobile Radio : COST 231 View on the Evolution towards 3rd Generation Systems*. Springer Verlag, <http://www.lx.it.pt/cost231/>, 1996.
- [14] F. ESCARIEU : *Etude de la propagation dans les milieux indoor (intérieur des bâtiments) autour de 2 GHz*. Thèse de doctorat, Université de Poitiers, Décembre 2002.
- [15] WS. JAKES : *Microwave mobile communications*. pages 11–78, 1974.
- [16] T. AULIN : A modified model for the fading signal at a mobile radio channel. *IEEE transactions on vehicular technology*, Vol. 28:pp 138–203, 1979.
- [17] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET et R. VAUZELLE : Caractérisation d'un canal de propagation simulé par tracé de rayons 3D pour les systèmes de radiocommunication mobiles. *SETIT*, Mars 2004.
- [18] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET et R. VAUZELLE. : A spatio-temporal radio channel characterization with a 3D ray tracing propagation model in urban environment. *IEEE PIMRC*, October 2004. Spain.
- [19] D. SHIU, G.J. FOSCHINI, M. J. GANS et J. M. KAHN : Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3):502–513, March 2000.
- [20] P. J. SMITH, S. ROY et M. SHAFI : Capacity of mimo systems with semicorrelated flat fading. *IEEE Transaction on Information Theory*, 49(10):2781–2788, Oct 2003.

ANALYSE PARAMÉTRIQUE DE CANAUX SISO ET MIMO

Sommaire

III-1. Introduction	78
III-2. Contexte de simulation	78
III-3. Caractérisation du canal SISO	80
III-3.1. Configuration en visibilité directe	80
III-3.2. Configuration en non visibilité	87
III-3.3. Bilan	91
III-4. Caractérisation du canal MIMO	91
III-4.1. Configuration en visibilité directe	91
III-4.2. Configuration en non visibilité	94
III-4.3. Influence du niveau de description de l'environnement	96
III-4.4. Bilan	101
III-5. Conclusion	101

III-1. Introduction

Ce chapitre propose de mettre en oeuvre une étude paramétrique reposant sur l'association présentée dans le chapitre précédent à savoir celle du simulateur de canal développé au laboratoire SIC et du logiciel de caractérisation. Celle-ci est réalisée dans un contexte indoor correspondant au deuxième étage du laboratoire SIC.

Dans ce contexte, nous analysons les effets de la polarisation sur la caractérisation de canaux aussi bien SISO que MIMO. Cette étude est réalisée pour des configurations où les antennes émettrices et réceptrices sont soit en visibilité directe (configuration LOS ¹), soit en non visibilité (configuration NLOS ²). Enfin, un intérêt tout particulier sera porté à l'impact que peut avoir la finesse de la modélisation de l'environnement sur la caractérisation MIMO.

Ainsi, après avoir décrit précisément le contexte de simulation, nous réaliserons une caractérisation semi-déterministe de canaux SISO et MIMO indoor. Celle-ci permettra d'analyser tous les paramètres et fonctions caractéristiques du canal SISO, dans un premier temps. Ensuite, cette caractérisation semi-déterministe sera étendue au canal MIMO en évaluant les performances de ce dernier en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices.

Notons que pour l'ensemble de ces travaux, l'effet du couplage entre antennes dans le cas MIMO n'est pas intégré dans les simulations.

III-2. Contexte de simulation

Globalement, notre étude a été réalisée dans un environnement indoor correspondant au deuxième étage du laboratoire SIC de l'Université de Poitiers. Les antennes utilisées sont dipolaires et fonctionnent à une fréquence porteuse égale à $5,18\text{GHz}$, soit une longueur d'onde égale à $5,7\text{cm}$ correspondant à la norme HiperLAN/2. Pour les simulations, un nombre maximum d'interactions fixés à 1 réflexion, 1 diffraction et 5 transmissions a été considéré. En Effet, il a été prouvé qu'il s'agit d'un bon compromis entre la précision et le temps de simulation [1].

Chacune des simulations est effectuée en tenant compte de la polarisation des ondes électromagnétiques dont la nature et le type seront précisées.

Pour notre étude, nous avons retenu deux types de configuration :

- visibilité directe (notée LOS), où les émetteurs sont à environ $2m$ des récepteurs ;
- non visibilité (notée NLOS), où les émetteurs sont à environ $14m$ des récepteurs.

¹Line Of Sight

²Non Line Of Sight

En configuration LOS, l'émetteur noté (E1) et la zone de réception notée (Z1) pour l'étude des canaux SISO ou MIMO sont placés dans une même pièce d'environ $28m^2$ telle que le montre la figure III.1.

Pour la configuration NLOS, seules le ou les antennes émettrices notées (E2) sont placées dans le couloir, la zone de réception restant dans la pièce.

Toutefois, que le canal soit SISO ou MIMO, les dimensions de la zone de réception (Z1) sont de $1m$ par $1m$.

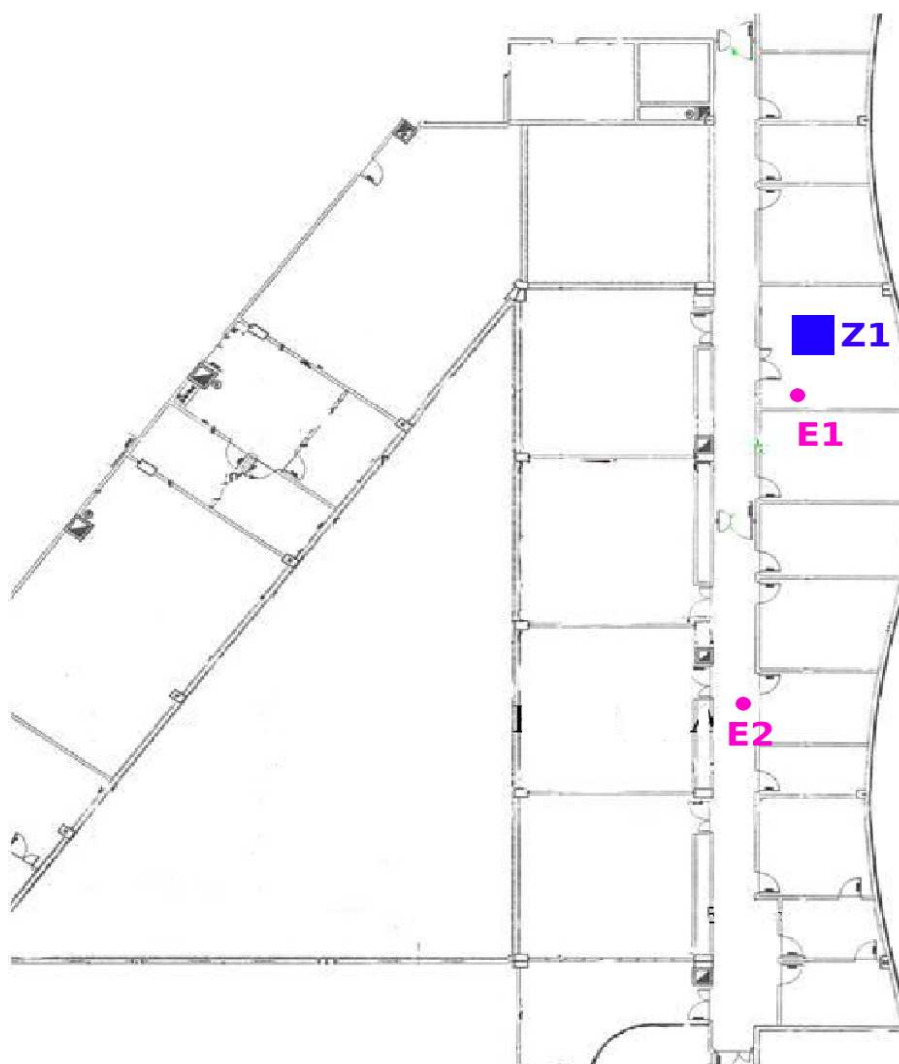


FIG. III.1 – Scénario de simulation indoor

Pour la caractérisation du canal SISO, dans cette zone de réception, nous considérons 30 parcours aléatoires (décrite au paragraphe II-5.2.2.) auxquels on associe une vitesse constante de $5km/h$ ce qui correspond à un décalage Doppler maximum de $24Hz$. Ces parcours ont chacun une longueur totale de 125λ , soit $7m$, et un pas d'échantillonnage constant et égal à $\frac{\lambda}{2}$, soit $2,8cm$.

Pour la caractérisation du canal MIMO, deux antennes ont été considérées à l'émission et à la réception. Dans la zone de réception, cinquante scénarios aléatoires ont été élaborés, conformément au paragraphe II-5.2.2.. L'espacement entre les antennes réceptrices évolue selon un pas égal à $\frac{\lambda}{100}$, soit $0,57mm$, sur une distance totale de λ . Les antennes émettrices sont fixes et séparées de λ .

Enfin, fournir une caractérisation approfondie du canal de propagation consiste à prendre en compte la polarisation. En effet, potentiellement ses effets peuvent être significatifs sur les performances d'une liaison radio.

Ainsi, pour la caractérisation SISO, nous considérons deux cas :

- l'émetteur et le récepteur sont polarisés tous les deux verticalement (VV),
- l'émetteur et le récepteur sont respectivement polarisés horizontalement et verticalement (HV).

Pour la caractérisation MIMO, deux cas d'étude ont été envisagés :

- les antennes à l'émission et à la réception sont polarisées verticalement (VV - VV) ;
- une diversité de polarisation est considérée à l'émission (verticale pour une antenne et horizontale pour l'autre), et à la réception (horizontale pour le premier récepteur et verticale pour le second), d'où la notation (VH - HV).

III-3. Caractérisation du canal SISO

Dans ce paragraphe, nous évaluons le comportement du canal SISO en fonction de la polarisation dans les configurations LOS et NLOS. Ainsi, comme dans le chapitre II, les fonctions et paramètres caractéristiques du canal sont calculés.

III-3.1. Configuration en visibilité directe

Nous présentons et analysons les différentes fonctions caractéristiques du canal selon leur ordre de calcul par le logiciel de caractérisation décrit au paragraphe II-3.2.. Dans un premier temps, l'évolution de la réponse impulsionnelle sur le parcours aléatoire est donc proposée. Celle-ci est réalisée dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont polarisés verticalement.

La figure III.2 montre une vue tridimensionnelle de l'évolution de la réponse impulsionnelle. Cette évolution correspond bien à une configuration en visibilité directe car un trajet prédomine sur tout le parcours avec une puissance supérieure aux autres trajets de l'ordre de $20dB$. Le retard de propagation de ce trajet, environ égal à $6,3ns$, correspond bien à la distance de $2m$ entre l'émetteur et le récepteur fixée pour cette configuration.

La figure III.3 permet d'observer, en vue de dessus, la figure précédente. Nous pouvons constater qu'il n'y a pas de disparition de trajets prédominants tout au long du parcours. A priori, cela permet de vérifier que la stationnarité au sens large imposée par la représentation de Bello est respectée.

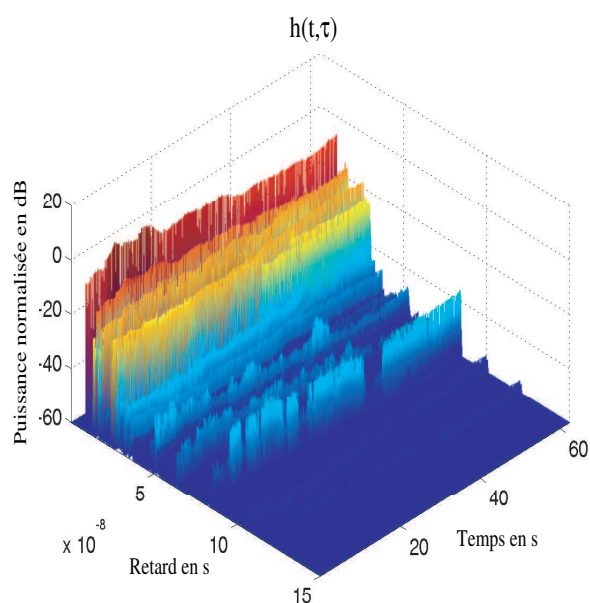


FIG. III.2 – Evolution de la réponse impulsionnelle du canal $h(t, \tau)$

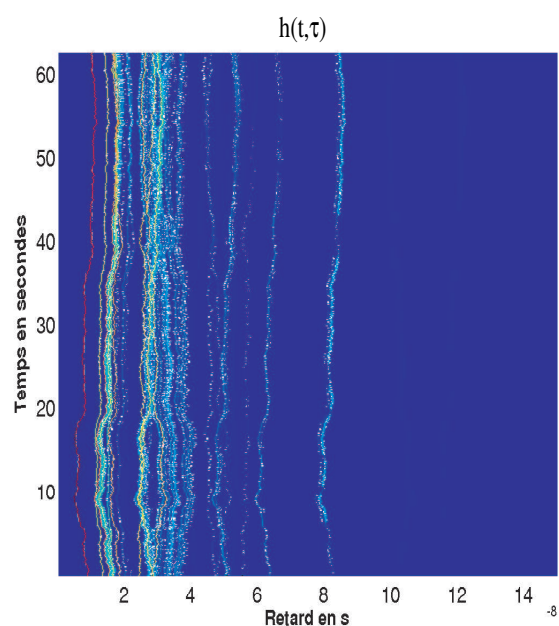
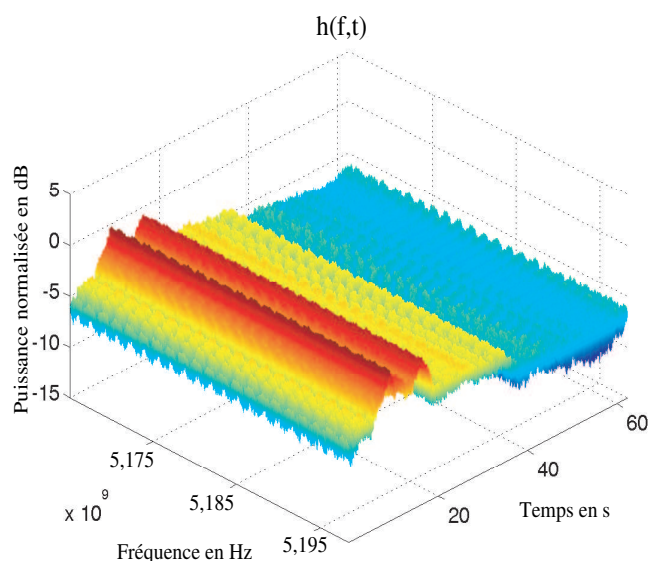
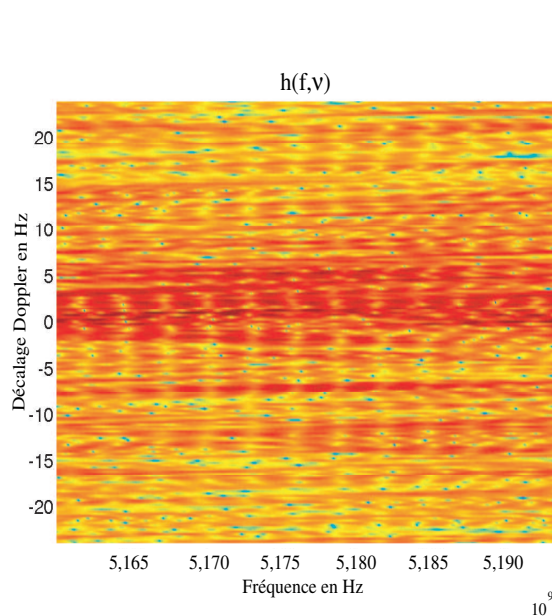
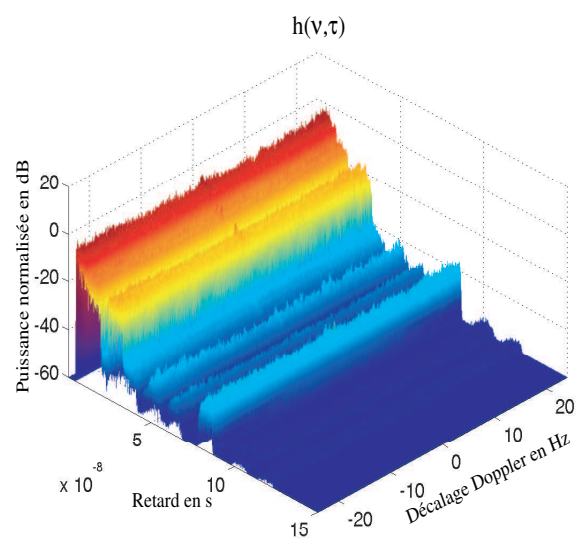


FIG. III.3 – Vue de dessus de l'évolution de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$

Après avoir déterminé l'évolution de la réponse impulsionnelle, nous calculons les trois autres fonctions caractéristiques de Bello, toujours dans le cas où les émetteur et récepteur sont polarisés verticalement. Il s'agit de l'évolution de la réponse fréquentielle $h(t, f)$ du canal représentée sur la figure III.4, la fonction bifréquentielle $h(\nu, f)$, présentée figure III.5, et la fonction liant le décalage Doppler au temps de propagation $h(\nu, \tau)$, montrée sur la figure III.6.

FIG. III.4 – Évolution de la réponse fréquentielle du canal $h(t, f)$ FIG. III.5 – Fonction bifréquentielle $h(\nu, f)$ FIG. III.6 – Évolution du décalage Doppler en fonction du retard de propagation $h(\nu, \tau)$

Pour évaluer l'influence de la polarisation, plutôt que d'analyser des figures tridimensionnelles, nous allons le faire sur les spectres qui sont directement issus de ces fonctions caractéristiques : le spectre retard déterminé à partir de $h(t, \tau)$ et le spectre Doppler déterminé à partir de $h(\nu, \tau)$.

La figure III.7 présente ce spectre retard pour les cas de polarisations verticales à l'émission comme à la réception (VV) ainsi qu'horizontale à l'émission et verticale à la réception (HV). Notons que ces spectres sont normalisés par la puissance du trajet prédominant du spectre le plus énergétique, c'est à dire celui associé à la polarisation VV.

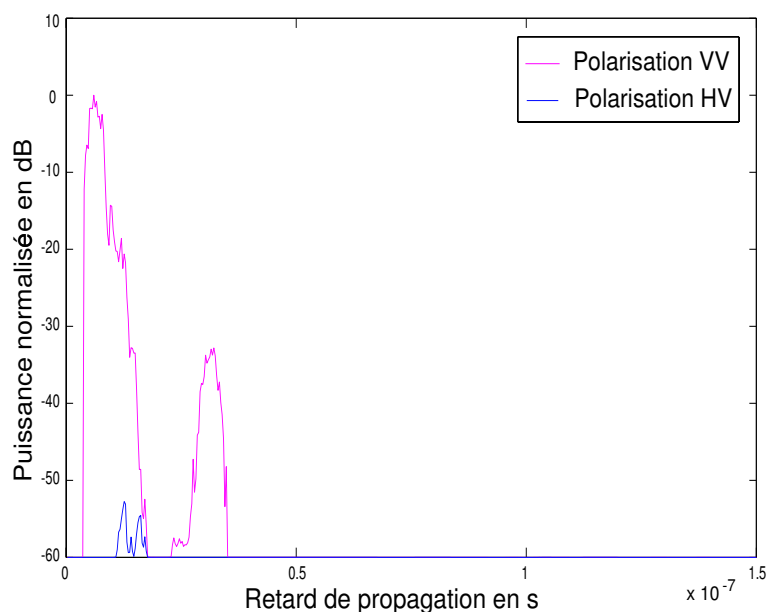


FIG. III.7 – Spectre retard pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS

Le résultat est sans ambiguïté : pour la liaison (HV) présentant une diversité de polarisation, la perte de trajets est conséquente. En particulier, nous notons la disparition du trajet direct. Nous observons un affaiblissement des trajets existants de l'ordre de $53dB$. Ce phénomène s'explique assez simplement : l'environnement indoor dans lequel les simulations ont été effectuées est composé presque exclusivement de surfaces verticales ou horizontales, ainsi les ondes réfléchies ne sont pas dépolarisées par ces surfaces. Seule la diffraction est modifiée la polarisation de l'onde. Toutefois, cette dernière est une interaction électromagnétique qui induit une perte en puissance importante, cela s'observe entre les cas (VV) et (HV). Ce résultat confirme l'étude expérimentale réalisée par D.Cox [2] en milieu indoor qui montre que les polarisations croisées (HV ou VH), sont plus pénalisantes que les polarisations verticale (VV) ou horizontale (HH) pour les transmissions numériques.

Cette influence de la polarisation se vérifie sur toutes les fonctions caractéristiques du canal étudié et en particulier pour le spectre Doppler, issu des fonctions $h(\nu, \tau)$ ou $h(\nu, f)$, (figure III.8).

Nous observons ainsi une atténuation plus importante, d'environ $53dB$, en polarisation (HV) par rapport à la polarisation (VV) pour un décalage Doppler nul. Cela confirme la remarque précédente.

