



HAL
open science

**Contributions au sondage de canal à l'intérieur des
bâtiments : Direction de Départ, étalement Doppler,
polarisation des ondes reçues et modélisation de canaux
UWB**

Sofia Martinez Lopez

► **To cite this version:**

Sofia Martinez Lopez. Contributions au sondage de canal à l'intérieur des bâtiments : Direction de Départ, étalement Doppler, polarisation des ondes reçues et modélisation de canaux UWB. domain_other. Télécom ParisTech, 2008. English. NNT : . pastel-00004397

HAL Id: pastel-00004397

<https://pastel.hal.science/pastel-00004397>

Submitted on 20 Nov 2009

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.



Ecole Doctorale
d'Informatique,
Télécommunications
et Électronique de
Paris

Thèse

présentée pour obtenir le grade de docteur
Télécom ParisTech
Spécialité : Electronique et Communications

**Contributions au sondage de canal
à l'intérieur des bâtiments : Direction de Départ,
Fréquence Doppler, Polarisation et Modélisation
du canal UWB**

Sofía Martínez López

Soutenue le 26 septembre 2008 devant le jury :

Camillo Gentile, NIST Gaithersburg, USA
Alain Sibille, ENSTA
Jean-Marc Conrat, France Télécom R&D
Bernard Uguen, Université de Rennes
Alejandro Alvarez Melcón, UPCT Espagne
Bernard Huyart, TELECOM ParisTech
Jean-Christophe Cousin, TELECOM ParisTech

Invité
Examineurs

Rapporteurs

Directeurs de thèse

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée dans le groupe de Radiofréquences et Micro-ondes du département Communications et Electronique de TELECOM ParisTech. Je tiens à remercier Bernard Huyart et Jean-Christophe pour m'avoir proposé ce sujet et pour leurs conseils pendant ces trois années. Je remercie également le reste des permanents du groupe. Merci à Xavier Bégau et à Anne-Claire pour leur aide avec les antennes et merci aussi à Eric Bergeault. Je veux également remercier Bruno Thédrez, directeur du département COMELEC, pour l'intérêt porté au bon déroulement de ce travail. Camillo Gentile a été mon superviseur au NIST (National Institute of Standards and Technology) à Gaithersburg, Etats Unis. Sa disponibilité pendant les six mois de mon séjour a été très importante dans l'aboutissement de ce travail.

Je voudrais remercier Alain Sibille, Bernard Uguen, Jean Marc Conrat et Alejandro Alvarez Melcon d'avoir accepté de faire partie du jury de thèse et de m'avoir donné des conseils judicieux qui ont contribué à améliorer ce manuscrit.

Cette thèse doit beaucoup aux doctorants qui ont commencé le sondage de canal dans le groupe RFM de TELECOM ParisTech, trois années avant mon arrivée au laboratoire, Yem Van Vu et Adoniran Judson de Barros Braga. Je tiens à remercier Judson d'avoir été toujours disponible, merci d'être toujours là!

Merci aussi au reste de doctorants et stagiaires du laboratoire : Ludovic Schreider, Michael Grelier, Fabrice Linot, Aita El Jabal, Mebrouk Bahouche, Mohamed Vadhani Ghalid Abib, Sara Chakra, Antoine Khy, Kais Mabrouk, Charif Mohamed, Souheil Bensmida, François Ziadé. Merci à Hajar Elarja, avec laquelle j'ai partagé des week ends de mesures. Merci au reste de doctorants de TELECOM ParisTech qui ont fait de l'école un endroit attachant. Merci donc à Maya Badr, Charlotte Hucher, Damien Fafchamps, Manuel Sabban, Emilio Calvanati, Fausto Gómez Agis...

Je n'oublierai jamais mes amis de la Fondation Danoise à la Cité Internationale Universitaire de Paris. Merci à Diana López García, Aurélie Santune, Camila Crezende, Leandro Martínez, Fabrice Charrier, Anne-Marie Rouault et tellement d'autres personnes que j'ai rencontrées, qui sont devenues des amis et que je n'oublierai jamais.

Enfin, je remercie mes parents et ma sœur, pour leur soutien irremplaçable.

Résumé

Dans le contexte actuel où le spectre électromagnétique est saturé, une transmission efficace par les systèmes sans fils exige une connaissance approfondie du comportement du canal de propagation. La modélisation stochastique du canal permet d'évaluer les performances d'un système de communication dans un environnement donné. Ces dernières années, nous assistons à l'apparition de techniques mettant à profit les diversités du canal (diversité temporelle, diversité spatiale et diversité de polarisation). Pour évaluer leurs performances, les sondeurs de canal et les modèles proposés se sont complexifiés. Cette thèse est une contribution au sondage multiparamétrique d'un canal radiofréquence à l'intérieur des bâtiments. Elle aborde l'amélioration du sondeur de canal développé préalablement à TELECOM ParisTech. La caractéristique originale de ce sondeur est l'utilisation de récepteurs cinq-port. Le cinq-port est un circuit interférométrique qui permet de calculer le rapport complexe entre deux signaux hyperfréquences. Son faible coût permet d'exploiter seize chaînes parallèles en réception. Le signal utilisé pour le sondage est un signal chirp couvrant la bande de fréquences entre 2.2 et 2.7 GHz. Des estimations haute-résolution de direction de départ, direction d'arrivée, polarisation, fréquence Doppler et retard sont effectuées pour valider le sondeur. Cette thèse est aussi une contribution à la modélisation statistique des canaux UWB. Un modèle spatio-temporel est élaboré à partir de mesures SIMO (Single Input Multiple Output) couvrant la bande de fréquences entre 2 GHz et 8 GHz. Les valeurs des paramètres du modèle sont comparées pour différents environnements, de type bureau et de type résidentiel, en condition de visibilité et de non visibilité.

Abstract

In the present context, considering the limited bandwidth availability, efficient transmission requires profound knowledge of the behavior of the propagation channel. The stochastic modelisation of the channel can be used to evaluate a wireless system operating in a particular environment. Over the last years, some techniques have appeared that profit from the different kinds of diversity offered by the propagation channel (temporal diversity, spatial diversity and polarization diversity). In order to evaluate the performance of these techniques, channel sounders and models are becoming more and more complex. This thesis is a contribution to the field of indoor multiparametric channel sounding. As a result of this work, some improvements were made to the channel sounder which had already been developed at TELECOM ParisTech. The original characteristic of this sounder is the use of five-port receivers. The five-port is an interferometric circuit that measures the complex ratio between two radio-frequency signals. Because of the simplicity of its hardware, it is possible to build 16 parallel receiving chains at low cost. The excitation signal is a chirp signal covering from 2.2 to 2.7 GHz. High-resolution estimates of direction of departure, direction of arrival, polarization, Doppler frequency and delay are carried out to validate the channel sounder. This thesis is also a contribution to statistical models for UWB technology. A spatio-temporal model is extracted based on SIMO (Single Input Multiple Outputs) measurements that covers from 2 GHz to 8 GHz. The values of the parameters for several environments (residential and office environment, both in line of sight and non line of sight) are compared.

Table des matières

1	Le Canal de Propagation Radioélectrique	5
1.1	Introduction	5
1.2	Définitions	6
1.2.1	Les phénomènes de la propagation	6
1.2.2	Les dispersions du canal de propagation	8
1.3	Modélisation déterministe et statistique du canal de propagation	11
1.3.1	Modélisation dans le domaine retard-fréquence	12
1.3.2	Modélisation dans le domaine spatial	14
1.3.3	Modélisation de la polarisation	15
1.4	Techniques de sondage	17
1.4.1	Sondage dans le domaine temps-fréquence	18
1.4.2	Sondage dans le domaine spatial	25
1.4.3	Estimation de la polarisation	28
1.4.4	Algorithmes d'estimation de haute résolution	28
1.4.5	Comparaison de quelques sondeurs actuels	29
1.5	Le sondeur de canal de TELECOM ParisTech : point de départ	32
1.5.1	Architecture du sondeur	32
1.5.2	La méthode de calibrage du système	34
1.5.3	Performances du sondeur	36
1.5.4	Limites du système existant	38
1.6	Conclusion	38
2	Nouvelles méthodes mises en oeuvre pour le sondeur	41
2.1	Introduction	41
2.2	Utilisation d'un signal chirp	41
2.2.1	Estimation haute-résolution utilisant un signal chirp : adaptation de l'algorithme MUSIC	42
2.2.2	Validation du sondeur en utilisant un signal chirp	44
2.2.3	Mesures dans un environnement statique	46
2.2.4	Mesures dans un environnement dynamique	50
2.3	Une nouvelle méthode pour l'estimation angulaire	54

2.3.1	Principe de fonctionnement	55
2.3.2	Simulations	58
2.3.3	Mesures en chambre anéchoïque	60
2.4	Conclusion	64
3	Estimation haute-résolution de la polarisation	67
3.1	Introduction	67
3.2	Principes théoriques	68
3.2.1	Equation de l'ellipse de polarisation	68
3.2.2	Généralisation de l'algorithme MUSIC pour l'estimation de la polarisation	70
3.3	Simulations	72
3.3.1	Scénario multi-trajets	72
3.3.2	Influence du bruit et du couplage entre polarisations	74
3.4	Fabrication d'antennes double polarisation bas coût	75
3.4.1	Fabrication d'une antenne à double polarisation	76
3.4.2	Réalisation du réseau d'antennes	79
3.4.3	Diagrammes de rayonnement du réseau	82
3.4.4	Méthode pour réduire l'influence du couplage entre polarisations	84
3.5	Estimation conjointe retard-DoA-polarisation en chambre anéchoïque	88
3.5.1	Description de l'expérience	88
3.5.2	Calibrage du système récepteur	90
3.5.3	Résultats	91
3.6	Conclusion	92
4	Modélisation spatio-temporelle du canal UWB	95
4.1	Introduction	95
4.2	Différences entre la modélisation bande étroite et la modélisation UWB	97
4.3	Modèle IEEE 802.15.4a	97
4.3.1	Distribution des temps d'arrivée des clusters et des temps d'arrivée des rayons	98
4.3.2	Coefficients de décroissance exponentielle inter-cluster et intra-cluster	99
4.4	Autres modèles UWB dans le domaine temps fréquence	100
4.5	Etat de l'art sur la modélisation spatio-temporelle UWB	100
4.6	Description des données disponibles	103
4.7	Extraction des trajets	106
4.7.1	Formation de faisceau	106

4.7.2	Application de l'algorithme CLEAN	107
4.8	Choix du modèle utilisé pour décrire le PDP et méthodologie .	110
4.8.1	Formalisme	110
4.8.2	Distribution des temps d'arrivée des super-clusters, des clusters et des rayons	113
4.8.3	Distribution des angles d'arrivée des super-clusters et des rayons	114
4.8.4	Coefficients de décroissance de la puissance inter-cluster et intra-cluster dans le domaine temporel et dans le do- maine angulaire	114
4.9	Résultats	115
4.9.1	Modélisation des pertes par propagation	116
4.9.2	Paramètres du modèle spatio-temporel	123
4.10	Conclusion	128
A	L'algorithme MUSIC	135
B	Le récepteur cinq-port	141
C	L'algorithme CLEAN	149

Table des figures

1.1	Canal de propagation et canal de transmission	6
1.2	Mécanismes basiques d'interaction des ondes avec l'environnement	7
1.3	Canal à multitrajets	8
1.4	Réflexion et réfraction	10
1.5	Fonctions de Bello pour la caractérisation d'un canal dans le domaine temporel	13
1.6	Fonctions de second ordre caractéristiques d'un canal WSSUS	14
1.7	Fonctions spatiales du canal du premier ordre	15
1.8	Construction de la matrice P_k	16
1.9	Détection de trajets par corrélation glissante	21
1.10	Evolution de la fréquence dans le temps pour le signal émis dans la technique <i>pas à pas</i>	23
1.11	Evolution de la fréquence instantanée du signal chirp émis et du signal chirp reçu	24
1.12	Comparaison des trois types d'architectures de réseau en réception	27
1.13	Schéma du système d'acquisition	32
1.14	Schéma d'une chaîne d'acquisition	33
1.15	Photographie d'une des antennes quasi-Yagi utilisées	34
1.16	Photo du système d'acquisition	35
1.17	Scénario pour la mesure en condition de visibilité directe et en condition de non-visibilité directe	36
1.18	Estimation conjointe retard-DoA azimuth dans un couloir en situation LOS	37
1.19	Estimation conjointe retard-DoA dans un couloir en situation NLOS	37
2.1	Configuration de l'expérience	45
2.2	Estimation conjointe retard-DoA Azimut-DoA élévation	46
2.3	Géométrie du couloir	47
2.4	Estimation conjointe retard-DoA Azimut dans un couloir	48

2.5	Estimation conjointe retard-DoD Azimut dans un couloir . . .	49
2.6	valeurs propres par ordre décroissant	49
2.7	Scénario de l'expérience	50
2.8	Estimation de la DoA dans un environnement dynamique . . .	51
2.9	Schéma explicatif des données utilisées pour obtenir les courbes de la figure 2.8	52
2.10	Estimation de la fréquence Doppler à la fréquence 2.45 GHz .	53
2.11	Estimation de la distance dans un environnement dynamique .	54
2.12	Configuration du réseau en réception pour l'estimation de la DoA	55
2.13	Configuration du réseau en émission pour l'estimation de la DoD	58
2.14	Module de la FFT avant filtrage des signaux	60
2.15	Estimation conjointe retard/DoA - Simulation	60
2.16	Configuration pour l'estimation de DoA en chambre anéchoïque	62
2.17	Module de la FFT du signal de sortie après calibrage	63
3.1	Réseau à double polarisation	69
3.2	Ellipse de polarisation	69
3.3	Sphère de Poincaré	69
3.4	Lissage spatial pour un réseau d'antennes à double polarisation	72
3.5	Courbes de niveau du pseudo-spectre MUSIC pour une simu- lation avec cinq trajets décorrélés	73
3.6	Moyenne de l'erreur commise dans l'estimation de la polarisa- tion suivant le SNR et le niveau de couplage	75
3.7	Schéma du prototype construit	76
3.8	Dimensions des motifs	77
3.9	Photographie de l'antenne à double polarisation réalisée, vue de dessus	77
3.10	Paramètres S de l'antenne réalisée	78
3.11	Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.45 GHz en simulation CST et en mesure en chambre anéchoïque	78
3.12	Diagrammes de rayonnement en azimut à 2.2, 2.45 et 2.7 GHz	79
3.13	Réseau d'antennes à double polarisation simulé avec CST et numérotation des ports	79
3.14	Configurations du réseau	80
3.15	Photographie du réseau d'antennes construit	80
3.16	Désadaptation des antennes mesurée avec l'analyseur de réseau	81
3.17	Couplage entre polarisations dans une même antenne	81
3.18	Couplage entre éléments de même polarisation	82

3.19	Alignement des antennes pour la mesure des diagrammes de rayonnement	83
3.20	Diagrammes de rayonnement mesurés en azimut, polarisation verticale en émission	83
3.21	Diagrammes de rayonnement mesurés en azimut, polarisation horizontale en émission	84
3.22	Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.45 GHz en simulation CST et en mesure en chambre anéchoïque	85
3.23	Antenne équivalente	86
3.24	Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.45 GHz, normalisés, obtenus en simulation avec CST et en mesure en chambre anéchoïque après application de la méthode de réduction de la composante croisée	88
3.25	Diagrammes de rayonnement mesurés et normalisés, après application de la méthode de réduction de la composante croisée	88
3.26	Expérience dans la chambre anéchoïque	89
3.27	Pseudo-spectre MUSIC - Estimation conjointe du retard, de la DoA et de la polarisation	92
4.1	Paramètres dans le domaine temps-fréquence pour le modèle Saleh Valenzuela	99
4.2	Schéma blocs du système de mesure	104
4.3	Photographie du système de mesure	104
4.4	Réseau circulaire uniforme	106
4.5	Valeur absolue de la réponse impulsionnelle du système de mesure	108
4.6	Apparition de trajets <i>fantômes</i>	109
4.7	Extraction des trajets dans un scénario NLOS du bâtiment NN4110	110
4.8	Super-clusters et clusters dans un scénario NN4 NLOS	111
4.9	Super-clusters et clusters dans un scénario NN4 NLOS	112
4.10	Extraction de clusters à l'intérieur d'un super-cluster	113
4.11	Puissance absolue et retard absolu associés à un cluster	115
4.12	Pertes par propagation en fonction de la distance émetteur-récepteur à la fréquence centrale	118
4.13	Déviations par rapport au modèle de pertes par propagation en fonction de la distance	119
4.14	Coefficients de pertes par propagation en fonction de la distance	120
4.15	Déviations par rapport au modèle de pertes par propagation en fonction de la fréquence	121
4.16	Coefficients de pertes par propagation en fonction de la fréquence	122
4.17	Taux d'arrivée des rayons	123

4.18	Histogrammes des DoA relatives	125
4.19	Décroissance de l'amplitude des subclusters	126
4.20	Paramètres de décroissance intra-cluster en fonction du retard absolu du cluster, bâtiment CC NLOS	127
A.1	Division en sous-réseaux pour l'algorithme de lissage	139
B.1	Photo du cinq-port	141
B.2	Schéma du cinq-port	142
B.3	Montage expérimental pour la mise en oeuvre du calibrage . .	145
B.4	Reconstruction du signal initial	147
C.1	Diagramme de flux de l'algorithme CLEAN	150

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques de quelques sondeurs de canal	30
2.1	Position théorique des trois antennes émettrices array	46
2.2	Paramètres théoriques des trajets simulés	59
2.3	Résultats de l'estimation de la DoA en chambre anéchoïque	62
2.4	Résultats de l'estimation de la DoD et de la DoA en chambre anéchoïque	64
3.1	Valeurs théoriques et erreurs maximales	92
4.1	Campagnes de mesures UWB spatio-temporelles	101
4.2	Description des données	103
4.3	Pertes de propagation en fonction de la distance	119
4.4	Pertes de propagation en fonction de la fréquence	121
4.5	Modélisation des déviations de la DoA des trajets par rapport à leur cluster - Ecart Types	124
4.6	Comparaison des valeurs des coefficients de décroissance exponentielle inter-cluster dans les études spatio-temporel du canal UWB	127
4.7	Coefficient de décroissance intracluster dans le domaine du retard et dans le domaine angulaire	128
4.8	Paramètres du modèle spatio-temporel	130

Acronymes

AD	Analog to Digital
DOA	Direction of Arrival - Direction d'Arrivée
DOD	Direction of Departure - Direction de Départ
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
FCC	Federal Communication Commission
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave - Signal Modulé en Fréquence
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEEE 802.15.4	Groupe de travail IEEE sur les réseaux sans fil WPAN bas débit
IEEE 802.15.3	Groupe de travail IEEE sur les réseaux sans fil WPAN haut débit
IQ	Inphase Quadrature
LNA	Low Noise Amplifier - Amplificateur Faible Bruit
LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MUSIC	MUltiple Signal Classification
NLOS	Non Line Of Sight
OL	Oscillateur Local
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PDP	Power Delay Profile - Profile de Puissance
PN	Pseudo Noise
RF	Radio-Fréquence
SIMO	Single Input Multiple Output
SAGE	Space-Alternating Generalised maximisation and Expectation
SNR	Signal to Noise Ratio
SSTDSP	Sampling Swept Time Delay Short Pulse
US	Uncorrelated Scattering
ULA	Uniform Linear Array
UCA	Uniform Circular Array
UWB – ULB	Ultra Wide-Band - Ultra Large Bande
VNA	Vector Network Analyzer
XPD	Cross Polarization Discrimination
WSS	Wide-Sense Stationary

Introduction générale

L'explosion des services inclus dans les communications sans fils se heurte à la saturation du spectre électromagnétique. Dans les dernières années, de nombreuses recherches dans le domaine radio se sont engagées afin d'augmenter l'efficacité spectrale. Une idée récurrente pour cela est de profiter de la diversité du canal de propagation : diversité temporelle, diversité spatiale, diversité de polarisation [1]. Pour évaluer les avantages que l'on peut espérer exploiter de ces techniques avant de les déployer, il faut des modèles mathématiques qui permettent de simuler le comportement des canaux de propagation. Si un modèle n'est pas suffisamment précis pour un environnement donné, la qualité de service réelle peut diminuer significativement vis à vis des performances annoncées par les concepteurs des systèmes. Cela justifie l'importance de la recherche dans le domaine du sondage de canal.

Parmi les techniques qui ont connu le plus de succès, on peut citer les techniques utilisant des réseaux d'antennes, telles que la formation de faisceau et les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output). Ces techniques mettent à profit la diversité spatiale dans le canal de propagation [2]. L'emprunt de différents trajets par les ondes se traduit par la création de plusieurs canaux parallèles, ce qui permet d'augmenter le débit des communications. Pour optimiser la conception des systèmes MIMO, il est nécessaire d'avoir une connaissance approfondie des paramètres du canal de propagation dans lequel ils opèrent, aussi bien dans le domaine temporel que dans le domaine angulaire.

La technologie Ultra Wide Band (UWB), ou Ultra Large Bande, est une autre solution pour la transmission radio à très haut débit sur des portées relativement faibles [3]. Les signaux UWB s'étalent sur de larges bandes de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. De par cette caractéristique, le canal de propagation UWB est différent des canaux à bande étroite. Il est donc nécessaire de le modéliser pour évaluer le potentiel

des systèmes UWB. Depuis quelques années, un modèle standard pour cette technologie est disponible dans le domaine temporel [4] mais des efforts sont encore à faire dans la modélisation spatio-temporelle pour la technologie UWB. Cela permettrait de savoir avec précision quelles sont les avantages et les contraintes d'utiliser les techniques multi-antennes pour cette technologie.

Cette thèse est une contribution à la modélisation statistique du canal RF à l'intérieur des bâtiments. Elle aborde dans un premier temps l'amélioration d'un sondeur de canal développé précédemment à TELECOM ParisTech [5] [6]. Dans un deuxième temps, la recherche de modèles pour la technologie UWB est abordée dans le domaine spatio-temporel (retard - direction d'arrivée).

Le premier chapitre de ce mémoire est un rappel sur les fondements de la modélisation du canal de propagation et une comparaison de plusieurs sondeurs présentés dans la littérature.

Le deuxième chapitre montre les améliorations réalisées pour le sondeur de TELECOM ParisTech, notamment dans le but de diminuer le temps de mesure. Un signal d'excitation de type chirp remplace le signal CW à balayage discret utilisé à l'origine. Cela permet l'estimation de l'effet Doppler dans des environnements non stationnaires. L'avantage de l'architecture parallèle du sondeur est démontrée par le biais de mesures. On effectue une première évaluation de la précision du système. Des mesures de type MIMO avec une bande de fréquence entre 2.2 et 2.7 GHz sont effectuées dans un couloir. A la fin de ce chapitre, nous proposons une technique de multiplexage originale, que nous illustrons par l'estimation de la direction d'arrivée avec un seul récepteur et par l'estimation de la direction de départ des ondes en évitant l'utilisation de commutateurs.

Le troisième chapitre est consacré à l'estimation de l'état de polarisation des ondes dans un environnement à multitrajets. S'il existe de nombreuses recherches portant sur la diversité temporelle et spatiale, il reste encore beaucoup de travail dans la modélisation de l'influence du canal RF sur la polarisation des ondes électromagnétiques. Un réseau d'antennes à double polarisation est fabriqué en technologie micro-ruban. Pour améliorer les performances de l'algorithme en diminuant l'effet du couplage entre polarisations, nous proposons une technique simple, mettant à profit la symétrie de l'antenne. Des simulations et des mesures en chambre anéchoïque sont présentées.

Finalemment, le dernier chapitre couvre les travaux effectués pendant un séjour de 6 mois au National Institute of Standards and Technology (NIST) à Gaithersburg, Maryland, Etats-Unis. A partir de données spatio-temporelles sur la bande 2-8 GHz disponibles au NIST, un modèle de canal UWB en deux dimensions est établi. Les valeurs des paramètres obtenus dans différents bâtiments sont comparées.

Chapitre 1

Le Canal de Propagation Radioélectrique

1.1 Introduction

Les systèmes de communication sans fils doivent faire face à la complexité et la variabilité du canal de propagation radioélectrique. L'impact de celui-ci sur la qualité de la liaison est significatif et il est donc important de le modéliser.

Les questions abordées dans ce chapitre sont comment appréhender la complexité d'un canal de propagation et quelles sont les techniques existantes pour le sondage de canal.

Pour répondre à ces questions, ce premier chapitre s'articule de la façon suivante. La première section rappelle les phénomènes basiques de la propagation et définit les différents types de diversité que le canal présente. La deuxième section s'occupe des principes de modélisation de canal déterministe et statistique dans le domaine temps-fréquence, dans le domaine spatial et dans le domaine de la polarisation. La troisième section est un rappel sur les techniques de sondage qui permettent de caractériser le canal de propagation. Les avantages et inconvénients des différentes stratégies dans le domaine temps-fréquence et dans le domaine spatial sont expliqués ; certains sondeurs présentés dans la littérature sont comparés. La dernière section présente l'état du sondeur de TELECOM ParisTech au début de la thèse.

1.2 Définitions

1.2.1 Les phénomènes de la propagation

Le canal de propagation de la figure 1.1 est le support de transmission qui fait passer du signal émis par un système dont la fonction de transfert est $H_{TX}(\phi)$ au signal reçu par un système dont la fonction de transfert est $H_{RX}(\phi)$, où ϕ représente l'ensemble de paramètres qui définissent un trajet. Ces paramètres incluent le retard, la polarisation de l'onde et la fréquence Doppler. Dans le cas le plus général où l'émetteur et le récepteur sont dotés de plusieurs antennes, le canal de propagation est un canal MIMO (Multiple Input Multiple Output). On peut définir une direction de départ (DoD) et une direction d'arrivée (DoA) pour chaque trajet, qui feront partie des paramètres inclus dans ϕ .

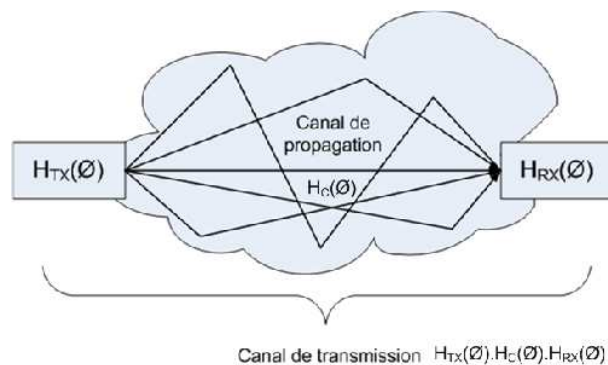


FIG. 1.1: Canal de propagation et canal de transmission

La fonction de transfert du canal de propagation tient compte des modifications subies par les ondes électromagnétiques lors de la propagation par multitrajets dans l'environnement. Le canal de transmission se différencie du canal de propagation en ce qu'il inclut également le diagramme de rayonnement des antennes. Les mécanismes principaux d'interaction des ondes avec l'environnement sont la réflexion, la diffusion, la réfraction et la diffraction [7] (figure 1.2).

La réflexion se produit quand une onde rencontre un obstacle dont la dimension est grande par rapport à la longueur d'onde. On distingue alors deux types de réflexion. La réflexion spéculaire intervient lorsque la surface sur laquelle se réfléchit l'onde est non rugueuse ou les irrégularités sont petites par rapport à la longueur d'onde. Dans ce cas, la direction et

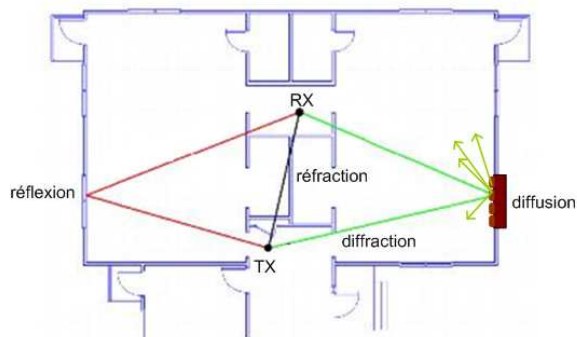


FIG. 1.2: Mécanismes basiques d'interaction des ondes avec l'environnement

l'amplitude du rayon réfléchi sont déterminées par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel, qui font intervenir les propriétés diélectriques des surfaces réfléchissantes. La réflexion diffuse se présente quand les irrégularités de la surface ne sont pas négligeables, une partie de l'énergie est alors diffusée dans toutes les directions, avec une atténuation variable.

La diffusion est en fait la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. L'onde est alors redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable.

La réfraction tient compte des ondes qui traversent des milieux différents (parois, obstacles,...). L'atténuation et la direction du signal transmis dépendent de la fréquence de l'onde en raison de la variation de l'indice de réfraction du matériau.

La diffraction se produit sur les arêtes d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Le champ diffracté se calcule selon le principe de Huygens qui considère chaque point du front d'onde éclairant un obstacle comme une source secondaire.

Les milieux de propagation généralement rencontrés induisent que la transmission d'un signal se fait généralement à travers différents trajets, en plus d'un possible trajet direct, c'est ce qu'on appelle la propagation par trajets multiples. Les ondes subissent une variation d'amplitude, de phase et de polarisation selon le trajet qu'elles suivent. Au niveau de l'antenne

réceptrice, le signal obtenu correspond à une recombinaison vectorielle de ces différentes ondes. Si la propagation par trajets multiples présente l'avantage de permettre la communication là où il n'existe pas de trajet en visibilité directe, elle peut conduire à une distortion importante du signal reçu. En effet, elle provoque des fluctuations à petite échelle qui peuvent atteindre plusieurs dizaines de dB [7]. Dans la suite, nous présentons les dispersions subies par une onde dans un canal de propagation quelconque.

1.2.2 Les dispersions du canal de propagation

Le canal de propagation présente de la diversité dans plusieurs domaines qui se traduit par l'étalement temporel, l'étalement Doppler, l'étalement angulaire et l'étalement de la polarisation.

Etalement temporel et bande de cohérence

Les différentes versions du signal qui ont emprunté des trajets de propagation différents arrivent à l'antenne de réception avec des retards différents (figure 1.3).

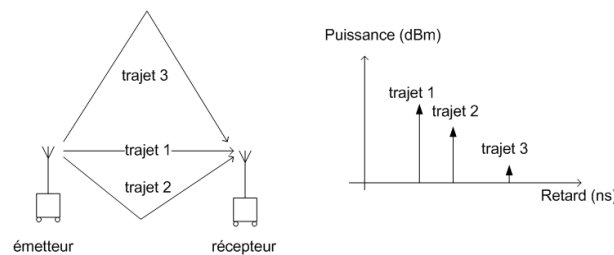


FIG. 1.3: Canal à multitrajets

L'étalement temporel est l'écart type de ces retards. Suivant la largeur de bande du signal, ces échos peuvent se superposer et conduire donc à l'interférence entre symboles. Si les versions sont en phase, l'addition est constructive et on observe un gain de puissance. Au contraire, si les versions sont en opposition de phase, l'addition est destructive, ce qui provoque des évanouissements importants.

Dans le domaine de la fréquence, le phénomène de multitrajets peut conduire à des évanouissement sélectifs en fréquence. La bande de cohérence est une mesure statistique de la bande de fréquences sur laquelle les composantes spectrales d'un signal sont affectées de la même façon. On

parle d'évanouissement plat (*flat fading*) lorsque le canal présente un évanouissement de puissance constant sur la bande de fréquences sous étude et de sélectivité fréquentielle dans le cas contraire.

Étalement Doppler et temps de cohérence

L'effet Doppler désigne le décalage apparent de la fréquence d'un signal électromagnétique provoqué par la variation de son trajet de propagation. Le déplacement de l'émetteur, du récepteur ou une modification de l'environnement font que le comportement du canal de propagation varie dans le temps. Les trajets de propagation entre l'émetteur et le récepteur peuvent alors apparaître, disparaître ou subir des transformations.

Le temps de cohérence représente l'écart temporel au-delà duquel l'état du canal est décorrélé dans le domaine temporel. De la même manière que l'étalement temporel est le dual de la bande de cohérence, l'étalement Doppler est le dual du temps de cohérence. Il désigne l'étalement fréquentiel du signal dû à la variation du canal.

Étalement angulaire

La sélectivité spatiale en émission dépend de la variation, avec la position de l'émetteur, des chemins que l'onde peut emprunter entre l'émetteur et le récepteur. La distance de corrélation en émission correspond à l'éloignement minimal entre antennes d'émission pour que les répliques des impulsions transmises soient décorrélées en réception.

La recombinaison des trajets est différente selon la position du récepteur. La distance de corrélation en réception correspond à l'éloignement minimal entre antennes de réception pour laquelle les signaux reçus par chaque antenne sont décorrélés.

Si les antennes sont séparées d'une distance supérieure à la distance de corrélation, l'évanouissement du signal correspondant à chacune d'entre elles est décorrélé et il est alors envisageable d'exploiter la diversité spatiale, aussi bien en émission qu'en réception.

Étalement de polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique plane à une fréquence déterminée est décrite par le lieu tracé par la pointe de son vecteur électrique,

la forme générale étant une ellipse.

Pour simplifier la description du phénomène de réflexion-réfraction des ondes électromagnétiques à l'interface plane entre deux milieux dont l'indice de réfraction est différent, l'onde se décompose en composante transverse électrique (TE) et composante transverse magnétique (TM). Pour la composante TE, le champ électrique incident est polarisé perpendiculairement au plan d'incidence et le champ magnétique est contenu dans le plan d'incidence (figure 1.4). Pour la composante TM, le champ magnétique incident est polarisé perpendiculairement au plan d'incidence et le champ électrique est contenu dans le plan d'incidence.