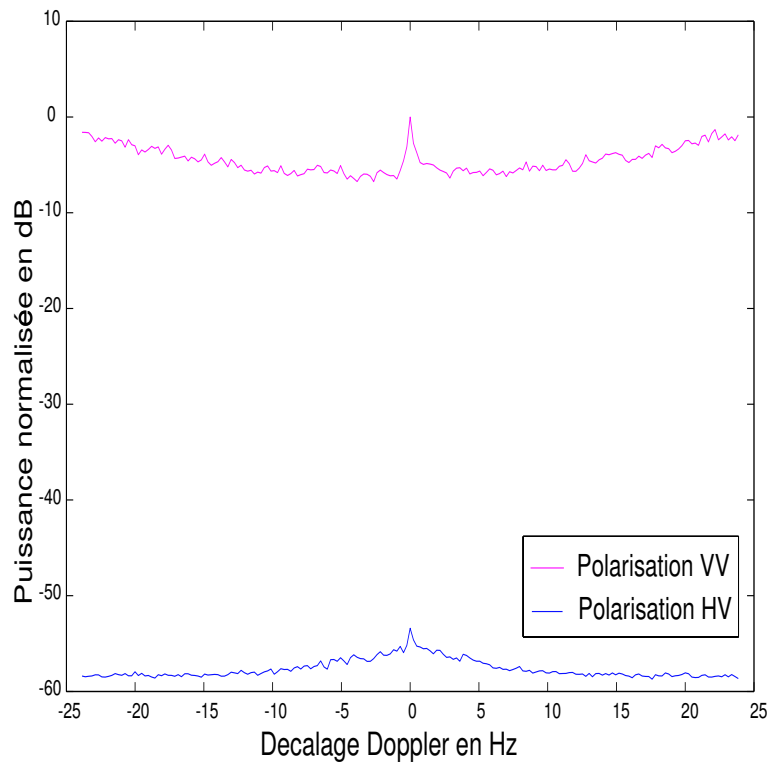


FIG. III.8 – Spectre Doppler pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS

La disparition de trajets se manifeste ici par des spectres Doppler d'allure relativement différente mais qui restent globalement plats. Ce dernier point est en parfait accord avec les résultats expérimentaux réalisés en milieu indoor dans des configurations similaires [3]. En outre, si les spectres associés aux polarisations (VV) et (HV) sont différents c'est parce que les spectres angulaires associés le sont également. Comme le montre les figures III.9 et III.10 représentant respectivement les spectres angulaires en azimut et élévation en fonction de la polarisation. Il est intéressant de remarquer sur la figure III.9 que pour les deux polarisations nous conservons une distribution uniforme de la puissance des angles d'arrivée en azimut, mais il existe un écart d'environ $53dB$ entre les deux polarisations.

Sur le spectre angulaire en élévation (figure III.10) nous observons d'une façon plus évidente, en polarisation (HV), la perte de trajets et en particulier celle du trajet direct. En effet, comme l'émetteur et le récepteur sont dans le même plan horizontal, le trajet direct a un angle d'élévation nul. Nous constatons ainsi sur le spectre en élévation, la disparition de ce trajet en polarisation (HV), ainsi que celle de tous les trajets contenus dans ce plan et correspondant aux réflexions sur les murs. Il ne reste donc plus que les trajets ayant été diffractés, donc de faible amplitude.

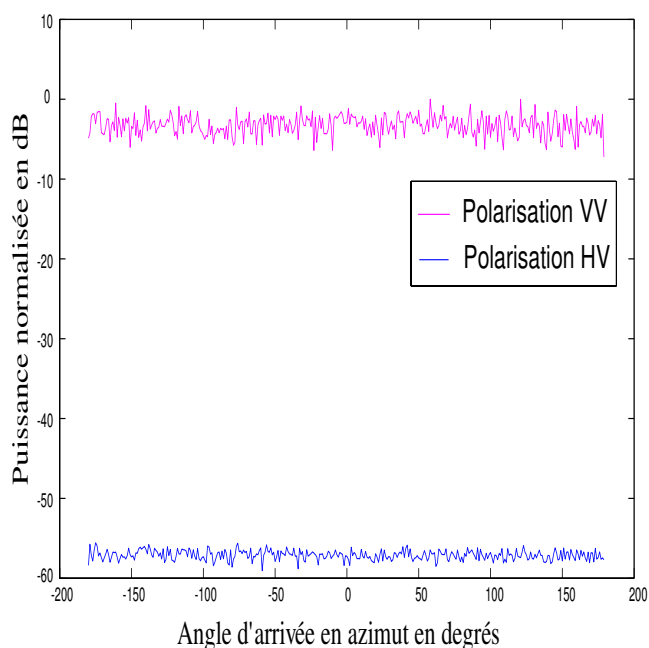


FIG. III.9 – Spectre angulaire en azimut pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS

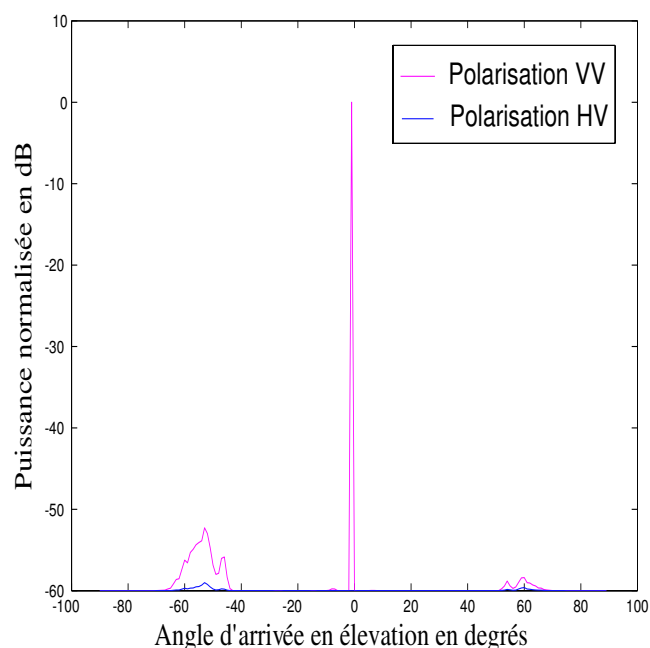


FIG. III.10 – Spectre angulaire en élévation pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS

Les paramètres caractéristiques extraits des figures III.9 et III.10 sont :

- un angle azimutal moyen de $-0,1^\circ$ et une dispersion de 104° dans le cas (VV), et un angle azimutal moyen de $0,2^\circ$ et une dispersion de 103° dans le cas (HV) ;
- un angle d'élévation moyen de $-2,1^\circ$ et une dispersion de $0,1^\circ$ dans le cas (VV), et un angle d'élévation moyen de 0° et une dispersion de 0° dans le cas (HV).

Ensuite, nous évaluons les autres paramètres caractéristiques associés au canal. Ceux ci sont déterminés à partir des spectres retard et Doppler définis précédemment. Les figures III.11 et III.12 représentent l'évolution du retard moyen et de la dispersion des retards au cours du temps.

Deux informations se dégagent de ces figures. La première est que le retard moyen et la dispersion des retards sont plus faibles dans le cas (VV) que dans le cas (HV). Effectivement, en (VV), il y a présence d'un trajet direct prédominant qui a une influence notable sur les paramètres caractéristiques par rapport aux autres trajets. Alors que dans le cas (HV), chaque trajet a un poids quasi identique dans le calcul de ces mêmes paramètres.

La seconde information est liée à la stationnarité. En effet, il est important de remarquer que l'évolution des paramètres caractéristiques du canal sont constants durant le déplacement du récepteur dans la zone considérée, ce qui confirme les hypothèses de stationnarité nécessaires à la modélisation de Bello.

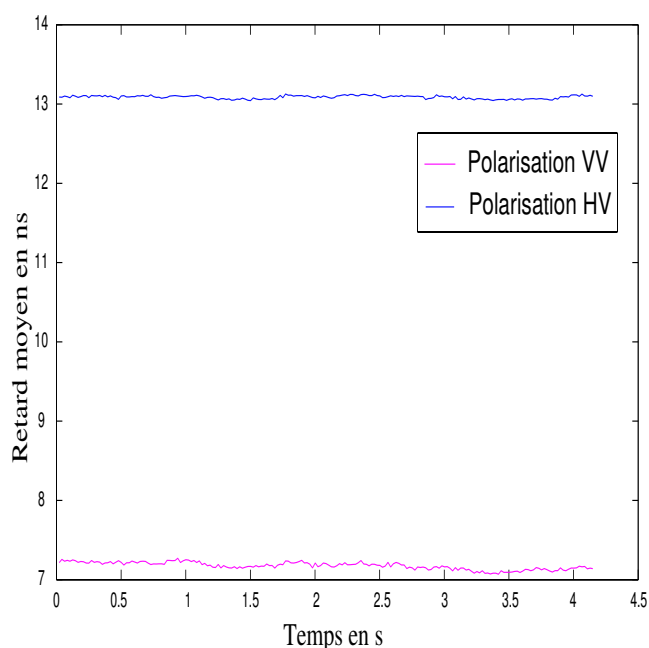


FIG. III.11 – Évolution du retard moyen au cours du temps

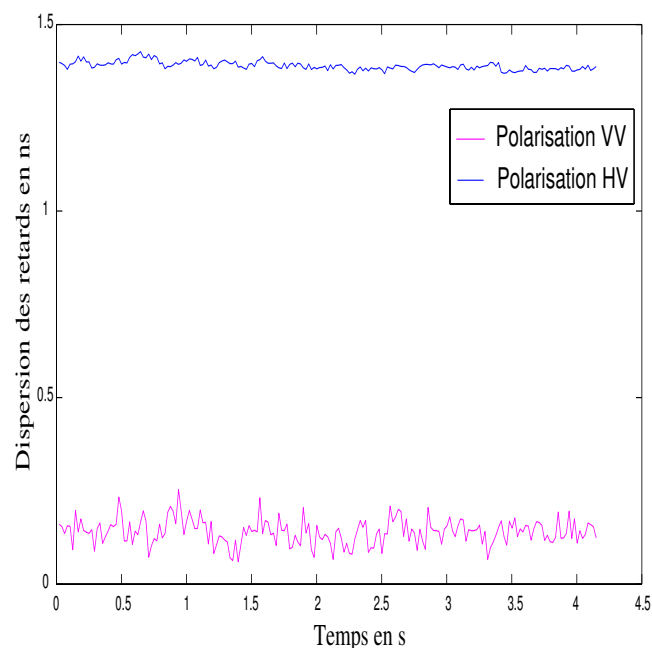


FIG. III.12 – Évolution de la dispersion des retards au cours du temps

Nous obtenons finalement un retard moyen de $\tau_m = 7,17ns$ et une dispersion de $\sigma_\tau = 0,14ns$ dans le cas (VV) et un retard moyen de $\tau_m = 13,08ns$ et une dispersion de $\sigma_\tau = 1,38ns$ dans le cas (HV).

Nous déterminons de la même manière les paramètres Doppler caractéristiques à partir des spectres associés. Nous obtenons ainsi un Doppler moyen de $\nu_m = 0,8Hz$ et une dispersion Doppler de $\sigma_\nu = 15Hz$ dans le cas (VV) et un Doppler moyen de $\nu_m = 1,2Hz$ et une dispersion Doppler de $\sigma_\nu = 9,3Hz$ dans le cas (HV).

Enfin, nous pouvons calculer les paramètres de cohérence à 50% grâce aux fonctions d'autocorrélation. Ils sont de deux types : la cohérence fréquentielle et la cohérence temporelle déterminées respectivement à partir des fonctions d'autocorrélation en fréquence (figure III.13) et en temps (figure III.14) dont le détail du calcul a été développé dans le paragraphe I-3.2.3..

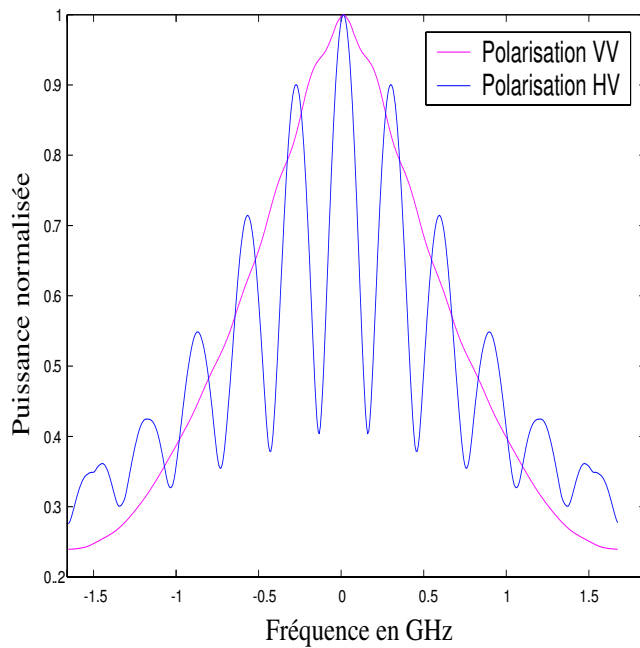


FIG. III.13 – Fonction d'autocorrélation fréquentielle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS

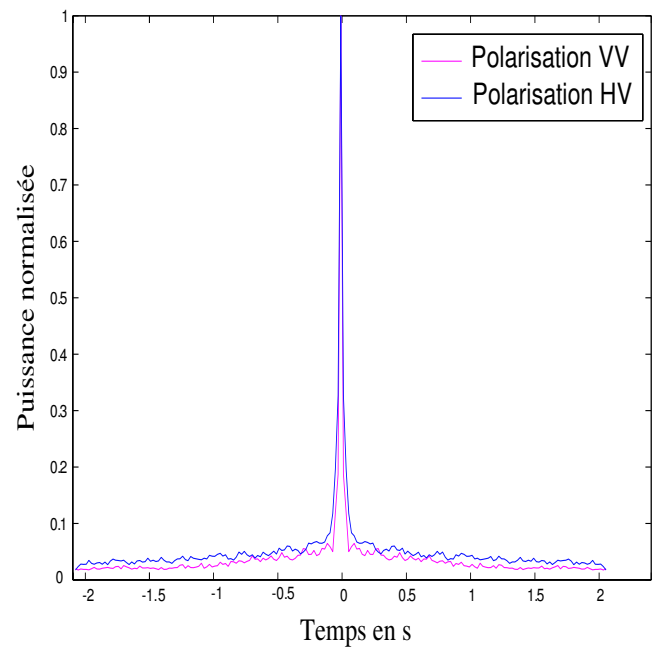


FIG. III.14 – Fonction d'autocorrélation temporelle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS

Nous rappelons que les fonctions présentées ici ne sont pas filtrées et considèrent donc un canal à bande passante infinie. Dans ce cas, nous déterminons une bande de cohérence B_c à 50% égale à $1,2\text{GHz}$ dans le cas (VV) et 746MHz dans le cas (HV). Le temps de cohérence T_c à 50% est égal à $0,04\text{s}$ dans le cas (VV) et $0,08\text{s}$ dans le cas (HV). Il y a donc dans le cas (HV) une diminution de la bande de cohérence et une augmentation du temps de cohérence. Nous aurions pu prédire ces résultats car les paramètres de dispersion et de cohérence sont des paramètres duaux. Comme nous l'avons vu précédemment, le canal de propagation le moins perturbé ou le moins sélectif est celui qui a une cohérence importante et une dispersion minimale (paragraphe I-3.2.4.), il correspond donc au cas d'une polarisation (VV).

III-3.2. Configuration en non visibilité

Pour cette configuration, nous perdons le trajet en visibilité directe. Ainsi, la comparaison entre le spectre retard de la figure III.15 et celui du cas précédent (figure III.7) permet de nous rendre compte du changement. En effet, pour la configuration NLOS, le spectre retard est composé de plus de trajets que pour la configuration LOS. Ceci est dû au fait que, contrairement au cas précédent, il n'y a plus de trajet prédominant. Par conséquent, ce canal est beaucoup plus perturbé, ce que nous montrerons au travers des autres fonctions caractéristiques.

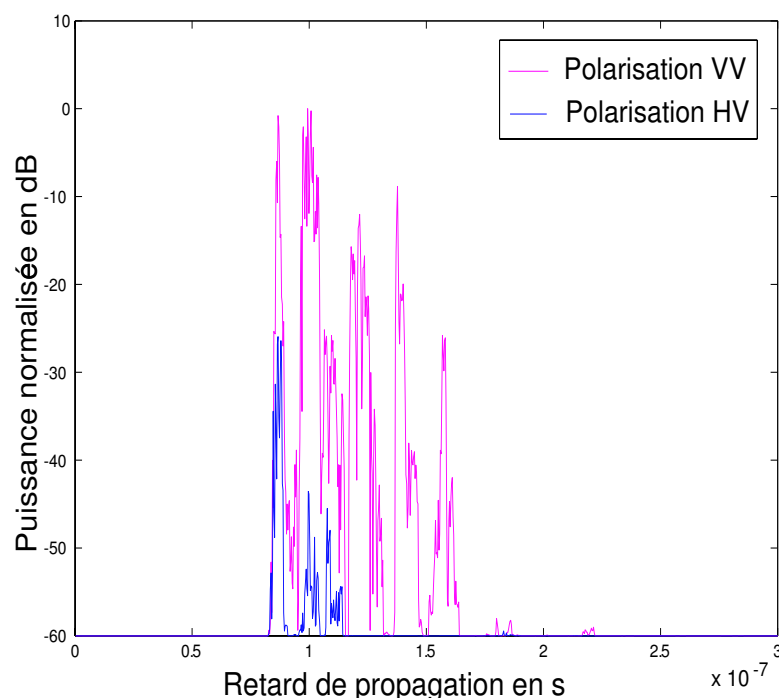


FIG. III.15 – Spectre retard pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS

Dans ce cas comme dans le précédent, la diversité de polarisation conduit à une perte de puissance importante de l'ordre de 30 dB. Cependant, comme la configuration NLOS présente déjà une perte de puissance par rapport à la configuration LOS, celle due à la polarisation est alors relativement moins importante qu'au paragraphe précédent. En outre, comme précédemment, nous retrouvons aussi une perte de trajets sur la réponse impulsionnelle.

Pour les paramètres caractéristiques, nous obtenons :

- 101, 3ns pour le retard moyen et 14, 2ns pour la dispersion des retards dans le cas (VV) ;
- 92, 3ns pour le retard moyen et 5, 7ns pour la dispersion des retards dans le cas (HV).

Nous observons ainsi un retard plus important que dans le cas LOS dû à une distance émetteur-récepteur plus importante. En outre, dans ce cas, c'est la dispersion des retards de la polarisation (HV) qui est plus faible. En effet, la configuration (VV) contient beaucoup plus de trajets, ce qui augmente la dispersion.

L'écart voisin de 30 dB entre les deux polarisations (VV) et (HV) se retrouvent sur les spectres Doppler (figure III.16). Il est intéressant de constater que nous obtenons la même allure de spectre Doppler que dans la configuration LOS. D'ailleurs, les valeurs caractéristiques associées sont proches (paragraphe III-3.1.) :

- en polarisation (VV) : $0,25Hz$ pour le Doppler moyen et $15Hz$ pour la dispersion Doppler ;
- en polarisation (HV) : $0,5Hz$ pour le Doppler moyen et $16Hz$ pour la dispersion Doppler.

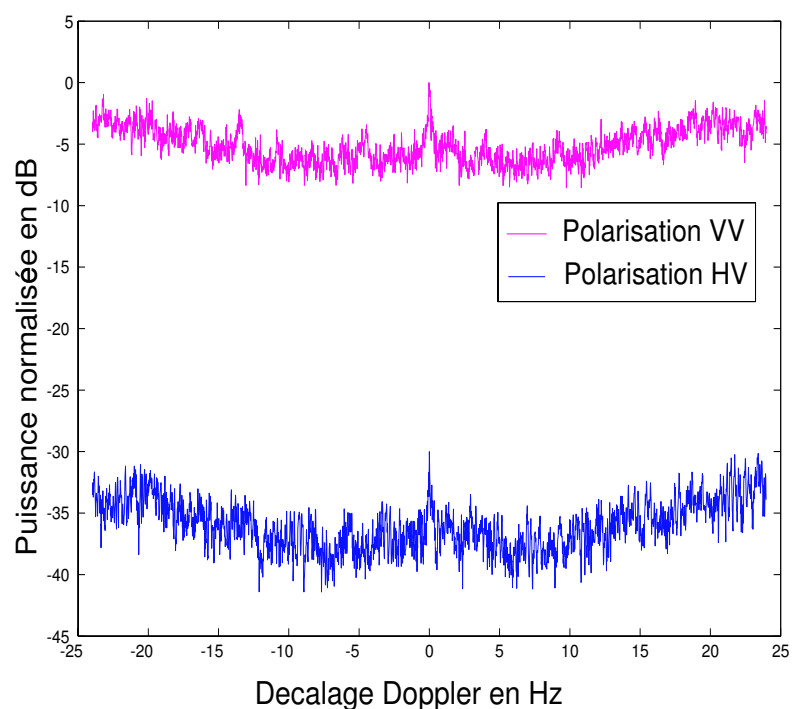


FIG. III.16 – Spectre Doppler pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS

Cependant, ces spectres Doppler sont plus chahutés qu'en configuration LOS. Cette observation se confirme au regard des spectres angulaires azimuthaux présentés à la figure III.17. Ceci s'explique facilement par l'inexistence de trajets prédominants dans la configuration NLOS. Ainsi, la puissance reçue au niveau du récepteur fluctue de manière plus importante. Pour le spectre angulaire en élévation de la figure III.18, nous observons, comme dans la configuration LOS, l'absence de trajet ayant un angle d'élévation important et la perte des trajets réfléchis dans le cas (HV).

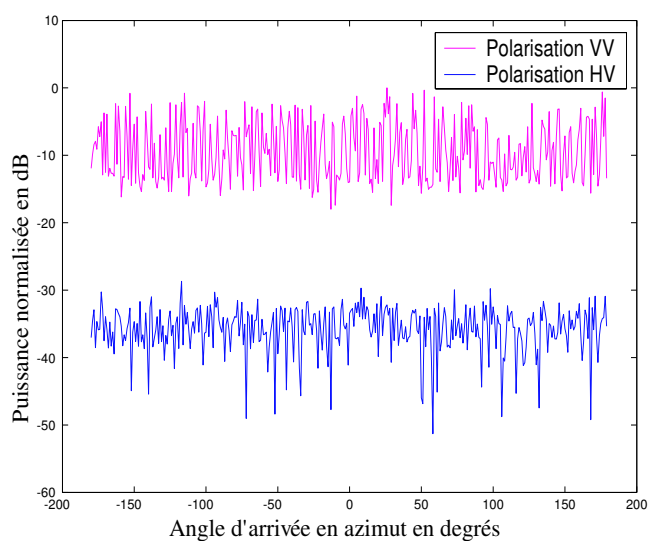


FIG. III.17 – Spectre angulaire azimutal pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS

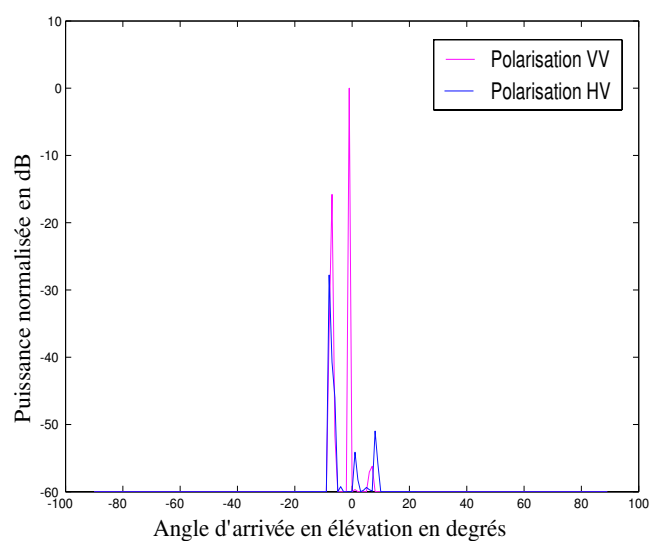


FIG. III.18 – Spectre angulaire en élévation pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS

La dernière étape est la détermination des cohérences temporelle et fréquentielle. En effectuant le calcul sur les fonctions d'autocorrélation de la figure III.19, nous obtenons une bande de cohérence à 50% de $66,7\text{MHz}$ dans le cas (VV) et de 393MHz dans le cas (HV) ; ceci est en accord avec les dispersions des retards déterminées précédemment. Nous remarquons que la bande de cohérence a été fortement diminuée dans la configuration NLOS, ce qui est généralement observé [4].

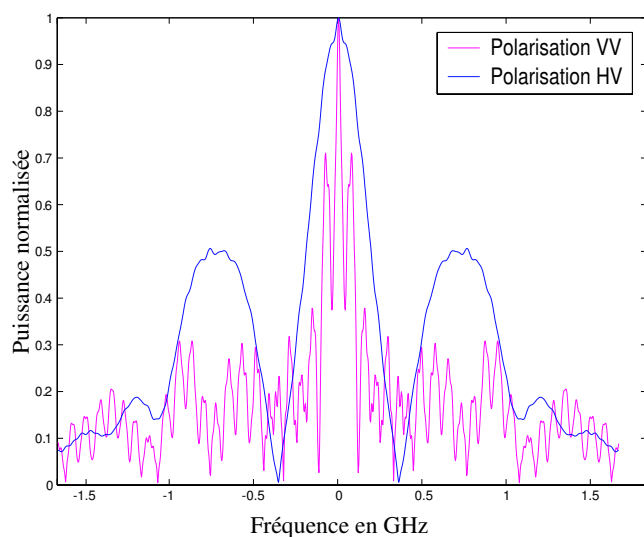


FIG. III.19 – Fonction d'autocorrélation fréquentielle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS

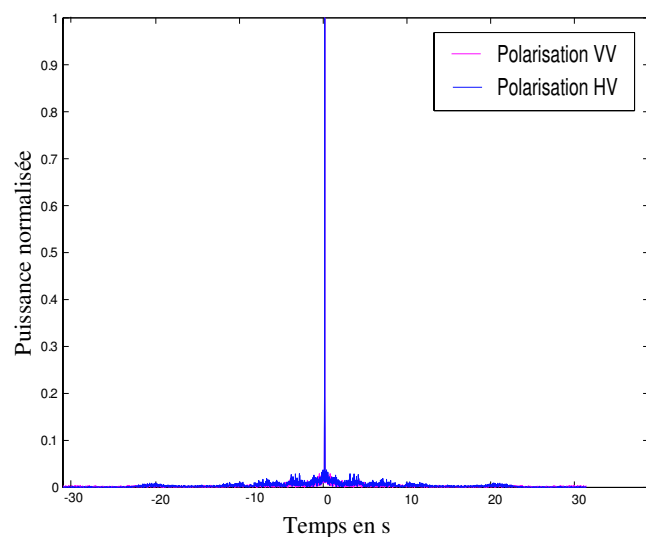


FIG. III.20 – Fonction d'autocorrélation temporelle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS

Finalement, à partir de l'autocorrélation temporelle, nous déterminons le temps de cohérence à 50% égal à 0,04 s et ce quelle que soit la polarisation. En effet, les dispersions Doppler étant identiques dans les deux cas, le temps de cohérence l'est également. Nous remarquons aussi que celui-ci est comparable à celui de la configuration LOS. Ainsi, les configurations LOS et NLOS n'ont aucune influence sur ce paramètre, ce qui s'explique par des répartitions angulaires semblables.

Toutefois, pour cette configuration, le canal est plus sélectif en polarisation (HV) qu'en polarisation (VV).

III-3.3. Bilan

Cette étude paramétrique a permis de montrer les différentes fonctions caractéristiques du canal SISO obtenues dans les configurations LOS et NLOS en fonction de la polarisation. Plusieurs points ont été notés et justifiés pour les différentes fonctions et paramètres caractéristiques :

- le comportement du canal est très différent pour la réponse impulsionnelle, ce qui a pour conséquence une diminution importante de la bande de cohérence à 50% dans le cas NLOS ;
- le comportement de celui-ci est semblable lorsqu'il s'agit de l'évolution de fréquence Doppler. Ainsi, pour le temps de cohérence, la configuration étudiée importe peu ;
- En terme de bande de cohérence, la polarisation (HV) est plus pénalisante qu'en (VV) ; ceci est dû à une sélectivité du canal plus importante dans la configuration LOS. Par contre, nous observons le contraire en configuration NLOS ;
- Dans les deux configurations la polarisation (HV) implique une perte de dynamique importante pour le spectre retard et Doppler.

III-4. Caractérisation du canal MIMO

Ce paragraphe est consacré à la caractérisation du canal MIMO. Pour cela, nous définissons un canal MIMO constitué de deux émetteurs et récepteurs (2×2). Nous cherchons à analyser l'évolution des paramètres caractéristiques MIMO à savoir la corrélation et la capacité en fonction de l'espace entre antennes réceptrices.

Comme indiqué dans le paragraphe III-2., nous réalisons cette étude dans les configurations LOS et NLOS, avec et sans diversité de polarisation.

III-4.1. Configuration en visibilité directe

Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'évolution des corrélations entre les différentes liaisons associées au canal MIMO (2×2) en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices. Pour cela, nous utilisons la définition du critère de corrélation statistique. Il en ressort ainsi une matrice constituée de 16 éléments montrés sur la figure III.21, dont le mode de lecture a été présenté au

paragraphe II-5.3.. Pour rappel et à titre d'exemple, la première ligne et la deuxième colonne sont associées à la corrélation entre les réponses impulsionnelles h_{11} et h_{12} pour les deux cas de polarisation évoqués au paragraphe III-2..

Sans diversité de polarisation (VV - VV) (courbe rouge), il apparaît que nous obtenons le même résultat que dans le cas outdoor détaillé au paragraphe II-5.3., à savoir des coefficients qui évoluent peu (par exemple $h_{11} - h_{21}$) et des coefficients qui présentent un minimum de corrélation autour de $0,4\lambda$ (par exemple $h_{11} - h_{12}$). En effet, nous sommes toujours dans une configuration où la distribution des angles d'arrivée en azimut est uniforme (figure III.9), donc le critère de corrélation suit un modèle de Jakes.

En introduisant de la diversité de polarisation (VH - HV) (courbe bleu), nous remarquons une décorrélation des coefficients liés aux couples : $h_{11} - h_{12}$, $h_{11} - h_{21}$, $h_{21} - h_{22}$ et $h_{12} - h_{22}$.

Nous observons aussi sur la figure III.21 que le coefficient $h_{11} - h_{22}$ n'est pas affecté par la polarisation. Il correspond à la corrélation entre deux réponses impulsionnelles polarisées (HV) et (HV). Ces deux réponses impulsionnelles étant strictement similaires, car de même nature, elles conduisent à une forte corrélation.

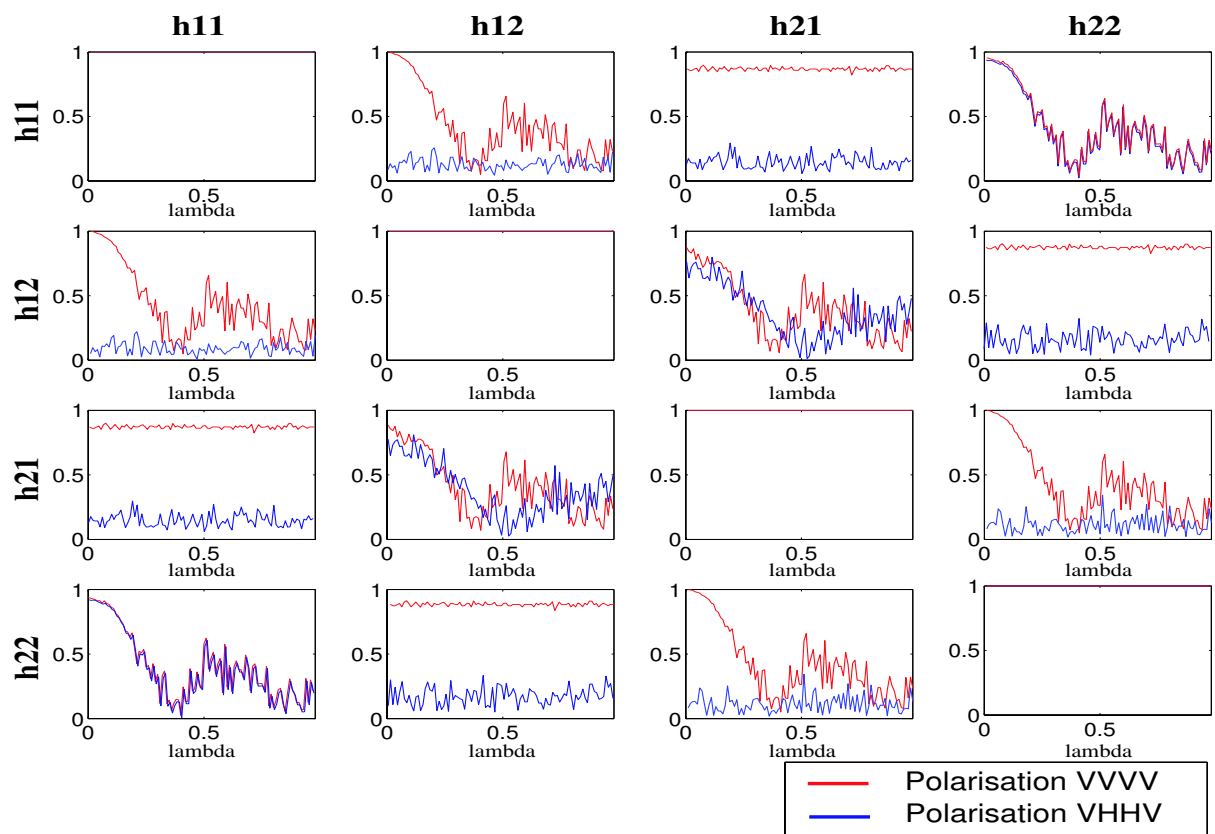


FIG. III.21 – Évolution du critère de corrélation statistique en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices pour les deux cas de polarisation.

La figure III.22 présente l'évolution de la capacité en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices, pour les deux cas de polarisation et un SNR de $10dB$. Ces résultats sont donnés pour une puissance moyenne reçue constante. Ainsi nous normalisons les matrices H par rapport à la plus grande des puissances en bande étroite qui composent la matrice H pour un cas donné (VV-VV ou VH-HV). Les résultats obtenus sont donc à relativiser car, selon la configuration, la puissance émise change. Nous remarquons toutefois que les performances du canal, en terme de capacité, sont corrélées aux résultats de la figure III.21. En effet, la capacité pour le cas (VV - VV) (courbe rouge) égale à environ $3,1 \text{ bit/s/Hz}$, correspondant à des réponses impulsionnelles corrélées, est plus faible que celle du cas (VH - HV) (courbe bleu) voisine de 4 bit/s/Hz , correspondant au cas où les réponses impulsionnelles sont décorréliées. Nous remarquons ainsi que la décorrélation des réponses impulsionnelles a pour conséquence d'améliorer la capacité du canal.

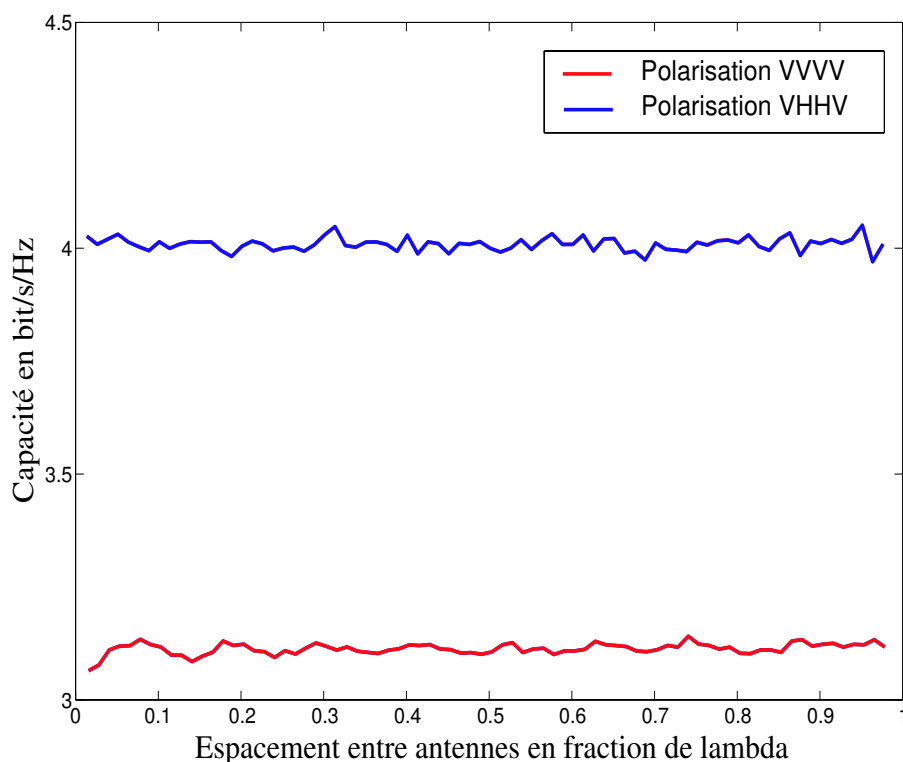


FIG. III.22 – Evolution de la capacité en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices pour les deux cas de polarisation.

III-4.2. Configuration en non visibilité

Dans cette configuration, nous voulons de nouveau étudier le comportement du critère de corrélation statistique et de la capacité du canal.

Le critère de corrélation en fonction de la polarisation se comporte de la même façon pour la

configuration NLOS que pour la configuration LOS (figure III.23). Nous remarquons ainsi une décorrélation des mêmes coefficients.

Cependant, nous observons que les coefficients $h_{11} - h_{22}$ et $h_{12} - h_{21}$ sont beaucoup moins corrélés que dans le cas précédent. En effet, dans cette configuration, les émetteurs sont beaucoup plus loin de la zone de réception. Ainsi, même si la distance entre émetteurs est faible, car égale à λ , le chemin parcouru par les ondes est très différent, ce qui explique une faible corrélation. Seules les réponses impulsionnelles issues d'un même émetteur sont donc corrélées, à savoir les coefficients $h_{21} - h_{22}$ et $h_{11} - h_{12}$.

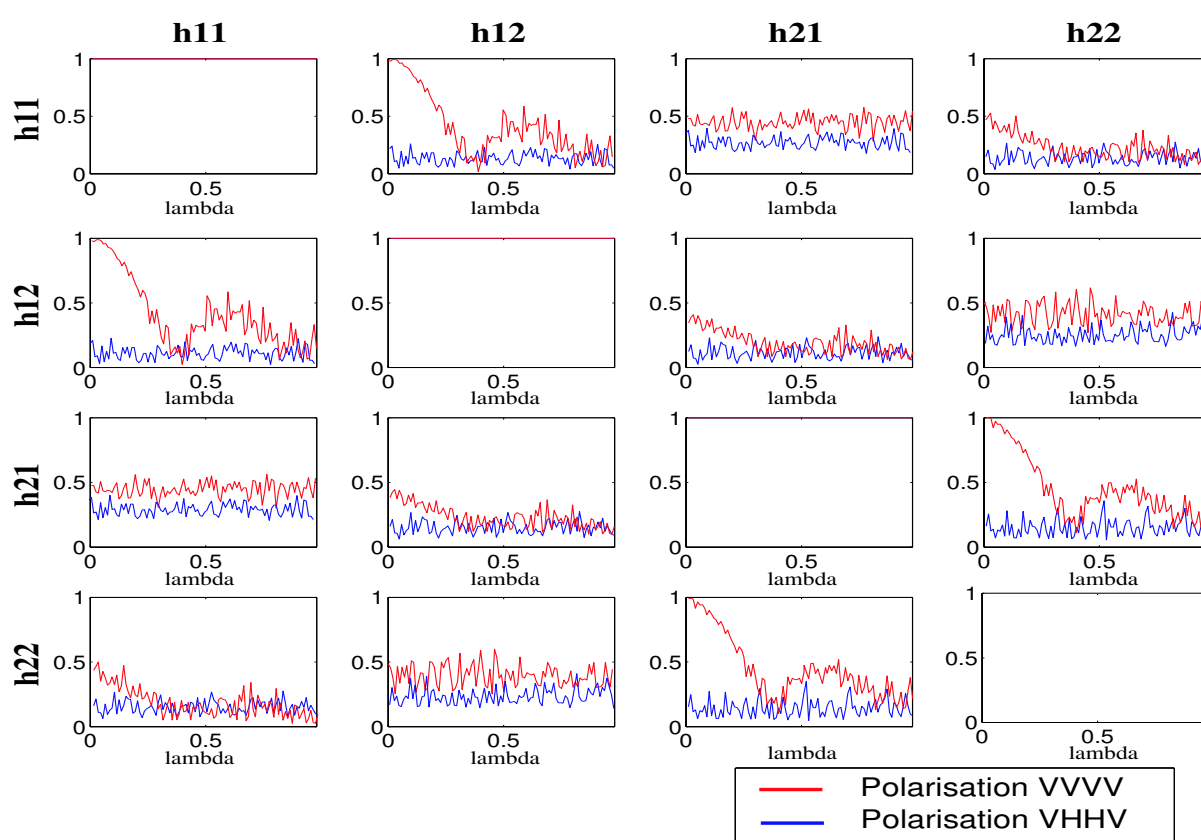


FIG. III.23 – Évolution du critère de corrélation en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices pour les deux cas de polarisation.

Le fait que certains coefficients soient déjà décorrélés sans diversité de polarisation implique que l'amélioration de la capacité avec diversité sera beaucoup moins flagrante, ce que nous observons sur la figure III.24.