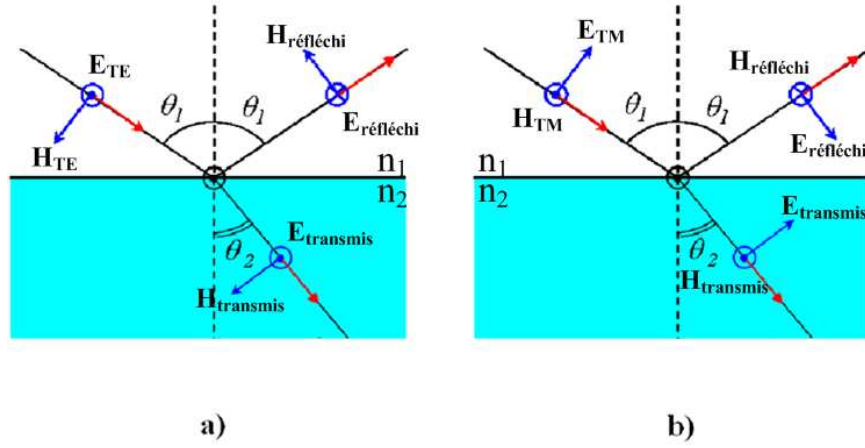


FIG. 1.4: Réflexion et réfraction de la composante TE (a) et de la composante TM (b)

Les coefficients de réflexion ρ_{TE} , ρ_{TM} et les coefficients de transmission γ_{TE} , γ_{TM} suivent les formules de Fresnel [7], obtenues en considérant les relations de continuité à l'interface des composantes tangentielles des champs électrique et magnétique associés à l'onde.

$$\rho_{TE} = \frac{n_1 \cos \theta_1 - n_2 \cos \theta_2}{n_1 \cos \theta_1 + n_2 \cos \theta_2} \quad \rho_{TM} = \frac{n_2 \cos \theta_1 - n_1 \cos \theta_2}{n_2 \cos \theta_1 + n_1 \cos \theta_2} \quad (1.1)$$

$$\gamma_{TE} = \frac{2n_1 \cos \theta_1}{n_1 \cos \theta_1 + n_2 \cos \theta_2} \quad \gamma_{TM} = \frac{2n_1 \cos \theta_1}{n_2 \cos \theta_1 + n_1 \cos \theta_2} \quad (1.2)$$

Où θ_1 est l'angle d'incidence et θ_2 est l'angle formé entre la normale au plan d'incidence et la direction de l'onde transmise dans le deuxième milieu ;

θ_1 et θ_2 sont liés par la formule de Snell [7]. Les constantes diélectriques du milieu incident et du milieu transmis sont notées n_1 et n_2 respectivement.

On observe que ces coefficients dépendent de :

- l’angle d’incidence θ_1
- les constantes diélectriques du milieu incident et du milieu transmis, n_1 et n_2 , dépendantes de la fréquence

Comme les coefficients sont différents pour chaque composante, la polarisation résultante pour les ondes réfléchi et transmise peut être différente de la polarisation de l’onde initiale.

Nous avons identifié les principaux phénomènes physiques de la propagation des ondes dans un canal RF. La prochaine étape consiste à choisir une approche pour la modélisation.

1.3 Modélisation déterministe et statistique du canal de propagation

Les modèles de canaux se divisent en deux grandes familles, les modèles déterministes et les modèles statistiques, auxquels s’ajoutent les modèles hybrides.

Les modèles déterministes calculent la réponse du canal par une approche géométrique de lancé ou tracé de rayons en tenant compte du signal émis, des antennes d’émission et de réception, de l’environnement et des phénomènes élémentaires de la propagation. Par exemple, l’INSA de Rennes (France) propose un modèle déterministe pour la technologie Ultra Wide Bande qui combine la théorie uniforme de la diffraction avec du tracé de rayons [8] [9]. Certaines entreprises proposent également des outils de modélisation déterministe (Siradel [10] , Microsoft [11] , NEC [12]). L’avantage majeur de ces modèles est leur interprétation physique. Les inconvénients sont le temps de calcul et la nécessité de décrire l’environnement de façon détaillée. Cette description inclut la géométrie des lieux et les caractéristiques des matériaux dans l’environnement [13] [14]. Ces données n’étant pas toujours accessibles, la modélisation déterministe n’est pas toujours possible.

Les modèles statistiques, comme le modèle IEEE.802.15.4a [4], qu’on présentera dans le chapitre 4, sont une alternative qui consiste à repro-

duire un comportement probable du canal de propagation dans un type d'environnement donné. Ils se basent sur un grand nombre de mesures, à partir desquelles chaque paramètre du modèle est défini par une loi statistique afin de reproduire le plus fidèlement possible les caractéristiques principales du comportement du canal. L'avantage principal est la flexibilité. L'inconvénient est le besoin de mettre en oeuvre des campagnes de mesures extensives.

Les modèles stochastiques géométriques, ou modèles semi-statistiques décrivent de manière statistique la position des diffuseurs. Ils retiennent l'aspect géométrique simple, propre aux modèles purement déterministes et la flexibilité des modèles stochastiques [15].

Aussi bien dans l'approche déterministe que dans l'approche statistique, le signal reçu peut être interprété comme une superposition de K échos du signal émis $x(t)$ différemment retardés et atténués. Pour un canal stationnaire, la réponse impulsionnelle du canal $h(\theta_{DoD}, \theta_{DoA}, \tau)$ peut s'écrire :

$$h(\theta_{DoD}, \theta_{DoA}, \tau) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \cdot \delta(\theta_{DoD} - \theta_{DoD,k}) \cdot \delta(\theta_{DoA} - \theta_{DoA,k}) \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (1.3)$$

Dans cette relation, δ est la fonction delta de Dirac, α_k est l'amplitude du k -ième trajet et $(\theta_{DoD}, \theta_{DoA}, \tau)$ sont respectivement la direction de départ, la direction d'arrivée et le retard. Nous ajouterons la modélisation de la polarisation dans le paragraphe 1.3.3. Il faut noter que la composante diffuse n'est pas incluse dans ce modèle discret.

Afin de simplifier l'analyse, nous présentons la modélisation dans chaque domaine séparément.

1.3.1 Modélisation dans le domaine retard-fréquence

La réponse impulsionnelle temporelle d'un canal $h(t, \tau)$ est une fonction du retard (τ) et du temps (t). Pour représenter les canaux déterministes dans le domaine temporel, Bello propose l'ensemble de quatre fonctions [16], que l'on peut retrouver par transformées de Fourier à partir de la réponse impulsionnelle, comme il est indiqué dans la figure 1.5. $H(f, t)$ est la fonction de transfert variante dans le temps, $G(f, \nu)$ est la fonction bifréquentielle (avec ν la fréquence Doppler), et $D(\tau, \nu)$ est la fonction de transfert dans le domaine retard-Doppler.

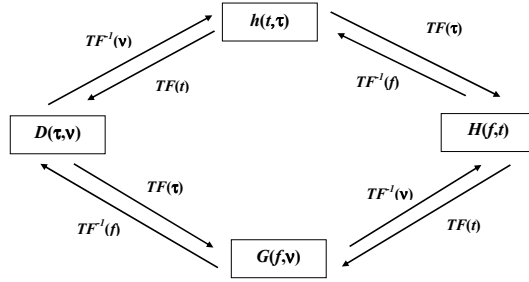


FIG. 1.5: Fonctions de Bello pour la caractérisation d'un canal dans le domaine temporel. Les flèches représentent une transformation de Fourier (TF) ou une transformation de Fourier inverse (TF^{-1}).

Il suffit de déterminer une de ces quatre fonctions pour caractériser complètement le canal de propagation sous étude.

Dans la pratique, les phénomènes de propagation sont très nombreux et donc les variations du canal radio ont un caractère aléatoire. On caractérise alors le canal de propagation de façon statistique. En pratique, les études se limitent généralement à une description du canal au second ordre, par la connaissance des fonctions d'autocorrélation des fonctions de caractérisation du canal. Ces fonctions sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 R_h(t, t'; \tau, \tau') &= E[h(t, \tau)h^*(t', \tau')] \\
 R_H(t, t'; f, f') &= E[H(t, f)H^*(t', f')] \\
 R_G(f, f'; \nu, \nu') &= E[G(f, \nu)G^*(f', \nu')] \\
 R_D(\tau, \tau'; \nu, \nu') &= E[D(\tau, \nu)D^*(\tau', \nu')]
 \end{aligned} \tag{1.4}$$

Dans ces équations, $E[.]$ représente l'espérance mathématique et $(.)^*$ représente le complexe conjugué. $R_h(t, t'; \tau, \tau')$, $R_H(t, t'; f, f')$, $R_G(f, f'; \nu, \nu')$ et $R_D(\tau, \tau'; \nu, \nu')$ sont respectivement les fonctions d'autocorrélation dans le domaine temps/retard, temps/fréquence, fréquence/Doppler et retard/Doppler.

Il est possible de simplifier ces équations, en faisant l'hypothèse Wide Sense Stationary (WSS) et l'hypothèse Uncorrelated Scattering (US) [17]. L'hypothèse WSS consiste à supposer que le canal de propagation est stationnaire au sens large dans le temps vis à vis des variations rapides. Les variations lentes sont considérées négligeables et les variations rapides stationnaires à l'ordre 2. Cela veut dire que la valeur moyenne de la réponse

impulsionnelle du canal $h(\tau, t)$ et la fonction d'autocorrélation $R_h(t, t'; \tau, \tau')$ sont invariantes dans le temps et implique la décorrélation dans le domaine Doppler. L'hypothèse US consiste à supposer que les perturbations dues à des diffuseurs causant des retards différents sont décorrélées et implique la stationnarité en fréquence. Une discussion approfondie de la validation de cette hypothèse à partir de mesures expérimentales a été publiée [18] [19].

Quand ces hypothèses se vérifient, les statistiques du canal ne varient pas pendant un court intervalle de temps et de fréquence et il est possible de décrire le canal avec les fonctions d'autocorrélation simplifiées $P_h(\Delta t, \tau)$, $R_H(\Delta t, \Delta f)$, $P_G(\nu, \Delta f)$ et $P_D(\tau, \nu)$ de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
R_h(t, t'; \tau, \tau') &= \delta(\tau' - \tau)P_h(t' - t, \tau) = \delta(\Delta\tau)P_h(\Delta t, \tau) \\
R_H(t, t'; f, f') &= R_H(t' - t, f' - f) = R_H(\Delta t, \Delta f) \\
R_G(f, f'; \nu, \nu') &= \delta(\nu' - \nu)P_G(\nu, f' - f) = \delta(\nu' - \nu)P_G(\nu, \Delta f) \\
R_D(\tau, \tau'; \nu, \nu') &= \delta(\tau' - \tau)\delta(\nu' - \nu)P_D(\tau, \nu)
\end{aligned} \tag{1.5}$$

Ces fonctions sont liées par des transformations de Fourier, comme le montre la figure 1.6.

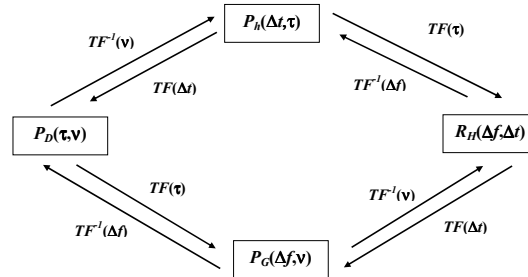


FIG. 1.6: Fonctions de second ordre caractéristiques d'un canal WSSUS

Dans la réalité, la condition WSSUS n'est jamais complètement satisfaite. Par exemple, un même objet peut créer plusieurs réflexions ; les multitrajets résultants seront hautement corrélés.

1.3.2 Modélisation dans le domaine spatial

Dans le domaine spatial, on peut écrire des équations duales à celles du domaine temporel [20]. La figure 1.7 représente les fonctions spatiales du

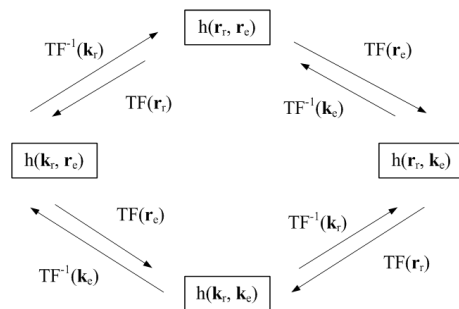


FIG. 1.7: Fonctions spatiales du canal du premier ordre

canal du premier ordre, reliées entre elles par la transformée de Fourier. Dans cette figure, \mathbf{r}_e et \mathbf{r}_r représentent respectivement la position d'émission et la position de réception, et les variables \mathbf{k}_e et \mathbf{k}_r représentent respectivement les pulsations spatiales d'émission et de réception. Une analyse analogue à celle réalisée dans le domaine temporel peut se faire à partir de ces fonctions [20].

Ertel et Cardieri [21] font un résumé des premiers modèles spatiaux. Plus récemment, parmi les modèles qui incorporent la dimension spatiale, on peut citer le modèle MIMO COST 273 [22], le modèle MIMO 3GPP [23] et le modèle IEEE 802.16.a [24].

1.3.3 Modélisation de la polarisation

Les interactions de l'environnement avec les ondes se traduisent aussi par un changement de polarisation de celles-ci au point de réception par rapport à la polarisation de l'onde émise. Plusieurs travaux ont montré l'intérêt que pouvait avoir la diversité de polarisation afin d'augmenter le débit des communications [25], [26], [27], [28].

Pour inclure la modélisation de la polarisation dans la caractérisation du canal de propagation, on choisit une base de polarisations orthogonales. Normalement, on choisit la base polarisation verticale / polarisation horizontale, par commodité et parce que beaucoup d'objets de l'environnement sont disposés verticalement ou horizontalement (murs, tables, etc). On suppose que les deux composantes subissent des fluctuations à petite échelle indépendantes mais que le reste des paramètres statistiques (retard, angle de départ et angle d'arrivée) sont identiques pour les deux polarisations.

Pour le k -ième trajet, on peut écrire la matrice de polarisation suivante :

$$P_k = \begin{pmatrix} p_{k,vv} & p_{k,vh} \\ p_{k,hv} & p_{k,hh} \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

La figure 1.8 montre à quoi correspondent les composantes de la matrice P_k dans le cas où on néglige le couplage de polarisation dû aux antennes utilisées et dans le cas où on suppose un scénario avec un seul trajet (le k -ième trajet). En un premier temps, une onde à polarisation verticale est émise, avec une amplitude complexe e_v . En réception, on mesure l'amplitude complexe r_{vv} de la composante verticale et la composante l'amplitude complexe r_{hv} de la composante horizontale. C'est en divisant ces amplitudes par e_v que la première colonne de P_k est calculée. Pour calculer la deuxième colonne, on répète le même procédé en émettant une onde à polarisation horizontale.

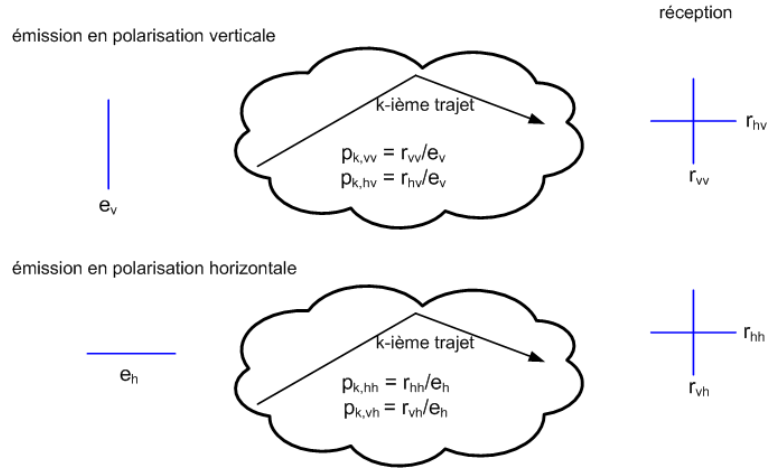


FIG. 1.8: Construction de la matrice P_k

La matrice de polarisation P_k est la multiplication des matrices de polarisation propres à chaque obstacle rencontré par le k -ième trajet.

Pour modéliser la polarisation, l'équation 1.3 s'écrit de la manière suivante :

$$\mathbf{h}(\theta_{DoD}, \theta_{DoA}, \tau) = \sum_{k=1}^K P_k \cdot \delta(\theta_{DoD} - \theta_{DoD,k}) \cdot \delta(\theta_{DoA} - \theta_{DoA,k}) \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (1.7)$$

La réponse impulsionnelle $\mathbf{h}(\theta_{DoD}, \theta_{DoA}, \tau)$ est une matrice 2x2. Chaque composante correspond à l'un des quatre sous-canaux définis dans la figure 1.8.

Pour quantifier la dépolarisation des ondes, on utilise habituellement le niveau de discrimination de polarisation croisée (aussi appelé découplage de polarisation croisée) XPD qui représente le rapport de puissance entre la composante de référence et la composante considérée. L'information du rapport de phase entre composantes, présent dans P_k , n'existe pas dans le XPD . Afin d'étudier le comportement du XPD en fonction des différents paramètres physiques de la propagation, on peut définir le XPD pour chaque rayon :

$$XPD_k = \begin{pmatrix} XPD_{vv,vv} & XPD_{vv,vh} \\ XPD_{vv,hv} & XPD_{vv,hh} \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

avec

$$XPD_{vv,vh} = \|p_{k,vv}\| / \|p_{k,vh}\|$$

Les publications qui modélisent le XPD individuel de chaque trajet [29] sont rares, ainsi que celles qui estiment l'état de polarisation complet de chaque trajet [30] [31]. La plupart des publications traitent la dépolarisation de façon statistique. Le XPD est modélisé comme une variable aléatoire log-normale, caractérisée par sa moyenne et sa déviation standard. Le niveau de discrimination de polarisation croisée dépend de la distance entre émetteur et récepteur ainsi que du retard et des angles des multitrajets [32].

En conclusion, pour caractériser le canal de propagation, nous modéliserons les dispersions subies par le signal en le traversant. Si on retient la solution de modélisation statistique à partir des données obtenues par sondage de canal, il faut en un premier temps identifier la technique de sondage à mettre en oeuvre.

1.4 Techniques de sondage

Nous présentons dans la suite les techniques de sondage utilisées dans la littérature pour le sondage dans le domaine temps-fréquence, le domaine spatial et la caractérisation de la polarisation.

1.4.1 Sondage dans le domaine temps-fréquence

Nous pouvons classer les sondeurs de canal en fonction du type de signal émis de la manière suivante :

1. Technique impulsionnelle [33] [34] [35]
2. Technique d'étalement spectral en utilisant des séquences pseudo-aléatoires ou des séquences arbitraires [31] [36] [37] [38] [39] [40] [41] [42] [43] [44] [45] [46] [47] [48]
3. Technique fréquentielle mode *pas à pas* [6] [49] [50] [51]
4. Technique utilisant un signal chirp [52] [53] [54]

Les deux premières techniques sont appelées techniques temporelles car le signal émis est à large bande et le récepteur doit traiter simultanément des signaux de fréquences différentes. Au contraire, les deux dernières techniques sont appelées techniques fréquentielles et le récepteur traite des signaux de fréquence différente successivement.

L'avantage des techniques temporelles par rapport aux techniques fréquentielles est que le temps d'acquisition est petit, ce qui permet d'étudier des canaux variants dans le temps. En revanche, les techniques fréquentielles permettent de travailler avec des signaux bande étroite. Cela présente deux avantages. Le premier avantage est une meilleure dynamique due au fait que le récepteur intègre moins de bruit et que les interférences sont filtrées. Le deuxième avantage est que les coûts des convertisseurs Analogique-Digital (A/D) sont réduits.

La technique d'étalement spectral et la technique de chirp offrent une flexibilité quant au compromis temps réel/équipement bande étroite.

Technique impulsionnelle

Cette technique consiste à émettre un signal de courte durée dans le temps et à effectuer une démodulation cohérente pour retrouver l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle du canal. Le signal émis peut s'écrire

$$x(t) = \chi(t)\cos(2\pi f_c t)$$

où f_c est la fréquence porteuse autour de laquelle s'effectue l'étude et $\chi(t)$ est une fonction (généralement la fonction porte ou fonction gaussienne) dont la largeur détermine la résolution temporelle du sondage. Cette technique a

été utilisée dans les premières expériences de sondage de canal [55] et a été reprise dernièrement pour le sondage Ultra Wide Band [56][57].

Les avantages de cette technique sont la simplicité et le faible temps de mesure qui permet de caractériser des canaux variant rapidement dans le temps. Un inconvénient est que le facteur crête du signal d'excitation est élevé. L'émission d'une forte puissance pendant un temps très court pose des problèmes technologiques; la dynamique des mesures diminue. Aussi, cette technique nécessite une carte d'acquisition capable d'échantillonner les signaux reçus avec une période inférieure à $\chi(t)/2$, ce qui fait augmenter les coûts du sondeur. En général, le récepteur utilisé est un oscilloscope digital, dont les fréquences d'échantillonnage peuvent aller jusqu'à plusieurs dizaines de GHz [58]. Cependant, d'autres montages peuvent être mis en oeuvre : par exemple, la compagnie Time Domain a développé une réception par corrélation [59].

La technique SSTDSP ('Sampling Swept Time Delay Short Pulse') a été proposée pour diminuer la fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique numérique [60]. Elle utilise une acquisition glissante dans le temps. A chaque période du signal émis, l'échantillonnage se fait à des instants décalés par petits incréments qui doivent être inférieurs à la moitié de la largeur de l'impulsion pour assurer que le théorème de Nyquist se vérifie. Après K périodes du signal d'excitation, le signal est finalement reconstruit par interpolation. Les inconvénients sont la nécessité d'un échantillonneur bloqueur rapide et la multiplication par K du temps d'acquisition par rapport à la technique traditionnelle d'échantillonnage.

Technique d'étalement spectral

Le signal émis lorsqu'on utilise cette technique est une porteuse de fréquence f_c modulée en phase par un code pseudo-aléatoire (PN : Pseudo Noise) $c(t)$ de longueur L .

$$x(t) = c(t)\cos(2\pi f_c t) \quad (1.9)$$

C'est la durée d'un bit code T_c qui détermine la résolution du système. L'avantage d'utiliser un code $c(t)$ pseudo-aléatoire est qu'il peut être généré simplement avec des registres à décalage rebouclés sur eux mêmes.

On démontre ici que l'utilisation d'un signal présentant des caractéristiques semblables au bruit blanc, comme les séquences PN (Pseudo Noise), permet de mesurer la réponse impulsionnelle du canal. Si le canal est

considéré comme un système linéaire de réponse impulsionnelle $h(t)$, le signal reçu peut être exprimé de la manière suivante

$$r(t) = \int h(t')x(t-t')dt' \quad (1.10)$$

En faisant la corrélation de ce signal avec une version du signal d'excitation retardée $x(t)$ de τ secondes, on obtient

$$\begin{aligned} z(t) &= E[r(t)x^*(t-\tau)] \\ &= E \left[\int h(t')x(t-t')x^*(t-\tau)dt' \right] \\ &= E \left[\int h(t')R_x(\tau-t')dt' \right] \end{aligned} \quad (1.11)$$

Dans cette relation, $R_x(\tau-t')$ est la fonction d'autocorrélation du signal d'excitation. Si ce signal est une séquence PN, il aura les mêmes propriétés de corrélation que le bruit blanc. Ainsi, pour une séquence PN dont la densité spectrale est de N_0 , la corrélation $z(t)$ s'écrit :

$$z(t) = N_0 \cdot h(\tau) \quad (1.12)$$

Deux techniques peuvent être utilisées pour mettre en oeuvre la corrélation : le filtrage adapté et la corrélation glissante.

L'utilisation d'un filtre adapté en réception peut être considérée comme une technique asynchrone. Elle ne nécessite pas de régénération parfaite de la séquence pseudo-aléatoire utilisée à l'émission et donc présente un avantage en terme de coût et de complexité. La résolution temporelle est égale à T_c et la fenêtre d'ambiguïté est égale à la longueur du code $L.T_c$ [7]. En présence de bruit blanc gaussien, cette technique fait augmenter le rapport signal sur bruit (SNR) en réception d'autant plus que L est grand et permet une caractérisation du canal en temps réel. Elle est aussi très robuste face aux éventuelles interférences. L'inconvénient est qu'elle nécessite une carte d'acquisition avec une fréquence d'échantillonnage élevée.

La corrélation glissante, aussi appelée corrélation de Cox [61] nécessite deux générateurs de codes identiques de longueur L . Le premier code, généré à l'émission, module la fréquence sous étude avant d'être émis. En réception, une fois que le signal est transposé en bande de base, on effectue une corrélation glissante entre le signal reçu et le signal généré en réception, qui

présentent une légère différence de débit. La condition à respecter est que le décalage reste très inférieur à la durée d'un bit code T_c [36]. Lorsque les deux codes se trouvent en phase, un pic de corrélation indique l'arrivée d'un trajet de la réponse impulsionnelle (figure 1.9).

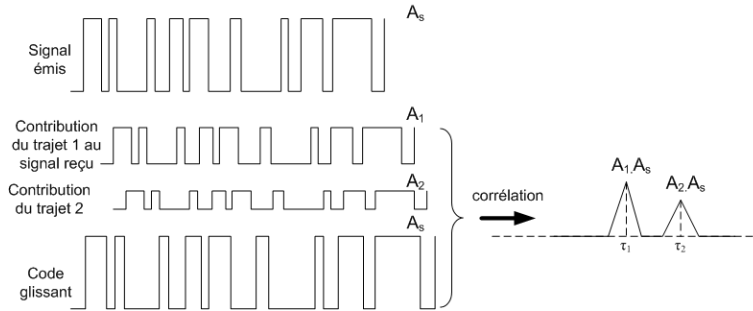


FIG. 1.9: Détection de trajets par corrélation glissante

Cette technique présente l'avantage de réduire la bande passante du signal après corrélation, ce qui facilite l'acquisition des données. L'inconvénient est qu'il existe un compromis entre la réduction de bande passante et le temps de mesure. Plus la différence de débit entre les codes reçus et émis est grande, plus la bande passante en réception diminue et plus le temps de mesure est élevé [36].

La densité spectrale de la séquence PN a une forme en sinus cardinal. Pour ne pas perturber les transmissions dans les canaux adjacents, il faut filtrer le signal émis mais cela détériore les performances du sondeur (élargissement du pic de corrélation, création de pics parasites). Pour éviter ce problème et utiliser les amplificateurs à leur rendement maximal, une autre stratégie consiste à choisir une séquence arbitraire, différente d'une séquence PN classique, qui présente les caractéristiques suivantes [38] :

- La séquence émise est choisie pour donner au signal modulé une enveloppe constante. Cela permet d'utiliser l'amplificateur d'émission avec un rendement maximal.
- Le spectre du signal émis est plat et concentré dans la bande de fréquence à sonder. Ainsi, toute l'énergie émise sert à l'analyse du canal avec la même précision sur toute la bande et le sondage ne perturbe pas les autres communications se déroulant sur les canaux adjacents.

Le signal émis peut être vu comme une somme de sinusoides dont les phases ont été optimisées pour obtenir un signal total présentant un gabarit spectral idéal. Schroeder propose une solution pour cette optimisation [62].

La corrélation (que ça soit par filtre adapté ou par corrélation glissante) avant échantillonnage offre l'avantage d'obtenir directement la réponse impulsionnelle en temps réel. Cependant, il est possible aussi d'échantillonner la séquence reçue et de traiter numériquement le signal pour retrouver la réponse du canal. Cela offre l'avantage d'une plus grande souplesse dans le traitement du signal, réalisé à posteriori. Cependant elle ne permet pas de bénéficier de la compression fréquentielle obtenue après corrélation glissante, et donc élève les coûts des convertisseurs A/D. Par exemple, le sondeur AMERICC présenté en 2003 [38] utilise un signal multisinusoidal optimisé et une carte d'acquisition à 1 GHz qui permet de numériser le signal. La solution de numérisation du signal avec une carte d'acquisition de fréquence d'échantillonnage élevée est aussi retenue par le sondeur de l'INSA [36] qui utilise une séquence PN et une carte d'acquisition de 2 GHz.

Sondage fréquentiel mode *pas à pas*

La technique fréquentielle *pas à pas* consiste à mesurer le paramètre de transmission S_{21} du système formé par les éléments séparant les antennes d'émission et de réception, pour chaque fréquence sous étude.

Pour cela, on émet une suite de L exponentielles complexes $e^{j2\pi f_l t}$ où $l = 0, 1, \dots, L - 1$ et $f_l = f_0 + l \cdot \Delta f$, f_0 étant la plus petite fréquence sous étude et Δf le pas de fréquence. Le signal émis est un signal CW (Continuous Wave) et la fréquence reste constante pendant un certain temps Δt (figure 1.10). Pour la l -ième fréquence, le rapport complexe entre le signal reçu et le signal émis en présence de K trajets s'écrit :

$$x(l) = \sum_{k=1}^K a_{l,k} e^{j2\pi f_l \tau_k} = \sum_{k=1}^K (a_{l,k} e^{j2\pi f_0 \tau_k}) e^{j2\pi (\Delta f \cdot l) \tau_k} = \sum_{k=1}^K b_{l,k} e^{j2\pi (\Delta f \cdot \tau_k) l} \quad (1.13)$$

où τ_k est le retard du k -ième trajet ($k = 1, 2, \dots, K$). On constate que le signal $x(l)$ peut être considéré comme le l -ème échantillon d'un signal composé d'une somme de K sinusoides ayant chacune une fréquence égale à

$$fb_k = \Delta f \cdot \tau_k \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1.14)$$

Il est nécessaire de calibrer le système de mesures au préalable pour extraire essentiellement la réponse du canal, sans prendre en compte les

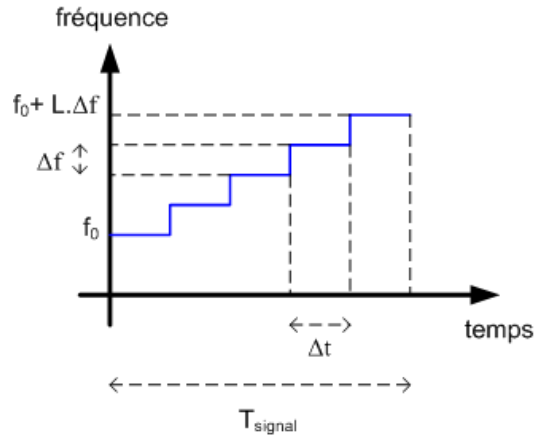


FIG. 1.10: Evolution de la fréquence dans le temps pour le signal émis dans la technique *pas à pas*

éléments qui ne font pas partie du canal comme par exemple les câbles. Classiquement, le système de mesure est l'analyseur de réseau (VNA) [51] [50] [49]. Ces mesures permettent d'accéder à la fonction de transfert $H(f)$ du canal. La résolution temporelle est inversement proportionnelle à la bande de fréquence étudiée.

Comme il a été expliqué auparavant, le principal avantage de cette technique est la grande dynamique. Comme le récepteur travaille par pas de fréquence, la bande est étroite et donc le bruit intégré est moins important que pour les techniques temporelles. L'inconvénient de cette technique est que le VNA agit comme émetteur et comme récepteur, la longueur des câbles pour relier les réseaux d'antennes en transmission et en réception au VNA devient un paramètre critique. Pour cette raison, le sondage fréquentiel n'est utilisable qu'à l'intérieur des bâtiments. L'étude Doppler peut aussi être limitée car le temps de mesure minimum avec cette technique est de $T_{\text{mesure}} = M \cdot N \cdot L \cdot \Delta t$ où M est le nombre d'antennes en transmission, N est le nombre d'antennes en réception, L le nombre de points de fréquence, et Δt la durée de chaque pas de fréquence. Suivant la valeur minimale Δt que le VNA est capable de fournir, ce temps de mesure peut s'avérer supérieur au temps de cohérence du canal.

Sondage en utilisant un signal chirp

On appelle signal chirp un signal $s(t)$ modulé linéairement en fréquence. Le signal balaye une plage de fréquences B dans un temps T_{signal} (figure 1.11).

Pour comprendre l'avantage de ce type de signal, nous nous intéressons à l'expression du rapport complexe entre le signal reçu et le signal émis, mesuré grâce à un récepteur cohérent connecté à une carte d'acquisition dont la fréquence d'échantillonnage est f_s .