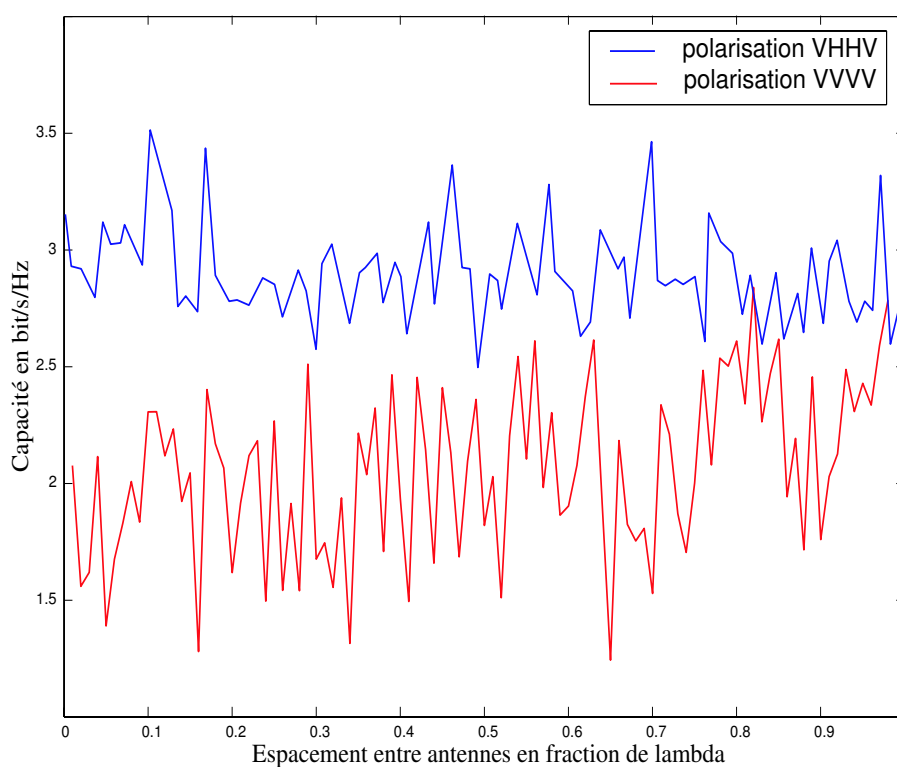


FIG. III.24 – Evolution de la capacité en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices pour les deux cas de polarisation.

III-4.3. Influence du niveau de description de l'environnement

L'impact du niveau de description de l'environnement de propagation sur la caractérisation SISO en indoor a déjà fait l'objet de précédentes études [5, 6]. Elles ont montré que pour une caractérisation précise du canal, une description détaillée des scènes était nécessaire tant sur le plan géométrique qu'électrique.

Notre étude porte ici sur l'influence de la description de l'environnement sur la caractérisation d'un canal MIMO.

L'environnement indoor étudié est composé d'un couloir avec des pièces de part et d'autre.

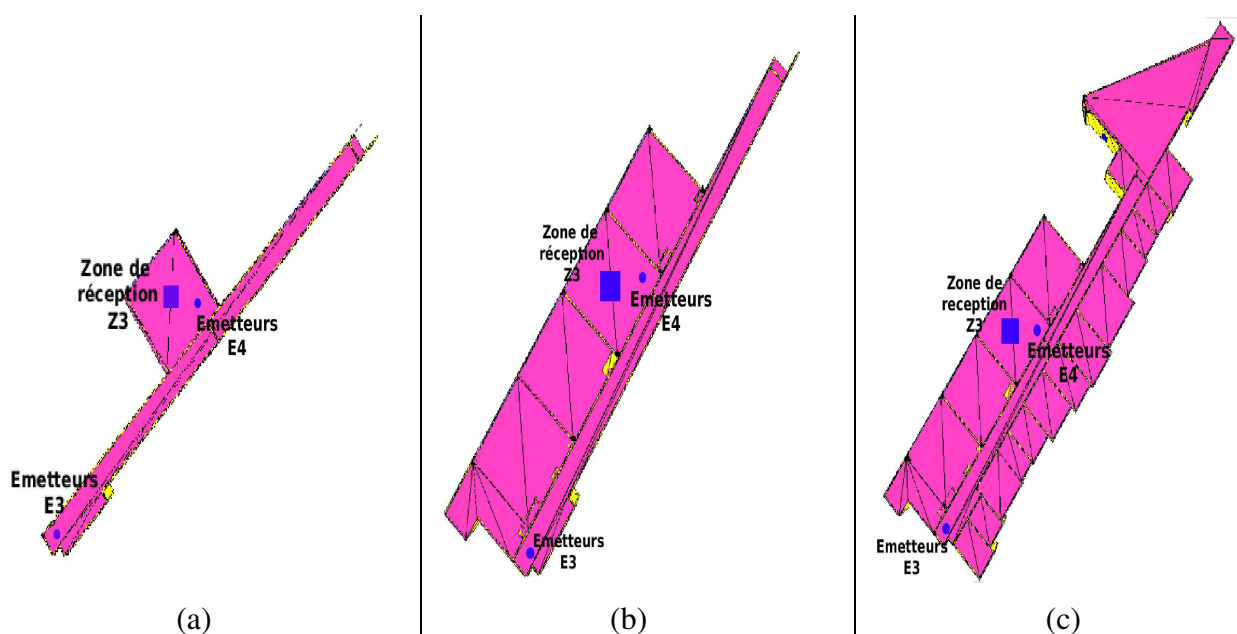


FIG. III.25 – Trois niveaux de description du deuxième étage du laboratoire SIC. (a) : Niveau A, (b) : Niveau B, (c) : Niveau C

Chaque pièce présente divers éléments : fenêtres, portes, radiateurs.

Cet environnement a été modélisé en tenant compte de trois niveaux de description de complexité croissante, comme le montre la figure III.25 :

- Niveau A (figure III.25 (a)) : le plus simple, composé uniquement du couloir et d'une pièce défini comme deux parallélépipèdes dont les parois sont constituées d'un même matériau correspondant au béton (voir tableau III.1 [1]) ;
- Niveau B (figure III.25 (b)) : il correspond à la vraie géométrie de la pièce et du couloir et considère trois pièces supplémentaires autour de la première. Toutefois, cette modélisation ne considère encore qu'un seul type de matériau ;
- Niveau C (figure III.25 (c)) : il correspond à la modélisation complète et à chaque élément constituant l'environnement sont associés leurs propriétés électriques réelles (tableau III.1).

Rappelons que les émetteurs sont placés dans le couloir pour la configuration NLOS (E3), dans une pièce pour la configuration LOS (E4), la zone de réception étant toujours dans la même pièce notée (Z3) sur la figure III.25.

Nous avons réalisé les simulations de propagation en considérant un nombre d'interactions fixé à 1 diffraction, 1 réflexion et 5 transmissions, et sans diversité de polarisation (c'est à dire VV-VV).

	Permittivité relative ϵ_r en F/m	Conductivité σ en S/m
Placoplâtre	6	0,07
Béton	9	0,1
Bois	5	0
Fer	1	10^6
Vitre	3	0

TAB. III.1 – Propriétés électriques des matériaux existant dans l'environnement étudié

En configuration LOS, les figures III.26 et III.27 montrent que le niveau de description de l'environnement influence très peu les courbes de corrélation et de capacité.

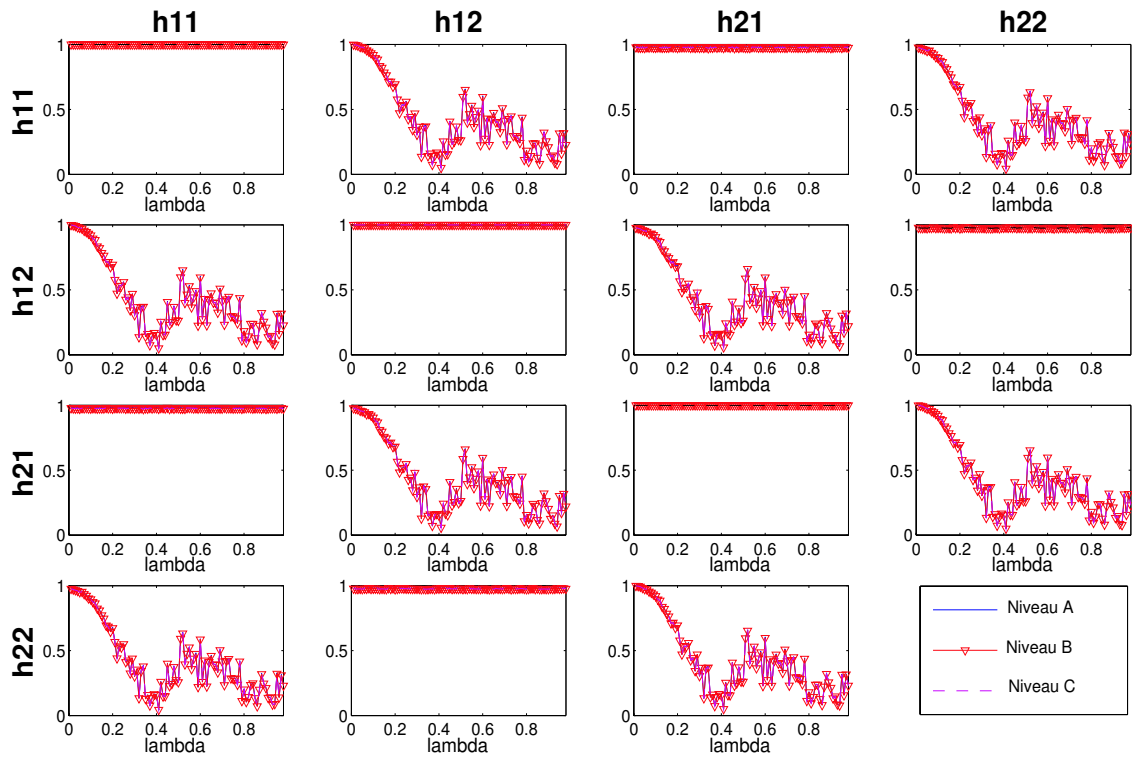


FIG. III.26 – Évolution du critère de corrélation en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices pour les trois niveaux de description, configuration LOS.

Pour la capacité, nous remarquons même que les niveaux B et C sont totalement superposés. Ceci s'explique par le fait que nous sommes dans une configuration où il y a un trajet prédominant : le trajet direct. Comme ce trajet est toujours présent, quel que soit le niveau de description de l'environnement, la capacité du canal et la corrélation des liaisons MIMO sont peu affectées par le changement de description de l'environnement.

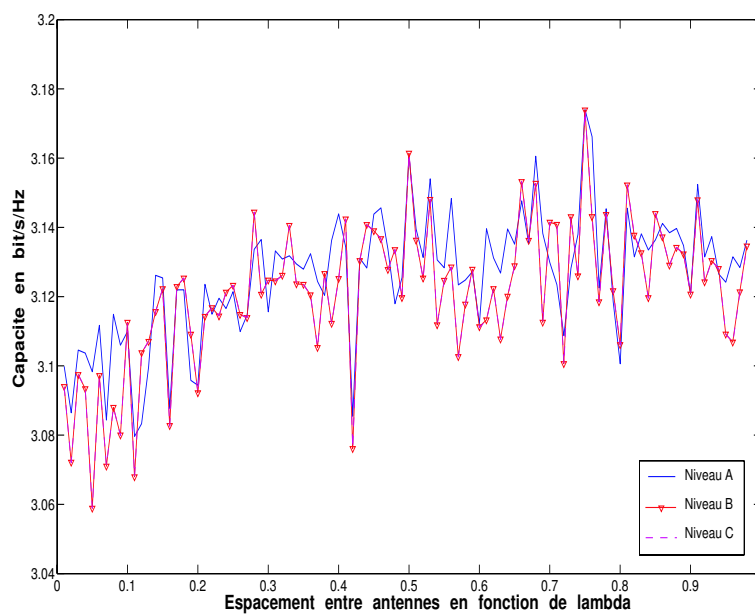


FIG. III.27 – Évolution de la capacité en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices pour les trois niveaux de description, configuration LOS.

Pour la configuration NLOS, nous observons sur la figure III.28 que le niveau de description influence l'évolution du critère de corrélation. Ainsi, les coefficients de corrélation croisée (ceux calculés par l'intercorrélacion entre les réponses impulsionnelles issues d'émetteurs différents) sont légèrement influencés par l'environnement. En effet, l'ajout d'autres pièces permet de tenir compte des trajets réfléchis qui ne peuvent pas se propager dans le niveau de description A. Comme ces trajets sont significatifs, leur influence sur le critère de corrélation statistique est visible. Cependant, les niveaux de description B et C influent peu sur le critère de corrélation statistique. L'ajout, pour le niveau de description C, de pièces plus éloignées n'apportent pas à la réponse impulsionnelle simulée de trajets significatifs.

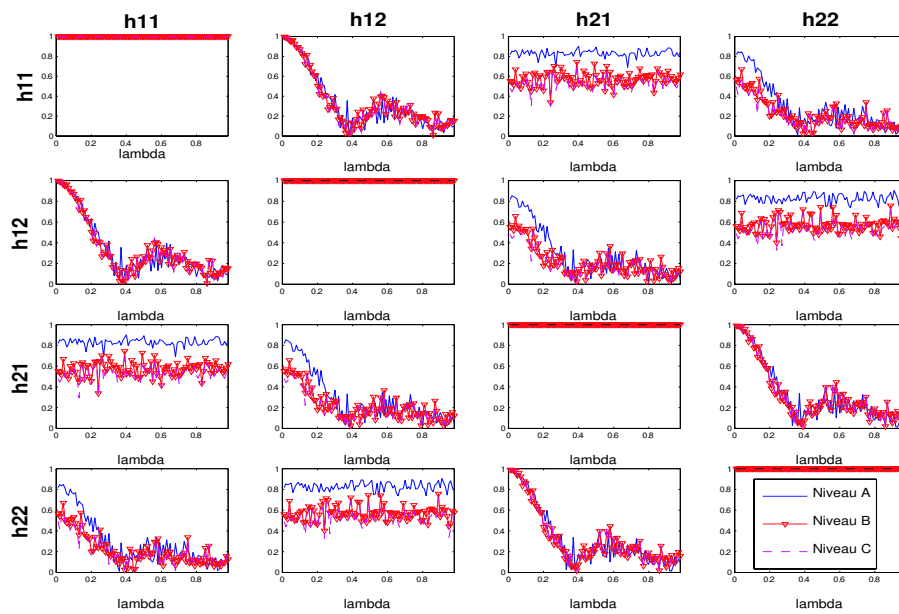


FIG. III.28 – Évolution du critère de corrélation en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices pour les trois niveaux de description, configuration NLOS.

Sur la figure III.29, nous observons le même phénomène pour la capacité du canal où nous obtenons quasiment la même valeur de capacité pour les niveaux de description B et C, et une légère différence pour le niveau de description A.

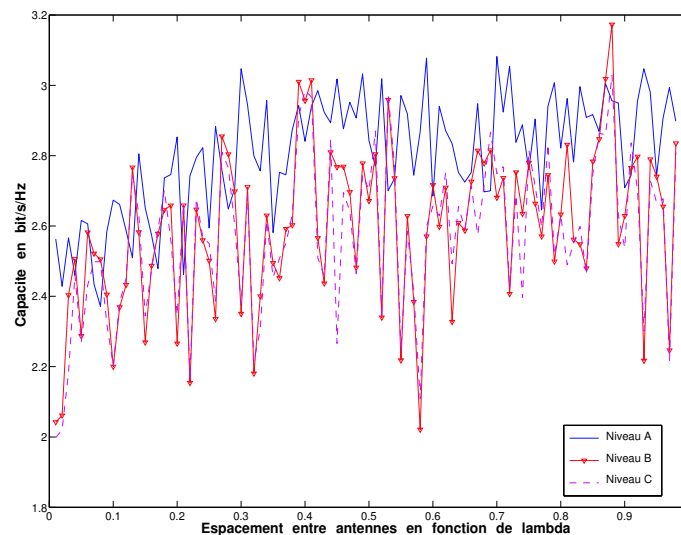


FIG. III.29 – Évolution de la capacité en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices pour les trois niveaux de description, configuration NLOS.

En résumé, le point le plus important à considérer pour la caractérisation MIMO n'est pas la géométrie précise de l'environnement (fenêtre, portes, radiateurs, ...) ou les propriétés électriques des matériaux. Cependant, et en particulier dans une configuration sans trajet direct, il faut tout de même une description minimum de l'environnement préservant la propagation des trajets prédominants.

III-4.4. Bilan

Concernant la capacité, nous avons observé que la configuration NLOS était plus pénalisante que la configuration LOS. Cependant dans les deux cas, l'utilisation de la diversité de polarisation à l'émission comme à la réception a permis une augmentation de celle-ci grâce à une décorrélation des réponses impulsionnelles.

Enfin, une première étude a permis de mettre en évidence que la description de l'environnement pouvait influencer légèrement les performances du canal radio, en particulier dans des configurations de propagation où il n'y a pas de trajet direct.

Néanmoins, ces résultats restent à confirmer dans un plus grand nombre d'environnements.

III-5. Conclusion

Ce chapitre a proposé une caractérisation SISO et MIMO intégrant une diversité de polarisation dans des configurations LOS et NLOS.

En règle générale, nous avons remarqué que quel que soit le canal envisagé (SISO ou MIMO), la configuration NLOS est la plus pénalisante. Cependant, l'ajout de la diversité de polarisation a permis d'améliorer les performances :

- pour un canal SISO : la bande de cohérence dans la configuration NLOS a été augmentée ;
- pour un canal MIMO où l'on considère une puissance reçue constante : la capacité du canal avec diversité de polarisation dans la configuration NLOS est voisine de celle obtenue en configuration LOS sans diversité de polarisation.

Enfin, nous avons mis en évidence que la caractérisation MIMO était peu influencée par le niveau de description, dans la mesure où celui-ci préservait la propagation des trajets significatifs. Cela pourrait ainsi permettre de diviser les temps de simulation par environ 20 [1]. Toutefois, ces résultats restent à confirmer statistiquement dans des environnements très différents.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. ESCARIEU : *Etude de la propagation dans les milieux indoor (intérieur des bâtiments) autour de 2 GHz*. Thèse de doctorat, Université de Poitiers, Décembre 2002.
- [2] D. COX, R. MURRAY, H. ARNOLD, A. NORRIS et M. WAZOWICZ : Cross-polarization coupling measured for 800MHz radio transmission in and around houses and large buildings. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-34(1):83–87, Jan 1989.
- [3] Euro-Cost Statistical DISTRIBUTION : European cooperation in COST259 TD(99) 045 the field of scientific and wien, april 1999.
- [4] A. KANATAS, G.PANTOS, N. MORAITIS et P. CONSTANTINOU : Time delay and coherence bandwidth evaluation in urban environment for pcs microcells, mai 2002.
- [5] M. F. ISKANDER et Z. YUN : Propagation prediction models for wireless communication systems. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 50(3):662–673, march 2002.
- [6] Z. YUN, M. F. ISKANDER et Z. ZHANG : Propagation prediction models for wireless communication systems. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 52(4):914–922, april 2004.

APPLICATION À UN SYSTÈME HIPERLAN/2

Sommaire

IV-1. Introduction	106
IV-2. Le système Hiperlan/2	106
IV-2.1. Principe général	107
IV-2.2. Paramétrage du système HiperLAN/2 utilisé	113
IV-3. Etude de la réponse impulsionnelle simulée	114
IV-3.1. Étude fréquentielle	115
IV-3.2. Échantillonnage des réponses impulsionnelles	116
IV-4. Simulations du système HiperLAN/2	119
IV-4.1. Comparaison entre des canaux simulés et un canal de Rayleigh	120
IV-4.2. Diversité de polarisation et performances	121
IV-5. Conclusion	126

IV-1. Introduction

Au cours de notre étude sur la caractérisation du canal de propagation, nous avons développé une collaboration avec l'équipe TST du laboratoire LEST de l'Université de Bretagne Occidentale. L'objectif de celle-ci a consisté à évaluer l'influence d'un canal réaliste, issu du simulateur du laboratoire SIC, dans la transmission d'un système HiperLAN/2.

Notons que les différents résultats exposés dans ce paragraphe ont aussi été exploités par Jonathan Letessier dans le cadre de sa thèse encadrée par Philippe Rostaing [1], Maître de Conférence à l'Université de Bretagne Occidentale, et dirigée par Gilles Burel, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale.

Dans un premier temps, ce chapitre propose de décrire la chaîne HiperLAN/2 MIMO telle qu'elle est développée par l'équipe TST du LEST. Ensuite, nous étudions le domaine de validité et l'intégration de réponses impulsionnelles obtenues par le simulateur de canal dans la simulation système, en se focalisant sur le moyen de réduire le temps de simulation. Enfin, nous présentons les résultats de la simulation du système et plus précisément l'influence sur ses performances de la caractérisation semi-déterministe du canal, détaillée dans les chapitres précédents.

IV-2. Le système Hiperlan/2

Les systèmes sans fil sont classés en trois familles en fonction de leur champ d'application et donc selon leur portée. Il s'agit des réseaux :

- personnels (WPAN, Wireless Personal Area Network) servant à relier différents appareils dans un périmètre réduit ;
- locaux (WLAN, Wireless Local Area Network) permettant de relier tout type de périphériques à une liaison haut débit sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres en intérieur de bâtiments, à plusieurs centaines de mètres en environnement ouvert ;
- métropolitains (WMAN, Wireless Metropolitan Area Network) adaptés à la couverture de villes et de villages.

Le système HiperLAN/2, décrit par la norme ETSI TS 101 475 [2, 3, 4], appartient à la deuxième catégorie de réseaux sans fil. Il repose sur la modulation OFDM que nous présenterons au paragraphe IV-2.1.1.b., et un mode de transmission par paquets.

Tout d'abord, nous allons exposer le principe général d'une chaîne de transmission MIMO HiperLAN/2 ; puis nous décrivons les principaux éléments qui la compose. Enfin, nous présentons le

paramétrage utilisé pour la simulation de ce système.

IV-2.1. Principe général

La figure IV.1 montre le synoptique du système MIMO HiperLAN/2 dont nous allons décrire le fonctionnement global avant de présenter les éléments principaux.

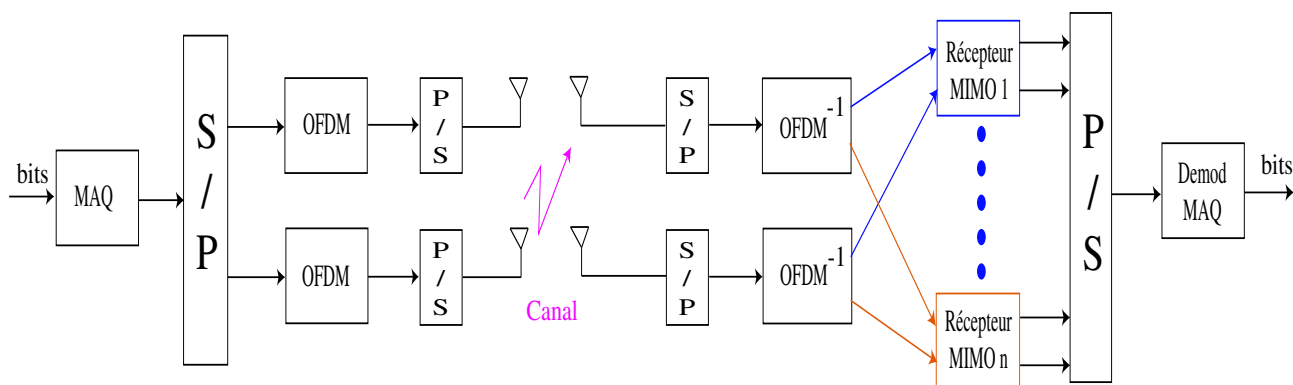


FIG. IV.1 – Synoptique d'une transmission MIMO HiperLAN/2

Tout d'abord, les bits sont générés et modulés par une MAQ. Ces symboles MAQ initialement transmis en série sont alors mis en parallèle (bloc S/P) et dirigés vers les différentes voies d'émission. Ces symboles sont alors modulés en OFDM consistant à répartir l'information sur un certain nombre de fréquence sous-porteuse. Les symboles OFDM ainsi constitués sont ensuite mise en série afin d'être envoyée dans le canal de propagation multi-trajets dont les réponses impulsionnelles associées à chaque liaison radio, sont fournies par le simulateur de canal dans notre cas.

Ensuite, à l'inverse de l'émission, les symboles reçus sur chaque antenne sont mis en parallèle et une démodulation OFDM est appliquée. Ainsi, tous les symboles MAQ qui étaient associés à la même fréquence sous-porteuse est alors répartie sur un même récepteur MIMO reposant sur une technique de type zéro forcing permettant de récupérer les symboles émis par chaque antenne. Ces symboles sont ensuite mis en série pour une démodulation MAQ afin d'obtenir les bits estimés.

Présentons maintenant les principaux éléments de cette chaîne de transmission à savoir les modulations MAQ et OFDM, la prise en compte du canal de propagation simulé et la réception MIMO.

IV-2.1.1. Les modulations MAQ et OFDM

D'une façon générale, le rôle d'une modulation numérique est de faire correspondre à une suite d'éléments binaires une onde électromagnétique caractérisée par son amplitude, sa fréquence et sa phase. Cette onde pourra ainsi être émise sur le canal, et transmise jusqu'à l'antenne réceptrice. Le choix des paramètres de cette onde, dite "onde porteuse", a bien entendu une importance toute particulière.

Dans ce paragraphe, nous présentons brièvement les deux modulations utilisées par l'HiperLAN/2, à savoir :

- la Modulation d'Amplitude en Quadrature (MAQ) ;
- la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) correspondant à un multiplexage par division de fréquences orthogonales.

IV-2.1.1.a. Modulation d'Amplitude en Quadrature (MAQ)

Soit l'onde porteuse $S(t) = \Re\{A \exp(j\omega_0 t + \varphi_0)\}$, centrée sur la bande de fréquence du canal. La modulation de cette onde va consister à agir sur un ou plusieurs paramètres de $S(t)$.

Dans le cas d'une modulation numérique, les paramètres A , f_0 , ou φ_0 prendront leurs valeurs dans un ensemble discret et limité, nommé "alphabet", de taille M correspondant au nombre d'états. Ainsi, une modulation M -aire (binaire si $M = 2$) doit permettre d'associer à un état de modulation, ou "symbole", un mot de n bits ($n = \log_2(M)$).

Pour la modulation MAQ, le signal modulé s'écrit :

$$\begin{aligned} m(t) &= \Re \left\{ \sum_{k=1}^M c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right\} \\ &= \sum_{k=1}^M a_k(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_{k=1}^M b_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

avec :

$$c_k(t) = a_k(t) + j b_k(t) \quad (\text{IV.2})$$

où c_k sont les symboles M -aires associés au flot de bits à émettre. Ces symboles ont une durée notée T_s

Les deux signaux $\sum_{k=1}^M a_k(t)$ et $\sum_{k=1}^M b_k(t)$ sont appelés "trains modulants". Les symboles a_k modulent la porteuse en phase ($\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$) et les symboles b_k modulent la porteuse en quadrature ($\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$). Ces symboles prennent respectivement leurs valeurs dans les alphabets $\{A_1, A_2, \dots, A_M\}$ et $\{B_1, B_2, \dots, B_M\}$. La représentation des points $C_k = A_k + j B_k$ associés aux symboles porte le nom de "constellation" (figure IV.2).

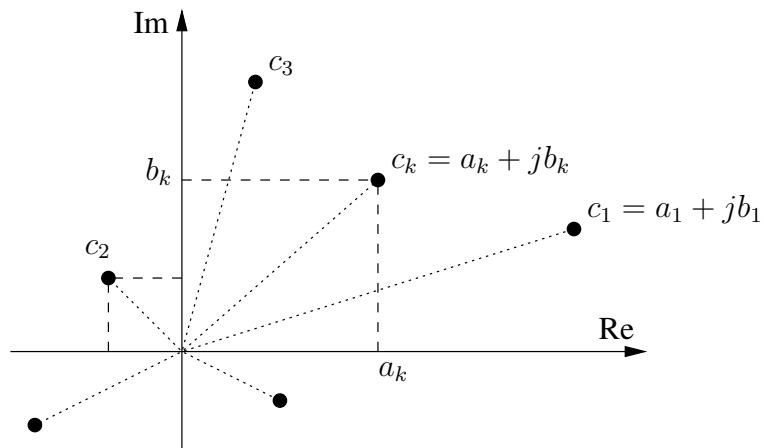


FIG. IV.2 – Définition d’une constellation numérique

Dans le cas d’une modulation MAQ- M^2 , les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(M - 1)d\}$ (soit $M \times M = M^2$ états possibles), où d est le pas de quantification en amplitude. A titre d’exemple, le symbole complexe c_k d’une modulation MAQ-16 représente un mot de $n = 4$ bits, chaque symbole a_k et b_k étant codé par un mot de 2 bits. Les constellation et représentation temporelle d’une modulation MAQ-16 sont illustrées par la figure IV.3. Nous observons bien sur ces deux représentations que le signal modulé en MAQ subit des variations de son amplitude et de sa phase. Par exemple, nous pouvons remarquer sur la constellation que les symboles "1111" et "1000" ont des amplitudes différentes et sont en quadrature de phase.

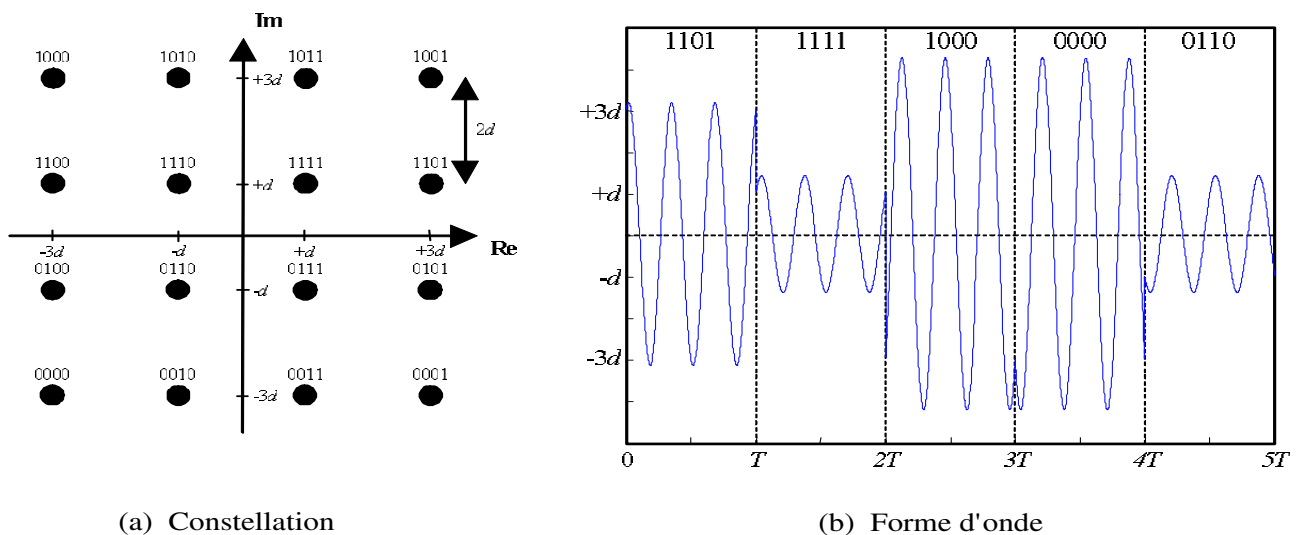


FIG. IV.3 – Modulation MAQ-16

Une fois l'information à transmettre modulée par une MAQ et mise en parallèle, l'information est répartie sur les deux voies d'émission pour appliquer la modulation OFDM (figure IV.1).

IV-2.1.1.b. La modulation OFDM

Les techniques qu'on appelle multiporteuses, comme l'OFDM, consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée par l'augmentation de l'efficacité spectrale basée sur l'orthogonalisation des porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide [5].

Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. Pour cela, le multiplexage en fréquence groupe des données numériques par paquets de L , qu'on appellera symbole OFDM et module chaque donnée par une porteuse différente en même temps. Le flux initial de données de débit D est multiplexé en L flux parallèles de débit D/L .

Considérons les L symboles s_0, s_1, s_2, s_{L-1} émis pendant une durée symbole OFDM T_u , c'est à dire le temps qui sépare 2 séquences de L données. Chaque symbole s_k module un signal à la fréquence f_k

Le signal $s_m(t)$ résultant de la modulation de tous les signaux modulés en fréquence est un symbole OFDM et s'écrit :

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{L-1} s_k e^{2j\pi f_k t} \text{ pour } t \in [kT_u, (k+1)T_u] \quad (\text{IV.3})$$

Ainsi, de part l'expression IV.3, la modulation OFDM apparait comme une transformée de Fourier discrète inverse des L symboles à moduler. On optimise généralement le calcul du signal $s_m(t)$ en utilisant une transformée de Fourier rapide inverse.

La modulation l'OFDM a la particularité d'être orthogonale en fixant l'espacement entre chaque fréquence modulante f_k à $1/T_u$. Le spectre du signal OFDM présente alors une occupation optimale de la bande allouée (notée B). Le spectre des différentes sous-porteuses de la figure IV.4 (cas de 5 sous-porteuses) montre que lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, la condition d'orthogonalité assure que le spectre de toutes les autres est nul.

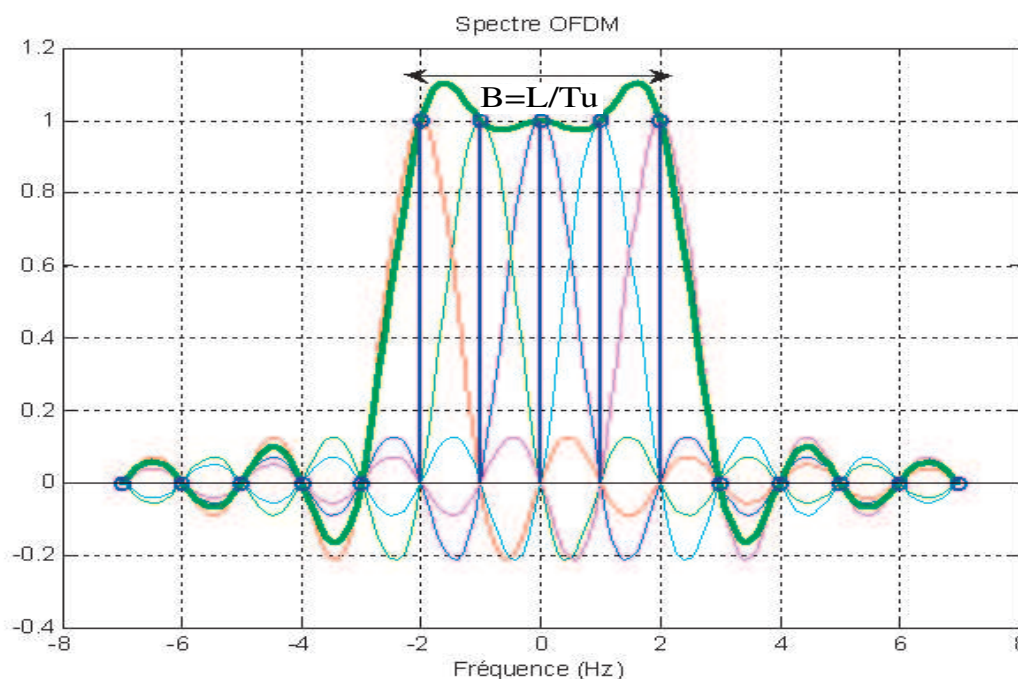


FIG. IV.4 – Spectre des différentes sous-porteuses (cas de 5 sous-porteuses)

L'intérêt des modulations multi-porteuses est de placer l'information dans une fenêtre temps-fréquence dont la durée utile T_u (figure IV.5) est plus grande que la dispersion des retards σ_τ du canal de propagation (voir paragraphe I-3.2.2.) et ainsi diminuer le risque d'Interférence Entre Symboles (IES) ¹.

De plus, pour lutter encore plus efficacement contre l'IES pouvant se produire au début des symboles, on ajoute un intervalle de garde d'une durée T_g (figure IV.5) entre les symboles OFDM.

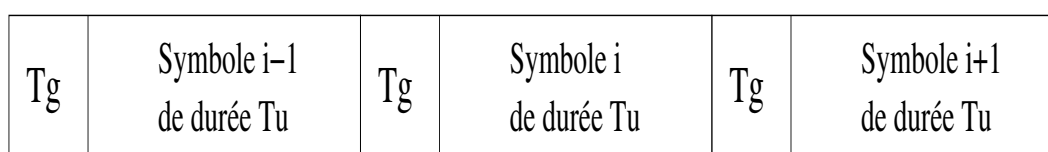


FIG. IV.5 – Temps de garde et durée utile

Les avantages de ce type de modulation sont donc les suivants :

- l'utilisation optimale de la bande de fréquence allouée par orthogonalisation des porteuses ;
- la minimisation des effets du multi-trajets ;
- la modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la FFT.

En reprenant le synoptique de la figure IV.1, nous allons maintenant nous intéresser au canal de

¹le signal reçu à un instant t ne dépend plus d'un seul symbole émis, mais également des autres symboles.

transmission, l'information ayant été traitée par le bloc OFDM.

IV-2.1.2. Le canal de propagation simulé

C'est au niveau de ce bloc que nous intégrons le canal simulé par le simulateur du laboratoire SIC. En considérant le canal comme un filtre, nous pouvons définir son signal d'entrée $s(t)$ tel que :

$$s(t) = \Re\{\tilde{s}(t)\exp(2j\pi f_0 t)\} \quad (\text{IV.4})$$

où $\Re\{\cdot\}$ est la partie réelle et $\tilde{s}(t)$ représente l'expression en bande de base de $s(t)$, f_0 étant la fréquence porteuse de l'information, c'est à dire les différentes fréquences sous-porteuse OFDM f_k .

Introduisons $h(\tau, t)$ la réponse impulsionnelle complexe du canal définie au paragraphe I-2.3. du chapitre I :

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t))e^{-j\theta_i(t)} \quad (\text{IV.5})$$

Si $r(t)$ est le signal en sortie du canal de propagation, il a pour expression :

$$r(t) = s(t) * h(t) \quad (\text{IV.6})$$

$$= \int_R s(t - \tau).h(\tau, t).d\tau \quad (\text{IV.7})$$

$$= \int_R \left[\Re\{\tilde{s}(t - \tau)e^{2j\pi f_0(t-\tau)}\} \sum_i a_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t))e^{-j\theta_i(t)} \right] d\tau \quad (\text{IV.8})$$

$$= \Re\{e^{2j\pi f_0 t} \int_R \left[\tilde{s}(t - \tau) \sum_i a_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t))e^{-j\theta_i(t)}e^{-2j\pi f_0 \tau} \right] d\tau\} \quad (\text{IV.9})$$

$$= \Re\{e^{2j\pi f_0 t} \int_R \tilde{s}(t - \tau)\tilde{h}(\tau, t)d\tau\} \quad (\text{IV.10})$$

$$(\text{IV.11})$$

avec :

$$\tilde{h}(\tau, t) = \sum_i a_i(t)e^{-2j\pi f_0 \tau}e^{-j\theta_i(t)}\delta(\tau - \tau_i(t)) = \sum_i a_i(t)e^{-2j\pi f_0 \tau_i(t)}e^{-j\theta_i(t)}\delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (\text{IV.12})$$

Cette réponse impulsionnelle est celle délivrée par le simulateur de canal du laboratoire SIC et est appelée dans la communauté système : réponse impulsionnelle en bande de base.

Le signal de sortie s'écrit finalement :

$$r(t) = \Re\{\tilde{r}(t).e^{2j\pi f_0 t}\} \quad (\text{IV.13})$$

avec $\tilde{r}(t) = \int_R \tilde{s}(t - \tau) \tilde{h}(\tau, t) d\tau$, l'expression complexe de $r(t)$ en bande de base.

Le simulateur de canal fourni donc les réponses impulsionnelles pour les différentes liaisons MIMO, celles-ci filtrant chaque symbole émis par les différentes antennes du canal MIMO. Notons qu'un bruit blanc additif gaussien est ajouté à chaque réponse impulsionnelle. Pour récupérer les symboles MAQ émis, les informations sont répartis, après la démodulation OFDM (figure IV.1), sur les n récepteurs MIMO composant la chaîne HiperLAN/2.

IV-2.1.3. Les récepteurs MIMO

Chaque récepteur MIMO reçoit en entrée les symboles associés à une sous porteuse OFDM. Le nombre de symboles arrivant sur ce récepteur est égal au nombre d'antennes à l'émission et le nombre de récepteurs au nombre de sous-porteuse OFDM.

Ces récepteurs permettent, par des fonctions de traitement de signal, de retrouver les symboles MAQ émis en séparant les contributions des différentes antennes émettrices. Ils intègrent un dispositif de type forçage à zéro aussi appelé Zero Forcing (ZF) [6]. Cette technique consiste à déterminer un filtre dont la fonction de transfert est l'inverse de celle du canal. Ainsi, en sortie du filtre, le signal à traiter ne dépend plus du canal de transmission.

Cependant, l'annulation de l'effet du canal se fait généralement au prix d'une augmentation sensible du niveau de bruit. En effet, la fonction de transfert du canal est en général de type passe-bas, et son inverse est de type passe haut. Lorsque le bruit est large bande, il s'en suit une forte augmentation de celui-ci aux hautes fréquences et une dégradation du rapport signal-à-bruit.

En reprenant le synoptique de la figure IV.1, nous constatons qu'à la sortie des récepteurs, les symboles sont finalement remis en série pour réaliser la démodulation MAQ. Nous obtenons finalement le signal d'information reçu.

Avant de mettre en oeuvre ce système MIMO HiperLAN/2, il faut détailler le paramétrage utilisé en se reposant sur la norme.

IV-2.2. Paramétrage du système HiperLAN/2 utilisé

En Europe, la norme HiperLAN/2 laisse le choix de deux bandes de fréquences de travail :

- la bande basse allant de $5,15GHz$ à $5,45GHz$, dédiée à une utilisation exclusivement indoor ;
- la bande haute allant de $5,47GHz$ à $5,725GHz$ pour une utilisation en indoor et outdoor.