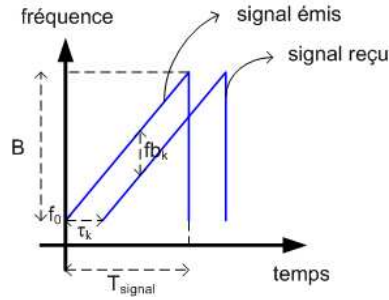


FIG. 1.11: Evolution de la fréquence instantanée du signal chirp émis et du signal chirp reçu

Pour le l -ème échantillon ($l = 0, 1, \dots, L-1$), la fréquence instantanée du signal émis peut s'écrire de la façon suivante :

$$f_e(l) = f_0 + \frac{B}{T_{signal}} \frac{l}{f_s} \quad (1.15)$$

Dans le cas d'un scénario avec K trajets, de retard τ_k ($k = 0, 1, \dots, K-1$), le signal reçu s'écrit :

$$r(l) = \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j2\pi f_{r,k}(l) \frac{l}{f_s}} \quad (1.16)$$

où $a_{l,k}$ est l'amplitude correspondante au k -ième trajet et à la fréquence notée $f_{r,k}(l)$. Cette fréquence est la fréquence instantanée correspondante au l -ème échantillon du signal reçu dans un scénario avec un seul trajet de retard τ_k . Selon la figure 1.11, elle peut s'écrire de la façon suivante :

$$f_{r,k}(l) = f_e(l) + fb_k \quad \text{avec} \quad fb_k = \frac{B}{T_{signal}} \tau_k \quad (1.17)$$

L'utilisation d'un signal chirp est un compromis entre les techniques temporelles (dont l'avantage principal est la rapidité de mesure) et la

technique fréquentielle (dont l'avantage principal est la dynamique élevée).

Avec le choix de la vitesse de balayage en fréquence B/T_{signal} , cette technique offre de la flexibilité à l'utilisateur. Lorsque cette valeur est petite, la bande passante instantanée du signal reçu est petite et il est possible d'utiliser un récepteur bande étroite bas coût, avec un SNR élevé : on se rapproche de la technique fréquentielle. En augmentant la vitesse de balayage en fréquence, la dynamique diminue mais le temps de mesure devient plus faible aussi : on se rapproche de la technique temporelle.

1.4.2 Sondage dans le domaine spatial

Pour estimer la direction de départ (DoD) et la direction d'arrivée (DoA), il est nécessaire d'exploiter respectivement un réseau (virtuel ou réel) en émission et en réception. Le réseau peut prendre diverses formes : linéaire, circulaire, planaire... [63]. C'est la différence de phase entre les signaux correspondants à chaque position qui porte l'information sur la direction des signaux. En conséquence, il est nécessaire de pouvoir séparer les signaux correspondants à chaque antenne du réseau, aussi bien pour l'estimation de la DoD que pour celle de la DoA. Les schémas présentés dans la littérature sont les suivants.

Pour l'estimation de la DoA :

1. Réseau virtuel [33] [34] [35] [49] [50] [51] [54]
2. Commutation rapide [36] [37] [39] [40] [41] [42] [43] [44] [45] [46] [47] [48]
3. architecture parallèle [52] [53] [64]

Pour l'estimation de la DoD :

1. Réseau virtuel [49]
2. Commutation rapide [36] [37] [41]
3. Multiplexage en fréquence [65]

On notera M le nombre d'antennes en transmission et N le nombre d'antennes en réception.

Réseau virtuel

Une solution simple pour l'échantillonnage spatial est la formation d'un réseau virtuel. Dans ce cas, on utilise un positionneur pour déplacer l'antenne et on réalise une acquisition pour chaque position. Si l'antenne est directive, il suffit de faire tourner l'antenne pour qu'elle pointe vers une

direction différente à chaque fois.

Un des avantages du réseau virtuel est qu'on s'affranchit du problème de couplage entre antennes et que l'effort de calibrage est réduit du fait qu'on utilise une seule chaîne de réception.

L'inconvénient est que le temps de mesure limite cette technique à des canaux quasi-statiques.

Cette approche est souvent retenue dans la littérature, surtout pour le sondage du canal UWB [33] [50] [51] [54] [57] , où l'étude de fréquences élevées impose parfois des distances entre antennes inférieures à la taille des antennes, ce qui empêche l'utilisation d'un réseau réel.

Commutation rapide

Cette méthode consiste à commuter entre les différentes antennes du réseau. Elle permet une vitesse de balayage entre antennes supérieure à la technique de réseau virtuel. Comme pour le réseau virtuel et au contraire que pour l'architecture parallèle, l'avantage de l'architecture commutée en réception est l'utilisation d'une seule chaîne de réception. Cela limite les coûts matériels et simplifie le calibrage puisque tous les composants à l'exception de l'antenne sont communs à l'ensemble des voies. De nombreux sondeurs de canal utilisent cette architecture commutée (voir tableau 4.1).

Les trois problèmes principaux associés à cette technique sont les suivants. D'une part, les commutateurs fonctionnent moins bien lorsque la puissance est élevée ce qui veut dire que cette méthode est moins adaptée aux systèmes MISO (Multiple Input Single Output) ou MIMO qu'aux systèmes SIMO (Single Input Multiple Output). D'autre part, la synchronisation est compliquée. Il faut que la transmission et l'échantillonnage soient parfaitement synchronisés avec le commutateur. Finalement, il faut s'assurer que le temps total de mesure est suffisamment petit pour caractériser les variations du canal sous étude. Dans la configuration MIMO , le temps de mesure complet peut devenir important ($M.N.T_{signal}$) et la mesure ne peut plus être considérée comme simultanée. A cela il faut ajouter les temps de garde liés aux effets transitoires des commutateurs.

Architecture parallèle

L'architecture parallèle est celle où l'acquisition de toutes les positions dans le réseau se fait de façon simultanée. Pour cela il faut un réseau physique d'antennes et une chaîne de réception pour chaque élément, ce qui élève les coûts du système.

L'avantage principal de l'architecture parallèle par rapport aux deux architectures précédentes est que le temps de mesure est moins important. Comme le montre le chronogramme *a)* de la figure 1.12, l'architecture parallèle en réception permet de diviser le temps d'acquisition des autres architectures par N (nombre d'antennes en réception) car les signaux aux sorties de N chaînes d'acquisition sont acquis de manière simultanée. La multiplication des voies de réception permet de caractériser des canaux de transmission qui varient plus rapidement dans le temps. Le chronogramme *b)* de la figure 1.12 illustre une interprétation alternative : pour un canal avec un temps de cohérence déterminé, l'architecture permet d'utiliser un signal N fois plus long. La section 1.4.1 a démontré qu'il est convenable d'étaler le signal dans le temps pour réduire la bande passante instantanée du récepteur et augmenter ainsi la dynamique des mesures.

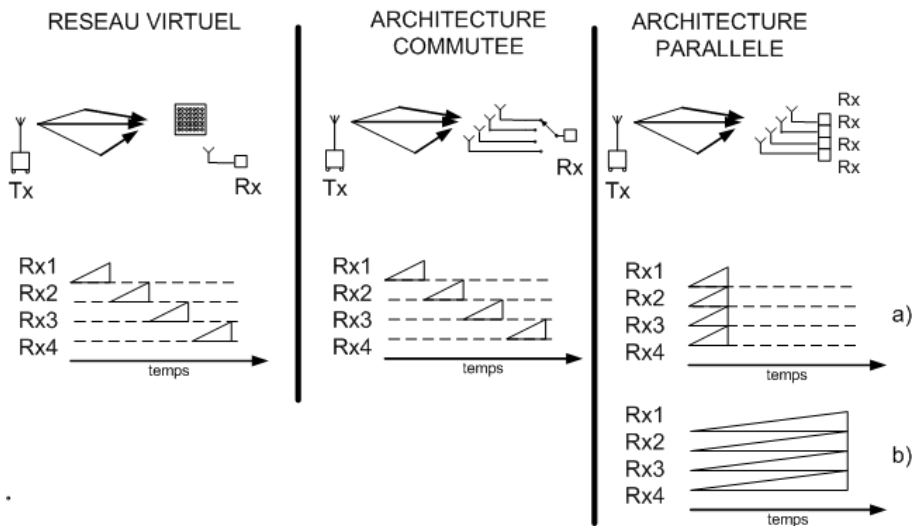


FIG. 1.12: Comparaison des trois types d'architectures de réseau en réception

Multiplexage en fréquence

Haneda et Takada ont proposé un sondeur de canal MIMO avec une nouvelle architecture [65]. En réception, le réseau d'antennes est commuté ; en émission, le multiplexage se fait dans le domaine fréquentiel. Chaque antenne en émission émet une fréquence porteuse différente, modulée par une séquence de bits. La chaîne de réception réalise un filtrage en fréquence qui permet de distinguer les contributions de chaque antenne émettrice. Ainsi, la DoD et la DoA peuvent être estimés. L'inconvénient est que cette solution nécessite de multiples oscillateurs et mixeurs, ce qui influe sur le coût du système.

1.4.3 Estimation de la polarisation

Comme il a été expliqué dans le paragraphe 1.3.3, la mesure de la matrice de l'équation 1.6 et/ou le XPD se fait en deux étapes. En un premier temps, le canal sera excité par un signal d'une certaine polarisation (par exemple verticale) et dans un deuxième temps par un signal de polarisation orthogonale (par exemple horizontale). Pour chaque mesure, il faut acquérir la composante des deux polarisations. Dans le cas où on utilise une seule chaîne d'émission et de réception, l'estimation de la polarisation implique une multiplication par quatre du temps d'acquisition par rapport à une mesure sans estimation de polarisation.

1.4.4 Algorithmes d'estimation de haute résolution

Pour dépasser la limite de la transformée de Fourier, les algorithmes de haute-résolution exploitent la connaissance à priori de la réponse du système de mesure.

Algorithmes basés sur la décomposition en sous-espaces

Dans cette catégorie, les deux algorithmes les plus utilisés sont MUSIC [66] (voir Annexe A) et ESPRIT [67]. Une comparaison des deux algorithmes [68] montre que MUSIC est légèrement plus robuste que ESPRIT aux erreurs de modélisation. En revanche, ESPRIT consomme moins de temps de calcul que MUSIC. Root-MUSIC [69] est une version de l'algorithme MUSIC qui soulage ce problème.

Le désavantage général des algorithmes haute-résolution basés sur la décomposition de sous-espaces est que la taille maximale de la matrice d'autocorrélation (imposée par les ressources du calculateur) limite la taille des

données. Un autre problème de ces algorithmes est qu'ils ont besoin de connaître à priori le nombre de trajets.

Algorithmes itératifs

Les deux autres algorithmes très utilisés dans le sondage de canal sont SAGE [70] [40] et CLEAN [71] (voir Annexe B). Ils ont l'avantage d'être des algorithmes itératifs, ce qui permet de contrôler le temps de calcul suivant les ressources du calculateur et les performances désirées.

SAGE substitue la maximisation multi-dimensionnelle par des optimisations unidimensionnelles successives, ce qui accélère le temps de calcul. L'inconvénient est qu'il est nécessaire de l'initialiser correctement, sous peine de ne pas converger rapidement [40].

L'algorithme CLEAN a l'avantage d'être simple, le problème principal étant l'apparition de trajets *fantômes*, c'est à dire inexistant. Ce problème sera traité plus en détail dans le Chapitre 4.

1.4.5 Comparaison de quelques sondeurs actuels

Le tableau 4.1 permet de comparer quelques sondeurs de canal selon la bande fréquentielle d'analyse, le type de signal d'excitation utilisé, la configuration du réseau d'antennes et l'algorithme de traitement des données.

Nous avons recueilli quelques exemples qui nous ont semblé représentatifs des techniques existantes. Seuls les sondeurs qui incorporent la dimension spatiale et l'estimation de la direction d'arrivée et/ou estimation de la direction de départ sont repertoriés. On peut trouver une liste plus complète dans [22] et dans [72].

La dynamique des sondeurs n'est pas reportée car elle n'est pas facilement comparable. Certains articles donnent la valeur de la dynamique du récepteur utilisé. Par exemple le sondeur RUSK commercialisé par Medav [73] donne une dynamique de plus de 80 dB. D'autres auteurs donnent la dynamique en fonction des lobes secondaires. Ainsi, [37] affiche une dynamique de 12 dB dans le domaine spatial.

TAB. 1.1: Caractéristiques de quelques sondeurs de canal

<i>REFERENCE</i>	<i>ANNEE</i>	<i>BANDE D'ANALYSE</i>	<i>SIGNAL</i>	<i>RESEAU D'ANTENNES</i>	<i>ALGORITHME</i>
TELECOM ParisTech [52, 64]	2008	2.2-2.7 GHz $\Delta f = 2MHz$	CW et Chirp	SIMO/MIMO, architecture pa- rallèle	MUSIC
NIST	2008	2.0-8.0 GHz $\Delta f = 1.25MHz$	CW - VNA	SIMO, réseau virtuel	CLEAN
Tokyo Instit. of Tech. [49]	2006	3.1-10.6 GHz $\Delta f = 9.375MHz$	CW - VNA	MIMO, réseaux virtuels	SAGE
MANITOBA [50]	2006	5.10-5.85 GHz $\Delta f = 1.875MHz$	CW - VNA	SIMO, rotation d'une antenne directive	CLEAN
Helsinki Uni- versity of Technology [37]	2006	5.2-5.4 GHz	séquence PN	MIMO, réseaux commutés	formation de fais- ceau
ENSTA [51]	2005	2-10 GHz $\Delta f =$ $5MHz$	CW - VNA	SIMO, réseau virtuel planaire	CLEAN
VIRGINIA TECH [33]	2005	bande de 2 GHz	impulsions gaussiennes - oscilloscope	SIMO, réseau virtuel	CLEAN
SALOUS[53]	2005	1.87-1.93 GHz et 2.97-2.13 GHz	chirp	MIMO,architecture parallèle en réception, réseau d'antennes di- rectives	fréquence de batte- ment

<i>REFERENCE</i>	<i>ANNEE</i>	<i>BANDE D'ANALYSE</i>	<i>SIGNAL</i>	<i>RESEAU D'ANTENNES</i>	<i>ALGORITHME</i>
INSA [36]	2004	2-4 GHz	séquence PN	MIMO, réseaux commutés	ESPRIT
FRANCE TELECOM [38]	2003	Multibande 2...60GHz bande de 250MHz	séquence arbitraire op- timisée	commutateur d'antenne ou de fréquence	inversion de Wiener
INTEL LABS [34]	2003	2.0-8.0 GHz $\Delta f =$ 3.75MHz	impulsion - oscillo- scope et CW-VNA	SIMO, réseau virtuel	CLEAN
PROPSOUND Aalborg [39] [40] [41][31] [42]	2003	différentes bandes, selon la publication	séquences PA	SIMO et MIMO, réseaux com- mutés	SAGE
RUSK Medav Ilemenau [43][44] [45] [46] [47] [48]	2000- 2008	5.14-5.26 GHz	séquences PN	SIMO, réseau commuté	différents selon la publication
Brigham Young Uni- versity [54]	2000	6.75-7.25 GHz	chirp	SIMO, rotation d'une antenne directive	CLEAN
University of Southern California AT&T [35]	1999	pas indiqué - impulsion chaque 500 ns	impulsion	SIMO, réseau virtuel	CLEAN

1.5 Le sondeur de canal de TELECOM ParisTech : point de départ

Un prototype de sondeur de canal d'architecture parallèle utilisant la technique fréquentielle en mode *pas à pas* a été développé au sein du groupe RFM de TELECOM ParisTech [5], [6], en utilisant des récepteurs cinq-port.

Comme il a été expliqué dans le paragraphe 1.4.2, l'architecture parallèle a l'avantage de permettre l'acquisition simultanée des données aux sorties des antennes du réseau. Son inconvénient est le prix élevé qui découle de la multiplication de chaînes de réception et la complexité accrue de calibrage. L'inconvénient du prix était éliminé par l'utilisation du cinq-port, conçus et réalisés dans le laboratoire. On verra plus loin dans ce rapport comment a été abordé le problème du calibrage.

Le groupe RFM compte avec une longue expertise sur le corrélateur cinq-port [6] [5] [74] [75] [76]. L'idée était donc d'appliquer le circuit cinq-port à la construction d'un sondeur de canal pour réaliser un système d'acquisition simultanée de toutes les antennes du réseau en réception.

La technique fréquentielle en mode *pas à pas* était utilisée, couvrant 400 MHz autour de 2.4 GHz.

1.5.1 Architecture du sondeur

La figure 1.13 montre le schéma synoptique du récepteur du sondeur, comportant seize chaînes de réception parallèles. Le schéma plus détaillé d'une chaîne de réception est présenté dans la figure 1.14.

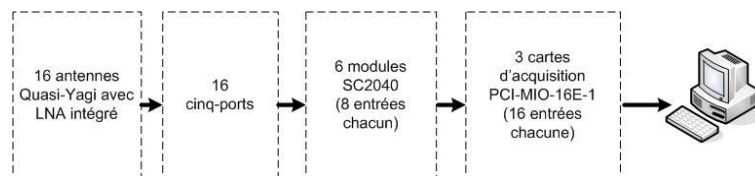


FIG. 1.13: Schéma du système d'acquisition

Les antennes en réception sont de type Quasi-Yagi et intègrent dans le substrat des amplificateurs à faible bruit (LNA) HMC287MS8 de Hittite, dont le gain est de 20 dB dans la bande de fréquence de 200 MHz autour de

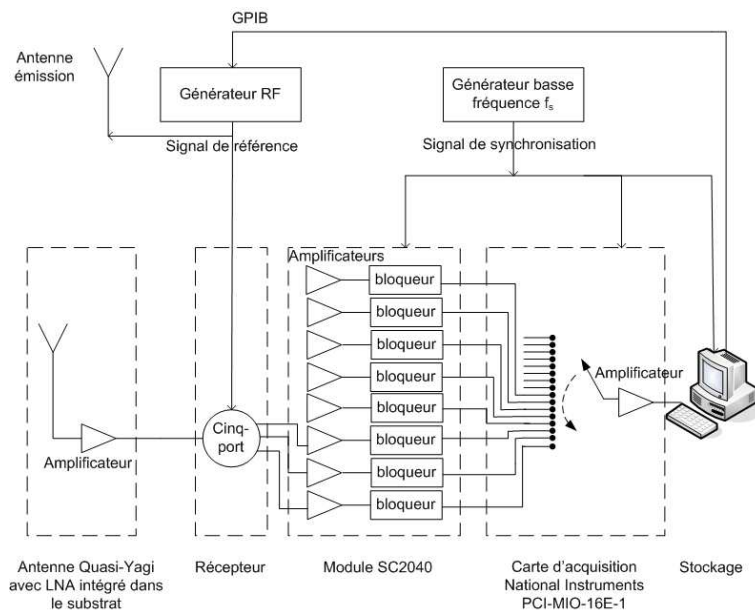


FIG. 1.14: Schéma d'une chaîne d'acquisition

2.4 GHz [77].

Il existe autant de circuits cinq-port que d'antennes réceptrices ; ils jouent le rôle de récepteurs homodynes (voir Annexe C). La sortie de chaque antenne en réception est connectée à une des entrées d'un cinq port, l'autre entrée étant alimentée par un signal de référence commun à tous les cinq-ports.

A la sortie de chaque cinq-port, trois signaux en bande de base sont disponibles. Toutes les sorties sont reliées à des modules SC2040 du constructeur National Instruments qui se composent de 8 amplificateurs variables et de 8 échantillonneurs bloqueurs. On utilise un total de six modules SC2040. Ainsi, et grâce à l'architecture parallèle du sondeur, l'acquisition de toutes les sorties des récepteurs se fait de façon simultanée.

Finalement, les signaux sont échantillonnés grâce à trois cartes d'acquisition PCI-MIO-16E-1 de National Instruments, connectées à un PC Pentium III via le bus PCI. Chaque carte d'acquisition a une fréquence d'échantillonnage maximale de 1.25 MHz. L'amplificateur de la carte d'acquisition est contrôlé par un programme en C++ qui optimise sa valeur

afin de maximiser la dynamique de la carte.

Un signal TTL à la fréquence d'échantillonnage (choisie par l'utilisateur) est injectée aux 6 modules SC2040 et aux 16 cartes PCI-MIO-16E-1 pour contrôler l'acquisition. Ce même signal est envoyé au PC pour que celui-ci contrôle le générateur RF, via le bus GPIB.

L'émetteur est une antenne de type Quasi-Yagi, présentée dans la figure 1.15. Le gain de l'antenne est de 6 dBi dans la direction broadside ; l'ouverture est de 120° en azimuth et 90° en élévation. Plus de détails sur la réalisation des antennes sont expliqués dans [5].

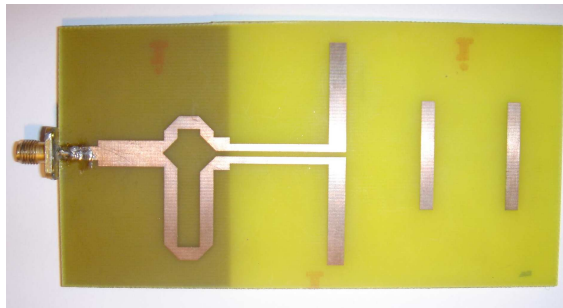


FIG. 1.15: Photographie d'une des antennes quasi-Yagi utilisées. Dimensions : 130×65.5 mm

La figure 1.16 est une photo du prototype construit.

1.5.2 La méthode de calibrage du système

Le calibrage du système de mesure se déroule en deux étapes : le calibrage des récepteurs et la mesure de référence. Il doit se répéter à chaque fois qu'il y a un changement de température ou que le système subi une modification quelconque.

Le calibrage du cinq-port peut se faire en utilisant différentes méthodes [78] [79] [80]. Dans ce rapport, la méthode de Rangel [78] est utilisée, qui impose comme seule condition que la puissance du signal de référence soit la même pour la mesure de calibrage que pour la mesure de canal. Le procédé expérimental mis en oeuvre pour calibrer les récepteurs est détaillé dans l'Annexe B.

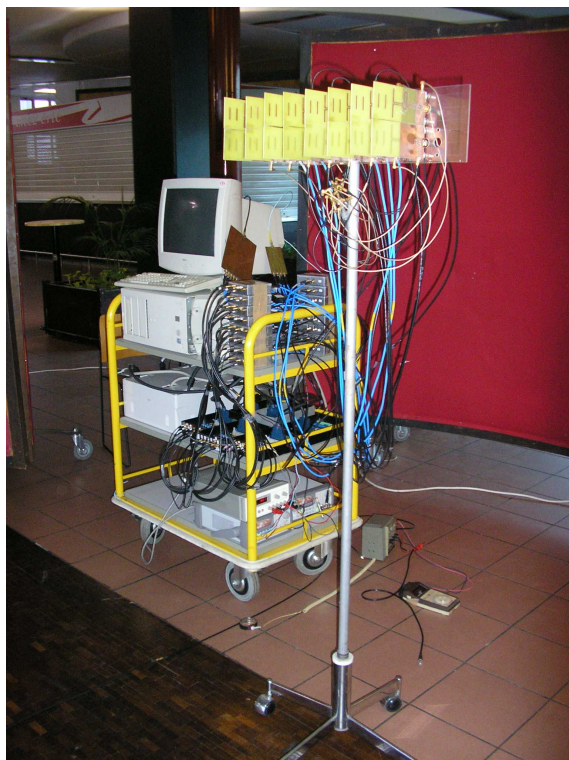


FIG. 1.16: Photo du système d'acquisition

Mesure de référence La deuxième étape du calibrage est une mesure de référence. L'objectif de cette mesure est de compenser les différences d'amplitude et de phase entre les signaux reçus par chacune des chaînes RF.

Le déphasage relatif entre antennes et entre points de fréquence contient respectivement l'information de la DoA et du retard. Il est nécessaire de réaliser une mesure de référence commune pour toutes les chaînes de réception afin de compenser les différences entre elles, comme par exemple les câbles de longueur différente. Cette mesure de référence doit se faire pour chaque fréquence, pour compenser les différences dans les réponses des composants aux différentes fréquences de fonctionnement.

La mesure de référence doit se réaliser en condition de champ lointain et en condition de visibilité directe (LoS) dans un environnement non réfléchissant, de façon à pouvoir considérer que seul le trajet direct est capté. La position relative entre émetteur et récepteur définit la DoA de référence.

1.5.3 Performances du sondeur

Diverses expériences avaient été mises en place pour valider le système de mesure, notamment des mesures de localisation de sources multiples dans un environnement non réfléchissant [6] [5]. Les résultats étaient encourageants. La première mesure de multitrajets non artificiels (c'est à dire créés par des réflexions dans l'environnement et non pas simulés par des antennes) eut lieu dans un couloir à parois métalliques. Le schéma de la figure 1.17 montre les deux positions relatives entre l'antenne Quasi-Yagi en émission et le réseau d'antennes en réception ; la première est en condition de visibilité directe (LOS pour Line Of Sight en anglais) et la deuxième est en condition de non visibilité directe (NLOS pour Non Line Of Sight).

En appliquant l'algorithme de lissage spatial expliqué en [6] et l'algorithme MUSIC (voir Annexe A pour l'explication de cet algorithme), on obtient les résultats de la figure 1.18 et 1.19, extraites de la thèse de Adoniran Judson de Barros Braga [6], 2006. Les positions des croix de la figure 1.18 ont été obtenues grâce à un algorithme de tracé de rayon utilisant les propriétés géométriques de l'environnement et supposant que les parois sont complètement lisses. On observe qu'elles coïncident avec les zones où le pseudo-spectre MUSIC estimé est le plus fort, ce qui valide les résultats expérimentaux. La figure 1.19 montre le pseudo-spectre obtenu pour le cas NLOS.

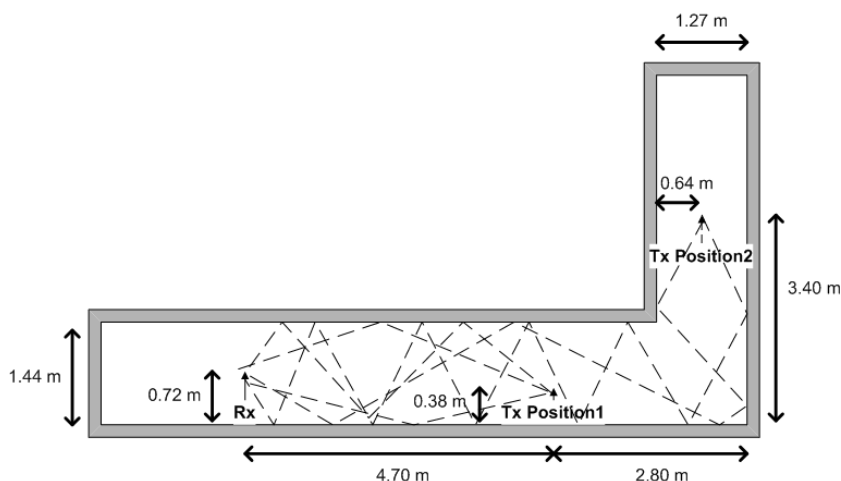


FIG. 1.17: Scénario pour la mesure en condition de visibilité directe (Tx Position1) et en condition de non-visibilité directe (Tx Position2). Rx : position du récepteur. hauteur des antennes : 1.59 m

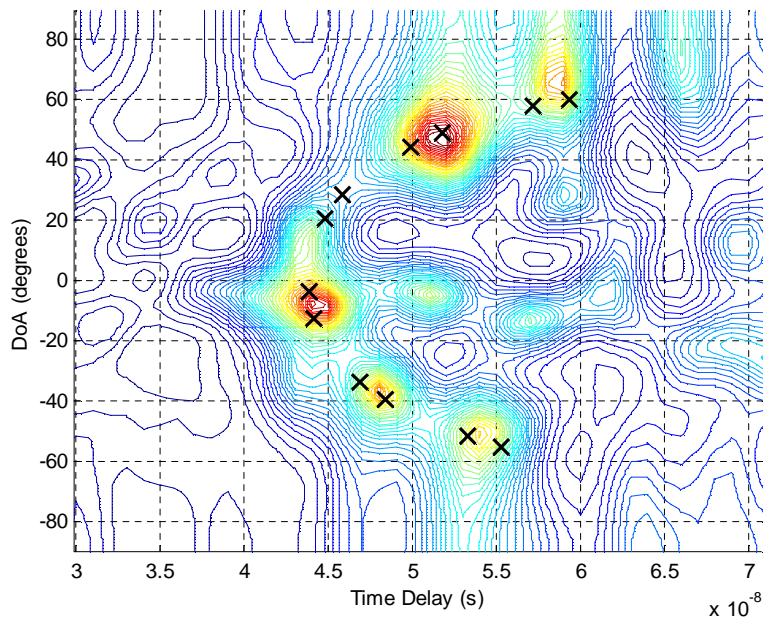


FIG. 1.18: LoS - Estimation conjointe retard-DoA en utilisant un algorithme de lissage spatial et l'algorithme MUSIC. $N = 8$, Bande balayée = 2.2 à 2.6 GHz, mode *pas à pas*, avec 100 échantillons par point de fréquence

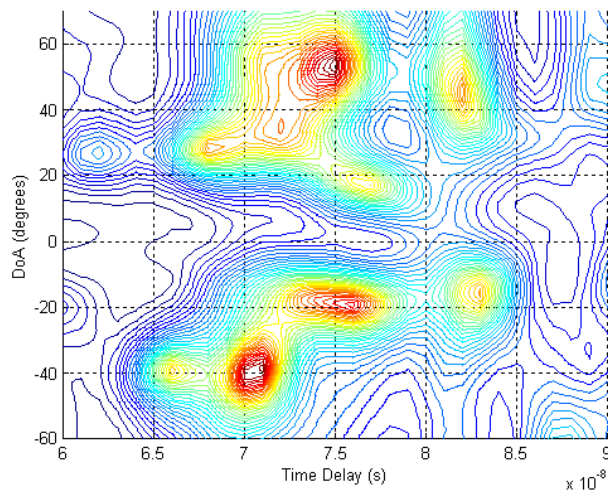


FIG. 1.19: NLoS - Estimation conjointe retard-DoA en utilisant un algorithme de lissage spatial et l'algorithme MUSIC. $N = 8$, Bande balayée = 2.2 à 2.6 GHz, mode *pas à pas*, avec 100 échantillons par point de fréquence

1.5.4 Limites du système existant

Les limitations détectées dans le système sont les suivantes :

1. La technique de mesure fréquentielle *pas à pas* est trop lente pour profiter des capacités de mesure en temps réel de l'architecture parallèle. Pour y remédier, l'utilisation d'un signal chirp est proposée. Cela devrait permettre l'estimation de l'étalement Doppler.
2. Aucune mesure de DoD n'a jamais été réalisée, le prototype était un sondeur SIMO.
3. Le système est incapable de distinguer la polarisation des trajets. Pour cela, nous avons décidé de créer des réseaux d'antennes à double polarisation et de généraliser l'algorithme MUSIC. L'objectif est d'obtenir la matrice de polarisation de chacun des trajets.

Le chapitre suivant montre les travaux effectués en relation aux deux premiers points. Le troisième point est abordé dans le troisième chapitre.

1.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à décrire le point de départ de cette thèse et à présenter les bases théoriques nécessaires à la compréhension des chapitres suivants.

Nous avons vu qu'une analyse multidimensionnelle est nécessaire pour rendre compte de la complexité du canal de propagation. Ces dimensions sont le retard, la direction de départ, la direction d'arrivée, la fréquence Doppler et la polarisation.

La modélisation déterministe du canal de propagation n'étant pas toujours réalisable à cause de la connaissance imprécise des matériaux et de la géométrie de l'environnement, nous nous concentrons dans la modélisation statistique du canal RF. Un sondeur de canal est l'outil qui permet d'acquérir les données nécessaires à ce type de modélisation. Sa fonction est de capturer aussi fidèlement que possible les caractéristiques principales de la propagation dans un type d'environnement précis.

La conception d'un sondeur de canal consiste à choisir l'architecture en émission et en réception, le type du signal d'excitation, le type de réseaux d'antennes et leur polarisation, le récepteur et l'algorithme de traitement des données. Tous ces choix ne sont pas indépendants entre eux et vont

déterminer les performances du sondeur. Les différentes techniques de sondage de canal exposées dans la littérature ont été résumées et comparées.

Finalement, le sondeur de canal de TELECOM ParisTech a une architecture parallèle en réception. Au début de cette thèse, le sondeur comptait un réseau d'antennes à 2 dimensions (permettant ainsi l'azimuth et l'élevation d'arrivée) composé de 16 antennes à polarisation verticale. L'algorithme MUSIC permettait d'obtenir des résultats de haute-résolution pour une estimation conjointe retard/DoA. Les paramètres qui ne pouvaient pas être estimés par le système de mesure sont la direction de départ, la fréquence Doppler et la polarisation. L'extension du système pour inclure ces paramètres est l'objet des chapitres suivants.

Chapitre 2

Nouvelles méthodes mises en oeuvre pour le sondeur

2.1 Introduction

Ce chapitre porte sur deux des améliorations du sondeur envisagées à la fin du premier chapitre.

La première doit permettre au sondeur de caractériser des environnements dynamiques. Pour cela, le signal d'excitation CW a été remplacé par un signal chirp. Des résultats de mesures sont présentés dans des environnements stationnaires et dans des environnements dynamiques. On expose les résultats de mesure d'angle d'arrivée, de retard et de fréquence Doppler.

La deuxième amélioration est la possibilité de mesurer la DoD. Une nouvelle méthode de multiplexage est appliquée à la mesure angulaire. Dans un premier temps, cette méthode avait été conçue pour permettre l'estimation de la DoD dans un canal variant dans le temps. Elle sera aussi utilisée pour estimer la DoA.

2.2 Utilisation d'un signal chirp

Le signal chirp aussi appelé signal FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) a été choisi parce qu'il offre un bon compromis entre le temps de mesure et la fréquence d'échantillonnage en réception (voir chapitre 1, paragraphe 1.4.1).