Pour nos simulations, nous avons décidé de travailler dans la bande de fréquence basse du système HiperLAN/2. En outre, nous avons choisi arbitrairement comme porteuse nominale (numéro 36 dans la norme) celle qui correspond à la fréquence $f_0 = 5,18GHz$. Nous y associons 53 sous-porteuses.

Ainsi, la sous-porteuse $k = -26$ est à la fréquence $f_{-26} = 5,171875GHz$ et la sous-porteuse $k = 26$ est à la fréquence $f_{26} = 5,188125GHz$. En effet, dans la norme HiperLAN/2, l'écart fréquentiel entre deux sous-porteuses est Δf tel que : $\Delta f = \frac{1}{T_u}$ avec $T_u = 4T_g$; T_g étant égal à $0,8\mu s$, Δf vaut $0,3125MHz$.

Pendant la durée T_g le nombre d'échantillons N_g dépend de la période d'échantillonnage T_e de la réponse impulsionnelle et est calculé telle que :

$$N_g = T_g/T_e \quad (IV.14)$$

Le nombre total d'échantillons pour un symbole est donc égal à :

$$N_t = N_u + N_g \quad (IV.15)$$

où $N_u = 4N_g$.

Le paramétrage du système étant défini, il est nécessaire d'étudier la mise en forme des réponses impulsionnelles simulées et leur échantillonnage pour être utilisable dans ce contexte. En outre, un des objectifs est de chercher à limiter le temps de simulation globale, c'est à dire le temps de simulation système et le temps de simulation de la propagation.

IV-3. Etude de la réponse impulsionnelle simulée

Avant de lancer les simulations système avec les réponses impulsionnelles délivrées par le simulateur de canal, nous avons réalisé deux études préalables portant sur :

- le domaine fréquentiel de validité des réponses impulsionnelles délivrées par le simulateur de canal ;
- l'échantillonnage des réponses impulsionnelles pour la simulation système.

Ces deux points ont le même but : trouver un compromis entre la précision des résultats et le temps de calcul. Dans ce premier cas, si la bande fréquentielle de validité des réponses impulsionnelles délivrées par le simulateur de canal couvre la bande fréquentielle de l'ensemble des sous-porteuses HiperLAN/2, alors nous ne simulerons que la réponse impulsionnelle à la fréquence centrale. Le temps de calcul sera alors divisé par 53 (nombre de sous-porteuses restantes).

De même, concernant l'échantillonnage de la réponse impulsionnelle, nous avons indiqué dans le paragraphe IV-2.1.1.b. que celui-ci fixe le nombre d'échantillons du temps de garde, qui lui même impose le temps de calcul de la simulation système.

Pour réaliser cette étude, nous nous plaçons dans la configuration utilisée au chapitre III, c'est à dire un canal MIMO (2×2), où les émetteurs et récepteurs sont en visibilité directe (figure IV.6) et en ne considérant pas de diversité de polarisation. L'écartement entre les antennes d'émission comme celui entre les antennes de réception est égal à λ .

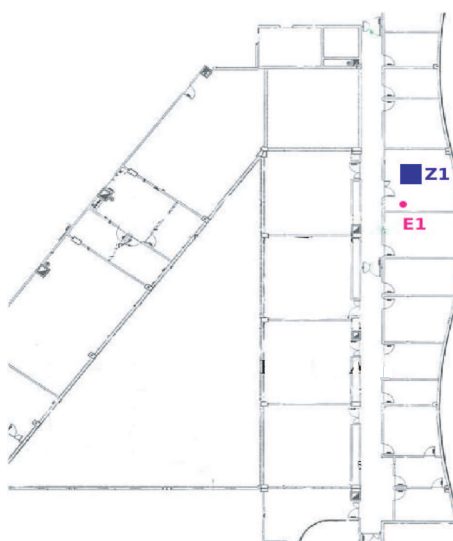


FIG. IV.6 – Scénario de simulation indoor

IV-3.1. Étude fréquentielle

Dans ce paragraphe, nous cherchons à savoir si le calcul de la réponse impulsionnelle associée à la sous-porteuse centrale est suffisant pour définir le canal sur toute la bande de fréquence couverte par l'OFDM, ou s'il faut calculer les réponses impulsionnelles pour chacune des sous-porteuses. Dans le premier cas, le temps de calcul lié à la simulation du canal sera divisé par 53 (le nombre de sous-porteuses) par rapport au second.

Pour cette étude, le simulateur de canal détermine, pour les quatre liaisons radio correspondant au canal MIMO (2×2), les 53 réponses impulsionnelles associées aux 53 sous-porteuses de la bande de fréquence HiperLAN/2 notées $h_k(\tau)$. Les réponses fréquentielles associées $H_k(f)$ sont obtenues par transformée de Fourier :

$$H_k(f) = TF[h_k(\tau)] \quad (\text{IV.16})$$

En calculant la puissance associée à chaque $H_k(f)$, à savoir $H_k(0)$, nous construisons ainsi la réponse fréquentielle exacte du canal dans toute la bande de fréquence du système HiperLAN/2.

Par ailleurs, nous calculons ensuite la réponse fréquentielle associée à la sous porteuse centrale par :

$$H_0(f) = TF[h_0(\tau)] \quad (\text{IV.17})$$

dont nous extrayons les valeurs aux fréquences $k \cdot \Delta f$ associées aux 53 sous-porteuses.

La figure IV.7 montre la réponse en fréquence de chaque liaison. Pour chaque liaison, les croix correspondent à la réponse fréquentielle exacte et la courbe continue reliant les coefficients $H_0(k \cdot \Delta f)$ forme la réponse fréquentielle approximée.

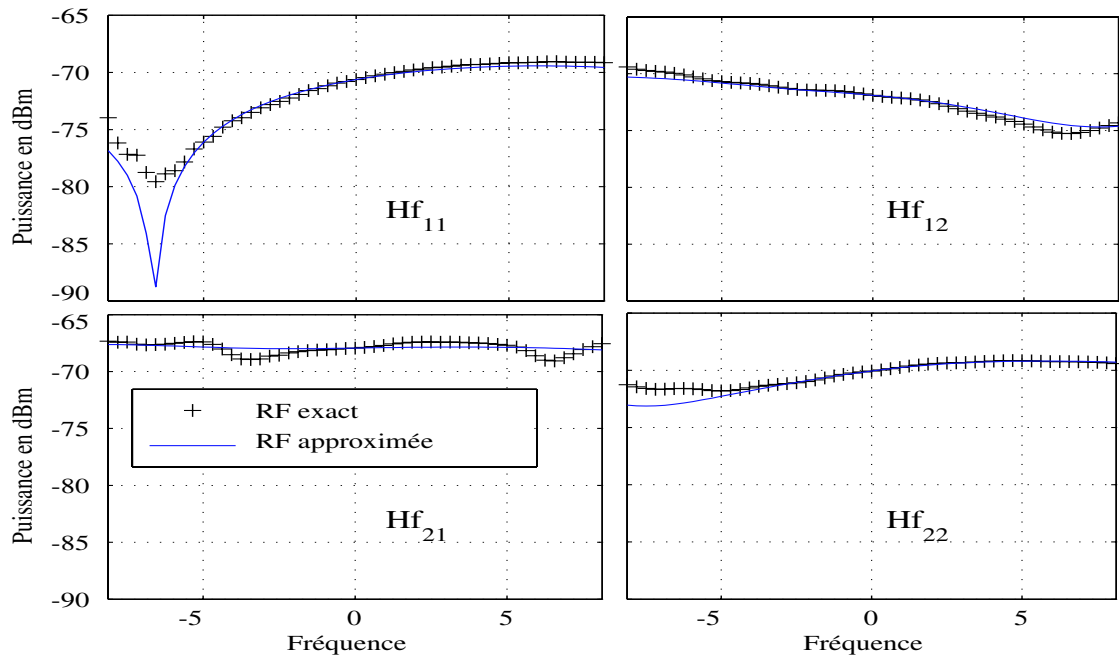


FIG. IV.7 – Réponses fréquentielles exact et approximée

Quelle que soit la liaison, nous constatons que l'erreur entre les deux réponses fréquentielles ne dépasse pas $3dB$, excepté dans le cas où la réponse fréquentielle présente un évanouissement important (cas de la réponse fréquentielle Hf_{11}) qui montre une erreur de l'ordre de $20dB$.

Cependant, l'erreur globale sur les quatre liaisons MIMO est assez faible pour pouvoir, dans la suite de notre étude, choisir de ne calculer uniquement que la réponse impulsionnelle de la sous-porteuse centrale. Cela permet un gain en temps de calcul considérable.

IV-3.2. Échantillonnage des réponses impulsionnelles

La période d'échantillonnage des réponses impulsionnelles a un impact important sur le temps de simulation d'une transmission, car plus cette période est faible, plus le nombre d'échantillons à traiter est important. Comme nous l'avons vu précédemment, le nombre d'échantillons N_g du temps de garde T_g est calculé par $N_g = T_g/T_e$. Nous devons donc déterminer un compromis entre une période d'échantillonnage la plus élevée possible et une bonne concordance entre les réponses fréquentielles brute et échantillonnée (issues du simulateur).

Pour obtenir la réponse impulsionnelle échantillonnée, nous avons choisi d'effectuer une somme vectorielle des différents trajets de la réponse impulsionnelle brute par intervalle de durée T_e .

Dans le cas de la liaison définie par h_{11} , la figure IV.8 présente les réponses impulsionnelles brute

et échantillonnée avec une période T_e égale à $5ns$ prise comme exemple.

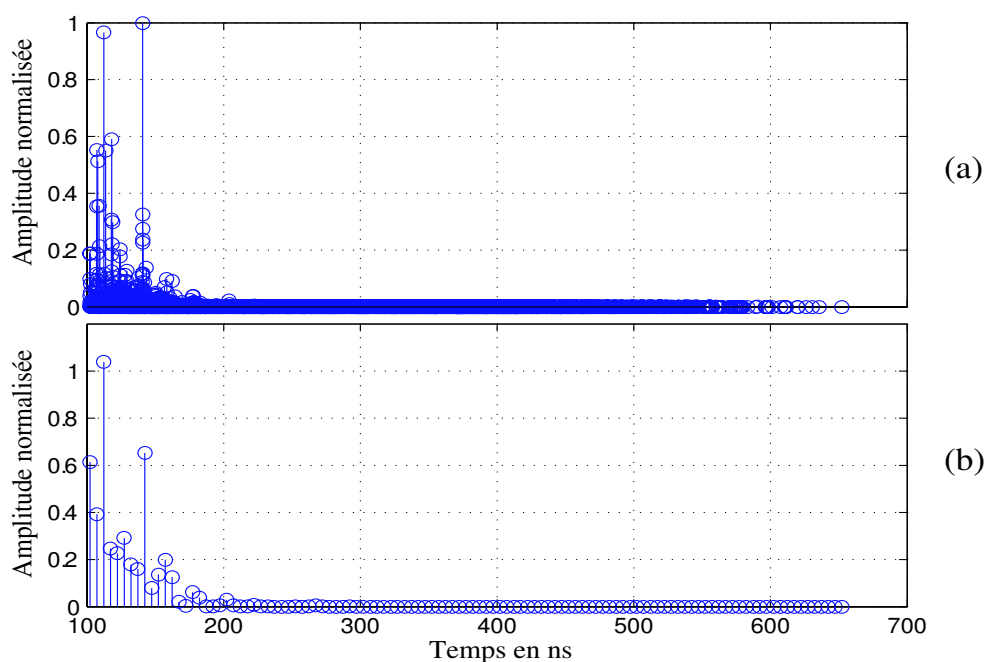


FIG. IV.8 – Réponses impulsionnelles brutes (a) et échantillonnée (b) pour T_e égal à $5ns$ dans le cas de h_{11}

Tout d'abord, nous remarquons sur la figure IV.8 (b) une diminution notable du nombre de trajets composant la réponse impulsionnelle échantillonnée due à la somme vectorielle.

D'autres effets dus à la somme vectorielle sont visibles sur la figure IV.8 (b). En effet, si nous analysons les deux trajets prédominants de la réponse impulsionnelle brute, nous observons sur le premier (aux alentours de $115ns$) une puissance légèrement supérieure après échantillonnage, la somme vectorielle a donc un effet constructif. Sur le second (aux alentours de $150ns$), nous remarquons une amplitude largement inférieure après échantillonnage, la somme vectorielle a ici un effet destructif.

A titre d'exemple, étudions l'influence de l'échantillonnage sur la réponse fréquentielle Hf_{11} . Sur la figure IV.9 les courbes marquées de cercles correspondent aux réponses fréquentielles calculées à partir des réponses impulsionnelles échantillonnées pour différentes périodes d'échantillonnage T_e : $0.1ns$; $1ns$; $5ns$; $10ns$. Les courbes continues correspondent à la réponse fréquentielle brute, déterminée à partir de la réponse impulsionnelle IV.8 (a).

Nous remarquons sur cette figure que plus l'échantillonnage de la réponse impulsionnelle est grossier, plus la réponse fréquentielle associée s'éloigne de la réponse fréquentielle brute.

Pour quantifier l'erreur induite par l'échantillonnage, nous utilisons le calcul de l'erreur quadratique moyenne, notée EQM, entre les réponses fréquentielles associées aux réponses impulsionnelles

échantillonnées (H_e) avec différents T_e et la réponse fréquentielle brute (H_b) par la formule :

$$E_{EQM} = E[||H_b(k/T_e) - H_e(k/T_e)||^2] \quad (IV.18)$$

Le tableau IV.1 présente le résultat de ces calculs. Par période d'échantillonnage, ce tableau donne l'erreur quadratique moyenne entre les réponses fréquentielles exactes et échantillonnées, ainsi que la moyenne de ces erreurs pour les quatre liaisons, notée "toutes". En outre, le nombre d'échantillons (N_g) correspondant au temps de garde (T_g) est fourni.

T_e	Liaisons	Hf_{11}	Hf_{12}	Hf_{21}	Hf_{22}	Toutes	N_g
0,1ns	E_{EQM}	$1,4 \cdot 10^{-6}$	$4,5 \cdot 10^{-6}$	$4,13 \cdot 10^{-6}$	$7,01 \cdot 10^{-6}$	$4,26 \cdot 10^{-6}$	8000
1ns	E_{EQM}	$3,21 \cdot 10^{-4}$	$3,51 \cdot 10^{-4}$	$6,77 \cdot 10^{-4}$	$5,22 \cdot 10^{-4}$	$4,68 \cdot 10^{-4}$	800
5ns	E_{EQM}	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$2,83 \cdot 10^{-3}$	160
10ns	E_{EQM}	$4 \cdot 10^{-3}$	$1,42 \cdot 10^{-2}$	$8,5 \cdot 10^{-4}$	$1,7 \cdot 10^{-4}$	$1,7 \cdot 10^{-2}$	80

TAB. IV.1 – Erreur quadratique moyenne entre les réponses fréquentielles brutes et échantillonnées

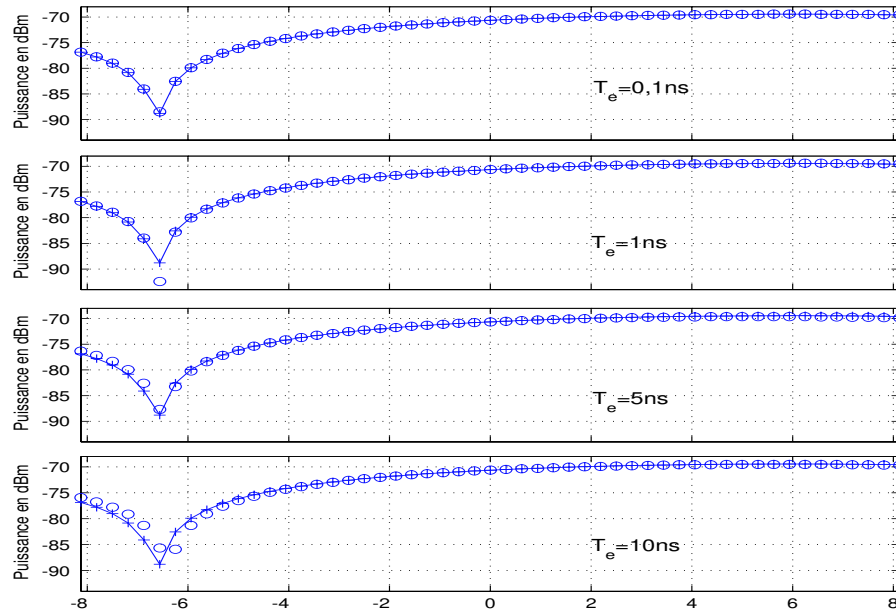


FIG. IV.9 – Réponses fréquentielles brute et échantillonnée en fonction de T_e

Si nous nous focalisons sur N_g qui fixe le temps de simulation, nous observons que l'échantillonnage à 10ns divise le nombre d'échantillons du temps de garde par deux pour une erreur multipliée par 10 par rapport à l'échantillonnage de la réponse impulsionnelle à 5ns. Alors qu'entre les réponses

impulsionnelles échantillonnée à $5ns$ et $1ns$, toujours pour une erreur multipliée par 10, le nombre d'échantillons du temps de garde est divisé par 5. Nous avons donc choisi pour le reste de notre étude un pas d'échantillonnage de $5ns$ correspondant à N_g égal à 160. Cela conduit à un bon compromis entre la précision et le nombre d'échantillons, donc le temps de calcul.

IV-4. Simulations du système HiperLAN/2

Dans cette partie, nous allons simuler une transmission numérique de type HiperLAN/2 afin d'étudier ses performances sur différents canaux de propagation. Les résultats sont donnés sous la forme d'évolution du TEB en fonction du SNR. Soulignons que toutes les simulations système présentées ici ont été réalisées par Jonathan Letessier (doctorant au LEST). Dans un premier temps, nous analyserons la différence entre un canal normalisé de Rayleigh [7] et les canaux issus du simulateur de canal du laboratoire SIC pour des configurations LOS et NLOS sans diversité de polarisation (cas VVVV). Ensuite, nous comparerons les performances du système entre les canaux caractérisés dans le chapitre précédent (chapitre III), à savoir ceux des configurations LOS et NLOS pour les cas de polarisation (VVVV) et (VHHV). Nous rappelons l'environnement de simulation à la figure IV.10 :

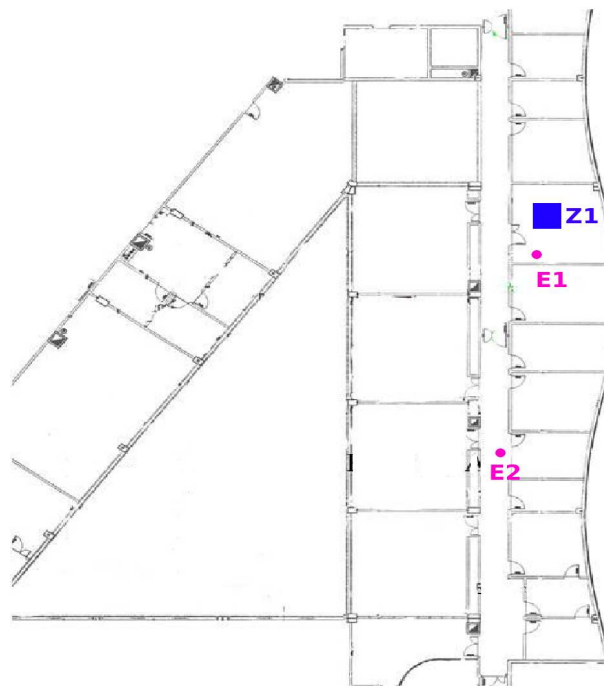


FIG. IV.10 – Scénario de simulation indoor

Chaque simulation a été réalisée pour 4000 symboles OFDM, soit 51 600 bits de données, ce qui représente un bon compromis entre la précision des taux d'erreur binaire estimés et le temps de simulation.

IV-4.1. Comparaison entre des canaux simulés et un canal de Rayleigh

Actuellement, dans la plupart des simulations de systèmes sans fil, un canal normalisé est utilisé. Un tel modèle correspond à un comportement moyen du canal de propagation associé à un certain type de configuration. Notre première étude consiste à évaluer l'impact de nos simulations de canal sur les performances du système par rapport à celles obtenues avec un canal de Rayleigh. Les configurations LOS et NLOS de la figure IV.10 sont étudiées en polarisation (VVVV).

En pratique, l'effet du canal est introduit en pondérant chaque symbole OFDM par un coefficient représentatif du canal. Pour le canal de Rayleigh, ce coefficient est tiré aléatoirement selon une loi de Rayleigh. Pour le canal simulé, dans les configurations LOS et NLOS, nous déterminons les réponses impulsionnelles des quatre liaisons du canal MIMO (2×2) pour un ensemble de positions de réception localisées dans la zone (Z1). Ensuite, pour chacune de ces configurations, nous calculons la puissance complexe totale associée à chaque réponse impulsionnelle simulée. Nous obtenons donc, pour les configurations LOS et NLOS, un ensemble de coefficients complexes. Puis, pour pondérer les symboles OFDM, nous tirons aléatoirement un coefficient complexe dans cet ensemble.

Notons que notre principe de simulation assure une puissance reçue moyenne constante ; la puissance à l'émission dépend ainsi des configurations étudiées. Les résultats sont donc à relativiser.

Le résultat de ces simulations est présenté à la figure IV.11.

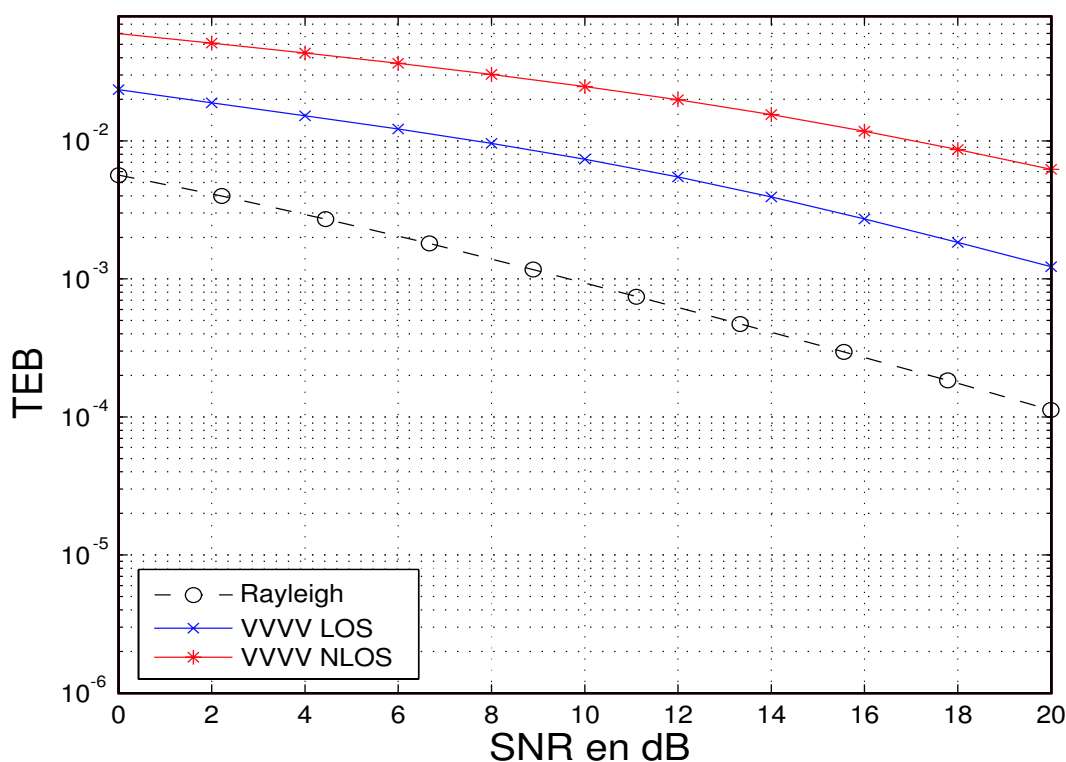


FIG. IV.11 – Performances du système avec un canal de Rayleigh et des canaux simulés en configurations LOS et NLOS (cas VVVV)

Sur cette figure, nous pouvons constater que les performances du canal simulé semblent réellement moins bonnes que celles associées au canal normalisé, que ce soit dans la configuration LOS ou NLOS. Cela traduit le fait que nous avons considéré un environnement simulé plus pénalisant que l'environnement moyen associé au canal normalisé. Nous remarquons aussi qu'à puissance reçue constante la configuration NLOS et plus pénalisante que celle en LOS.

Toutefois, notons que pour donner une valeur statistique à un tel résultat, il faudrait réaliser cette étude sur un grand nombre de canaux simulés dans des environnements différents.

IV-4.2. Diversité de polarisation et performances

Afin d'étudier l'influence de la diversité de polarisation sur les performances du système HiperLAN/2, nous utilisons les configurations de polarisation utilisée dans la caractérisation du canal MIMO 2×2 présenté au chapitre précédent. Pour rappel, deux cas de polarisation ont été étudiés :

- le premier utilisant la même polarisation à l'émission et à la réception (VVVV) ;
- le second considérant une diversité de polarisation à l'émission et à la réception (VHHV).

La figure IV.12 présente l'évolution du TEB en fonction du SNR dans le cas où les émetteurs et récepteurs sont en configuration LOS. Le canal de Rayleigh sert toujours de référence.

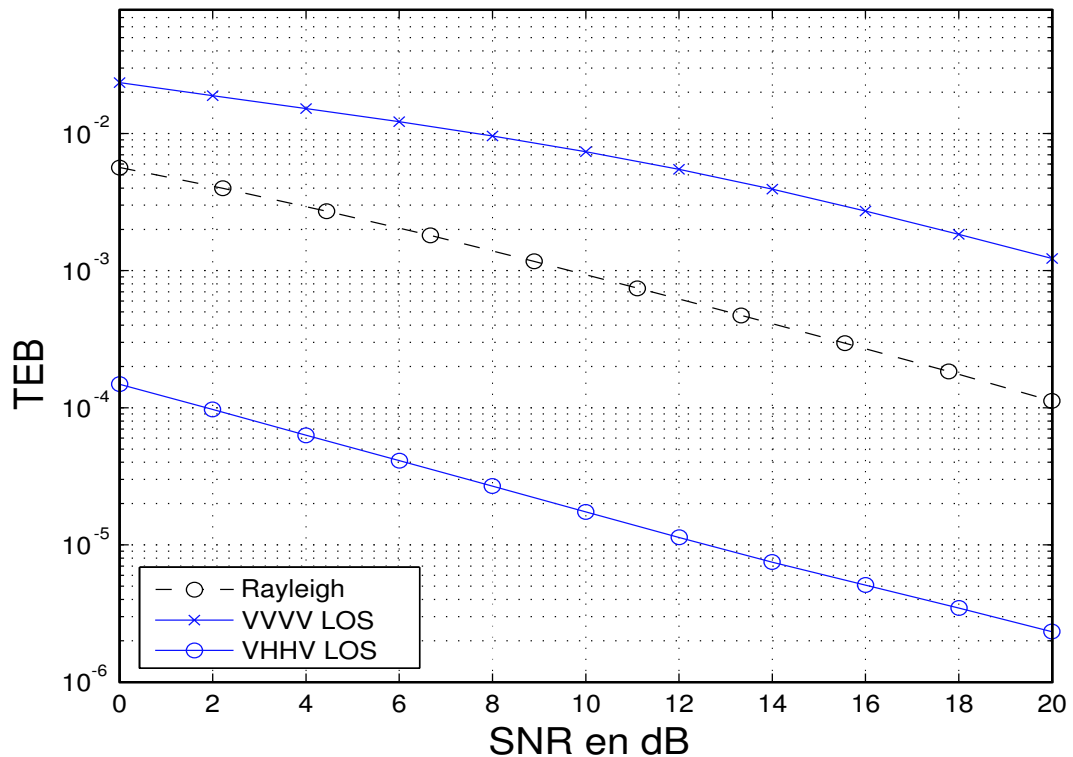


FIG. IV.12 – Comparaison des performances avec et sans diversité de polarisation en configuration LOS

Nous constatons que les performances liées au canal utilisant une diversité de polarisation à l'émission et à la réception (cas VHHV), sont bien meilleures que celles sans diversité de polarisation. Le gain est d'environ 100 sur le TEB. Pour expliquer ce résultat, il faut considérer différents résultats de caractérisation de canal présentés au paragraphe II-5.3. pour cette même configuration. Nous avons alors montré que l'utilisation de la diversité de polarisation permettait de décorréler les réponses impulsionnelles composant la matrice H . Ce résultat est rappelé sur la figure IV.13.

En effet, les liaisons $h_{11} - h_{12}$, $h_{11} - h_{21}$, $h_{12} - h_{22}$ et $h_{21} - h_{22}$ étaient très décorrélées en utilisant la diversité de polarisation (courbe bleu).

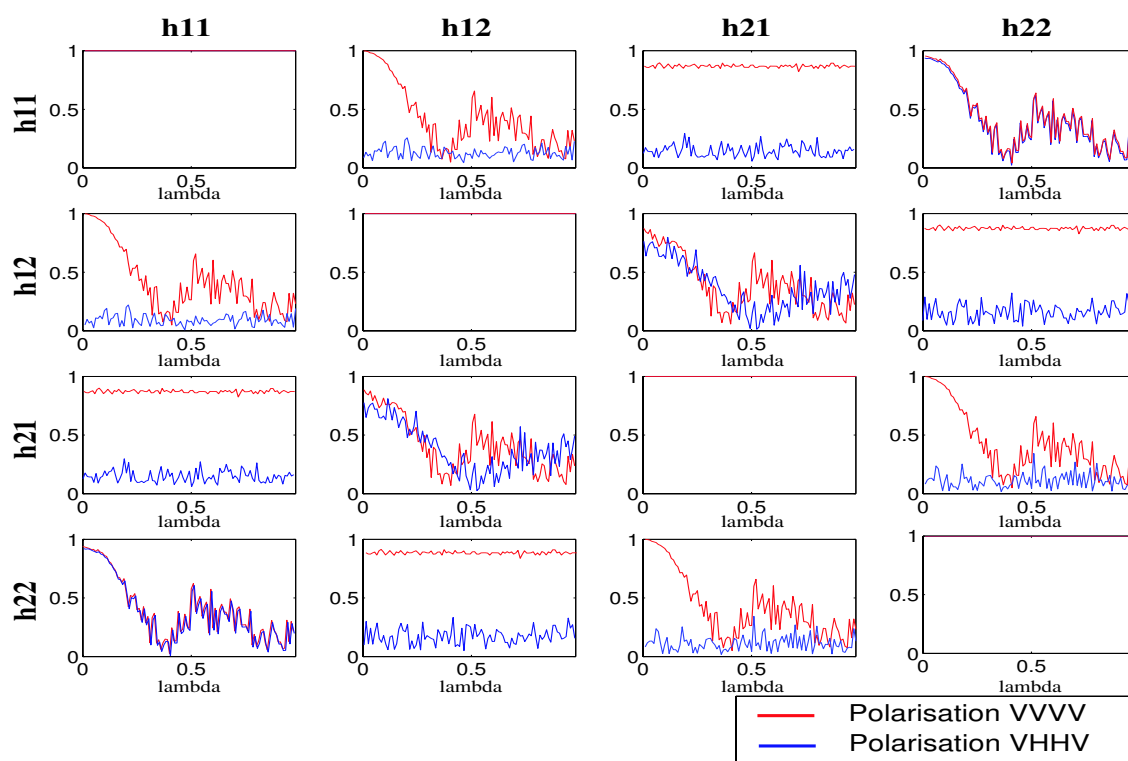


FIG. IV.13 – Matrice du critère de corrélation avec et sans diversité de polarisations (rappel de la figure III.21 du paragraphe III-4.1.)

L'effet direct de cette décorrélation était une augmentation de la capacité associée, résultat rappelé sur la figure IV.14. En effet, nous avons montré dans le paragraphe I-4.4. que seuls les coefficients $h_{11} - h_{21}$ et $h_{12} - h_{22}$ intervenaient dans le calcul de la capacité. Comme ceux-ci sont décorrélés dans le cas utilisant la diversité de polarisation, la capacité est meilleure (environ 1 bit/s/Hz), et donc les performances du systèmes HiperLAN/2 le sont également.

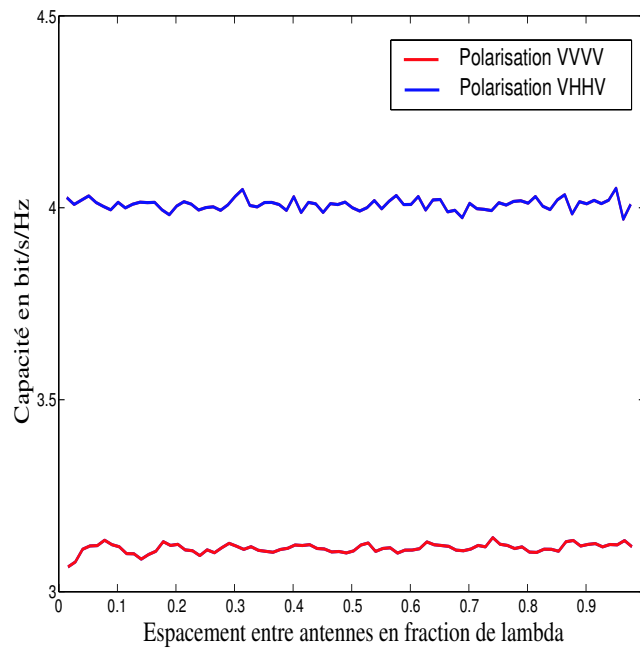


FIG. IV.14 – Capacité du canal avec et sans diversité de polarisations (rappel de la figure III.22)

De plus, nous pouvons relier cette analyse avec l'étude du conditionnement de la matrice H d'un canal MIMO 2×2 . Rappelons qu'il est défini par (paragraphe I-4.3.) :

$$Cond = \max(\lambda_i) / \min(\lambda_i) \quad (IV.19)$$

et qu'il informe sur la qualité de la liaison : si ce rapport est proche de 1, alors toutes les voies d'émission peuvent transmettre la même quantité d'information ; dans le cas contraire la liaison est déséquilibrée.

Nous observons sur la figure IV.15 que le conditionnement du canal sans diversité de polarisation est très fluctuant, ce qui implique qu'une liaison de la matrice H est prédominante ; cela est donc pénalisant dans notre cas. Alors que pour le canal avec diversité de polarisation, le conditionnement est stable et faible, c'est à dire que la puissance des différentes liaisons est bien répartie. Cela influe donc favorablement sur les performances du système HiperLAN/2.

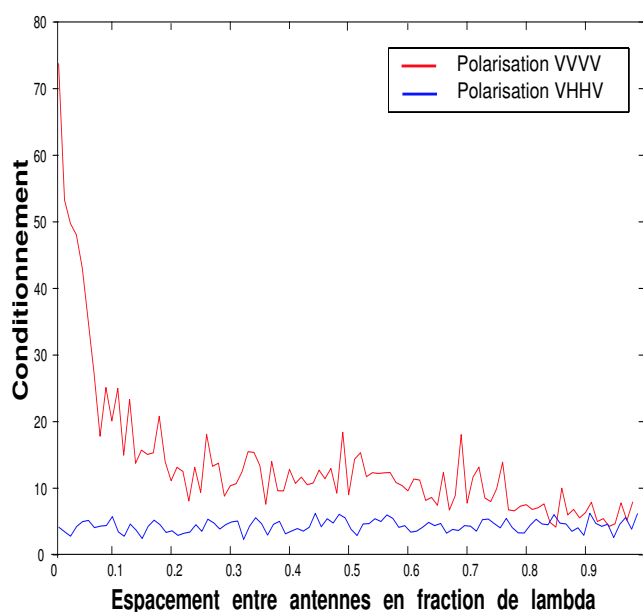


FIG. IV.15 – Conditionnement de la matrice H avec et sans diversité de polarisation

La figure IV.16 présente les mêmes résultats de simulation que la figure IV.12 mais dans le cas où les émetteurs et récepteurs sont en non visibilité (configuration NLOS).

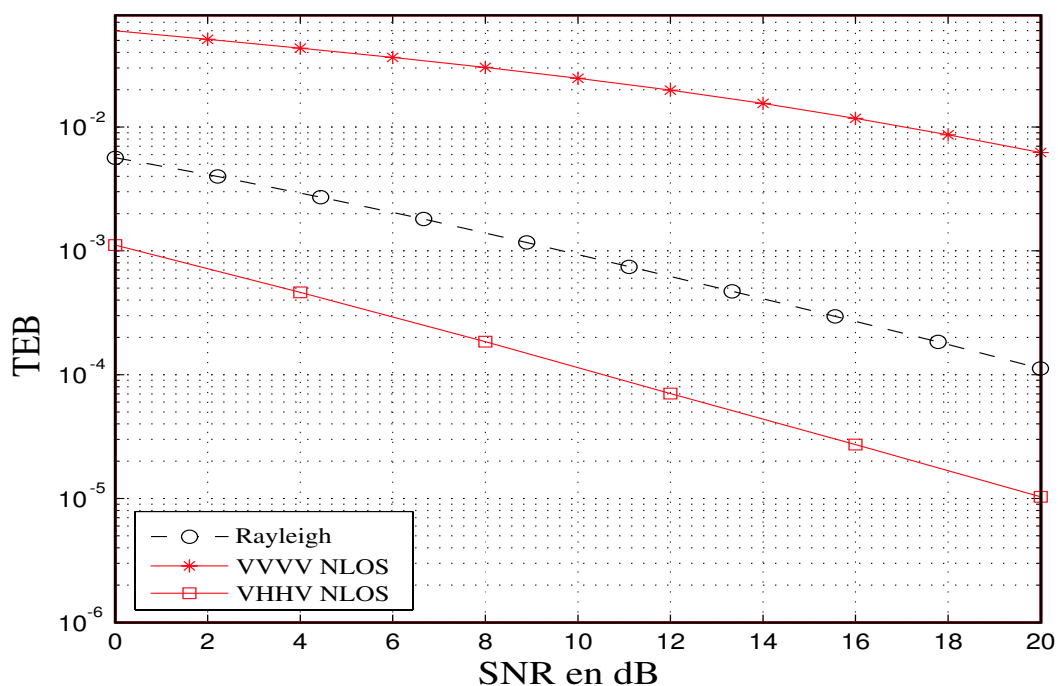


FIG. IV.16 – Comparaison des performances avec et sans diversité de polarisation en configuration NLOS

Dans ce cas, nous constatons les mêmes résultats que pour la configuration LOS, c'est à dire une performance nettement améliorée par l'utilisation d'une diversité de polarisation à l'émission comme à la réception (cas VHHV).

Cependant, nous notons que dans ce cas les performances sont inférieures à la configuration LOS. Nous retrouvons donc le résultat annoncé par la caractérisation du canal : le canal dans la configuration NLOS est beaucoup moins performant que celui en configuration LOS.

IV-5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en oeuvre un système sans fil HiperLAN/2 et étudié ses performances. Pour cela, dans le but de réduire le temps de simulation, nous avons tout d'abord étudié le domaine de validité des réponses impulsionnelles délivrées par le simulateur de canal, et ainsi, limité la simulation à la seule réponse impulsionnelle de la sous-porteuse centrale.

Ensuite, nous avons étudié l'échantillonnage optimal de la réponse impulsionnelle du simulateur de canal en terme de résolution et de temps de calcul, pour choisir un échantillonnage à $5ns$.

Une fois le système HiperLAN/2 paramétré correctement, et après avoir comparé les performances entre un canal de Rayleigh et des canaux simulés en configuration LOS et NLOS, nous avons évalué les performances d'une transmission considérant ou non la diversité de polarisation à l'émission et à la réception. Nous avons pu constater que les performances du système associé à la diversité de polarisation étaient bien meilleures que celles ne considérant pas de diversité, et ce aussi bien en configuration LOS que NLOS. De plus, nous avons montré que la configuration NLOS reste globalement plus pénalisante que la LOS en terme de TEB. Toutefois, rappelons qu'il faut relativiser les résultats présentés ici car nous avons choisi de considérer une puissance moyenne reçue constante.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. LETESSIER : *Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Novembre 2005.
- [2] ETSI Normalization COMMITTEE : Channel models for HiperLAN/2 in different indoor scenarios. Rapport technique, European Telecommunications Standards Institute, 1998. Draft Supplement to Standard IEEE 802.11, norme ETSI, document 3ERI085B.
- [3] ETSI Normalization COMMITTEE : Channel models for HiperLAN/2 in different indoor scenarios. Rapport technique, European Telecommunications Standards Institute, 1998. Document 3ERI085B.
- [4] ETSI Normalization COMMITTEE : Broadband radio access networks (BRAN) ; HiperLAN type 2 ; physical (PHY) layer. Rapport technique, European Telecommunications Standards Institute, 2001. Norme ETSI, document RTS0023003-R2.
- [5] Y. LOUËT : La modulation OFDM. <http://www.rennes.supelec.fr/ren/perso/ylouet/welcome.html>.
- [6] G. BAUDOIN, JF. BERCHER, C. BERLAND, JM. BROSSIER, D. COURIVAUD, P. JARDIN, G. BAZIN-LISSORGUES, C. RIPOLL, O. VENARD et M. VILLEGAS : *Radiocommunications Numériques. Principes, modélisation et simulation*. Dunod, 2002.
- [7] J. ARÁUZ, P. KRISHNAMURTHY et M. A. LABRADOR : Discrete rayleigh fading channel modeling. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 4(4):413–425, 2004.

CONCLUSION

Depuis une dizaine d'années, l'engouement pour les communications sans fil, est à l'origine d'une révolution dans le domaine des télécommunications. Les possibilités offertes par ces systèmes ont dû rapidement s'élargir pour répondre à la forte demande des utilisateurs en terme de débit, de qualité et de mobilité.