Considérons un système MIMO avec un réseau de M antennes en émission et un réseau de N antennes en réception dans un environnement avec K trajets. Comme il a été expliqué dans le paragraphe 1.4.1 du chapitre 1, en multipliant le signal reçu par le signal de référence (qui est une copie synchronisée du signal chirp transmis), et après filtrage passe bas, on obtient une somme de sinusoides dont la fréquence est proportionnelle aux retards des différents trajets (formule 1.16, chapitre 1). La largeur de bande requise en réception peut s'écrire de la façon suivante

$$B_{RX} = \frac{B}{T_{signal}} \cdot \tau_{max} \quad (2.1)$$

où τ_{max} est le retard maximal, correspondant au dernier écho. Le signal chirp offre une compression fréquentielle importante, car B_{RX} sera plus petit que B lorsque τ_{max} est plus petit que T_{signal} , ce qui est souvent vérifié. Par exemple, pour un signal chirp de bande $B = 500$ MHz avec un taux de répétition de $\frac{1}{T_{signal}} = 40$ Hz, la largeur de bande du signal en réception est $B_{RX} = 4$ KHz pour une fenêtre de $\tau_{max} = 200$ ns.

Aucun changement matériel sur le système de mesure présenté dans le paragraphe 1.5.1 du premier chapitre est nécessaire pour utiliser le signal chirp. Seule une généralisation de l'algorithme d'estimation est requise.

2.2.1 Estimation haute-résolution utilisant un signal chirp : adaptation de l'algorithme MUSIC

La plupart des systèmes qui utilisent un signal chirp estiment les retards des trajets en faisant une Transformée de Fourier [81] [82], ce qui limite la résolution temporelle à deux fois l'inverse de la bande étudiée.

Dans cette thèse, l'algorithme utilisé est MUSIC dont la robustesse et la précision ont déjà été démontrées par plusieurs auteurs [66] [5] [83]. Pour l'appliquer, il faut formuler les vecteurs directionnels présentés dans l'Annexe A, c'est à dire la réponse du système de mesure à un trajet quelconque en fonction de la DoD, de la DoA et du retard de ce trajet.

Estimation de la DoD (azimut), de la DoA (azimut et élévation) et du retard

Supposons qu'on transmet un signal FMCW dont la fréquence augmente de B Hz en T_{signal} secondes et que la fréquence d'échantillonnage est f_s de

sorte que la fréquence instantanée du l -ième échantillon est

$$f_l = f_0 + \frac{B}{T_{signal}} \cdot \frac{l}{f_s} \quad (2.2)$$

où f_0 est la fréquence inférieure de la bande balayée. Dans la suite du rapport, le mot 'rampe' désignera l'ensemble des L échantillons acquis pendant la durée T_{signal} du signal chirp émis ($L = f_s \cdot T_{signal}$).

Les paramètres associés aux trajets auxquels on s'intéresse dans ce paragraphe sont l'azimut de la DoD, l'azimut de la DoA, l'élévation de la DoA et le retard, qu'on note respectivement, pour le k -ième trajet, μ_k , θ_k , η_k et τ_k . On ne s'intéresse pas à l'élévation de la DoD car nous avons utilisé un réseau virtuel linéaire (une dimension) en émission.

Le vecteur directionnel pour le k -ième trajet peut s'écrire de la façon suivante :

$$a(\mu_k, \theta_k, \eta_k, \tau_k) = a_{0,0,0}[1, a_{0,0,1}, a_{0,0,2}, \dots, a_{M-1,N-1,L-1}] \quad (2.3)$$

où $a_{0,0,0}$ est la fonction de transfert pour les éléments de référence du réseau en transmission et du réseau en réception à la fréquence f_0 . Dans cette expression, $a_{m,n,l}$ correspond à la m -ième antenne en transmission, la n -ième antenne en réception et le l -ième échantillon de la rampe. En supposant le milieu homogène et la condition de champ lointain respectée, $a_{m,n,l}$ est calculé en utilisant la relation A.4 de l'Annexe A. En tenant compte de la géométrie d'un réseau planaire uniforme, on peut écrire :

$$a_{m,n,l} = e^{\frac{2\pi}{\lambda_l} m d \sin(\mu_k)} \cdot e^{\frac{2\pi}{\lambda_l} (v_n d_v \sin(\eta_k) + h_n d_h \cos(\eta_k) \sin(\theta_k))} \cdot e^{2\pi \frac{B}{T} \frac{l}{f_s} \tau_k} \quad (2.4)$$

où λ_l est la longueur d'onde dans l'air à la fréquence instantanée f_l , d est l'espace entre les antennes du réseau en émission, d_h and d_v sont la distance inter-element dans la dimension horizontale et verticale respectivement, dans le réseau récepteur. h_n and v_n font référence à la colonne et la ligne de la n -ième antenne dans le réseau à deux dimensions en réception.

Estimation de la fréquence Doppler

Imaginons maintenant que les contributions de chaque trajet varient au cours du temps à cause du mouvement de l'émetteur, du récepteur et/ou des objets environnants. Pour le k -ième trajet, la fréquence Doppler (ν) pour la l -ième fréquence est donnée par la relation suivante

$$\nu_{l,k} = \frac{v_k}{c} \cdot f_l \quad (2.5)$$

Où c est la vitesse de la lumière dans l'air et v_k est la vitesse radiale ($v_k = v \cdot \cos(\theta_k)$ avec v la vitesse réelle).

Supposons qu'on fait l'acquisition de X rampes successives dans le temps. Si on considère que la vitesse radiale reste constante durant les X rampes, la fréquence Doppler associée à la l -ième fréquence peut être estimée en utilisant l'algorithme MUSIC en écrivant les vecteurs directionnels pour le k -ième trajet de la façon suivante :

$$b_{l,k}(\nu_{l,k}) = b_{l,k,0} \cdot [1, e^{j2\pi\nu_{l,k}(\Delta t)}, e^{j2\pi\nu_{l,k}(2\Delta t)}, \dots, e^{j2\pi\nu_{l,k}((X-1)\Delta t)}] \quad (2.6)$$

où $b_{l,k,0}$ est la réponse, pour la l -ième fréquence f_l , à un instant de référence et Δt est la différence de temps entre deux rampes successives. Pour éviter le chevauchement, Δt doit être supérieur à T_{signal} plus le retard maximal attendu τ_{max} ($\Delta t > T_{signal} + \tau_{max}$).

2.2.2 Validation du sondeur en utilisant un signal chirp

Des simulations en utilisant le logiciel Agilent ADS et MATLAB ont été réalisées pour valider la théorie avant de réaliser les mesures. Les résultats sont positifs mais ne sont pas présentés dans ce rapport car ils n'apportent pas des informations additionnelles importantes par rapport aux mesures, exposées dans les paragraphes suivants.

Description de l'expérience

Pour démontrer les performances du sondeur dans le domaine retard-fréquence et dans le domaine angulaire, pour un environnement statique, un premier test consiste à placer trois antennes directives dans des positions connues. Chaque antenne en émission simule un trajet, dont le retard et la DoA sont déterminés par la position de l'antenne par rapport au système de réception (figure 2.1). La table 2.1 présente les retards et les directions d'arrivée de chaque source.

La mesure est réalisée dans le hall de TELECOM ParisTech, qui est un endroit dégagé (hauts plafonds, pas beaucoup de murs) et l'utilisation d'absorbants évite les réflexions au sol. Le scénario est considéré stationnaire pendant la durée des mesures.

Le signal d'excitation est un signal chirp qui balaye une bande $B = 500$ MHz en $T_{signal} = 0.25$ s. La bande couverte est 2.2 GHz - 2.7 GHz et

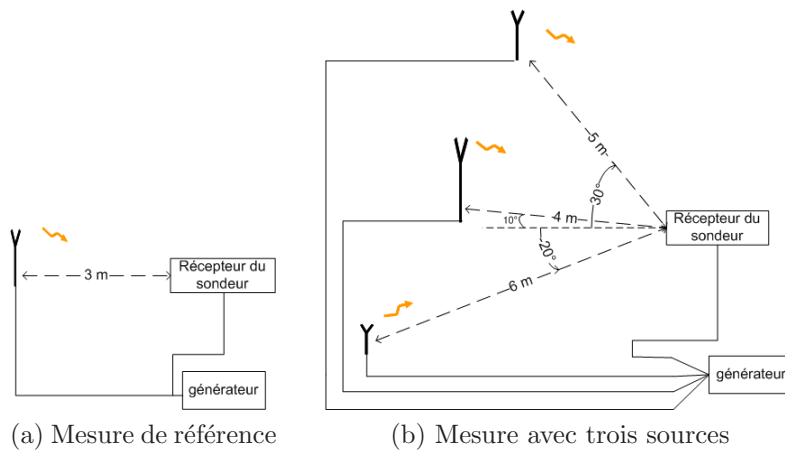


FIG. 2.1: Configuration de l'expérience

la fréquence d'acquisition est de $f_s = 1$ KHz, donc les données obtenues consistent en 251 échantillons et la fréquence instantanée entre deux échantillons successifs est de 2 MHz. Le signal est divisé de sorte que chaque antenne en émission, est alimentée avec une puissance de 0 dBm.

Le système d'acquisition est celui présenté dans le premier chapitre, avec 16 antennes Quasi-Yagi en réception formant un réseau planaire de 2 lignes et 8 colonnes. Chaque antenne est connectée à un récepteur cinq-port.

Une mesure de référence est réalisée en plaçant une antenne en émission avec un angle d'azimut et d'élévation de 0° , à 3m du récepteur, pour respecter la distance de champ lointain à la fréquence centrale (figure 2.1a). Comme toutes les antennes sont alimentées avec le même signal, les signaux reçus doivent être considérés cohérents, de la même façon que les multitrajets dans un canal RF. Afin de les décorréler, il est nécessaire d'utiliser une technique comme le Lissage Spatial (SS : Spatial Smoothing) [6] avant l'application de l'algorithme MUSIC, comme il est expliqué dans l'Annexe A. Chaque sous-réseau de l'algorithme SS dans cette expérience contient 150 points de fréquence et un réseau d'antennes de 4 colonnes et 2 lignes.

Dans ce manuscrit, on indique la taille des sous-réseaux utilisée dans chaque expérience, mais il faut noter que d'autres valeurs sont possibles. Les conditions à respecter sont indiquées dans l'Annexe A.

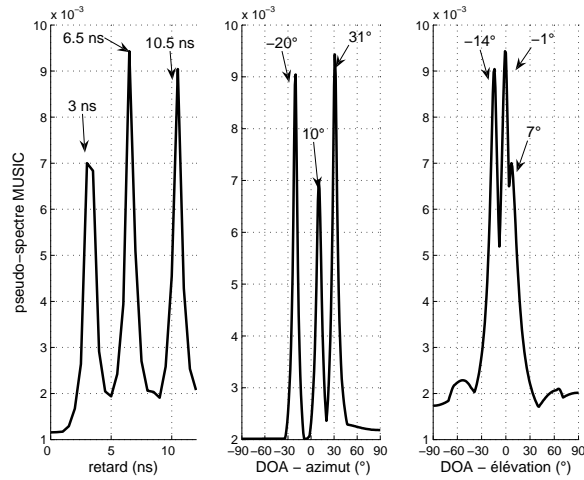


FIG. 2.2: Estimation conjointe retard-DoA Azimut-DoA élévation

Résultats

Dans ce cas, le pseudo-spectre MUSIC (voir Annexe A) a trois dimensions (retard, azimut et élévation de la DoA). La figure 2.2 présente des coupes dans chacune des dimensions. Les erreurs maximales sont de 1° en azimut, 4° en élévation et 0.5 ns dans le domaine du retard. Comme il y a huit colonnes d'antennes dans le réseau en réception et seulement deux lignes, il était prévisible d'obtenir des erreurs plus importantes en élévation qu'en azimut.

TAB. 2.1: Position théorique des trois antennes émettrices array

	DoA Azi- mut ($^\circ$)	DoA Ele- vation ($^\circ$)	Distance TX-RX : D (m)	retard (ns) $\frac{D-3}{3 \cdot 10^8}$
Source 1	10	10	4	3.3
Source 2	30	0	5	6.6
Source 3	-20	-10	6	10

2.2.3 Mesures dans un environnement statique

Après avoir démontré les capacités du sondeur, on présente des mesures dans un couloir de TELECOM ParisTech avec des murs métalliques. Les

trajets ne sont plus créés artificiellement avec des antennes comme dans l'expérience précédente, ils sont caractéristiques d'une situation réelle, créés par des réflexions sur les parois.

Description de l'expérience

L'émetteur et le récepteur sont séparés de 4.5m, dans un couloir de largeur 1.4m, en condition de visibilité directe (LOS : Line of Sight), comme illustré dans la figure 2.3. La mesure de référence est réalisée préalablement dans un espace dégagé, en utilisant des absorbants et en séparant l'émetteur et le récepteur de 3.5m. Le signal chirp est le même que celui utilisé dans l'expérience précédente.

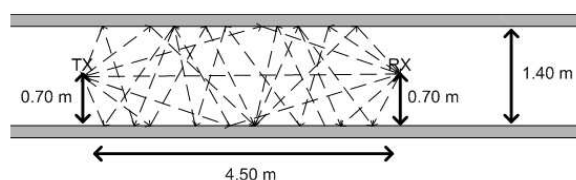


FIG. 2.3: Géométrie du couloir

Résultats

Si on ne considère que des réflexions spéculaires (les murs du couloir sont métalliques et lisses), on peut utiliser le tracé de rayon en deux dimensions pour obtenir la DoA et le retard théoriques des différents trajets réfléchis. Les résultats de l'estimation sont présentés par la courbe en trois dimensions et sa projection dans un plan, dans la figure 2.4. Dans la même figure, les résultats théoriques exploitant le lancé de rayon sont superposés, pour des trajets obtenus après un maximum de cinq réflexions. On considère que, au delà de cinq réflexions l'atténuation subie par le trajet est trop importante pour pouvoir le détecter. On observe que le pseudo-spectre MUSIC présente des pics à proximité des étoiles. Comme le couloir est étroit et que la distance émetteur-récepteur est petite, les multitrajets sont proches les uns des autres, aussi bien dans le domaine angulaire que dans le domaine temporel, ce qui explique que tous les trajets

ne soient pas détectés (toutes les croix ne correspondent pas à un pic du pseudospectre MUSIC). Le pic qui n'a pas d'étoile associée pourrait être une réflexion sur le sol. Les résultats obtenus ne semblent pas moins satisfaisants que ceux présentés dans le paragraphe 1.5.3 du chapitre 1, où on réalisait une expérience semblable avec un signal CW pas à pas au lieu du signal chirp.

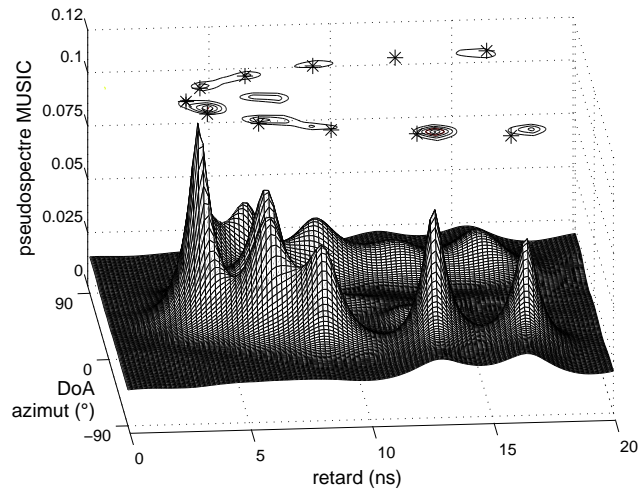


FIG. 2.4: Estimation conjointe retard-DoA Azimut. Les courbes de niveau sont obtenues à partir du pseudospectre MUSIC 2D. Les positions des étoiles sont obtenues par tracé de rayon

Pour mesurer la DoD (figure 2.5), l'antenne en transmission (de type quasi-yagi, directionnelle) est déplacée 4 fois de $\frac{\lambda}{2}$, avec λ la longueur d'onde dans l'espace libre à 2.45 GHz. Pour chaque fréquence, on obtient ainsi une matrice de canal MIMO de dimensions 4x8. Le fait que le nombre d'éléments du réseau virtuel en émission (4) soit inférieur au nombre d'antennes en réception (8), explique la meilleure précision dans l'estimation de la DoA que dans l'estimation de la DoD.

Comme il est expliqué dans l'Annexe A, l'application de l'algorithme MUSIC nécessite connaître à priori le nombre de sources. Pour cela, on peut utiliser l'algorithme MDL (Minimum Description Length) [84] ou l'algorithme Akaike Information Criterion [85]. Une autre possibilité est d'estimer le nombre de valeurs propres significatives de la matrice d'autocorrélation des données recueillies. Les valeurs propres les plus élevées correspondent aux vecteurs propres générateurs du sous-espace signal et les autres valeurs

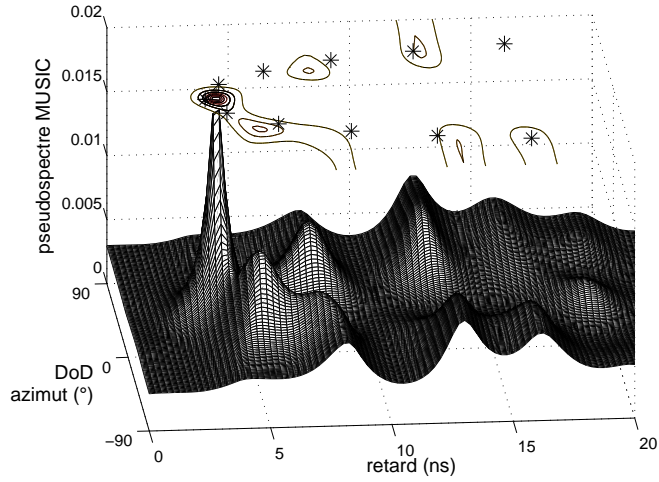


FIG. 2.5: Estimation conjointe retard-DoD Azimut. Les courbes de niveau sont obtenues à partir du pseudospectre MUSIC 2D. Les positions des étoiles sont obtenues par tracé de rayon

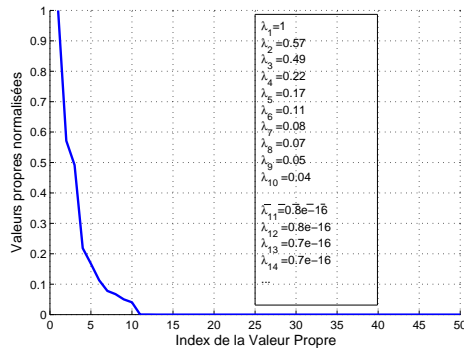


FIG. 2.6: valeurs propres par ordre décroissant

propres sont générateurs du sous-espace bruit (Annexe A). La figure 2.6 représente les 50 premières valeurs propres par ordre décroissant de la matrice d'autocorrélation des données mesurées. On peut observer qu'il y a dix valeurs propres significatives.

En conclusion sur cette première partie, il a été démontré la capacité du sondeur à travailler avec un signal chirp. L'objectif de remplacer le signal CW par un signal chirp était de pouvoir caractériser des canaux variants dans le

temps, ce qui est l'objet du paragraphe suivant.

2.2.4 Mesures dans un environnement dynamique

Description de l'expérience

Pour étudier les performances du sondeur dans un environnement dynamique, on réalise l'expérience illustrée dans la figure 2.7. Un moteur

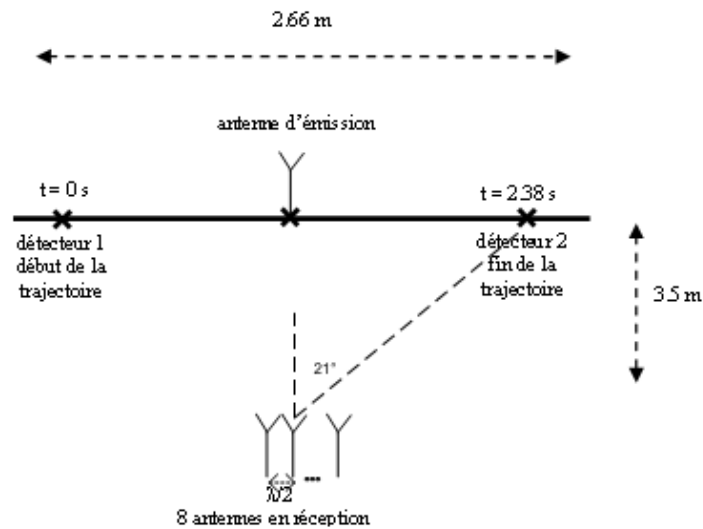


FIG. 2.7: Scénario de l'expérience

permet de déplacer une antenne Quasi-Yagi sur un rail parallèle au réseau d'antennes en réception. L'élévation n'est pas estimée car les 8 antennes utilisées en réception sont disposées en ligne. La puissance à l'entrée de l'antenne en émission est de 0 dBm. Des absorbants micro-ondes couvrent les objets environnants susceptibles de créer des réflexions.

Deux détecteurs placés au début et à la fin du rail indiquent le temps exact de passage par ces points et permettent donc de calculer la vitesse de déplacement de l'antenne émettrice, 1.12m/s. Cette vitesse de déplacement est de l'ordre de celle des objets mobiles dans un canal RF à l'intérieur des bâtiments [86].

Le signal chirp émis a les mêmes caractéristiques que dans les paragraphes 2.2.2 et 2.2.3 à l'exception de la durée du signal T_{signal} qui est de 25 ms. La

fréquence d'échantillonnage est de 10 KHz, donc chaque rampe comporte 251 échantillons. Au total, 95 rampes sont enregistrées pendant la trajectoire.

Résultats

i) Estimation de l'angle d'arrivée et comparaison avec les sondeurs qui utilisent un commutateur

On s'intéresse d'abord à la variation de la DoA. Il est possible d'estimer la DoA en utilisant l'algorithme MUSIC avec les 8 échantillons correspondants aux 8 antennes pour une seule fréquence. Pour augmenter la précision des résultats, les estimations obtenues pour chaque fréquence sont moyennées. Les estimations et les valeurs théoriques calculées selon la position relative de l'émetteur par rapport au récepteur (voir géométrie de la figure 2.7) sont superposées dans la figure 2.8. La valeur absolue de l'erreur est inférieure à 5° .

Pour comprendre les bénéfices de l'architecture parallèle, on compare les résultats obtenus avec ceux qu'on obtiendrait en utilisant une architecture commutée (figure 2.8). Les deux estimations utilisent les mêmes données,

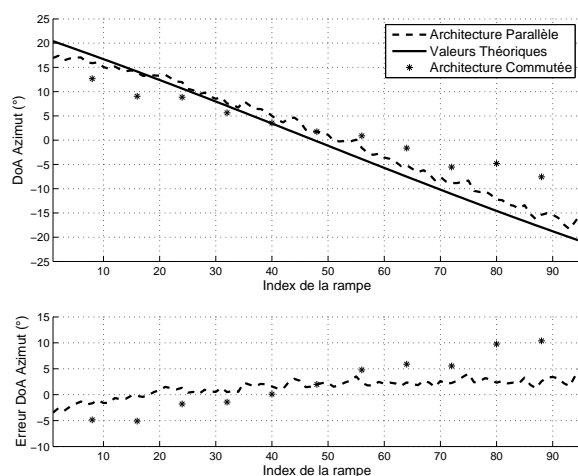


FIG. 2.8: Estimation de la DoA dans un environnement dynamique

obtenues avec le sondeur de canal TELECOM ParisTech, dont l'architecture est parallèle.

La courbe correspondante à l'architecture parallèle (en traits discontinus) est obtenue en utilisant toutes les données mesurées : les signaux reçus par

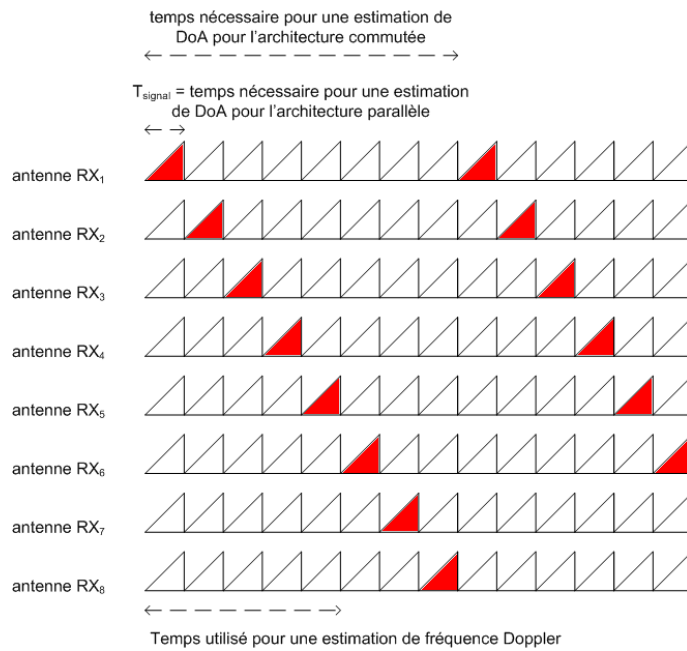


FIG. 2.9: Schéma explicatif des données utilisées pour obtenir les courbes de la figure 2.8

les différentes antennes sont acquises au même instant (figure 2.9). La courbe correspondante à l'architecture commutée (traits pleins) est obtenue en utilisant les données d'une seule antenne à chaque intervalle T_{signal} . Les données utilisées dans ce cas correspondent aux rampes coloriées de la figure 2.9. Cela recrée ce qui se passe dans ce type d'architecture : l'acquisition des signaux de toutes les antennes ne se fait pas simultanément ; le temps total de mesure est N fois plus élevé que dans le cas de l'architecture parallèle, avec N le nombre d'antennes en réception. Cela explique que les erreurs soient plus importantes dans l'architecture commutée que dans l'architecture parallèle car la DoA a pu changer pendant le temps de mesure. Au contraire, l'architecture parallèle n'est pas sensible aux variations de la DoA dans le temps.

ii) Estimation de la fréquence Doppler

La figure 2.10 montre les résultats de l'estimation de la fréquence Doppler pour la fréquence centrale 2.45 GHz. Chaque point de la figure 2.10 est le pic du pseudo-spectre MUSIC obtenu en utilisant $X = 5$ rampes successives pendant lesquelles on considère que la variation de la fréquence Doppler est négligeable.

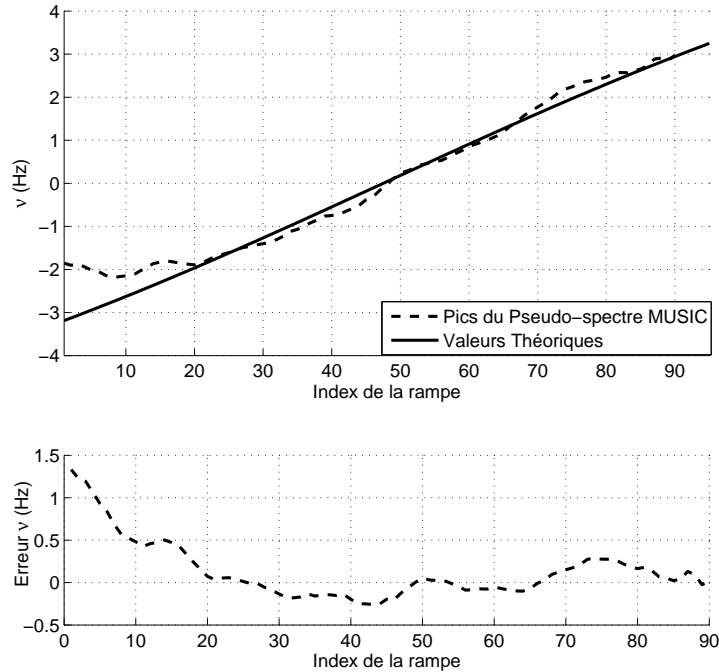


FIG. 2.10: Estimation de la fréquence Doppler à la fréquence 2.45 GHz

Pour augmenter la précision, tous les points de fréquence sont utilisés pour estimer la vitesse du mobile et les estimations de chaque antenne en réception sont moyennées. On observe des erreurs inférieures à 1Hz , à l'exception du début de la trajectoire, où l'erreur plus grande est attribuée à l'accélération importante.

iii) Estimation du retard

On s'intéresse maintenant à l'estimation de la distance entre émetteur et récepteur à chaque rampe, ce qui est équivalent à estimer le retard du trajet puisqu'ils sont proportionnels. La mesure de référence est réalisée à une distance de 3.5 m. Cette distance doit être ajoutée aux estimations pour retrouver la séparation réelle entre l'émetteur et le récepteur à chaque rampe. Les estimations de tous les cinq-ports sont moyennés. On obtient une précision meilleure que 5 cm (figure 2.11).

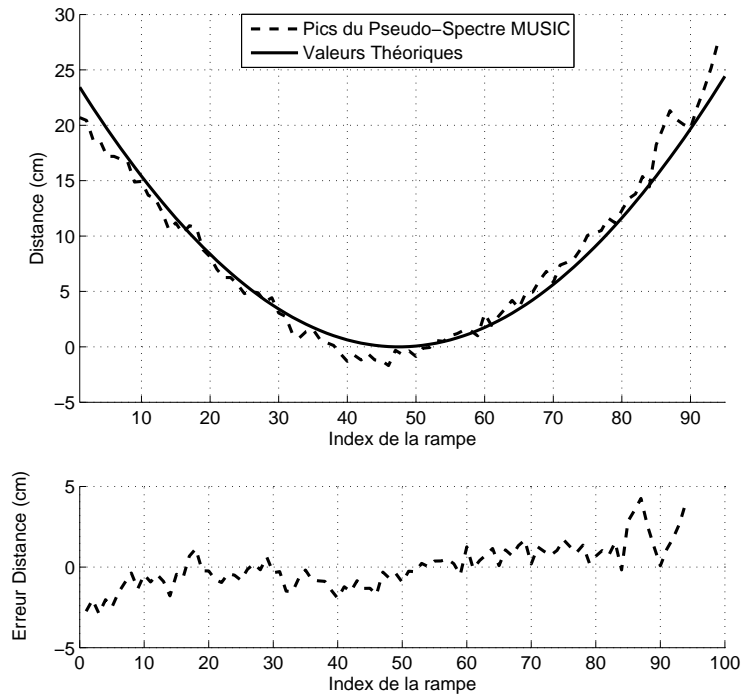


FIG. 2.11: Estimation de la distance dans un environnement dynamique

En conclusion, l'architecture parallèle du sondeur fournit une grande quantité de données à moindre coût, ce qui augmente la précision des estimations aussi bien pour la DoA, la fréquence Doppler et le retard.

2.3 Une nouvelle méthode pour l'estimation angulaire

Dans cette partie, nous proposons une technique pour l'estimation angulaire (DoD et DoA) en évitant l'utilisation de commutateurs et la multiplica-

tion de chaînes RF. Pour cela, on utilise des câbles dont la longueur dépend de la durée du signal d'excitation et de l'étalement temporel du canal étudié.

2.3.1 Principe de fonctionnement

Pour expliquer le principe de fonctionnement, on se concentre d'abord sur l'estimation de la DoA. La configuration de l'expérience est schématisée dans la figure 2.12. Un seul récepteur cinq-port est utilisé. Les signaux

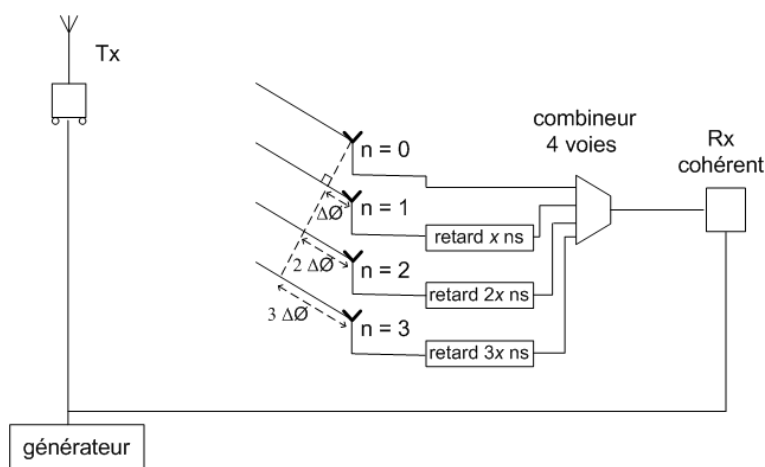


FIG. 2.12: Configuration du réseau en réception pour l'estimation de la DoA

provenant des antennes en réception subissent des retards différents ($0 ns$, $x ns$, $2x ns$ et $3x ns$ dans la figure 2.12) avant d'arriver au combineur de quatre voies connecté à l'entrée du cinq-port. Dans tous les cas, le retard relatif x doit être supérieur à l'étalement temporel du canal pour éviter le chevauchement des signaux provenant des différentes antennes réceptrices.

Par rapport à l'architecture parallèle, cette nouvelle méthode réduit les coûts matériels puisqu'un seul récepteur est utilisé. Cela permet aussi de diminuer la puissance du signal de référence puisque désormais il ne doit alimenter qu'un seul cinq-port. De la même façon que pour l'architecture parallèle, le signal d'excitation est généré une seule fois, ce qui fait diminuer le temps de mesure.

Imaginons un canal avec K trajets. θ_k et τ_k avec $k = 1, 2, \dots, K$ sont la DoA et le retard du k -ième trajet respectivement. On définit le signal d'excitation $u(t)$ de durée T_{signal} et l'étalement du canal $\Delta_\tau = \tau_K - \tau_1$. Si le

réseau d'antennes est linéaire, le déphasage du signal RF de longueur d'onde λ lorsqu'il arrive sur deux antennes adjacentes du réseau, séparées d'une distance d est de :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi d \cdot \sin(\theta_k)}{\lambda} \quad (2.7)$$

Le signal à l'entrée du récepteur RX de la figure 2.12 peut donc s'écrire :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{N-1} u\left(t - \tau_k - nx + \frac{d \cdot \sin(\theta_k)}{c}\right) \quad (2.8)$$

où N est le nombre d'antennes du réseau en réception. On peut distinguer deux cas en fonction de la valeur du paramètre x . Si x excède l'étalement temporel du canal plus la durée du signal d'excitations (si $x > \Delta_\tau + T_{signal}$), le signal $r(t)$ peut s'exprimer de la façon suivante :

$$r(t) = \begin{cases} \sum_{k=1}^K u\left(t - \tau_k - \left(x + \frac{d \cdot \sin\theta_k}{c}\right)\right) & t \in [\tau_1; \tau_1 + x[\\ \vdots & \vdots \\ \sum_{k=1}^K u\left(t - \tau_k - (N-1) \cdot \left(x + \frac{d \cdot \sin\theta_k}{c}\right)\right) & t \in [\tau_1 + Nx; \tau_1 + (N+1)x[\end{cases} \quad (2.9)$$

On observe que chaque intervalle de temps correspondant à une ligne de l'équation 2.9 correspond au signal reçu par chacune des antennes de réception. Cela veut dire qu'il est possible de séparer la contribution de chaque antenne en réception dans le temps. Donc, dans ce cas, la technique peut être interprétée comme une technique de multiplexage dans le temps, comparable à la technique de commutation, à l'exception qu'elle évite d'utiliser des commutateurs et les temps de garde associés à leurs effets transitoires.

Cependant, dans le cas où $\Delta_\tau < x < T_{signal} + \Delta_\tau$, les signaux ne sont plus séparables dans le domaine temporel et l'équation 2.9 n'est plus valable. Les paragraphes suivants expliquent comment réaliser le démultiplexage dans ce cas. La condition pour pouvoir l'appliquer est que la fréquence du signal d'excitation augmente ou diminue de façon linéaire avec le temps (signal CW en mode *pas à pas* ou signal chirp).

Supposons que le signal d'excitation soit une succession de L exponentielles complexes pures (signaux CW en mode *pas à pas*) exprimées de la façon suivante :

$$u(t) = \begin{cases} e^{j2\pi(f_0)t} & t \in [0; \Delta t[\\ e^{j2\pi(f_0+\Delta f)t} & t \in [\Delta t; 2\Delta t[\\ \vdots & \vdots \\ e^{j2\pi(f_0+(L-1)\Delta f)t} & t \in [(L-1)\Delta t; L\Delta t[\end{cases} \quad (2.10)$$

Où Δt est la période active pour chaque fréquence. La durée totale du signal d'excitation est donc $T_{signal} = L \cdot \Delta t$.

Une des entrées du récepteur est alimentée avec le signal défini par l'équation 2.10. On émet une copie synchronisée de ce signal. La deuxième entrée du récepteur est alimentée par la sortie du combineur de la figure 2.12, donc elle peut être exprimée par l'équation 2.8 où $u(t)$ doit être remplacé par l'équation 2.10. On s'intéresse aux contributions de chaque antenne en réception au signal total à la sortie du récepteur, après calibrage. Pour la l -ième fréquence (c'est à dire pour le l -ième échantillon, correspondant à $t = \frac{l}{f_s}$ où f_s est la fréquence d'échantillonnage), la contribution de la n -ième antenne peut s'écrire de la façon suivante :

$$r_n \left(t = \frac{l}{f_s} \right) = \sum_{k=1}^K a_{n,l,k} e^{j2\pi(\Delta f \cdot \psi_{k,n})l} \quad (2.11)$$

où $a_{n,l,k}$ est l'amplitude du rapport complexe entre le signal émis et la contribution du k -ième trajet au signal reçu par la n -ième antenne, pour le l -ième échantillon et $\psi_{n,k}$ est le retard associé à la k -ième onde arrivant sur la n -ième antenne :

$$\psi_{n,k} = \tau_k + n \left(x + \frac{d \sin \theta_k}{c} \right) \quad (2.12)$$

Selon les équations 2.11 et 2.12, les contributions correspondantes à des antennes adjacentes dans le réseau pour le k -ième trajet sont des sinusoides complexes dont les fréquences normalisées diffèrent de δ Hz, avec δ donné par :

$$\delta = \Delta f \left(x + \frac{d \cdot \sin(\theta_k)}{c} \right) \quad (2.13)$$

En considérant $x \gg \frac{d \cdot \sin \theta_k}{c}$, on peut faire l'approximation suivante :

$$\delta = \Delta f \cdot x \quad (2.14)$$

Cette équation est la clé de la méthode proposée car elle signifie que les signaux en bande de base correspondants aux différentes antennes en réception sont séparables dans le domaine de la fréquence en filtrant le signal

à la sortie du récepteur.

Afin de compenser les différences entre les chaînes de réception, il est nécessaire de réaliser une mesure de référence à 0° . De la même façon que pour les mesures de sondage de canal, le signal mesuré lors de la mesure de référence doit être filtré pour séparer les contributions de chaque antenne réceptrice. Pour chaque fréquence, le facteur S_{21} obtenu (après calibrage) lors du sondage de canal est divisé par le nombre complexe obtenu (après calibrage) lors de la mesure de référence. En faisant cela, on s'assure que la différence de phase des signaux correspondants aux différentes antennes en réception est due exclusivement à la DoA.

Le même raisonnement peut être appliqué à l'estimation de la DoD. Dans ce cas, les câbles seront ajoutés à l'entrée de chaque antenne en transmission au lieu d'être à la sortie des antennes en réception (figure 2.13).

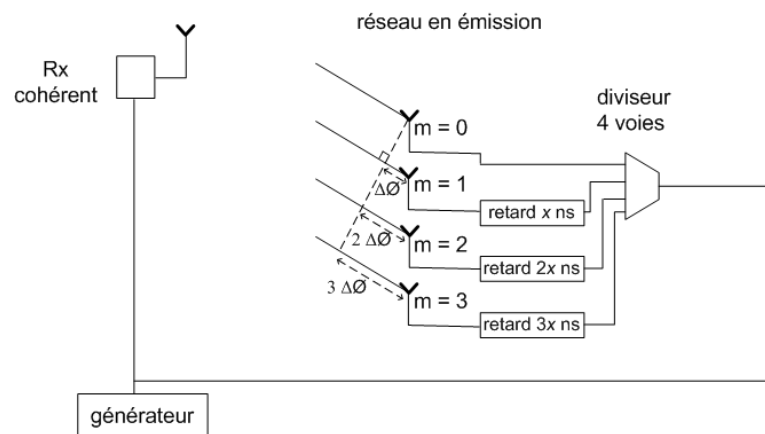


FIG. 2.13: Configuration du réseau en émission pour l'estimation de la DoD

Le récepteur doit être calibré avant d'être utilisé et une mesure de référence doit être réalisée. La condition $x > \Delta\tau$ doit être aussi respectée.

2.3.2 Simulations

En utilisant le logiciel commercial ADS d'Agilent, on simule un système avec un émetteur et quatre antennes en réception, mais un seul récepteur, de type cinq-port. Le signal utilisé est une succession de signaux CW couvrant une bande de fréquences entre 2.2 GHz et 2.7 GHz, avec un pas de 2 MHz. Les multitrajets sont simulés par des retards et des diviseurs connectés

directement aux générateurs. Trois trajets corrélés sont simulés avec les paramètres indiqués dans la table 2.2. Le paramètre x vaut 40 ns, ce qui est supérieur aux valeurs typiques d'étalement temporel présentées dans la littérature pour le sondage à l'intérieur des bâtiments [17]. Pour obtenir le signal de référence, on réalise une simulation avec un azimuth égal à 0° et une distance de 3.5 m entre le plan émetteur et le plan récepteur, ce qui explique le calcul de la table 2.2.

La figure 2.14 montre la valeur absolue de la FFT (Fast Fourier Transform) du signal de sortie, après avoir été calibré. On peut observer que les composantes correspondantes à chacun des signaux (acquis de façon simultanée) peuvent être séparées dans le domaine de la Transformée de Fourier.

Une fois que les signaux de chaque antenne réceptrice ont été séparés, on applique la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) à chaque signal. A chaque fois, une fenêtre de Blackman permet de minimiser les lobes secondaires. Chaque signal est ensuite divisé terme à terme par le signal de référence.

Il faut noter que, comme les trajets sont très proches dans le temps, la Transformée de Fourier dans la figure 2.14 ne permet pas de distinguer chaque trajet dans chaque signal reçu. L'utilisation d'un algorithme de Haute-Résolution est alors utile. L'algorithme MUSIC permet d'obtenir le pseudospectre de la figure 2.15. Le Lissage Spatial est nécessaire parce que les trajets sont corrélés. La taille des sous-réseaux utilisés pour l'algorithme de lissage est de 100 points de fréquence et 3 antennes. On observe que aussi bien le retard τ que la DoA sont correctement estimés pour les trois trajets, ce qui valide la nouvelle méthode.

TAB. 2.2: Paramètres théoriques des trajets simulés

	DoA ($^\circ$)	Distance TX-RX (m)	retard τ (ns) $\frac{D-3.5}{3 \cdot 10^8} \cdot 10^9$
Trajet 1	-10	5	5
Trajet 2	30	6	8.3
Trajet 3	20	7	11.7

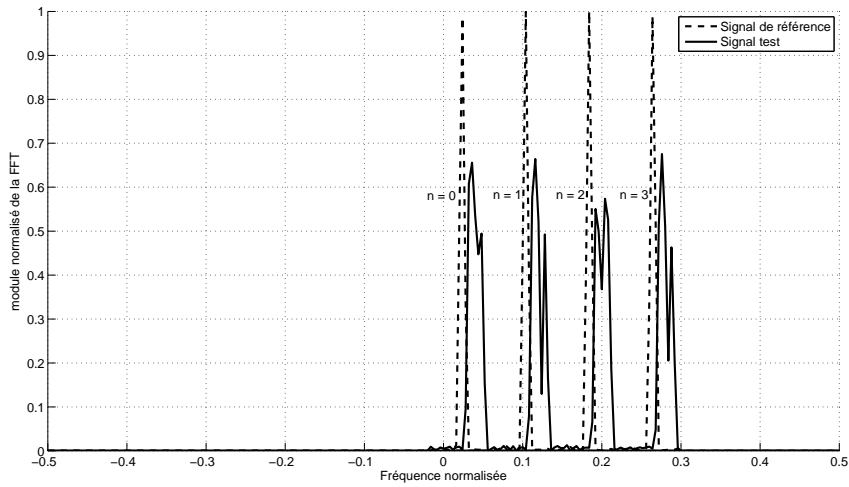


FIG. 2.14: Module de la FFT avant filtrage des signaux

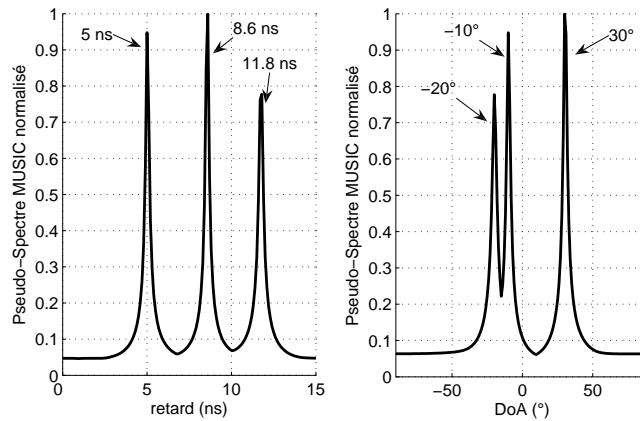


FIG. 2.15: Estimation conjointe retard/DoA - Simulation

2.3.3 Mesures en chambre anéchoïque

Des mesures ont été réalisées dans une chambre anéchoïque pour valider les simulations. Le signal d'excitation est le même que dans le paragraphe 2.3.2. Les sorties du récepteur sont échantillonnées et sauvegardées dans un PC à travers d'une carte d'acquisition de 12 bits de précision. Le rapport signal bruit mesuré à la sortie du récepteur cinq-port est de 27 dB. Comme

dans la simulation précédente, le retard subi par des signaux correspondants à des antennes adjacentes (paramètre x) est de 40 ns. Les retards sont obtenus grâce à des câbles coaxiaux faiblement dispersifs en fréquence. Aussi, on utilise toujours un fenêtrage de Blackman pour réduire les lobes secondaires.

Résultats de l'estimation de l'angle d'arrivée

Dans cette expérience, l'antenne en émission est une antenne cornet. Le réseau d'antennes en réception, composé d'antennes Quasi-Yagi [87], est placé sur un mât tournant pour faire varier la DoA. La séparation entre émetteur et récepteur est de 3.1 m. La distance entre antennes consécutives est de $\frac{\lambda}{2}$ où λ est la longueur d'onde à 2.45 GHz.

Selon la figure 2.12, la somme de tous les retards nécessaires dans un réseau de N antennes est de

$$X_{TOTAL} = \sum_{n=1}^{N-1} n \cdot x \quad (2.15)$$

La figure 2.16 montre la façon dont on a arrangé les câbles dans la manipulation, pour économiser des câbles. Cet arrangement ne modifie pas le principe d'opération expliqué dans les paragraphes antérieurs puisqu'il conserve le retard relatif entre signaux provenant d'antennes consécutives (paramètre $x = 40$ ns). Le retard apporté par la longueur des câbles dont on a besoin avec cet arrangement est de

$$X_{TOTAL} = (N - 1) \cdot x \quad (2.16)$$

Comme les câbles et les combineurs Wilkinson introduisent des pertes, on utilise des amplificateurs faible bruit (LNA) et des atténuateurs de valeurs différentes afin d'obtenir des signaux de puissance similaire. Pour évaluer la précision de l'estimation de la DoA, on fait varier la position relative émetteur-récepteur entre -60° et 60° et on fait une acquisition pour chaque position.

La table 2.3 montre les valeurs théoriques et les résultats de l'estimation MUSIC pour la DOA à chaque position. Les estimations sont en accord avec les valeurs théoriques. L'erreur augmente avec l'angle, de la même façon que le diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire s'élargit pour les directions éloignées du plan orthogonal au réseau [88].

TAB. 2.3: Résultats de l'estimation de la DoA en chambre anéchoïque

Valeur théorique	Estimation MUSIC DoA (°)
-60	-59
-50	-50
-40	-39
-30	-30
-20	-20
-10	-10
0	0
10	10
20	20
30	30
40	41
50	52
60	64

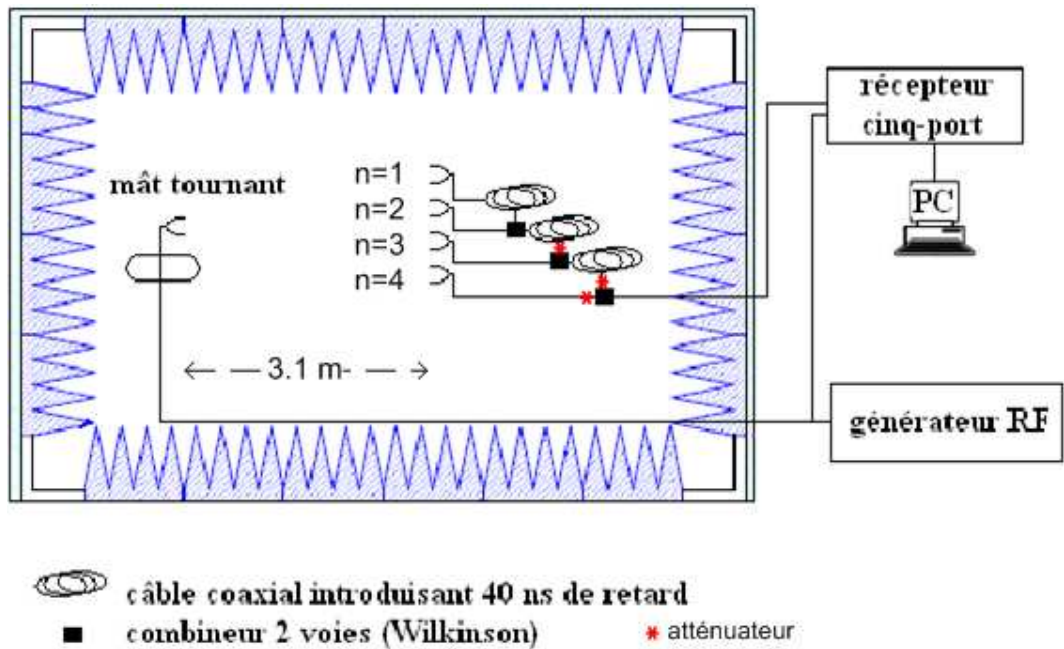


FIG. 2.16: Configuration pour l'estimation de DoA en chambre anéchoïque

La figure 2.17 montre le module de la FFT du signal de sortie, après calibrage et avant filtrage. On observe cinq pics. Le pic à la fréquence nulle ne fournit pas d'information. Il est dû aux erreurs de calibrage, qui introduisent un offset. Les quatre autres pics correspondent aux quatre antennes de réception ($n = 0, 1, 2, 3$). On peut noter que les amplitudes ne sont pas exactement les mêmes. Bien qu'il soit préférable d'avoir des amplitudes semblables, il n'est pas nécessaire qu'elles soient exactement les mêmes car la division par la mesure de référence compensera ces différences.

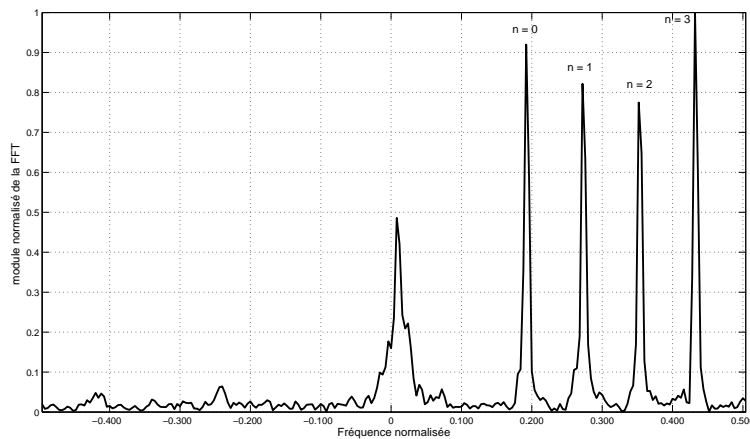


FIG. 2.17: Module de la FFT du signal de sortie après calibrage

Résultats de l'estimation de l'angle de départ

Dans cette expérience, le réseau en transmission est composé de quatre antennes Quasi-Yagi. L'antenne en réception est maintenant l'antenne cornet, reliée au récepteur cinq-port. Les estimations de DoD issues de l'algorithme MUSIC et du Lissage Spatial pour différentes localisations relatives entre émetteur et récepteur sont présentées dans la table 2.4. De même que pour les estimations de DoA, les résultats sont satisfaisants et les erreurs maximales correspondent aux angles extrêmes.

TAB. 2.4: Résultats de l'estimation de la DoD et de la DoA en chambre anéchoïque

Valeur théorique	Estimation MUSIC DoD (°)
-60	-56
-50	-48
-40	-40
-30	-29
-20	-20
-10	-10
0	0
10	10
20	20
30	31
40	41
50	51
60	64

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, deux méthodes ont été proposées pour améliorer le temps d'acquisition des mesures. La première d'entre elles est l'utilisation d'un signal chirp. Il a été expliqué comment modéliser la réponse du sondeur à ce signal aussi bien dans le domaine temporel que dans le domaine angulaire, sans être perturbé par la variation du canal au cours du temps. La robustesse des architectures parallèles en réception a été démontrée pour des scénarios où la DoA varie considérablement pendant le temps de mesure. Pour une largeur de bande de 500 MHz, la précision et la résolution de la distance parcourue par l'onde est meilleure que le décimètre. L'erreur maximale obtenue est de 4° sur l'angle d'arrivée et de 1 Hz pour la fréquence Doppler. Ces résultats valident ce sondeur comme un outil précis pour des mesures à l'intérieur des bâtiments.

La deuxième technique est une méthode de multiplexage. La méthode évite l'utilisation de commutateurs et la duplication de récepteurs. L'inconvénient réside dans les pertes dans les câbles. Cela peut être compensé par des LNAs de gains variables. La technique a été appliquée pour estimer la DoA en n'utilisant qu'un seul récepteur et pour estimer la DoD, avec des

résultats satisfaisants. Elle a été validée en chambre anéchoïque.

Après avoir démontré la capacité du sondeur pour estimer la DoD et le Doppler, l'estimation de la polarisation est le dernier objectif concernant l'amélioration du sondeur de TELECOM ParisTech. Elle sera abordée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Estimation haute-résolution de la polarisation

3.1 Introduction

Parmi les paramètres qui caractérisent les différents trajets d'un environnement (angle de départ, angle d'arrivée, retard, polarisation et amplitude), le paramètre polarisation est celui qui a reçu le moins d'attention dans le sondage de canal. La plupart des études supposent que la polarisation des ondes reçues est parfaitement adaptée à celle des antennes en réception. Cependant, dans les environnements réels, le signal de réception a rarement la même polarisation que le signal émis, à cause du mécanisme de dépolarisation [89].

De la même façon qu'on estime le retard, la DoD et la DoA de chaque trajet dans un canal, il semble naturel de chercher à estimer l'état de polarisation de l'onde associée à chaque trajet. Les mesures du canal de propagation prenant en compte la polarisation se sont multipliées depuis les dernières années [26] [32] [90] [91] [92] [93] [94]. Une des approches possibles consiste à estimer le retard et les paramètres angulaires des trajets pour chacun des quatre canaux suivants : émission verticale - réception verticale, émission verticale - réception horizontale, émission horizontale - réception horizontale et émission horizontale - réception verticale. Pour chacun de ces canaux, on doit observer les mêmes trajets, avec les mêmes retards, mêmes DoD et mêmes DoA. Cependant, il est parfois difficile de faire correspondre les trajets des différents canaux car il ne s'agit pas d'une estimation conjointe. Le niveau de polarisation croisée (XPD) et sa dépendance avec la distance émetteur récepteur est étudié dans [32]. A part la contribution

de l'université de Aalborg [31], on ne trouve pas dans la littérature des mesures dont l'objectif est de déterminer l'état de polarisation complet de chaque trajet individuel. Oestges et al [30] proposent un modèle qui associe un état de polarisation à chaque trajet mais ce modèle n'est pas basé sur des mesures, il serait convenable de le vérifier expérimentalement.

L'objectif de ce chapitre est d'ajouter au sondeur la capacité d'estimer la polarisation de chaque trajet. Dans une première partie, on généralise l'algorithme MUSIC pour tenir compte de la polarisation. Dans la deuxième partie du chapitre, on réalise des simulations pour valider l'algorithme et déterminer quelles sont les conditions de rapport signal sur bruit et de couplage entre polarisations acceptables pour que l'algorithme fonctionne correctement. Ensuite, on construit un réseau d'antennes à double polarisation. Finalement, une expérience en chambre anéchoïque est présentée.

3.2 Principes théoriques

Il est nécessaire dans un premier temps de définir les paramètres qui déterminent l'état de polarisation d'une onde et de définir un paramètre qui quantifie l'erreur de l'estimation obtenue par l'algorithme MUSIC.

3.2.1 Equation de l'ellipse de polarisation

Supposons une onde qui arrive sur un réseau à double polarisation (figure 3.1). La polarisation de l'onde électromagnétique plane incidente, à une fréquence donnée, est décrite par le lieu tracé par la pointe de son vecteur champ électrique dans le plan perpendiculaire à sa propagation. Pour une onde TEM, on peut décomposer le champ électrique suivant ses composantes transverses E_ϕ et E_θ , de la façon suivante (figure 3.2) :

$$E = E_\phi \hat{u}_\phi + E_\theta \hat{u}_\theta \quad (3.1)$$

On définit β , l'orientation de l'onde, comme l'angle formé entre l'axe \hat{u}_θ et l'axe majeur de l'ellipse. La tangente de l'ellipticité α est le rapport entre les longueurs des axes de l'ellipse. Son signe indique le sens de rotation.

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{\text{longueur axe mineur}}{\text{longueur axe majeur}} \right) \quad (3.2)$$

Pour éliminer les ambiguïtés, on définit β et α tels que $0 \leq \beta < \pi$ et $-\frac{\pi}{4} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{4}$. Les paramètres α et β déterminent l'état de polarisation de

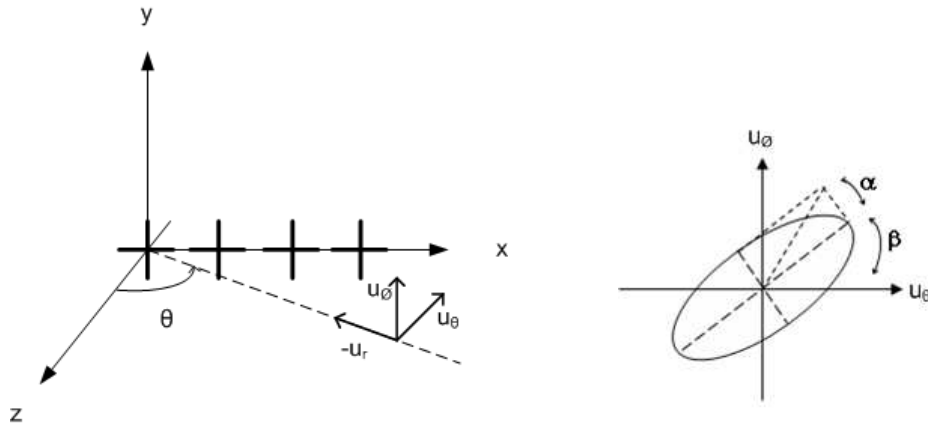


FIG. 3.1: Réseau à double polarisation FIG. 3.2: Ellipse de polarisation

l'onde, qui peut être représenté par une position M dans la sphère de Poincaré, comme dans la figure 3.3. La latitude du point M est 2α et la longitude

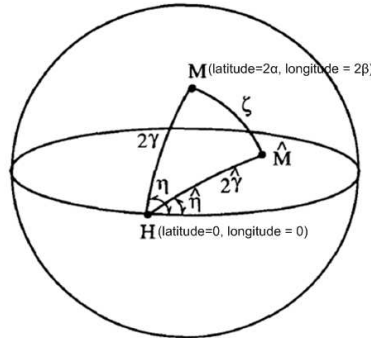


FIG. 3.3: Sphère de Poincaré

est 2β , par rapport au point H de référence, qui correspond à la polarisation linéaire horizontale. Sur cette sphère, les polarisations linéaires se situent sur l'équateur de la sphère et les polarisations circulaires aux deux pôles. Les polarisations orthogonales sont situées aux antipodes l'une de l'autre [88].

La position M peut se décrire alternativement grâce aux paramètres γ et η , qui sont respectivement le rapport d'amplitudes des composantes E_ϕ et E_θ et leur déphasage. En négligeant la phase absolue, les composantes du champ électrique transverse peuvent s'écrire donc en fonction de γ et de η

de la façon suivante :

$$\begin{aligned} E_\theta &= E \cdot \cos(\gamma) \\ E_\phi &= E \cdot \sin(\gamma) \cdot e^{j\eta} \end{aligned} \quad (3.3)$$

où $0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{2}$ et $-\pi < \eta \leq \pi$.

En appliquant les formules de trigonométrie sur la sphère de Poincaré de la figure 3.3, la relation entre (α, β) et (γ, η) est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \tan(2\beta) &= \tan(2\gamma) \cdot \cos(\eta) \\ \sin(2\alpha) &= \sin(2\gamma) \cdot \sin(\eta) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Nous voulons maintenant définir un paramètre pour quantifier l'erreur commise lors de l'estimation de la polarisation d'une onde. Dans la figure 3.3, la position du point \hat{M} représente l'estimation de l'état de polarisation du point M . ζ est la distance angulaire en degrés entre les points M et \hat{M} ($0 \leq \zeta \leq \pi$). En appliquant la loi des cosinus en trigonométrie sphérique sur la géométrie de la figure 3.3, on peut écrire ζ en fonction de γ , η , $\hat{\gamma}$ et $\hat{\eta}$ [95] :

$$\cos(\zeta) = \cos(2\gamma)\cos(2\hat{\gamma}) + \sin(2\gamma)\sin(2\hat{\gamma})\cos(\eta - \hat{\eta}) \quad (3.5)$$

ζ nous donnera donc une idée de l'erreur commise par l'estimation obtenue avec l'algorithme MUSIC expliqué dans le paragraphe suivant.

3.2.2 Généralisation de l'algorithme MUSIC pour l'estimation de la polarisation

Pour obtenir le champ électrique induit dans les éléments du réseau de la figure 3.1, on utilise la matrice de passage de coordonnées sphériques à coordonnées cartésiennes suivante :

$$\begin{pmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\theta)\cos(\phi) & \cos(\theta)\cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\theta)\sin(\phi) & \cos(\theta)\sin(\phi) & \cos(\phi) \\ \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{r} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

En combinant les équations 3.3 et 3.6, et en considérant que la composante suivant \hat{r} est nulle (car onde TEM), le champ électrique qui incide sur le réseau d'antennes de la figure 3.1 s'écrit :

$$\begin{aligned} E = \|E\| [& (\cos(\theta)\cos(\phi)\cos(\gamma) - \sin(\phi)\sin(\gamma)e^{j\eta})\hat{x} \\ & (\cos(\theta)\sin(\phi)\cos(\gamma) + \cos(\phi)\sin(\gamma)e^{j\eta})\hat{y} \\ & (-\sin(\theta)\cos(\gamma))\hat{z}] \end{aligned} \quad (3.7)$$

Nous supposons que l'élévation est nulle ($\phi = 0^\circ$) pour tous les trajets, c'est à dire que les vecteurs de propagation de toutes les ondes sont contenus dans le plan xy . On peut alors simplifier l'équation :

$$E = \|E\| \begin{bmatrix} \cos(\theta)\cos(\gamma) \cdot \hat{x} \\ \sin(\gamma)e^{j\eta} \cdot \hat{y} \\ -\sin(\theta)\cos(\gamma)\hat{z} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Selon la géométrie de la figure 3.1, la composante x sera mesurée grâce aux dipôles horizontaux et la composante y grâce aux dipôles verticaux. La composante z ne pourra pas être mesurée mais les composantes x et y des différentes antennes du réseau sont suffisantes pour déterminer l'état de polarisation et l'azimut de la DoA lorsqu'on considère que l'élévation est nulle. En utilisant plusieurs points de fréquence il sera également possible de déterminer le retard de chaque trajet.

Afin de généraliser l'algorithme MUSIC pour estimer la polarisation des ondes, il faut reformuler les vecteurs directionnels d'un réseau à diversité de polarisation, comme celui de la figure 3.1. Dans ce cas, ils dépendent non seulement du retard et de la DoA, comme c'était le cas dans le chapitre 2 (équation 2.3) mais aussi des deux autres paramètres caractérisant la polarisation d'une onde : γ et η . La dimension du pseudo-spectre résultant de l'algorithme MUSIC est égale au nombre de paramètres à estimer. Pour estimer le retard, l'azimut de la DoA et l'état de polarisation des ondes, le pseudo-spectre MUSIC est donc une fonction à quatre dimensions.

Pour prendre en compte la polarisation, les vecteurs directionnels p_k pour le k -ième trajet peuvent s'écrire en généralisant les vecteurs directionnels a_k décrits dans l'équation 2.3 du chapitre 2, (adaptés au cas de l'estimation conjointe retard-DoA azimut) :

$$p_k(\theta, \tau, \gamma, \eta) = a_k(\theta, \tau) \otimes q_k(\theta, \gamma, \eta) \quad (3.9)$$

Dans cette équation, \otimes est le produit de Kronecker et $q_k(\theta, \gamma, \eta)$ est un vecteur à deux dimensions contenant les composantes de champ électrique induits dans les dipôles suivant la direction \hat{x} et \hat{y} . Selon la relation 3.8, on peut écrire :

$$q_k(\theta, \gamma, \eta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta)\cos(\gamma) & \sin(\gamma) \cdot e^{j\eta} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Dans la relation 3.9, on suppose que l'état de polarisation de la k -ième onde est constant dans la bande de fréquences sous étude. Si ce n'était pas le cas, il faudrait réaliser une estimation conjointe DoA-polarisation pour

chaque fréquence.

Si les sources sont corrélées, il est nécessaire d'appliquer un algorithme de lissage spatial (*Spatial Smoothing* en anglais) [6] qui consiste à calculer une matrice de covariance lissée à partir des matrices de covariance R_p de P sous-réseaux tel que défini dans l'équation A.11 de l'annexe A. Il faut prendre la précaution cette fois-ci pour que les dipôles de polarisations orthogonales appartenant à une même antenne se retrouvent dans le même sous-réseau [95], comme dans la figure 3.4.

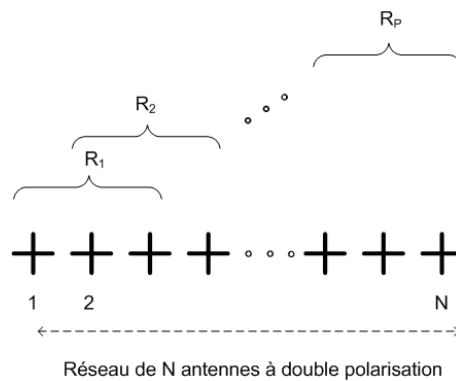


FIG. 3.4: Lissage spatial pour un réseau d'antennes à double polarisation

3.3 Simulations

Comme toujours, les mesures sont précédées de simulations pour valider l'algorithme et déterminer les limites des conditions d'utilisation.