Quel que soit le système de communication sans fil envisagé, l'un des problèmes majeurs est le canal de propagation. En effet, une connaissance accrue des mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques est indispensable au dimensionnement des systèmes numériques de transmission. De plus, toujours pour répondre à la demande d'augmentation des débits, de nouveaux systèmes utilisant plusieurs antennes à l'émission comme à la réception ont été proposés.

L'objectif de ce travail, intégré dans la plate-forme PALMYRE de la région Bretagne [8], a donc été de décrire précisément les outils indispensables à la caractérisation de canaux SISO et MIMO, de concevoir et de réaliser un outil logiciel de caractérisation. Après l'avoir mis en oeuvre dans des contextes outdoor et indoor, ce travail contient un volet sur l'intégration de canaux simulés et caractérisés dans une simulation système permettant de décrire leurs influences sur les performances d'une transmission HiperLAN/2.

Ainsi, après avoir décrit précisément les phénomènes associés à la propagation des ondes et leurs modélisations mathématiques, nous avons présenté les outils théoriques permettant de caractériser le canal. Un logiciel de caractérisation conviviale a été conçu et développé autour de cette théorie. Le paramétrage et la mise en oeuvre de celui-ci a fait l'objet du second chapitre de ce mémoire. Celui-ci repose sur l'utilisation d'informations d'entrée sur la propagation des ondes dans un environnement particulier. Comme l'utilisation de sondeurs de canal a été difficile, le simulateur de canal développé au laboratoire SIC a été retenu pour notre étude. Après avoir identifié les difficultés liées à l'association entre les logiciels de simulation et de caractérisation du canal, dans ce deuxième chapitre, il a été proposé la mise en oeuvre de cette association dans un milieu outdoor. Celle-ci a permis de comprendre et d'analyser précisément les différentes fonctions caractéristiques obtenues dans des cas d'études déterministes et semi-déterministes. A ce niveau, les premiers résultats obtenus ont fait l'ob-

jet de plusieurs conférences nationales et internationales [2] [1] et portent sur la prise en compte de la mobilité dans une caractérisation de canaux SISO et [3] [4] proposent respectivement une caractérisation déterministe complète dans un environnement simple et dans un environnement outdoor réaliste.

Le troisième chapitre a exposé une étude paramétrique en milieu indoor de la caractérisation du canal. Celle-ci intègre la prise en compte de deux types de configuration de transmission ; dans la première, les antennes à l'émission comme à la réception sont en visibilité directe, ce qui n'est pas le cas dans la seconde. En outre, l'influence de la diversité de polarisation a été étudiée.

Pour une liaison SISO, il a été montré que la configuration NLOS révélait une sélectivité du canal de propagation plus importante, ce qui conduit à une diminution de la bande de cohérence. Cependant, le comportement de celui-ci est semblable en configuration LOS et NLOS lorsqu'il s'agit du spectre Doppler, bien qu'il existe une perte de dynamique importante entre les cas NLOS et LOS. Ainsi, concernant le temps de cohérence, la configuration de simulation importe peu. En outre, il est important de noter que l'utilisation d'une diversité de polarisation à la réception n'a pas toujours le même effet sur le canal : dans la configuration LOS, elle contribue à la sélectivité du canal alors que dans la configuration NLOS, elle s'y oppose.

Pour une liaison MIMO, il a été montré que la configuration NLOS était plus pénalisante en terme de capacité que la configuration LOS. Cependant, dans les deux configurations, l'utilisation d'une diversité de polarisation à l'émission comme à la réception a permis de décorréler les liaisons et donc d'augmenter la capacité. Grâce à cette méthode, la capacité du canal en configuration NLOS utilisant une diversité de polarisation est égale à celle en configuration LOS sans diversité. Ces travaux ont été présentés dans deux conférences ; la première, européenne, considère une caractérisation sans prise en compte de la polarisation [5], et la seconde, d'audience nationale, l'intègre [10].

Enfin, toujours dans le cas multi-antennes, une étude portant sur la prise en compte du niveau de description de l'environnement fourni au simulateur de canal a montré que ce niveau influençait très peu la caractérisation.

Le quatrième et dernier chapitre offre une ouverture vers l'utilisation des informations de caractérisation de canaux MIMO dans une simulation système HiperLAN/2. Il est le fruit d'une collaboration avec l'équipe TST du laboratoire LEST. Après une description des différents blocs qui composent cette chaîne de transmission, ce chapitre a proposé une étude portant sur la validité de l'utilisation des réponses impulsionnelles simulées. Il a tout d'abord été montré que la prise en compte de canaux simulés était plus pénalisante en terme de performances que l'utilisation de canaux statistiques de Rayleigh. Toutefois, signalons que ce résultat n'a pas de valeur statistique compte tenu du trop faible nombre de cas étudiés. Enfin, pour utiliser les informations de caractérisation du canal, la dernière simulation réalisée dans ce chapitre utilisait deux types de canaux réels : le premier issu d'un système MIMO corrélé et le second décorrélé par l'utilisation d'une diversité de polarisation. Et, comme les

résultats du troisième chapitre le laissait prévoir, les performances du système décorréolé sont très supérieures à celles du système corréolé. Toutefois, rappelons qu'il faut relativiser les résultats présentés car ils considèrent une puissance moyenne reçue constante. Cette étude a fait l'objet d'une publication commune avec l'équipe TST[6].

Les perspectives de ce travail sont multiples et s'orientent dans deux directions : la caractérisation du canal et la simulation des systèmes sans fil.

Concernant la caractérisation du canal, nous envisageons tout d'abord d'intégrer dans nos études MIMO la notion de couplage électromagnétique entre antennes. Ce travail est déjà amorcé avec l'équipe MDS du laboratoire LEST. Les prémices de cette étude ont été publiées dans deux conférences [7][9]. Ensuite, une étape de validation expérimentale est indispensable. Celle-ci est envisagée via la plate-forme PALMYRE qui dispose de sondeurs de canaux multi-antennes.

Pour l'application de notre outil de caractérisation de canal dans une simulation système, nous avons plusieurs objectifs. Tout d'abord, il s'agit de l'intégrer dans la plate-forme PALMYRE et d'étudier son application à d'autres systèmes sans fil. En effet, cette plate-forme peut accueillir différents systèmes de transmission numérique grâce à son aspect modulable et configurable. Ensuite, nous proposons d'utiliser ces travaux afin de contribuer à la simulation des réseaux *ad'hoc*.

PUBLICATIONS PERSONNELLES

- [1] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET et R. VAUZELLE : Simulation de l'effet doppler pour les systèmes de radiocommunications mobiles. *SETIT*, Mars 2003.
- [2] Y. CHARTOIS, S. REYNAUD, Y. POUSSET, R. VAUZELLE et A. VERGONJANNE : Une modélisation physique du canal pour la simulation des systèmes sans fil. *13ième Journées Nationales Micro-Ondes*, Mai 2003.
- [3] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET et R. VAUZELLE : Caractérisation d'un canal de propagation simulé par tracé de rayons 3D pour les systèmes de radiocommunication mobiles. *SETIT*, Mars 2004.
- [4] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET et R. VAUZELLE. : A spatio-temporal radio channel characterization with a 3D ray tracing propagation model in urban environment. *IEEE PIMRC*, October 2004. Spain.
- [5] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET et R. VAUZELLE : A SISO and MIMO radio channel characterization with a 3D ray tracing propagation model in urban environment. *ECPS*, Mars 2005.
- [6] J. LETESSIER, Y. CHARTOIS, P. ROSTAING, R. GAUTIER et R. VAUZELLE : Performance analysis of MIMO transmissions for realistic 3D environment in-door channels. *ECPS*, Mars 2005.
- [7] Y. HUANG, S. SAADAOU, Y. CHARTOIS, F. Le PENNEC, P. ROSTAING, Y. POUSSET et R. VAUZELLE : Antennas coupling in ray tracing based MIMO channel model. *ECPS*, Mars 2005.
- [8] Y-M. Le ROUX, Y. CHARTOIS, P. LASSUDRIE-DUCHESNE, F. Le PENNEC, R. VAUZELLE, R. COSQUER, G. El ZEIN, H. FARHAT et C. BROUSSEAU : Propagation and system modeling for the PALMYRE MIMO platform. *ECPS*, Mars 2005.
- [9] Y. HUANG, Y. CHARTOIS et F. Le PENNEC : Dispositif de compensation de couplage inter antennes pour communications MIMO. *14ième Journées Nationales Micro-Ondes*, Mai 2005.
- [10] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET et R. VAUZELLE : Etude de l'influence de la polarisation dans une caractérisation MIMO du canal de propagation issu d'un modèle à tracé de rayons 3D. *14ième Journées Nationales Micro-Ondes*, Mai 2005.

ANNEXE A :

CAPACITÉ DU CANAL

Dans son papier de référence [1], Shannon a introduit la définition de l'entropie d'une variable aléatoire discrète x ayant une densité de probabilité $p_x(x)$, donnée par :

$$H(x) = - \sum_k p_x(x_k) \log_2 p_x(x_k) \quad (\text{IV.20})$$

qui est une mesure du nombre moyen de bits d'information nécessaires pour coder l'information contenue dans x , en supposant un algorithme de codage de source optimal [2].

Nous maximisons l'entropie par une variable aléatoire Gaussienne : soit x une variable aléatoire complexe telle que $E[x] = 0$ et $E[xx^H] = \rho$; $H(x)$ est maximum si x suit une loi $N(0, \rho)$. C'est un résultat bien connu, démontré dans [2] et [3].

L'entropie de x peut être calculée conditionnellement par rapport à une autre variable y ; dans ce cas, elle est notée $H(x/y)$ et appelée l'entropie conditionnelle, donnée par :

$$H(x/y) = -E[p(x/y) \log_2(p(x/y))] \quad (\text{IV.21})$$

Les résultats précédents s'étendent directement à des vecteurs aléatoires complexes x et y , dans quel cas, l'entropie d'un vecteur aléatoire complexe est maximisée par un vecteur complexe Gaussien circulaire.

Pour deux vecteurs aléatoires x et y , nous pouvons leur associer une quantité, appelée information mutuelle, qui présente une mesure de la quantité d'information sur y contenue dans x . Elle est définie par :

$$I(x/y) = H(x) - H(x/y) \quad (\text{IV.22})$$

En particulier, la notion d'information mutuelle s'avère utile lors de l'étude de systèmes de communication MIMO munis de N antennes émettrices et M antennes réceptrices. L'équation décrivant le système est donnée par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (\text{IV.23})$$

où \mathbf{H} de taille $M \times N$ est la matrice du canal ; \mathbf{x} , \mathbf{y} et \mathbf{b} représentent respectivement le vecteur signal émis vérifiant $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{P}$ de taille $N \times 1$, le vecteur signal reçu de taille $M \times 1$, et le vecteur bruit additif Gaussien de taille $M \times 1$ dont les entrées sont de moyennes nulles et de variance $E[\mathbf{b}\mathbf{b}^H] = N\mathbf{I}_M$. Ainsi, l'information mutuelle dans le cas où $N \geq M$ est donnée par :

$$I(\mathbf{x}, \mathbf{y}/\mathbf{H}) = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{1}{N} \mathbf{H} E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (\text{IV.24})$$

D'après (IV.24), nous remarquons que l'information mutuelle ne dépend que de l'allocation de puissance entre les antennes émettrices et de la nature du canal. L'allocation de puissance optimale est différente selon que le canal est connu à l'émission ou pas. Telatar dans [3] a montré que, dans le cas où l'émetteur ne dispose d'aucune information sur le canal, une répartition de puissance équitable permet de maximiser l'information mutuelle.

Nous supposons que le temps de transmission est assez long pour qu'il révèle la propriété d'ergodicité des atténuations du canal. Dans ce cas, la capacité de Shannon existe et elle est donnée par :

$$C = E\{I(\mathbf{x}, \mathbf{y}/\mathbf{H})\} = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \right\} \quad (\text{IV.25})$$

Nous pouvons exprimer cette capacité en fonction des valeurs propres de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$; pour cela nous diagonalisons ce produit :

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{P}\mathbf{D}\mathbf{P}^H \quad (\text{IV.26})$$

où \mathbf{P} est la matrice de passage et \mathbf{D} la matrice diagonale composée des valeurs propres. Le déterminant s'exprime alors par :

$$\det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{N} \mathbf{P} \mathbf{D} \mathbf{P}^H \right) = \det \left(\mathbf{P} \mathbf{P}^H + \frac{\rho}{N} \mathbf{P} \mathbf{D} \mathbf{P}^H \right) \quad (\text{IV.27})$$

$$= \det(\mathbf{P}) \det \left(\mathbf{P}^H + \frac{\rho}{N} \mathbf{D} \mathbf{P}^H \right) \quad (\text{IV.28})$$

$$= \det \left(\mathbf{P}^H + \frac{\rho}{N} \mathbf{D} \mathbf{P}^H \right) \det(\mathbf{P}) \quad (\text{IV.29})$$

$$= \det \left(\mathbf{P}^H \mathbf{P} + \frac{\rho}{N} \mathbf{D} \mathbf{P}^H \mathbf{P} \right) \quad (\text{IV.30})$$

$$= \det \left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{N} \mathbf{D} \right) \quad (\text{IV.31})$$

$$= \prod_i \left(1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right) \quad (\text{IV.32})$$

où λ_i sont les i valeurs propre de $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$, ce qui simplifie l'expression de la capacité :

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\prod_i \left(1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right) \right] \right\} \quad (\text{IV.33})$$

$$= E \left\{ \sum_i \left[\log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right) \right] \right\} \quad (\text{IV.34})$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. E. SHANNON : A mathematical theory of communication. technical journal. *AT & T Bell Labs*, Oct 1948.
- [2] T. COVER et J. THOMAS. : Elements of information theory. *Wiley*, 1991.
- [3] I. E. TELATAR : Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Trans. on Telecomm.*, 10(6):585–595, November 1999.

LISTE DES FIGURES

I.1	Propagation par multi-trajets dans un environnement outdoor	15
I.2	Illustration de l'effet Doppler spatial (a) ou temporel (b)	18
I.3	Variables liées au calcul du décalage Doppler	19
I.4	Variables liées au calcul du spectre de Jakes	20
I.5	Spectre de Jakes, normalisé en fréquence Doppler	22
I.6	Variables liées au calcul du spectre de Aulin	23
I.7	Spectre de Aulin	24
I.8	Système de Bello en temporel	28
I.9	Le système de Bello spatial	28
I.10	Illustration de la cohérence temporelle	30
I.11	Exemple d'évanouissements à petite et grande échelles	33
I.12	Définition d'un canal MIMO (2×2)	34
II.1	Principe de l'étude d'un canal	44
II.2	Interface utilisateur du logiciel de caractérisation	45
II.3	Interface utilisateur dans le cas SISO	46
II.4	Interface utilisateur dans le cas MIMO	46
II.5	Environnement de mesure	48
II.6	Récepteur du sondeur SARACOM	48
II.7	Évolution temporelle des réponses impulsionnelles sur les 8 antennes réceptrices	49
II.8	Estimation par la méthode de formation de voie (au dessus) et par MUSIC (au dessous)	49
II.9	Environnement de mesure - Site de Zürich	50
II.10	Récepteur du sondeur PROPSOUND	50
II.11	Réponse impulsionnelle estimée	51
II.12	Spectre Doppler estimé	51
II.13	Synoptique du simulateur de canal	53

II.14	Interface du simulateur de canal	54
II.15	Synoptique de l'association simulation et caractérisation de canal.	55
II.16	Lien entre évolutions temporelle et fréquence Doppler	56
II.17	Évolution du Doppler moyen en fonction du nombre de réponses impulsionnelles acquises	57
II.18	Évolution de la dispersion Doppler en fonction du nombre de réponses impulsionnelles acquises	57
II.19	Scénario de simulation déterministe du canal dans un quartier du centre ville de Munich	59
II.20	Les quatre fonctions caractéristiques d'un canal SISO selon Bello	60
II.21	Spectre retard	61
II.22	Spectre Doppler	61
II.23	Spectre retard filtré par une fenêtre de Hamming	61
II.24	Fonction d'autocorrélation en fréquence calculée à partir du spectre retard non filtré	62
II.25	Fonction d'autocorrélation en fréquence calculée à partir du spectre retard filtré	62
II.26	Spectre azimutal	63
II.27	Spectre en élévation	63
II.28	Histogramme des angles d'arrivée en azimut (a) et en élévation (b)	64
II.29	Relation entre le spectre Doppler et le spectre angulaire azimutal	65
II.30	Construction progressive d'un parcours aléatoire	67
II.31	Résultat de la construction de 50 parcours aléatoires composés de 250 points dans une zone carrée de 1m de côté	67
II.32	Spectre angulaire azimutal issu d'une caractérisation déterministe (identique à la figure II.29)	68
II.33	Spectre angulaire azimutal issu d'une caractérisation semi-déterministe	68
II.34	Spectre Doppler semi-déterministe	69
II.35	Construction des positions aléatoires des antennes MIMO	70
II.36	Résultat du tirage aléatoire sur une zone donnée pour 50 itérations	70
II.37	Définition d'un canal MIMO (2×2)	71
II.38	Exemple de matrice H_{BL} d'un canal simulé MIMO (2×2)	71
II.39	Évolution de la matrice du critère de corrélation physique en fonction de l'écartement entre antennes	72
II.40	Evolution de la capacité en fonction de l'écartement entre antennes à la réception	73
II.41	Fonction cumulative pour un espacement fixe entre antennes de réception égal à $0, 4\lambda$	73
III.1	Scénario de simulation indoor	79
III.2	Evolution de la réponse impulsionnelle du canal $h(t, \tau)$	81

III.3	Vue de dessus de l'évolution de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$	81
III.4	Évolution de la réponse fréquentielle du canal $h(t, f)$	82
III.5	Fonction bifréquentielle $h(\nu, f)$	82
III.6	Évolution du décalage Doppler en fonction du retard de propagation $h(\nu, \tau)$	82
III.7	Spectre retard pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS	83
III.8	Spectre Doppler pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS	84
III.9	Spectre angulaire en azimuth pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS	85
III.10	Spectre angulaire en élévation pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS	85
III.11	Évolution du retard moyen au cours du temps	86
III.12	Évolution de la dispersion des retards au cours du temps	86
III.13	Fonction d'autocorrélation fréquentielle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS	87
III.14	Fonction d'autocorrélation temporelle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration LOS	87
III.15	Spectre retard pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS	88
III.16	Spectre Doppler pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS	89
III.17	Spectre angulaire azimuthal pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS	90
III.18	Spectre angulaire en élévation pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS	90
III.19	Fonction d'autocorrélation fréquentielle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS	90
III.20	Fonction d'autocorrélation temporelle normalisée pour les polarisations (VV) et (HV), configuration NLOS	90
III.21	Évolution du critère de corrélation statistique en fonction de l'écartement entre an- tennes réceptrices pour les deux cas de polarisation.	93
III.22	Evolution de la capacité en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices pour les deux cas de polarisation.	94
III.23	Évolution du critère de corrélation en fonction de l'espacement entre antennes ré- ceptrices pour les deux cas de polarisation.	95
III.24	Evolution de la capacité en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices pour les deux cas de polarisation.	96
III.25	Trois niveaux de description du deuxième étage du laboratoire SIC. (a) : Niveau A, (b) : Niveau B, (c) : Niveau C	97
III.26	Évolution du critère de corrélation en fonction de l'espacement entre antennes ré- ceptrices pour les trois niveaux de description, configuration LOS.	98

III.27	Évolution de la capacité en fonction de l'espacement entre antennes réceptrices pour les trois niveaux de description, configuration LOS.	99
III.28	Évolution du critère de corrélation en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices pour les trois niveaux de description, configuration NLOS.	100
III.29	Évolution de la capacité en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices pour les trois niveaux de description, configuration NLOS.	100
IV.1	Synoptique d'une transmission MIMO HiperLAN/2	107
IV.2	Définition d'une constellation numérique	109
IV.3	Modulation MAQ-16	109
IV.4	Spectre des différentes sous-porteuses (cas de 5 sous-porteuses)	111
IV.5	Temps de garde et durée utile	111
IV.6	Scénario de simulation indoor	115
IV.7	Réponses fréquentielles exact et approximée	116
IV.8	Réponses impulsionnelles brutes (a) et échantillonnée (b) pour T_e égal à $5ns$ dans le cas de h_{11}	117
IV.9	Réponses fréquentielles brute et échantillonnée en fonction de T_e	118
IV.10	Scénario de simulation indoor	119
IV.11	Performances du système avec un canal de Rayleigh et des canaux simulés en configurations LOS et NLOS (cas VVVV)	121
IV.12	Comparaison des performances avec et sans diversité de polarisation en configuration LOS	122
IV.13	Matrice du critère de corrélation avec et sans diversité de polarisations (rappel de la figure III.21 du paragraphe III-4.1.)	123
IV.14	Capacité du canal avec et sans diversité de polarisations (rappel de la figure III.22)	124
IV.15	Conditionnement de la matrice H avec et sans diversité de polarisation	125
IV.16	Comparaison des performances avec et sans diversité de polarisation en configuration NLOS	125