3.3.1 Scénario multi-trajets

Une simulation a été réalisée avec cinq trajets décorrélés définis chacun par un retard, une DoA et un état de polarisation donné (figure 3.5). Le signal d'excitation est un signal dont la fréquence varie *pas à pas* par pas de 20 MHz, entre 2.2 et 2.7 GHz. Le rapport signal sur bruit (SNR) est de 30 dB. Nous avons voulu simuler aussi l'existence d'un niveau de couplage entre les polarisations orthogonales d'une même antenne.

Supposons deux chaînes de réception, l'une d'entre elle comportant un dipôle récepteur orienté suivant l'axe x et l'autre comportant un dipôle récepteur orienté suivant l'axe y . On définit V_{xx} et V_{yy} les sensibilités respectives des chaînes de réception à des champs électriques polarisés suivant l'axe d'orientation du dipôle récepteur. On définit aussi V_{xy} et V_{yx} la fraction d'amplitude du champ électrique polarisé suivant l'axe orthogonal aux dipôles, captés par ceux-ci. Ainsi, pour simuler les ondes reçues par le réseau avec couplage entre polarisations on peut remplacer $q_k(\theta, \gamma, \eta)$ de l'équation 3.10 par $q'_k(\theta, \gamma, \eta)$ tel que :

$$q'_k(\theta, \gamma, \eta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta)\sin(\gamma)e^{j\eta} & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{xx} & V_{xy} \\ V_{yx} & V_{yy} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Dans la simulation dont les résultats sont montrés dans la figure 3.5, nous avons imposé $V_{yx} = V_{xy} = 10^{-30/20}$. Nous avons choisi cette valeur

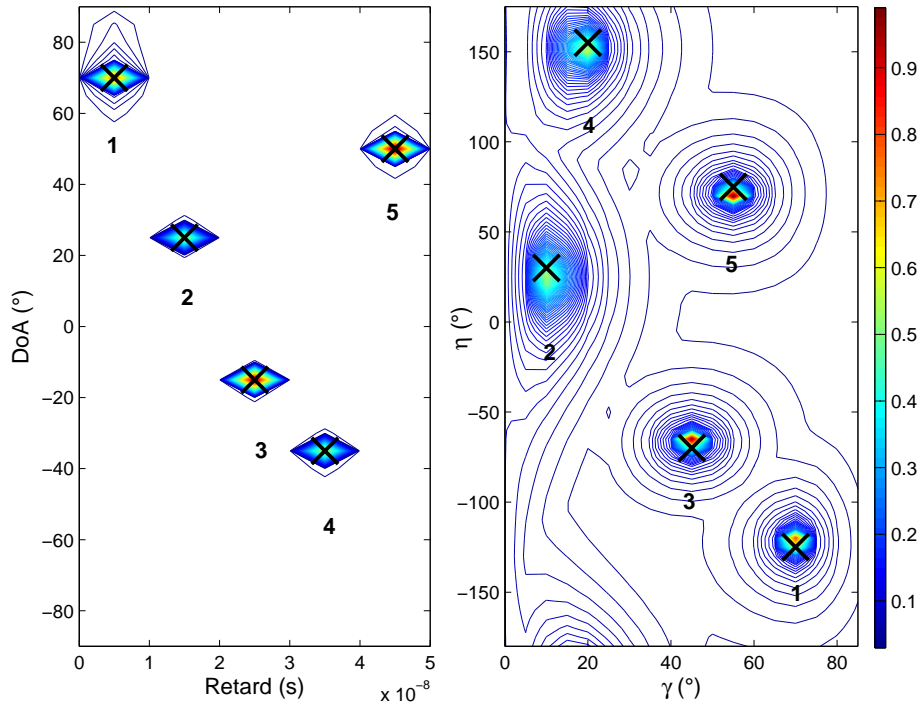


FIG. 3.5: Courbes de niveau du pseudo-spectre MUSIC normalisé, pour un scénario avec cinq trajets décorrélés

(ainsi que un SNR élevé) pour valider dans un premier temps l'algorithme, nous étudierons par la suite la dégradation des résultats pour des conditions moins favorables. Le réseau simulé se compose de huit paires de dipôles disposés linéairement et séparés de $\frac{\lambda}{2}$.

Après l'application de l'algorithme de lissage (la taille de chaque sous-réseau est de 7 points de fréquence fois 6 antennes à double polarisation) et de l'algorithme MUSIC, les courbes de niveau du pseudo-spectre 4D obtenu sont montrées dans la figure 3.5. L'estimation se faisant de façon conjointe pour toutes les dimensions, il n'y a pas de problème pour identifier dans chaque dimension les trajets numérotés entre 1 et 5. Dans ces conditions, les pics du pseudo-spectre correspondent aux valeurs attendues, indiquées par des croix sur la figure 3.5.

Une fois l'algorithme validé, on s'intéresse à quantifier la dégradation de l'estimation de l'état de polarisation en fonction du rapport signal sur bruit et du niveau de découplage de polarisation entre les composantes orthogonales de chaque antenne.

3.3.2 Influence du bruit et du couplage entre polarisations

Dans les simulations suivantes, pour limiter le temps de calcul, on ne s'intéresse pas à l'estimation du retard. Nous utilisons un signal sinusoïdal à la fréquence 2.45 GHz. Le réseau simulé est le même que dans le paragraphe précédent et nous réalisons 100 tirages pour chaque condition de SNR et couplage entre polarisations. Les valeurs *théoriques* de la DoA (variant sur une plage de $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$) et de l'état de polarisation de l'onde (avec $0^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ$ et $-180^\circ < \eta \leq 180^\circ$) simulée à chaque tirage sont aléatoires.

L'influence du couplage entre polarisations est rarement étudié dans les publications, car peu d'entre elles ont l'objectif de s'appliquer à des mesures réelles, la plupart ne montrent que des résultats de simulation [96] [66] [97] [95] [98] [1] [99] [100] [101]. Il constitue cependant un paramètre important à prendre en compte lors de la fabrication des antennes à double polarisation. Dans la figure 3.6, on calcule la moyenne de l'erreur ζ , calculée selon la relation 3.5. On observe que pour un SNR de 10 dB, il faut un niveau de découplage entre polarisations de $-20dB$ pour assurer une erreur dans l'esti-

mation de la polarisation inférieure à 20° . Dans le cas où on utilise plusieurs points de fréquences, l'erreur serait inférieure à cause du plus grand nombre de données.

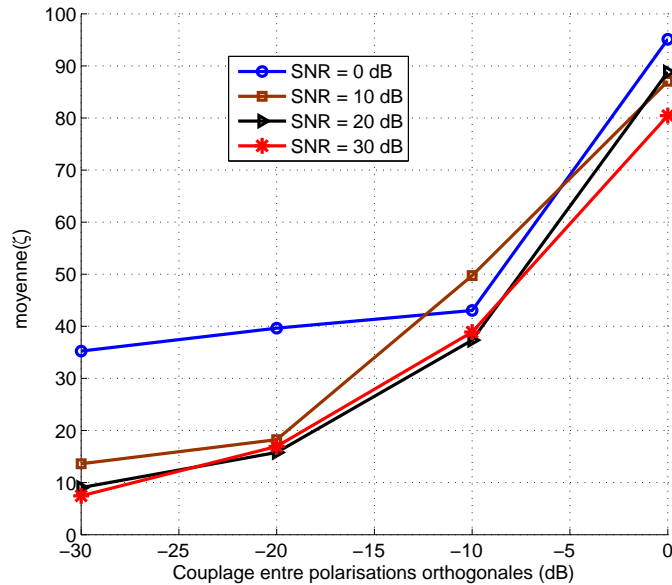


FIG. 3.6: Moyenne de l'erreur commise dans l'estimation de la polarisation suivant le SNR et le niveau de couplage

3.4 Fabrication d'antennes double polarisation bas coût

Nous avons cherché dans la littérature des antennes conçues en technologie micro-ruban pour faciliter la fabrication. Afin d'augmenter la bande passante, qui est normalement faible pour ce type d'antennes [88], nous avons choisi de réaliser le réseau d'antennes proposé par C.T.P. Song dans l'article [102] parce que la bande passante était élevée (de l'ordre de 500 MHz) et que le réseau était réalisé sur le même substrat, ce qui garantit que la distance entre antennes est constante.

3.4.1 Fabrication d'une antenne à double polarisation

L'antenne utilisée, dont le schéma est présenté dans la figure 3.7, se compose de deux plaques de diélectrique séparées par des entretoises en nylon.

L'élément inférieur (figure 3.8a) est alimenté par deux ports correspondants à des polarisations orthogonales. La position des ports ainsi que la forme du patch sont importantes pour garantir un certain niveau d'adaptation et de découplage entre polarisations.

L'élément supérieur (figure 3.8b) est alimenté par couplage avec l'élément inférieur. Il sert à augmenter la largeur de bande de l'antenne : les dimensions étant plus grandes que celles de l'élément inférieur, l'élément supérieur est responsable de l'adaptation de l'antenne aux fréquences basses.

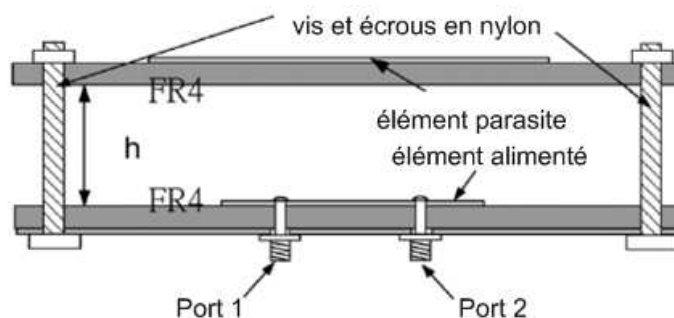


FIG. 3.7: Schéma du prototype construit

Dans cet article, les dimensions des antennes étaient optimisées pour fonctionner entre 2.4 et 2.483 GHz. Nous avons modélisé l'antenne grâce au logiciel CST et nous avons réalisé une homothétie, dont le facteur a été optimisé par CST, afin de travailler entre 2.2 et 2.7 GHz.

Le substrat utilisé est de type FR4 :

- caractéristiques du diélectrique : époxy, épaisseur $h = 1.59\text{mm}$, permittivité $\epsilon_r = 4.15$, pertes diélectriques $\tan(\delta) = 0.02$
- caractéristiques du conducteur : double-face cuivré, épaisseur du cuivre $e = 35\mu\text{m}$

Les dimensions finales des motifs sont indiquées dans les figures 3.8a et 3.8b. La hauteur optimisée des entretoises est de 8.56 mm.

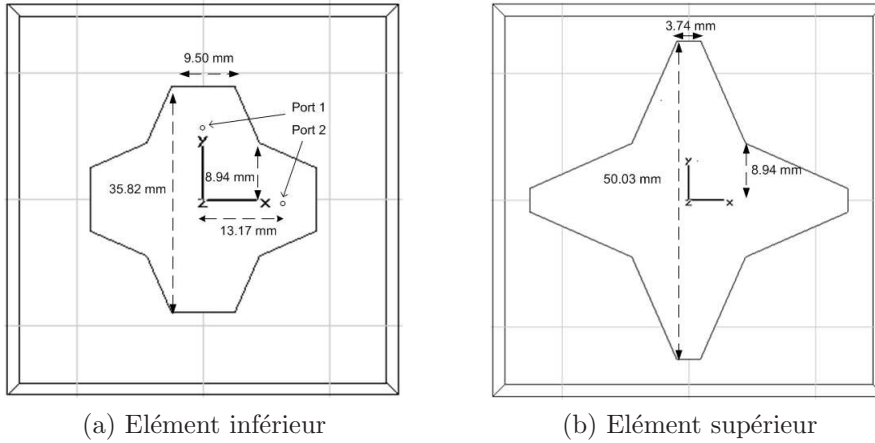


FIG. 3.8: Dimensions des motifs

La figure 3.9 est une photo de l'antenne fabriquée.

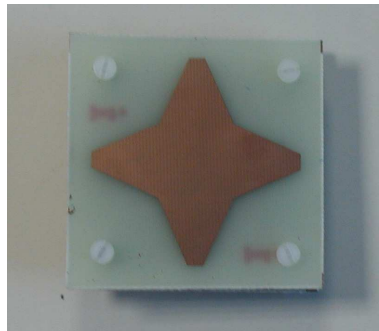


FIG. 3.9: Photographie de l'antenne à double polarisation réalisée, vue de dessus

Les paramètres S pour l'un des ports de l'antenne sont montrés dans la figure 3.10. L'antenne réalisée montre une désadaptation supérieure de 2dB par rapport à la désadaptation simulée. Cela explique que le paramètre S_{12} soit légèrement meilleur qu'en simulation, et inférieur à -17 dB dans toute la bande. Nous ne présentons pas les paramètres S pour le deuxième port car l'antenne est symétrique.

Quant aux diagrammes de rayonnement, les mesures en chambre anéchoïque coïncident avec les simulations avec CST (figure 3.11).

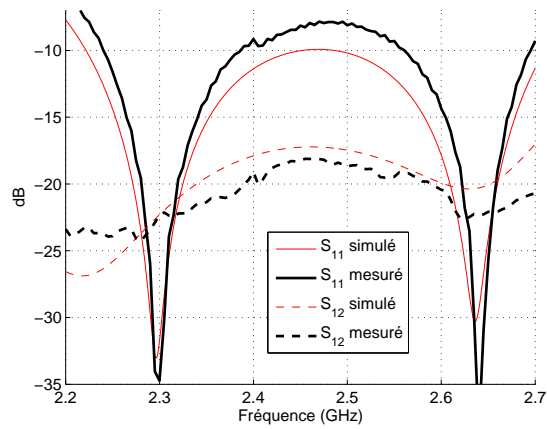


FIG. 3.10: Paramètres S de l'antenne réalisée

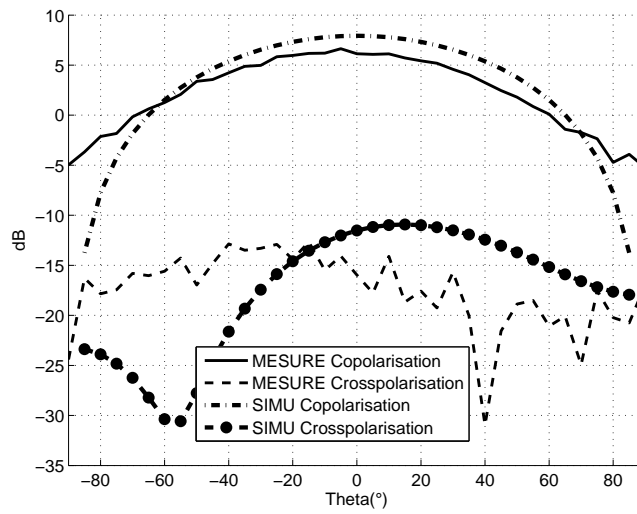


FIG. 3.11: Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.45 GHz en simulation CST et en mesure en chambre anéchoïque

La largeur de faisceau à -3dB est de 75° (entre -40° et 35°). Le niveau de composante croisée par rapport au niveau de composante en copolarisation (XPD) est de l'ordre de -20 dB pour un azimuth de 0° et inférieur à -18 dB entre -40° et 35° .

La figure 3.12 montre que ce comportement est relativement constant dans

toute la bande de fréquences utilisée.

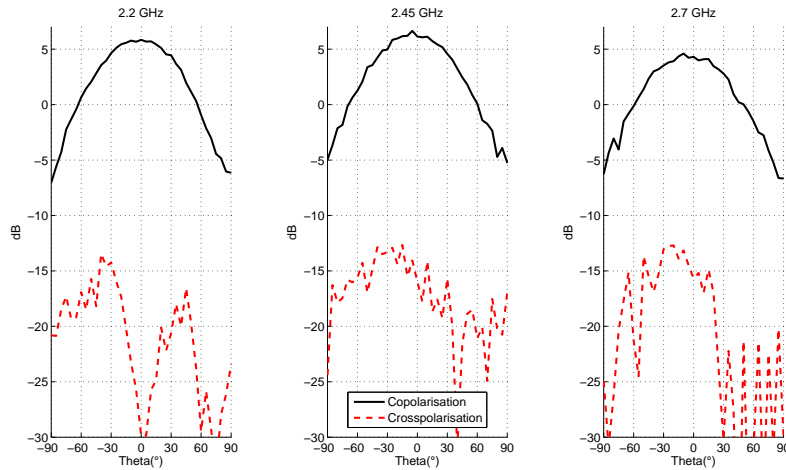


FIG. 3.12: Diagrammes de rayonnement en azimut à 2.2, 2.45 et 2.7 GHz, mesurés en chambre anéchoïque

3.4.2 Réalisation du réseau d'antennes

Nous avons ensuite simulé avec CST un réseau de quatre antennes à double polarisation (figure 3.13). La séparation entre antennes adjacentes est

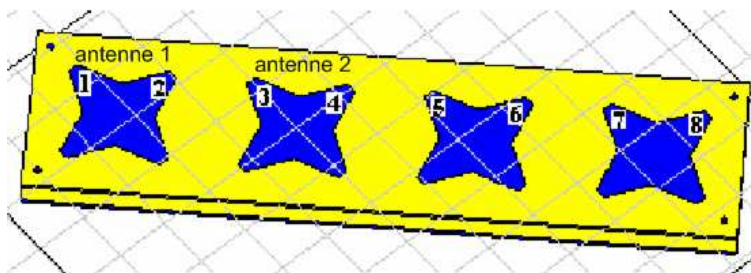


FIG. 3.13: Réseau d'antennes à double polarisation simulé avec CST et numérotation des ports

de 6.25 cm, ce qui correspond à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence de 2.4 GHz. Les polarisations orthogonales correspondent à $\pm 45^\circ$ (figure 3.14a) afin que le couplage entre ports d'antennes différentes mais de même

polarisation soit le même pour les deux polarisations, ce qui ne serait pas le cas si des antennes à polarisation verticale/horizontale étaient disposées comme dans la figure 3.14b. L'ouvrage [88] fournit une explication détaillée de ce phénomène.

Les composantes en polarisation verticale et horizontale (\vec{E}_v et \vec{E}_h respecti-



FIG. 3.14: Configurations du réseau

vement) peuvent être retrouvées à partir des composantes -45° (port 1, \vec{E}_1) et $+45^\circ$ (port 2, \vec{E}_2) grâce à la matrice de rotation suivante :

$$\begin{pmatrix} \vec{E}_v \\ \vec{E}_h \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{E}_2 \\ \vec{E}_1 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

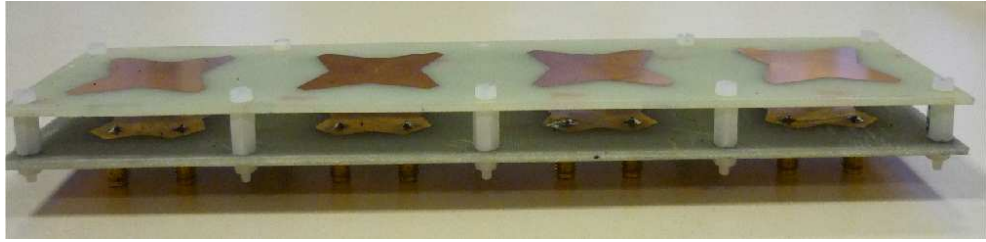


FIG. 3.15: Photographie du réseau d'antennes construit

La figure 3.16 montre la désadaptation des 8 ports, mesurés grâce à l'analyseur de réseau, en chambre anéchoïque. On observe que la désadaptation est inférieure à -10 dB pour tous les ports entre 2.2 GHz et 2.7 GHz.

Dans la figure 3.17, on observe que le paramètre S_{12} (où le port 1 correspond à la polarisation -45° et le port 2 correspond à la polarisation $+45^\circ$, comme il est indiqué dans la figure 3.13) reste inférieur à -15 dB dans toute la bande. On peut noter aussi que l'isolation entre ports est meilleure pour l'antenne 1 (antenne au bord du réseau) que pour l'antenne 2 (antenne centrale). En effet, bien que les motifs des deux antennes soient identiques, la non-symétrie des éléments voisins nous faisait prévoir des différences au niveau des paramètres S.

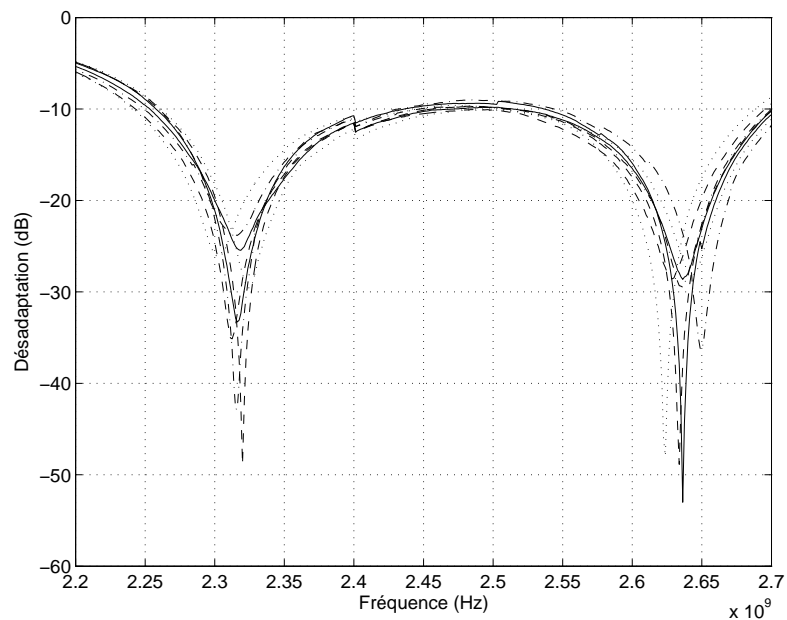


FIG. 3.16: Désadaptation des antennes mesurée avec l'analyseur de réseau

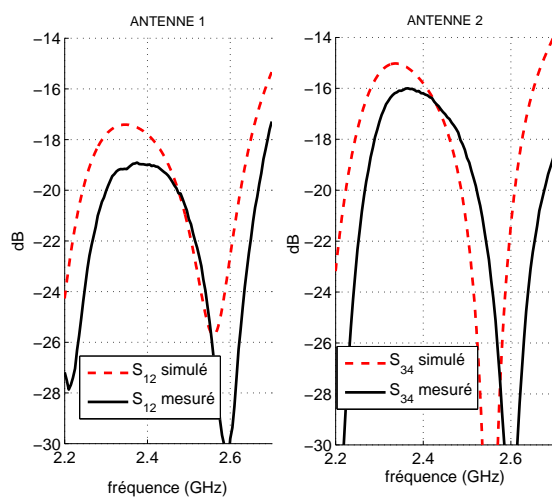


FIG. 3.17: Couplage entre polarisations dans une même antenne

La figure 3.18 montre l'isolation entre les ports d'antennes différentes.

L'isolation entre des ports de même polarisation mais d'antennes différentes (port 1 et port 3) est inférieure à -15 dB dans toute la bande. Celle entre des ports de polarisation croisée et d'antennes différentes (port 1 et port 4) est logiquement meilleure.

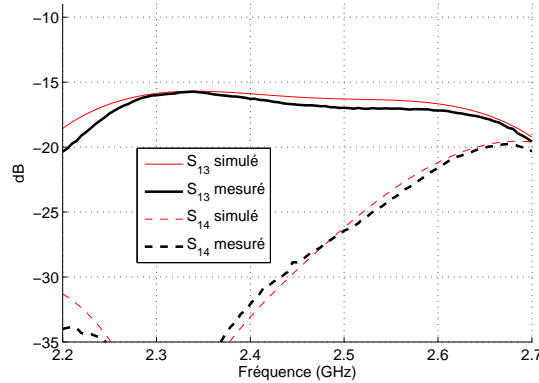


FIG. 3.18: Couplage entre éléments de même polarisation

Pour étudier le couplage entre polarisations, le paramètre S_{12} n'est pas suffisant : il faut étudier en complément les diagrammes de rayonnement du réseau car le couplage peut se faire par radiation.

3.4.3 Diagrammes de rayonnement du réseau

Pour caractériser le réseau en champ lointain, nous avons mesuré les diagrammes de rayonnement des antennes en fixant le réseau sur le mât tournant de la chambre anéchoïque suivant deux positions différentes, indiquées dans la figure 3.19. On définit la position 1 comme la position dans laquelle les dipôles qui composent une antenne sont orientés à $\pm 45^\circ$ à partir de la verticale. C'est dans cette position que le réseau d'antennes sera utilisé lors de son utilisation dans le sondeur de canal. La position 2 fait référence au cas où les dipôles sont alignés avec les directions verticale et horizontale.

Les figures 3.20 et 3.21 ont été obtenues avec le réseau dans la position 1. Nous présentons les diagrammes pour des angles d'azimut compris entre -90°



FIG. 3.19: Alignement des antennes pour la mesure des diagrammes de rayonnement

et 90° car, à cause du plan de masse dans la plaque inférieure, le diagramme théorique est nul pour le reste des angles. En pratique, nous avons ajouté des absorbants autour du réseau pour éviter le rayonnement arrière produit par la diffraction sur les bords des plaques. La figure 3.20 présente les diagrammes obtenus en émettant une onde à polarisation verticale et la figure 3.21 montre le cas où l'onde émise a une polarisation horizontale.

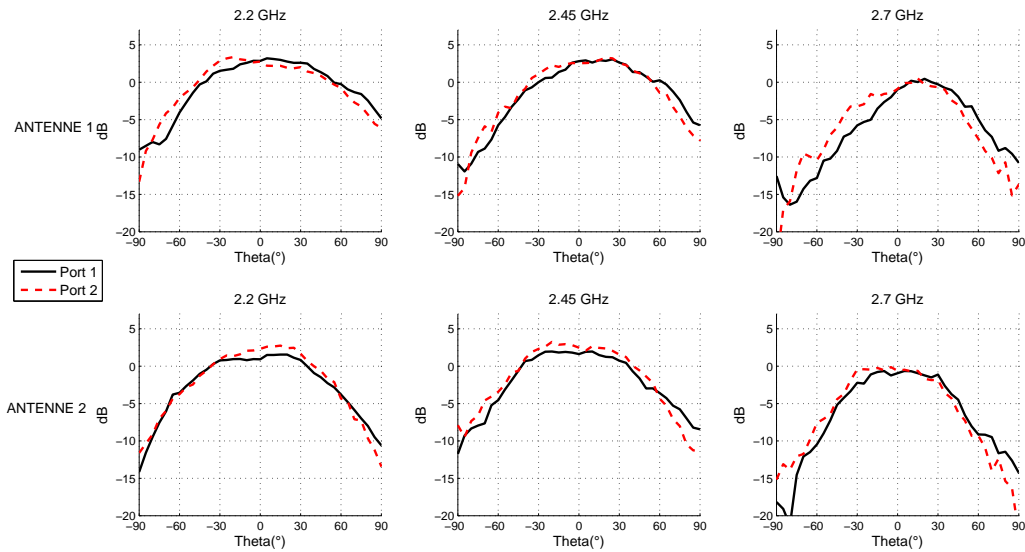


FIG. 3.20: Diagrammes de rayonnement mesurés en azimuth, polarisation verticale en émission

Dans chacune de ces figures, les courbes correspondantes aux deux ports sont superposées. On observe qu'ils ont des diagrammes très semblables, à

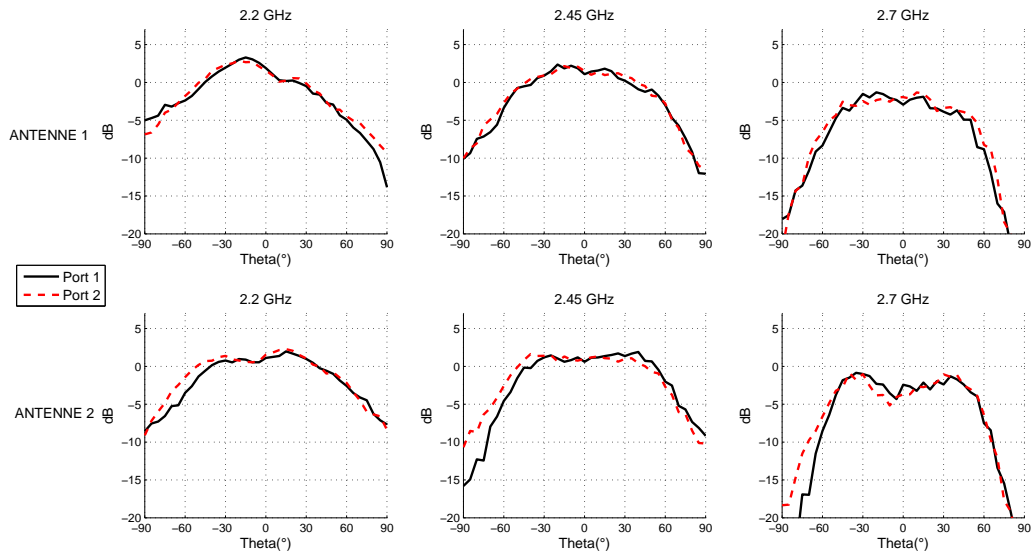


FIG. 3.21: Diagrammes de rayonnement mesurés en azimuth, polarisation horizontale en émission

toutes les fréquences : le réseau présente une symétrie.

La position 2 nous permet de caractériser le niveau de couplage entre polarisations, en émettant successivement une onde à polarisation verticale et horizontale. La figure 3.22 est une comparaison entre le diagramme mesuré et celui simulé avec CST pour une des antennes, à 2.45 GHz.

On observe que la simulation et la mesure coïncident et indiquent un couplage élevé entre polarisations, aux alentours de -10 dB. Par rapport à l'antenne seule, la mise en réseau a donc dégradé fortement le couplage entre polarisations. Pour éviter que les résultats soient dégradés par ce couplage, le prochain paragraphe présente une technique qui permet de diminuer son influence.

3.4.4 Méthode pour réduire l'influence du couplage entre polarisations

En supposant un réseau idéal, sans couplage entre polarisations, les signaux \vec{E}_1 et \vec{E}_2 reçus par les ports 1 (polarisation -45°) et 2 (polarisation $+45^\circ$) peuvent se décomposer de la façon suivante, qui est équivalente à la

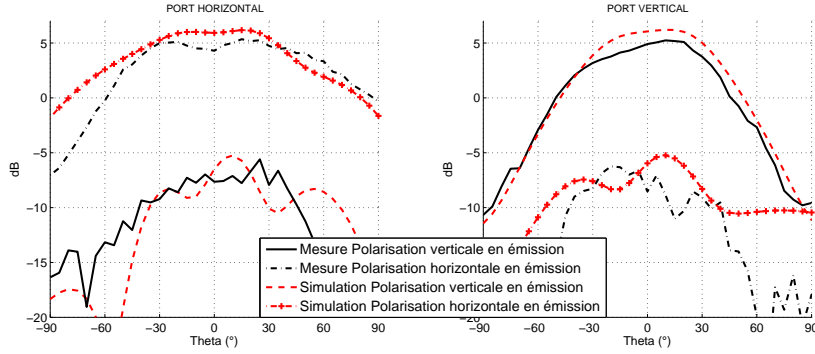


FIG. 3.22: Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.45 GHz en simulation CST et en mesure en chambre anéchoïque

relation 3.12 :

$$\begin{aligned}\vec{E}_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{E}_v - \vec{E}_h) \\ \vec{E}_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{E}_v + \vec{E}_h)\end{aligned}\quad (3.13)$$

où \vec{E}_v et \vec{E}_h sont respectivement les composantes verticale et horizontale du champ électrique arrivant sur le réseau.

Les figures 3.20 et 3.21 confirment la symétrie de l'antenne en forme d'étoile. On peut alors supposer que la fraction d'amplitude du champ électrique colinéaire à un des dipôles qui est captée par le dipôle orthogonal est la même pour le port 1 et pour le port 2. On appellera \sqrt{c} cette fraction d'amplitude. Afin de normaliser de façon à ce que l'énergie reçue par chaque port soit constante, les signaux reçus par les ports 1 et 2 du réseau réel (non idéal) peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\vec{E}'_1 &= \sqrt{1-c} \cdot \vec{E}_1 + \sqrt{c} \cdot \vec{E}_2 \\ \vec{E}'_2 &= \sqrt{1-c} \cdot \vec{E}_2 + \sqrt{c} \cdot \vec{E}_1\end{aligned}\quad (3.14)$$

Selon la figure 3.23, on peut considérer que les signaux reçus par les ports de l'antenne non-idéale sont ceux que recevraient les ports d'une antenne idéale dont les bras de l'étoile ne seraient plus orthogonaux mais formeraient un angle de σ tel que :

$$\sigma = \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{c}{1-c}} \right)\quad (3.15)$$

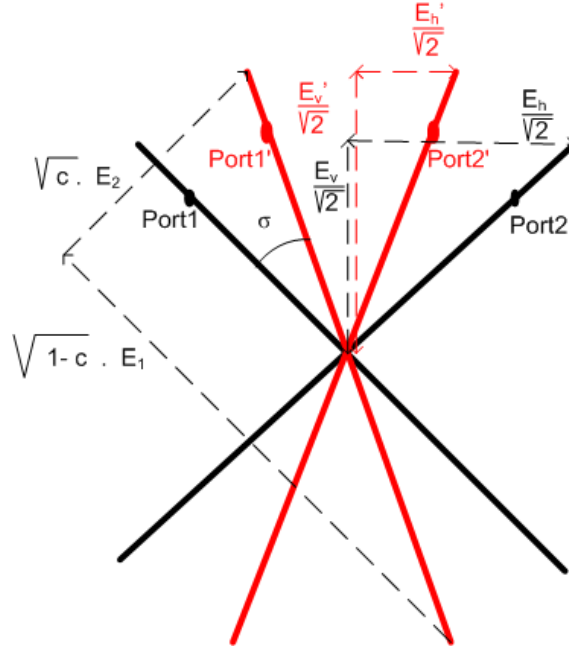


FIG. 3.23: Antenne équivalente

En remplaçant 3.13 dans la relation 3.14, on obtient

$$\vec{E}'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\sqrt{1-c} + \sqrt{c}) \cdot \vec{E}_v - \frac{1}{\sqrt{2}}(\sqrt{1-c} - \sqrt{c}) \cdot \vec{E}_h \quad (3.16)$$

$$\vec{E}'_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\sqrt{1-c} + \sqrt{c}) \cdot \vec{E}_v + \frac{1}{\sqrt{2}}(\sqrt{1-c} - \sqrt{c}) \cdot \vec{E}_h$$

En utilisant la relation 3.12 :

$$\vec{E}'_v = \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{E}'_1 + \vec{E}'_2) = \vec{E}_v \cdot (\sqrt{1-c} + \sqrt{c}) \quad (3.17)$$

$$\vec{E}'_h = \frac{1}{\sqrt{2}}(\vec{E}'_1 - \vec{E}'_2) = \vec{E}_h \cdot (\sqrt{1-c} - \sqrt{c})$$

On observe que les composantes horizontale et verticale sont indépendantes, ce qui veut dire que le couplage entre polarisations est nul. L'inconvénient est que l'amplitude de la composante horizontale diminue puisque $(\sqrt{1-c} - \sqrt{c}) < 1$ pour $c > 0$ dans l'équation 3.17. Si le couplage est connu ou qu'on dispose d'une mesure de référence, il est possible de calibrer les amplitudes de chaque composante jusqu'à une certaine limite donnée par la sensibilité du récepteur, en dessous de laquelle la composante

horizontale sera perdue. Ainsi, lorsque $c = 0.5$ (pire cas), $\sigma = 45^\circ$, ce qui veut dire que les deux dipôles équivalents (correspondants aux ports *Port1'* et *Port2'* dans la figure 3.23) sont tous les deux verticaux et superposés : il est impossible de mesurer la composante horizontale. Dans l'équation 3.17, cela se traduit par une amplitude nulle de la composante horizontale.

Pour confirmer ce raisonnement, nous avons placé le réseau dans la position 1 (figure fig :position1et2) et nous avons émis une onde de polarisation verticale et de polarisation horizontale successivement. Nous avons ensuite calculé \vec{E}'_v et \vec{E}'_h à partir des sorties des ports 1 et 2 (\vec{E}'_1 et \vec{E}'_2) suivant la relation 3.17. La figure 3.24 montre les résultats simulés avec CST et les résultats obtenus en chambre anéchoïque, pour une fréquence de 2.45 GHz. On constate que l'écart entre les composantes verticale et horizontale calculées est supérieur à -20 dB pour la largeur de faisceau de l'antenne. Il y a une bonne adéquation entre les diagrammes issus de la simulation avec CST et ceux mesurés en chambre anéchoïque. Dans la figure 3.25, on observe les résultats après application de la méthode aux données mesurées en chambre anéchoïque à 2.2, 2.45 et 2.7 GHz.

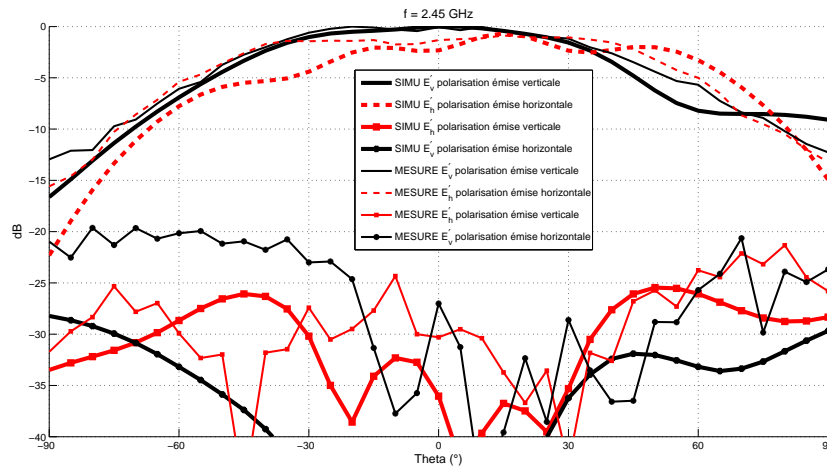


FIG. 3.24: Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.45 GHz, normalisés, obtenus en simulation avec CST et en mesure en chambre anéchoïque après application de la méthode de réduction de la composante croisée

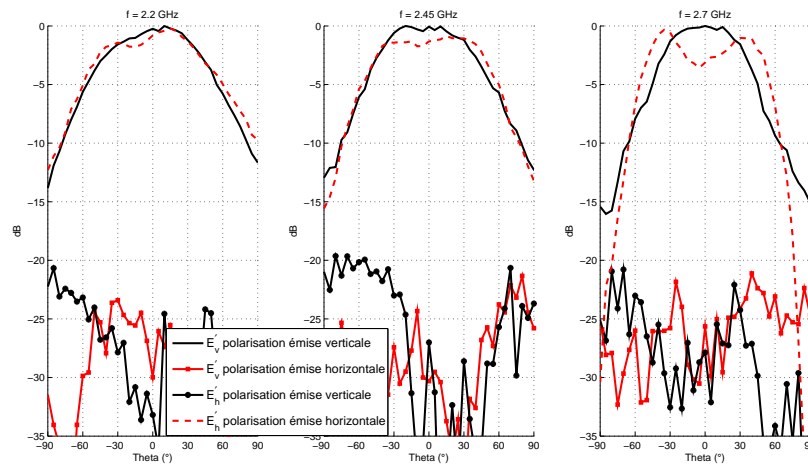


FIG. 3.25: Diagrammes de rayonnement mesurés et normalisés, après application de la méthode de réduction de la composante croisée

3.5 Estimation conjointe retard-DoA-polarisation en chambre anéchoïque

3.5.1 Description de l'expérience

L'objectif de cette expérience est de montrer la possibilité d'estimer conjointement le retard, la DoA et l'état de polarisation de plusieurs tra-

jets. Pour cela, nous avons mis en place l'expérience illustrée dans la figure 3.26, en chambre anéchoïque.

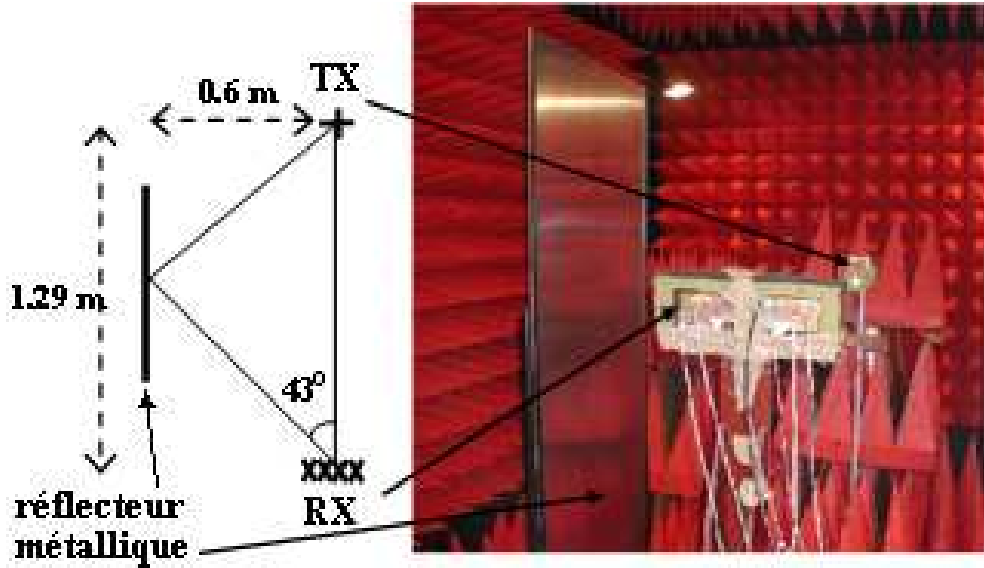


FIG. 3.26: Expérience dans la chambre anéchoïque

Le signal transmis est un signal *CW* en mode 'pas à pas' avec une polarisation linéaire à 45° $(\gamma, \eta) = (45^\circ, 0^\circ)$. La puissance à l'entrée de l'antenne est de 18 dBm. La bande balayée est de 2.2 GHz à 2.7 GHz, par pas de 20 MHz. Après lissage spatial, la taille de chaque sous-réseau est de 15 points de fréquence et 3 antennes à double polarisation.

Dans ce scénario, il y a deux trajets. Le premier trajet est le trajet direct. Aucun phénomène de dépolarisation n'intervient pour ce trajet, donc il maintient l'état de polarisation du signal émis $(\gamma, \eta) = (45^\circ, 0^\circ)$. Avec l'ajout de la plaque métallique, un deuxième trajet apparaît (figure 3.26). Comme la plaque est métallique, le coefficient de Fresnel pour la composante en polarisation TM (Transversal Magnetic) est de 1 et de -1 pour la composante en polarisation TE (Transversal Electric) [103]. Donc, après la réflexion, l'état de polarisation du deuxième trajet est $(\gamma, \eta) = (45^\circ, 180^\circ)$. Pour augmenter la puissance de ce deuxième trajet par rapport à celle du trajet en vision directe, l'antenne en émission est tournée vers la plaque métallique, c'est à dire de 43° par rapport au trajet direct.

3.5.2 Calibrage du système récepteur

Le calibrage du système récepteur consiste en deux mesures de référence, en plus du calibrage du cinq-port (Annexe A). L'objectif est d'obtenir les composantes \vec{E}_v et \vec{E}_h de l'onde qui arrive sur le récepteur à partir des données E_{m1} et E_{m2} , mesurées par les cinq-ports connectés aux ports 1 (polarisation -45°) et 2 (polarisation 45°).

La première mesure de référence compense les différences entre les câbles qui relient les antennes en réception avec les cinq-ports. Cette mesure a le même rôle que la mesure de référence effectuée dans le chapitre 2.

La deuxième mesure de référence compense le couplage entre polarisations du réseau en réception.

Dans les paragraphes suivants, on se réfère aux signaux correspondants aux ports 1 et 2 d'une seule antenne en réception, et pour une fréquence quelconque. Le procédé de calibrage doit se répéter pour les signaux associés à toutes les antennes en réception et pour toutes les fréquences. Les signaux notés avec un indice m font référence aux signaux mesurés par les cinq-ports, préalablement calibrés.

Etape a : Compensation des câbles

Une onde de polarisation verticale ou horizontale est émise, de sorte que les signaux aux sorties de tous les ports du réseau d'antennes (début de la chaîne de réception) aient la même valeur complexe, qu'on note K_a . Les valeurs mesurées E_{m1,ref_a} et E_{m2,ref_a} peuvent s'écrire en fonction des réponses H_1 et H_2 des câbles qui relient les ports 1 et 2 de l'antenne avec leurs respectifs cinq-ports :

$$\begin{aligned} E_{m1,ref_a} &= K_a \cdot H_1 \\ E_{m2,ref_a} &= K_a \cdot H_2 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Etape b : Calibrage du réseau à double polarisation

Une deuxième mesure de référence est réalisée en émettant cette fois-ci une onde à polarisation 45° et dont on note K_b l'amplitude. En divisant par les valeurs obtenues dans la mesure de référence du paragraphe précédent et

selon la relation 3.17, on peut alors récupérer les signaux suivants :

$$\begin{aligned} E'_{v,ref_b} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{E_{m1,ref_b}^{\rightarrow}}{E_{m1,ref_a}} + \frac{E_{m2,ref_b}^{\rightarrow}}{E_{m2,ref_a}} \right) = \frac{K_b}{K_a} (\sqrt{1-c} + \sqrt{c}) \quad (3.19) \\ E'_{h,ref_b} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{E_{m1,ref_b}^{\rightarrow}}{E_{m1,ref_a}} - \frac{E_{m2,ref_b}^{\rightarrow}}{E_{m2,ref_a}} \right) = \frac{K_b}{K_a} (\sqrt{1-c} - \sqrt{c}) \end{aligned}$$

où $E_{m1,ref_b}^{\rightarrow}$ et $E_{m2,ref_b}^{\rightarrow}$ représentent respectivement les valeurs mesurées par les cinq-ports connectés respectivement aux ports 1 (polarisation -45°) et 2 (polarisation 45°), lors de cette deuxième mesure de référence.

De la même façon, en utilisant les signaux mesurés lors du sondage de canal E_{m1}^{\rightarrow} et E_{m2}^{\rightarrow} , on peut écrire :

$$\begin{aligned} \vec{E}'_v &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{E_{m1}^{\rightarrow}}{E_{m1,ref_a}} + \frac{E_{m2}^{\rightarrow}}{E_{m2,ref_a}} \right) = \frac{\vec{E}_v}{K_a} (\sqrt{1-c} + \sqrt{c}) \quad (3.20) \\ \vec{E}'_h &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{E_{m1}^{\rightarrow}}{E_{m1,ref_a}} - \frac{E_{m2}^{\rightarrow}}{E_{m2,ref_a}} \right) = \frac{\vec{E}_h}{K_a} (\sqrt{1-c} - \sqrt{c}) \end{aligned}$$

Pour obtenir E_v et E_h , il suffit alors de diviser terme à terme les mesures de l'expérience par la mesure de référence :

$$\begin{aligned} \vec{E}_v &= K_b \cdot \frac{\vec{E}'_v}{E'_{v,ref_b}} \quad (3.21) \\ \vec{E}_h &= K_b \cdot \frac{\vec{E}'_h}{E'_{h,ref_b}} \end{aligned}$$

Dans l'expérience décrite ici (paragraphe 3.5), les deux mesures de référence ont été réalisées dans la chambre anéchoïque, avant l'introduction de la plaque métallique. La distance entre émetteur et récepteur était de 1.29 m, ce qui explique l'équation du tableau 3.1.

3.5.3 Résultats

On applique aux données mesurées et calibrées les algorithmes de lissage spatial et MUSIC-4D, avec les vecteurs directeurs de l'équation 3.9. Le tableau 3.1 montre les valeurs théoriques et les erreurs maximales des pics du pseudo-spectre estimé par rapport à ces valeurs. La figure 3.27 montre

les coupes dans les plans retard-DoA et γ - η . L'erreur la plus importante concerne l'état de polarisation du trajet réfléchi. Cela peut être expliqué en partie parce que le calibrage appliqué (décrit dans la section 3.5.2 *étape b*) est réalisé à partir de la mesure de référence pour azimuth égal à 0° , alors que la direction d'arrivée du trajet obtenu par réflexion n'est pas 0° .

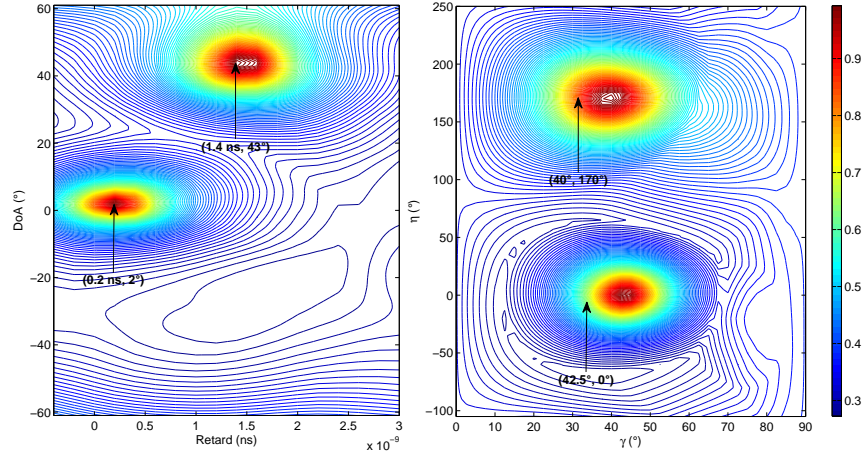


FIG. 3.27: Pseudo-spectre MUSIC - Estimation conjointe du retard, de la DoA et de la polarisation

TAB. 3.1: Valeurs théoriques et erreurs maximales

	retard (ns) $\frac{D-1.29}{3 \cdot 10^8}$	DoA(°)	γ (°)	η (°)
Valeurs théoriques, trajet direct	0	0	45	0
Valeurs théoriques, trajet réfléchi	1.6	43	45	180
Erreur maximale	0.2	2	5	10

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en oeuvre l'estimation haute-résolution de la polarisation. D'après les simulations réalisées en Matlab avec l'algo-

rithme MUSIC généralisé à quatre dimensions, nous avons remarqué qu'un niveau de découplage entre polarisations orthogonales de l'ordre de -20 dB était nécessaire pour obtenir des résultats acceptables. Nous avons réalisé des antennes à double polarisation simples, en technologie micro-ruban, adaptées entre 2.26 et 2.7 GHz. La symétrie des antennes nous a permis de mettre en oeuvre une technique qui réduit l'influence du couplage entre polarisations orthogonales. Des simulations et des mesures en chambre anéchoïque ont été réalisées pour démontrer la faisabilité de l'estimation de la polarisation de chaque trajet dans un canal RF. Des mesures dans un vrai environnement devraient être menées pour compléter cette étude.

Ce chapitre est le dernier dans l'étude de techniques d'estimation haute-résolution et la conception du système de mesure. Le prochain chapitre aborde un aspect complémentaire du sondage de canal : la modélisation statistique.

Chapitre 4

Modélisation spatio-temporelle du canal UWB

4.1 Introduction

La technologie ULB (Ultra Large Bande) ou UWB (Ultra WideBand) est une technique d'accès radio initialement utilisée dans le domaine du radar et appliquée ensuite aux radiocommunications [104]. Un signal est dit UWB lorsque sa largeur de bande est supérieure ou égale à 500 MHz ou lorsque sa largeur de bande relative est supérieure ou égale à 20%.

En mars 2007, la Commission Européenne a fixé le niveau de densité spectrale moyenne PIRE pour les communications UWB à $-41,3$ dBm/MHz entre 4,2 et 4,8 GHz, ainsi qu'entre 6 GHz et 8,5 GHz, une valeur identique à celle du gabarit spectral UWB de la FCC Américaine. Entre 3,4 et 4,2 GHz, la valeur de $-41,3$ dBm/MHz est également valable à condition d'utiliser des mécanismes destinés à limiter les interférences potentielles. Cette limitation sévère de la puissance a pour objectif de réduire la perturbation des signaux UWB sur les autres systèmes radio travaillant sur ces bandes. Malgré la grande bande passante, la faible puissance émise limite donc le débit ou la portée.

Les systèmes UWB possèdent les avantages suivants :

- Résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde, ce qui leur permet par exemple de localiser l'émetteur d'une façon précise. Les systèmes RADAR de vision à travers des murs développés en UWB [105] bénéficient de cette bonne résolution.
- Robustesse face aux évanouissements liés à la propagation par trajets

multiples, qui peuvent être résolus et additionnés de manière constructive par des récepteurs *rake*, bien que le grand nombre de branches de diversité les rende difficiles à implémenter.

- Faible sensibilité aux interférences car seule une partie du spectre sera perturbée.
- Protection des données due à la faible puissance émise.
- Simplicité des systèmes : la transmission sans porteuse simplifie l'architecture des systèmes radio. Par exemple, en les comparant avec les systèmes hétérodynes, les systèmes UWB impulsionnels (qui n'ont pas de porteuse) épargnent l'utilisation de mixeurs, de PLL (Phase-Locked Loop) etc.

Grâce à ces avantages, l'intérêt porté par les chercheurs et industriels est importante et le sondage de canal UWB est bien documenté dans le domaine retard-fréquence [4][72][106]. Cependant, il n'en est pas de même pour le sondage de canal UWB dans le domaine spatial.

Pourtant, l'utilisation de techniques multi-antennes est adaptée à la technologie UWB pour deux raisons essentielles. D'un côté, les restrictions sévères de puissance rendent utiles ces techniques dans le but d'augmenter le débit ou la portée. D'un autre côté, la plupart des applications de la technologie UWB sont destinées à l'intérieur des bâtiments où les nombreux obstacles créent un canal de propagation complexe, favorable à l'utilisation des techniques MIMO et à la diversité spatiale en général [107].

Le travail présenté dans ce chapitre est basé sur un travail réalisé lors d'un séjour de 6 mois au NIST (National Institute of Standards and Technology) à Gaithersburg, USA. Les mesures ont été réalisées par Camillo Gentile et Alfred Kik avant mon arrivée au NIST dans le cadre d'un projet de localisation [108].

L'objectif de ce chapitre est d'apporter une contribution sur la caractérisation statistique du canal UWB dans le domaine spatio-temporel. Après la révision de l'état de l'art sur la modélisation spatio-temporelle UWB, nous proposons un modèle qui prend en compte les principales observations réalisées sur les données disponibles, pour quatre bâtiments différents, en condition de visibilité (LoS : Line of Sight) et en condition de non visibilité (NLoS : Non Line of Sight).

4.2 Différences entre la modélisation bande étroite et la modélisation UWB

La modélisation du canal UWB comporte trois parties. La première est la modélisation des pertes par propagation (*pathloss* en anglais). La deuxième est la modélisation de la forme de la réponse reçue (taux d'arrivée des clusters et des rayons, coefficient de décroissance des amplitudes associées aux clusters et aux rayons, définis dans le paragraphe 4.3). La troisième partie concerne les variations du canal à petite échelle, c'est à dire les évanouissements rapides de la réponse impulsionnelle. Dans cette étude, nous nous concentrons sur les deux premières parties.

Une des particularités de la modélisation UWB concerne la modélisation des pertes par propagation : les pertes ne dépendent plus uniquement de la distance mais aussi de la sélectivité fréquentielle du canal [109].

Dans la modélisation en bande étroite, on suppose que le signal reçu est simplement la somme de versions retardées et atténuées de la réponse impulsionnelle du système de mesure. Cela n'est pas vrai en général dans un canal UWB. Le signal reçu sera la somme de versions distordues de ce signal de référence. La distortion est due à la sélectivité fréquentielle du canal (dépendance fréquentielle des coefficients de réflexion et de transmission des matériaux et diffraction) et à l'antenne elle même car le signal émis/reçu par l'antenne peut varier selon l'angle d'arrivée/ d'émission. Donlan affirme qu'il est possible de maintenir le modèle discret de l'équation 1.7 du chapitre 1 à condition de ne pas lui associer l'interprétation physique suivant laquelle chaque impulsion de Dirac (δ) correspond à un trajet [110].

La deuxième particularité est que la résolution temporelle permet de distinguer un nombre élevé de trajets, regroupés en 'clusters'. Cette notion de 'cluster' est la notion fondamentale du modèle de Saleh Valenzuela [111], utilisé à plusieurs reprises dans le sondage UWB et remet en cause la supposition Uncorrelated Scattering (hypothèse US définie dans le paragraphe 1.3.1 du chapitre 1).

4.3 Modèle IEEE 802.15.4a

Le groupe IEEE 802.15 a défini deux modèles pour le canal UWB dans le domaine temps-fréquence à partir des contributions de plusieurs groupes

de recherche universitaires et industriels : le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications courte portée et haut débit en intérieur et le modèle IEEE 802.15.4a pour les applications à plus longue portée en intérieur et en extérieur [4].

La différence la plus importante entre les deux modèles est la modélisation par le modèle IEEE 802.15.4a des pertes par propagation, à la fois en fonction de la distance et en fonction de la fréquence. Le modèle IEEE 802.15.4a propose des jeux de paramètres, basés sur des mesures expérimentales pour plusieurs environnements : résidentiel [112], bureau [113] [114], industriel [115] et extérieur [116][113]. Le modèle se veut indépendant des antennes utilisées.

Pour rendre compte du phénomène de regroupement des rayons en clusters observé dans plusieurs campagnes de mesures, les deux modèles se basent sur le formalisme de Saleh Valenzuela : le modèle IEEE 802.15 décrit la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel $h(\tau)$ sous la forme d'une somme discrète de contributions individuelles regroupées en clusters :

$$h(\tau) = \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^{K_c} \beta_{c,k} e^{j\Phi_{c,k}} \delta(\tau - T_c - \tau_{c,k}) \quad (4.1)$$

Dans cette relation, C , K_c et T_c sont respectivement le nombre de clusters, le nombre de rayons et l'instant d'arrivée du c -ième cluster. $\beta_{c,k}$, $\Phi_{c,k}$ et $\tau_{c,k}$ représentent l'amplitude, la phase et l'instant d'arrivée relatif du k -ième rayon appartenant au c -ième cluster. Un rayon fait référence à un trajet dans un cluster (figure 4.1). La phase $\Phi_{c,k}$ pour un rayon donné est une variable aléatoire suivant une distribution uniforme entre 0 et 2π . Les paragraphes suivants décrivent les distributions des amplitudes $\beta_{c,k}$ et des retards relatifs $\tau_{c,k}$.

4.3.1 Distribution des temps d'arrivée des clusters T_c et des temps relatifs d'arrivée des rayons $\tau_{c,k}$

Le modèle de Saleh Valenzuela considère que l'arrivée de clusters suit un processus de Poisson. Cela revient à dire que la probabilité d'arrivée d'un nouveau cluster à un instant d'arrivée T_c suit une loi exponentielle, de paramètre Λ , appelé taux d'arrivée de cluster :

$$p(T_c|T_{c-1}) = \Lambda \cdot e^{-\Lambda \cdot \Delta T_c} \quad \text{avec} \quad \Delta T_c = T_c - T_{c-1} \quad c > 0 \quad (4.2)$$

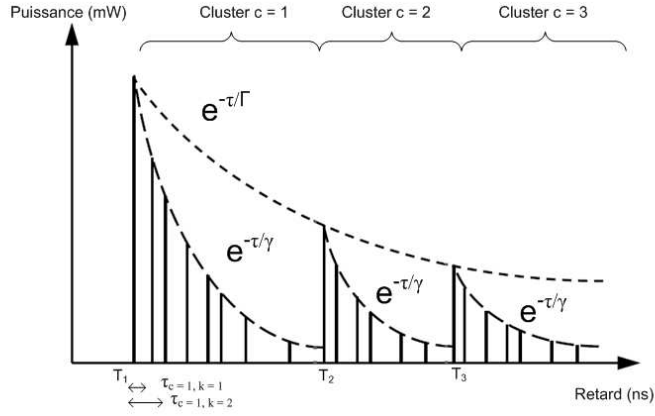


FIG. 4.1: Paramètres dans le domaine temps-fréquence pour le modèle Saleh Valenzuela

La durée moyenne entre deux clusters consécutifs est donc $\frac{1}{\Lambda}$. Le modèle IEEE.802.15.4a précise le nombre moyen de clusters par scénario.

Quant à l'arrivée des rayons, le modèle suppose qu'elle suit une loi mixte composée de deux processus de Poisson. Le modèle IEEE.802.15.4a définit donc deux taux d'arrivées des rayons λ_1 et λ_2 ainsi qu'un paramètre de mixité β tels que :

$$p(\tau_{c,k}|\tau_{c,k-1}) = \beta\lambda_1 \cdot e^{-\lambda_1 \cdot \Delta\tau_{c,k}} + \beta\lambda_2 \cdot e^{-\lambda_2 \cdot \Delta\tau_{c,k}} \quad \text{avec} \quad \Delta\tau_{c,k} = \tau_{c,k} - \tau_{c,k-1} \quad k > 0 \quad (4.3)$$

4.3.2 Coefficients de décroissance exponentielle inter-cluster Γ et intra-cluster γ

Une décroissance exponentielle de la puissance en fonction du retard est observée à la fois au niveau des clusters et des rayons à l'intérieur de chaque cluster (figure 4.1). On obtient les coefficients de décroissance exponentielle inter-cluster et intra-cluster, notés Γ et γ respectivement, par régression linéaire sur le PDP exprimé en dB. Le modèle IEEE 802.15.4a prévoit une dépendance temporelle du coefficient de décroissance exponentielle intra-cluster γ suivant cette formule :

$$\gamma = k_\gamma T_c + \gamma_0 \quad (4.4)$$

où γ_0 est l'ordonnée à l'origine et k_γ décrit la croissance de γ suivant l'instant d'arrivée du cluster.

Pour les environnements bureau NLOS et industriel NLOS, le modèle propose une décroissance du PDP particulière : la puissance croît dans un premier temps et décroît par la suite [4]. En effet, le cluster qui parcourt une distance minimale peut subir, en traversant les obstacles, une atténuation supérieure à un autre cluster arrivant plus tard.

4.4 Autres modèles UWB dans le domaine temps fréquence

A part les modèles IEEE 802.15 , plusieurs modèles existent dans le domaine temps-fréquence pour l'UWB.

Le modèle de Cassioli-Win-Molisch [117] est l'un des premiers apparus dans la littérature. Il s'applique à un environnement de type bureau, sur une bande de 1 GHz environ et se base aussi sur le formalisme de Saleh Valenzuela (équation 4.1).

Aussi, des modèles dans le domaine fréquentiel ont été proposés par AT&T Research Laboratory, l'institut MIT [109] et par l'Institut Polytechnique de Virginie [118]. Le concept principal de ces modèles est de reproduire la fonction de transfert $T(f, t)$ du canal de façon statistique et de décrire les paramètres par des lois statistiques. Cette approche étant éloignée de celle retenue ici, nous n'approfondirons pas la présentation de ces modèles.

4.5 Etat de l'art sur la modélisation spatio-temporelle UWB

Nous nous concentrons ici à décrire les campagnes de mesure UWB réalisées dans le but d'étudier les propriétés angulaires du canal. Le tableau suivant résume la configuration de quelques campagnes de mesures UWB spatio-temporelles publiées dans la littérature.

TAB. 4.1: Campagnes de mesures UWB spatio-temporelles

<i>REF.</i>	<i>ENVIRONNEMENT</i>	<i>METHODE SONDAGE TEMPOREL</i>	<i>SIGNAL EMIS</i>	<i>METHODE SONDAGE SPATIAL</i>	<i>ANTENNES</i>	<i>CONFIGURATION SPATIALE</i>	<i>ALGORITHME</i>
Spencer (Brigham Young Univ) 2000 [54]	2 bâtiments type bureau	fréquentielle VNA	chirp 6.75 - 7.25 GHz	rotation de l'antenne rx	parabolique	rotation en azimuth, pas de 1°	CLEAN
Cramer (TRW) 2002 [119]	bureau et laboratoire 14 positions	temporelle, oscilloscope digital	impulsion	réseau virtuel	dipôles-diamand	grille de 49 positions séparées de 15.24cm	CLEAN
Prettie (Intel) 2002 [120]	résidentiel	fréquentielle 'pas à pas' VNA et temporelle oscilloscope	2-8 GHz	réseau virtuel	non précisé dans [120]	20 positions sur une ligne	corrélation
Poon (Intel) 2003 [34]	résidentiel 11 positions et bureau 9 positions	fréquentielle 'pas à pas' VNA	2-8 GHz $\Delta f = 3.75$ MHz	réseau virtuel	non précisé dans [34]	ligne avec 20 positions séparées de 1.25 cm	CLEAN
Venkatesh (Virginia Tech) 2005 [33]	bureau 15 positions	temporelle	impulsion gaussienne de 500 ps	réseau virtuel	bicone	grille 90cmx90cm avec 49 positions	CLEAN
Bories (ENSTA) 2005 [51]	bureau 7 positions	fréquentielle 'pas à pas' VNA	2-10 GHz	réseau virtuel	bicone	grille 40cmx40cm	basé sur CLEAN
Haneda (NIICT) 2006 [49]	résidentiel 7 positions	fréquentielle 'pas à pas' VNA	3.1-10.6 GHz	réseau virtuel	monocone	grille 90cmx90cm avec 49 positions	SAGE
Keignart (CEA) 2006 [121]	laboratoire 100 positions	temporelle	3.1-4.5 GHz	4 chaînes parallèles (oscilloscope multiport)	type monopole	réseau linéaire de 4 antennes séparées de 85mm	corrélation
NIST 2008	4 bâtiments 200 positions	fréquentielle 'pas à pas' VNA	2-8 GHz $\Delta f = 1.25$ MHz	réseau virtuel	monopole conique CMA112/A ARA	cercle de rayon 24cm avec 96 positions	basé sur CLEAN

Spencer et al. appliquent le modèle Saleh Valenzuela dans le domaine temporel et modélisent le domaine spatial par des clusters dont les trajets ont une DoA qui suivent une distribution laplacienne [54]. Les caractéristiques temporelles et spatiales sont considérées indépendantes. Le modèle n'inclut pas les pertes par propagation. Les paramètres de décroissance exponentielle intercluster varient fortement entre les deux bâtiments étudiés.

De la même façon, Cramer reprend aussi le modèle de Saleh Valenzuela dans le domaine temporel et modélise les amplitudes des trajets par rapport à leur DoA relative grâce à une distribution laplacienne [119]. Un cluster est interprété comme un possible chemin suivi par les ondes entre l'émetteur et le récepteur, ils dépendent fortement de l'architecture du bâtiment. Les différents trajets d'un même cluster seraient dûs à des interactions avec des objets, comme des réflexions sur les meubles. De même que Spencer, Cramer assume que les caractéristiques temporelles et spatiales sont indépendantes.

Prettie et al. étudient la corrélation des signaux UWB en environnement résidentiel en fonction de la distance entre antennes en réception et en fonction de la fréquence [120]. De même, la corrélation entre signaux en fonction de la visibilité et de la largeur de bande du signal est étudiée par l'IMST (Allemagne) [3].

Poon propose une distribution gaussienne pour modéliser la distribution des DoA des trajets appartenant à un cluster [34], par rapport à la distribution laplacienne utilisée par Spencer et Cramer. A son tour, il propose la distribution laplacienne pour modéliser les amplitudes des trajets. Tous les paramètres sont étudiés en fonction de la fréquence. Selon ces résultats, l'étalement angulaire diminue avec la fréquence alors que l'étalement temporel augmente. Poon remarque un étalement angulaire plus important en environnement bureau qu'en environnement résidentiel.

Venkatesh affirme que les données mesurées à Virginia Tech ne suivent pas le modèle de Saleh Valenzuela car ils ne distinguent qu'un seul cluster [33].

Bories explique que, dans des scénarios où l'énergie est guidée (par exemple dans les couloirs), les 4 trajets les plus forts suffisent pour expliquer la moitié de la puissance reçue [51]. Pour des scénarios plus complexes avec un grand nombre d'obstacles, le nombre de trajets nécessaire augmente rapidement.

Keignart apporte des données sur la corrélation des signaux reçus par chaque antenne d'un réseau linéaire et les performances d'un récepteur Rake dans un environnement UWB [121].

Les résultats de Haneda sont cohérents avec les phénomènes physiques ; par exemple, le nombre de clusters et de trajets est plus élevé pour les environnements NLOS que pour les environnements LOS, ainsi que l'étalement temporel et angulaire. Haneda explique que dans certains scénarios, seulement 50% de l'énergie est expliquée par les trajets extraits, le reste étant le résultat de la diffusion dans le canal.

Les valeurs estimées des paramètres dans chacune de ces publications sont parfois significativement différentes. Les causes possibles sont multiples : différents environnements, différentes bandes de fréquences, différentes méthodes de sondage aussi bien dans le temps que dans l'espace, différentes antennes, différents récepteurs, différentes techniques d'extraction des trajets, différents modèles utilisés. Les quatre environnements étudiés dans ce chapitre sont mesurés et traités de la même façon. Cela nous permettra d'attribuer les différences dans les résultats qu'on obtiendra aux différences dans l'environnement.

4.6 Description des données disponibles

Dans le cadre d'un projet de localisation, des mesures ont été réalisées dans 4 bâtiments avec des caractéristiques différentes, en condition LoS et NLoS. Le bâtiment CC est une crèche, l'environnement est donc semblable à un environnement résidentiel. Au contraire, les bâtiments NN4, SD et PD sont des environnements de bureaux.

TAB. 4.2: Description des données

	<i>NIST North 4 (NN4)</i>	<i>Sound Division (SD)</i>	<i>Plant Division (PD)</i>	<i>Child Care (CC)</i>
Matériaux	cloison sèche et aluminium	blocs de béton	acier	Plâtre et bois
Type d'environnement	bureau	bureau	bureau	résidentiel
Nombre max de murs traversés pour NLOS	9	10	10	8

Les figures 4.3 et 4.2 sont respectivement la photo et le schéma blocs du système de mesures utilisé.

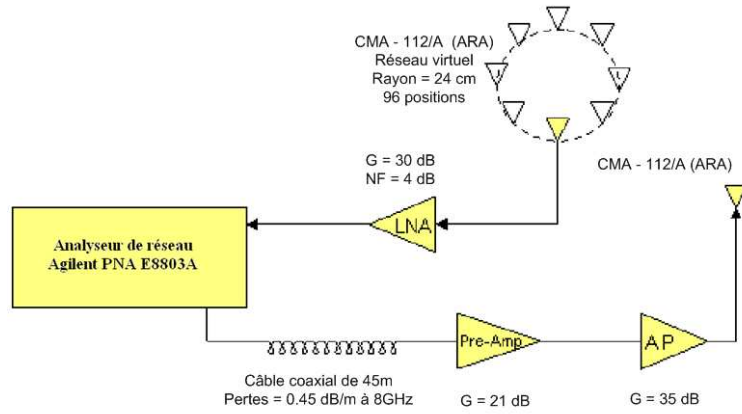


FIG. 4.2: Schéma blocs du système de mesure



FIG. 4.3: Photographie du système de mesure

Les antennes sont identiques en transmission et en réception, ce sont des antennes CMA - 112/A de la société ARA [122]. Elles sont de type monopole conique, omnidirectionnelles en azimut et avec un faisceau à -3dB

de 15° en élévation. La hauteur des antennes en transmission et en réception était de 1.70 m, taille moyenne d'une personne. Elles sont reliées par des câbles à un analyseur de réseau Agilent PNA E8803A, qui est l'élément principal du système de mesure. En émission, deux amplificateurs sont utilisés pour alimenter l'antenne d'émission avec une puissance de 30 dBm. Un amplificateur faible bruit de 30 dB est utilisé en réception. La bande de fréquence couvre entre 2 GHz et 8 GHz par pas de 1.25 MHz donc 4801 points de fréquence sont enregistrés pour chaque scénario.

Le réseau utilisé est un réseau virtuel circulaire. Un bras tournant motorisé décrit un cercle de 24 cm de rayon sur lequel 96 positions équiespacées sont mesurées. Par rapport au réseau linéaire, le réseau uniforme circulaire offre l'avantage de couvrir 360° sans présenter l'ambiguïté avant-arrière des réseaux linéaires. Aussi, la formation de faisceau produit des résolutions identiques pour tous les angles au contraire des réseaux linéaires, où les directions éloignées du plan normal au réseau sont défavorisées. L'inconvénient est que les techniques de fenêtrage pour ce type de réseau sont plus compliquées à mettre en oeuvre [123] et que les lobes secondaires dans ce type de réseau sont élevés.

Le temps de mesure pour chaque scénario est de 24 minutes, ce qui exclut bien sûr la possibilité d'étudier des canaux variables dans le temps. Les mesures ont été réalisées après les horaires de bureau, on peut donc accepter l'hypothèse de canal statique.

La quantité de mesures est élevée : un total de 200 scénarios (50 dans chaque bâtiment) sont présentés, ce qui fait augmenter la fiabilité des résultats.

La distance entre émetteur et récepteur varie entre 2.1 et 43.7 m. Pour la caractérisation des pertes par propagation, tous les scénarios mesurés sont utilisés. Pour la caractérisation du PDP, seuls les scénarios dont cette distance dépasse les 7.7 m (qui est la distance de Fraunhofer pour le réseau circulaire utilisé à la fréquence centrale 5 GHz) sont utilisés car l'algorithme de formation de faisceau utilisé exige que la condition de champ lointain soit respectée. Les mesures en LOS sont réalisées exclusivement dans des couloirs.

4.7 Extraction des trajets

Pour caractériser la forme du profil de puissance en deux dimensions, il faut extraire les trajets et leur associer un retard, une DoA et une amplitude.

A cause du grand nombre de points de fréquence et de positions dans le réseau disponible, l'algorithme MUSIC était trop coûteux pour les calculs. La grande largeur de bande utilisée permet une bonne résolution temporelle sans nécessiter d'algorithmes haute-résolution. Nous avons donc choisi de réaliser une formation de faisceau en deux dimensions et appliquer ensuite l'algorithme CLEAN pour diminuer les lobes secondaires.

4.7.1 Formation de faisceau

La figure 4.4 est un schéma du réseau virtuel utilisé. Par rapport au centre

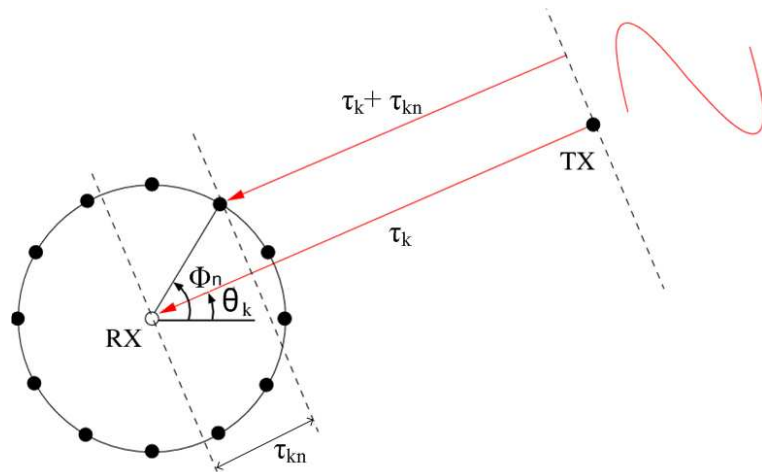


FIG. 4.4: Réseau circulaire uniforme

du cercle, le retard du k -ième trajet reçu par l'antenne de réception dans la n -ième position ($n = 0, \dots, N - 1$) est de :

$$\tau_{k,n} = -\frac{r}{c} \cos(\theta_k - \Phi_n) \quad (4.5)$$

où r est le rayon du réseau, c la vitesse de propagation dans l'air, θ_k l'azimut de la DoA du k -ième trajet et Φ_n l'angle au centre du réseau entre la n -ième antenne et l'antenne de référence :

$$\Phi_n = n \frac{2\pi}{N} \quad (4.6)$$

Pour le k -ième trajet et à la l -ième fréquence, on peut alors écrire le déphasage du signal reçu par la n -ième antenne par rapport au signal arrivant au centre du cercle de la façon suivante :

$$\Delta\Psi_{l,n}(\theta_k) = 2\pi f_l \tau_{k,n} = -2\pi f_l \frac{r}{c} \cos\left(\theta_k - n\frac{2\pi}{N}\right) \quad (4.7)$$

Pour chaque scénario, une matrice de données de mesure R de taille $L \times N$ est enregistrée, où $L = 4801$ est le nombre de points de fréquence mesurés et $N = 96$ est le nombre de positions de l'antenne en réception sur le réseau virtuel. La formation de faisceau dans les domaines retard et DoA consiste à calculer la fonction suivante :

$$h(\theta, \tau) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L R(l, n) \cdot e^{-j(2\pi f_l \tau + \Delta\Psi_{l,n}(\theta))} \quad (4.8)$$

La réponse impulsionnelle du système de mesure est obtenue en faisant une mesure dans un environnement où seul le trajet direct émetteur-récepteur existe (mesure en espace libre et en utilisant des absorbants) et en remplaçant la matrice R de l'équation 4.8 par la matrice de données ainsi mesurées. A cause du nombre fini de points de fréquence et de positions dans le réseau virtuel, des lobes secondaires apparaissent aussi bien dans le domaine temporel que dans le domaine spatial. La réponse mesurée dans les différents scénarios est une convolution de cette réponse impulsionnelle du système de mesure avec la réponse impulsionnelle du canal. La détection des trajets est donc perturbée. Afin de diminuer les lobes secondaires, on a utilisé l'algorithme de déconvolution CLEAN.

4.7.2 Application de l'algorithme CLEAN

La version de l'algorithme CLEAN utilisée est un algorithme itératif où l'on identifie un nouveau rayon à chaque itération en cherchant le maximum de corrélation entre la réponse mesurée et un signal modèle (voir Annexe C). Ce signal modèle (figure 4.5) est la réponse impulsionnelle du système de mesure. A chaque itération i de l'algorithme, ce signal centré sur le retard et la DoA du rayon identifié et multiplié par son amplitude est soustrait à l'image R_i . Le paramètre *gain de boucle* (*loop gain* défini dans l'annexe C) est égal à 1. Cela permet de ne pas détecter plusieurs fois un trajet dans la même position car, après la soustraction, l'image dans cette position vaudra zéro.

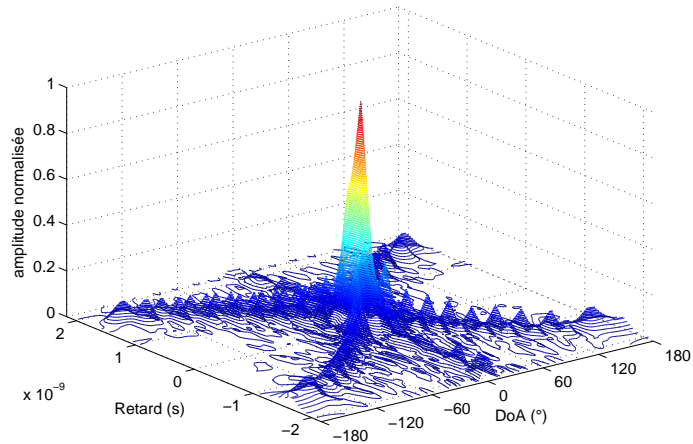


FIG. 4.5: Valeur absolue de la réponse impulsionnelle du système de mesure

Par rapport à l'Annexe C, deux modifications ont été faites sur l'algorithme CLEAN.

La première modification a été motivée par la constatation que l'algorithme détectait les trajets *fantômes* décrits dans [54]. Les trajets *fantômes* s'expliquent par des différences entre le signal modèle et la forme d'onde réellement reçue. Ces différences peuvent s'expliquer de deux manières. La première explication possible est que le signal modèle ait été mesuré dans des conditions légèrement différentes que le reste des mesures, donc la réponse impulsionnelle du système par laquelle est convoluée la réponse impulsionnelle du canal est différente. La deuxième explication est la distorsion fréquentielle. En effet, les phénomènes de propagation affectant différemment les différentes composantes fréquentielles, les signaux présentent un étalement dans la dimension temporelle et dans la dimension angulaire : le signal reçu n'est plus identique au signal modèle.

Dans la figure 4.6a, le signal en traits-étoiles est une coupe du signal modèle (dont la valeur absolue est représentée dans la figure 4.5) à l'instant d'arrivée (retard = 0 ns). Le signal en traits pleins est une version distordue du signal modèle : il a été élargi par rapport au signal modèle pour simuler la distorsion fréquentielle du canal. Afin d'illustrer clairement le concept de trajets *fantômes*, la distorsion du signal modèle de la figure 4.5 a été exagérée par rapport à la distorsion réelle rencontrée dans nos données, qui est moins

sévère. Supposons qu'on réalise une itération de l'algorithme CLEAN avec ce signal reçu. En soustrayant le signal modèle au signal reçu, on obtient l'amplitude représentée par la courbe en traits-étoile de la figure 4.6b. A cause de la distortion, l'amplitude du signal résultant n'est pas nulle : on observe les trajets *fantômes*.

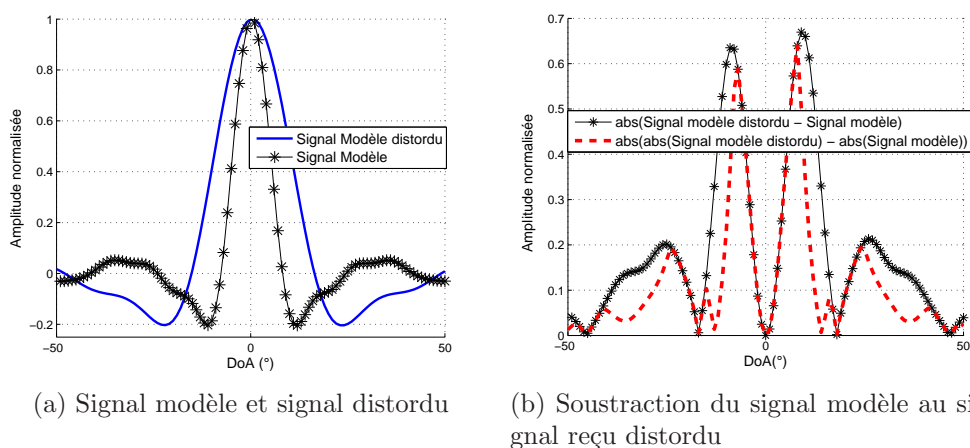


FIG. 4.6: Apparition de trajets *fantômes*

Pour éviter l'apparition des trajets *fantômes*, Spencer propose d'utiliser un seuil de bruit variable [54]. Dans les régions où l'énergie est forte, la possibilité de créer des trajets *fantômes* importants est grande car les lobes secondaires soustraits à chaque itération sont forts, il est donc utile d'augmenter le seuil de bruit local pour diminuer la possibilité de fausse détection.

Dans notre cas, et pour pallier à cet effet, nous avons choisi d'utiliser la valeur absolue de la réponse mesurée et la valeur absolue du signal modèle. Pour justifier ce choix, la figure 4.6b permet de comparer les résultats de la soustraction (signal distordu reçu - signal modèle émis) en prenant la valeur absolue des signaux (trait rouge discontinu) et sans prendre la valeur absolue (trait noir avec étoiles). On observe une légère diminution de l'amplitude des trajets *fantômes*, par rapport au signal en traits-étoiles.

La deuxième modification concerne le critère de convergence de l'algorithme. Dans la littérature, ce critère est variable. Pour citer quelques exemples, Yano détermine ce seuil à -20 dB par rapport au pic le plus fort [59], Spencer utilise un seuil variable, comme nous venons d'expliquer. Le

critère que nous avons choisi pour arrêter l'algorithme est le suivant. Après la k -ième itération, on mesure l'énergie résiduelle, définie comme l'énergie de l'image après la i -ième soustraction. L'algorithme s'arrête quand l'énergie résiduelle est inférieure à 20% de l'énergie totale. La figure 4.7 montre les courbes de niveau de la fonction résultat du beamforming, pour un scénario dans le bâtiment NN4 en situation NLOS. Les cercles noirs représentent les trajets identifiés après l'application de l'algorithme CLEAN. Bien qu'il soit possible que certains des cercles représentent des trajets *fantômes* comme nous venons d'expliquer, nous pensons que l'important est de représenter la distribution d'énergie reçue, au-delà de l'interprétation physique des trajets.

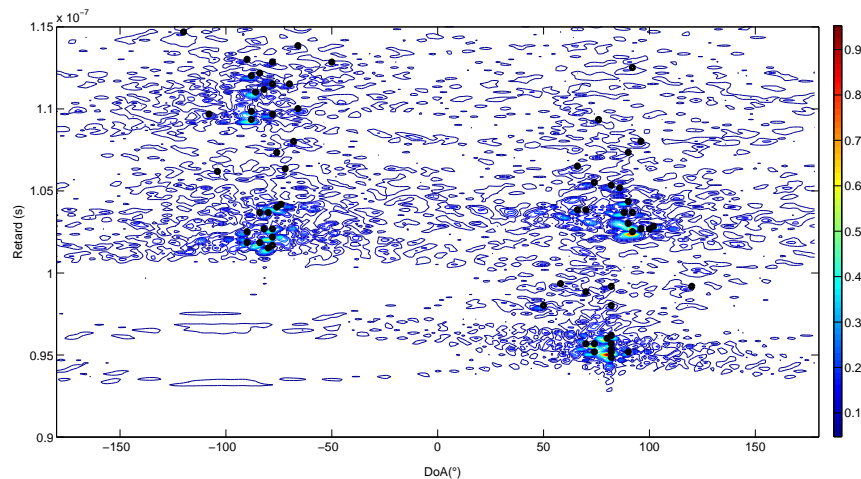


FIG. 4.7: Extraction des trajets dans un scénario NLOS du bâtiment NN4

4.8 Choix du modèle utilisé pour décrire le PDP et méthodologie

4.8.1 Formalisme

Le type de modèle a été choisi à partir des observations générales des scénarios. Le premier constat est que les rayons sont regroupés aussi bien dans le domaine temporel que dans le domaine angulaire. Spencer constate la même chose dans [54]. Pour le modéliser, il associe à chaque cluster un angle d'arrivée Θ_c , en plus du retard T_c , déjà existant dans le modèle Saleh-

Valenzuela temporel, suivant l'équation suivante :

$$h(\tau, \theta) = \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^{K_c} \beta_{c,k} e^{j\Phi_{c,k}} \delta(\tau - T_c - \tau_{c,k}) \delta(\theta - \Theta_c - \theta_{c,k}) \quad (4.9)$$

avec $\theta_{c,k}$ la DoA du k -ième rayon appartenant au c -ième cluster, relatif à Θ_c .

Cependant, nous avons remarqué un autre phénomène non modélisé par cette équation : les clusters apparaissent regroupés à leur tour dans le domaine angulaire. Un groupe de clusters sera appelé *super-cluster*, nous lui associons un temps d'arrivée T_s et une DoA Θ_s . La figure 4.8 montre les 2 super-clusters dans le domaine angulaire présents dans le scénario de la figure 4.7. On observe que chaque super-cluster contient 2 clusters. Cette notion de super-cluster est une nouveauté, que nous n'avons pas trouvé dans la littérature jusqu'à présent.

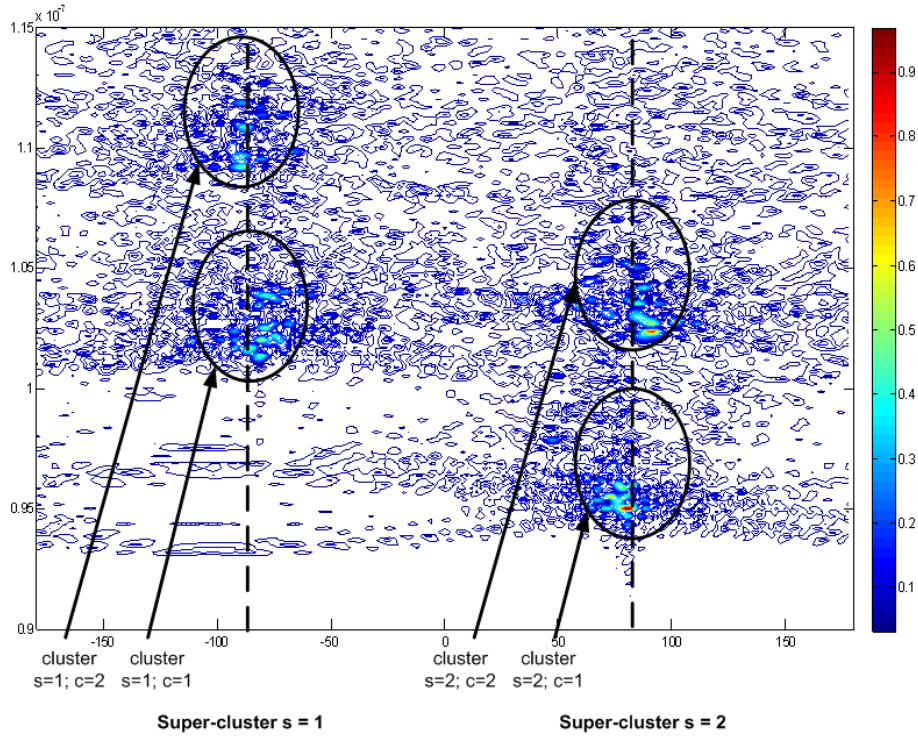


FIG. 4.8: Super-clusters et clusters dans un scénario NN4 NLOS

Un autre exemple est montré dans la figure 4.9. Pour observer les clusters

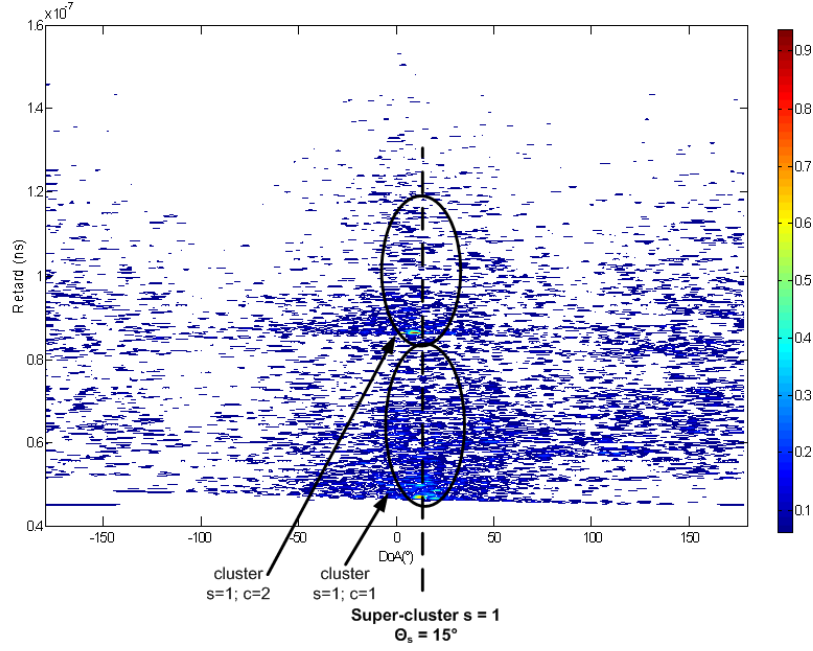


FIG. 4.9: Super-clusters et clusters dans un scénario NN4 NLOS

à l'intérieur du super-cluster de cette figure, nous présentons dans la figure 4.10 la puissance normalisée de tous les rayons, sans tenir compte de leur DoA. Nous observons deux clusters.

En supposant que la DoA de tous les clusters appartenant au même super-cluster est le même, l'équation qui permet de modéliser la réponse impulsionnelle du canal en deux dimensions s'écrit de la façon suivante :

$$h(\tau, \theta) = \sum_{s=1}^S \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^{K_c} \beta_{s,c,k} e^{j\Phi_{s,c,k}} \delta(\tau - T_s - T_{s,c} - \tau_{s,c,k}) \delta(\theta - \Theta_s - \theta_{s,c,k}) \quad (4.10)$$

où le s dans les indices indique l'appartenance au s -ième super-cluster.

Les ondes trouvent souvent plusieurs chemins pour atteindre le récepteur, ce qui explique l'apparition de clusters. Ces clusters sont guidés suivant l'architecture du bâtiment (couloirs, portes etc). Par exemple, plusieurs clusters peuvent être guidés par le même couloir, ce qui explique l'apparition de super-clusters.

Dans le cas LOS, nous avons observé plusieurs super-clusters mais ils étaient dus à l'environnement : tous les scénarios LOS sont mesurés avec le récepteur au fond d'un couloir ; la réflexion des ondes dans le mur qui était derrière provoque des super-clusters à 180° par rapport au super-cluster en vision directe. Ces super-clusters étant représentatifs d'un cas particulier de situation LOS, nous avons décidé de ne pas les modéliser. Ainsi, dans le cas LOS, le modèle est réduit à un seul super-cluster, contenant un seul cluster. Les clusters, ainsi que les super-clusters sont identifiés visuellement, comme dans tous les articles trouvés dans la littérature.

4.8.2 Distribution des temps d'arrivée des super-clusters T_s , des clusters $T_{s,c}$ et des rayons $\tau_{s,c,k}$

Par rapport à l'équation 4.9, l'introduction de cette nouvelle notion de super-clusters implique l'apparition d'un nouveau paramètre dans le modèle : T_s qui correspond au retard du super-cluster. Il est déterminé par le retard absolu du premier cluster du s -ième super-cluster. Comme on ne peut rien prédire sur la différence de retard entre super-cluster consécutifs ΔT_s , l'apparition de super-clusters est modélisé comme un processus de Poisson et donc ΔT_s suit une distribution exponentielle, dont le paramètre de décroissance sera appelé L . La moyenne de ΔT_s est donc $\frac{1}{L}$. Cependant, le nombre de super-clusters apparaît peu variable selon les scénarios, indépendamment de la distance émetteur récepteur. L'explication physique de cela est que le nombre de super-clusters est uniquement lié

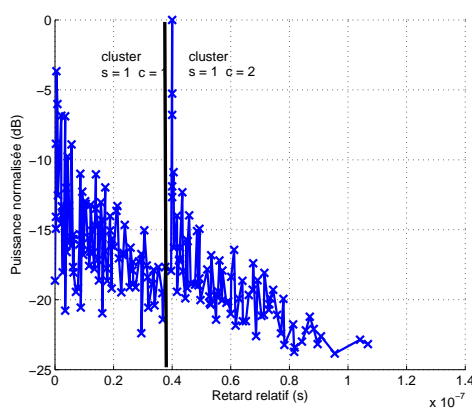


FIG. 4.10: Extraction de clusters à l'intérieur du super-cluster de la figure 4.9

à l'architecture du bâtiment. Lors d'une reconstruction de scénarios par simulation, nous recommandons donc de générer uniquement un nombre η de super-clusters par scénario, que nous avons obtenu en moyennant le nombre de super-clusters par scénario observés dans nos mesures.

L'apparition des clusters (à l'intérieur de chaque super-cluster) et des rayons dans notre modèle suit une loi de Poisson de paramètres respectifs Λ et λ . Le retard associé à chaque cluster est défini comme le retard du premier rayon de ce cluster.

4.8.3 Distribution des angles d'arrivée des super-clusters Θ_s et des rayons $\Theta_{s,c,k}$

L'angle d'arrivée d'un super-cluster Θ_s (et de tous les clusters qui appartiennent à ce super-cluster) dépend de l'architecture du bâtiment. Nous modélisons donc cette variable selon une loi uniforme entre 0 et 2π .

Comme Spencer et Cramer, nous modélisons les angles d'arrivée des rayons relatifs par rapport à l'angle du cluster auquel ils appartiennent $\theta_{s,c,k}$ à l'aide d'une distribution laplacienne de moyenne nulle et d'écart type égal à σ_θ :

$$p(\theta_{s,c,k}) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\theta} \cdot e^{-\frac{|\sqrt{2}\cdot\theta_{s,c,k}|}{\sigma_\theta}} \quad (4.11)$$

4.8.4 Coefficients de décroissance de la puissance inter-cluster Γ et intra-cluster dans le domaine temporel γ et dans le domaine angulaire α

Comme dans le modèle Saleh-Valenzuela, la décroissance de la puissance des clusters dans notre modèle est caractérisée par un coefficient de décroissance exponentielle inter-cluster Γ . La décroissance de la puissance des trajets à l'intérieur d'un même cluster se caractérise respectivement par le coefficient de décroissance exponentielle dans le domaine temporel γ et le coefficient de décroissance exponentielle dans le domaine spatial α , suivant l'équation suivante :

$$\beta_{s,c,k}^2 = (\beta_{1,1,1}^2 \cdot e^{\frac{T_{1,1}}{\Gamma}}) \cdot e^{-\frac{T_{s,c}}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{s,c,k}}{\gamma}} e^{-\frac{\theta_{s,c,k}}{\alpha}} \quad (4.12)$$

La puissance absolue de chaque cluster est obtenue comme la valeur maximale de la droite qui modélise la décroissance d'amplitude des rayons exprimée en

dB à l'intérieur du cluster, comme il est indiqué dans la figure 4.11.

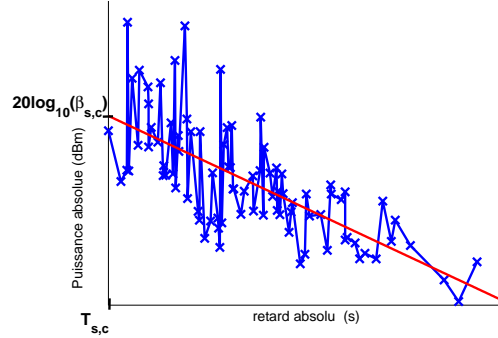


FIG. 4.11: Puissance absolue et retard absolu associés à un cluster

Pour calculer Γ , nous avons fait une régression linéaire par la méthode des moindres carrés sur la puissance absolue de tous les clusters exprimée en dB ($20\log_{10}(\beta_{s,c})$) en fonction de leur retard absolu ($T_s + T_{s,c}$).

Pour calculer γ , nous avons fait une régression linéaire par la méthode des moindres carrés sur la puissance $\beta_{s,c,k}$ exprimée en dB des rayons de chaque cluster en fonction de leur retard relatif $\tau_{s,c,k}$.

Pour calculer α , nous avons fait une régression linéaire par la méthode des moindres carrés sur la puissance $\beta_{s,c,k}$ exprimée en dB des rayons de chaque cluster en fonction de leur angle relatif $\theta_{s,c,k}$.

Nous avons obtenu la valeur de γ et α pour chaque scénario de sorte à pouvoir observer une possible dépendance entre ces valeurs et l'instant d'arrivée du cluster.

L'objectif du travail est de trouver les valeurs de tous ces paramètres.

4.9 Résultats

Nous présentons à la suite les résultats de la modélisation à deux niveaux. La première est la modélisation des pertes par propagation, en fonction de la distance et de la fréquence. Cette partie de la modélisation ne nécessite pas l'extraction des trajets, elle est donc indépendante des éventuelles erreurs

introduites par la formation de faisceau et l'algorithme CLEAN. La deuxième partie concerne la caractérisation du profil de puissance.

4.9.1 Modélisation des pertes par propagation

La formule de Friis permet de calculer les pertes en espace libre en fonction de la distance et de la fréquence :

$$PL(f, d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f d_{TX-RX}}{c} \right) - G_{TX}(f) - G_{RX}(f) \quad (4.13)$$

avec G_{TX} et G_{RX} les gains des antennes en dB, en émission et en réception, et d_{TX-RX} la distance séparant l'émetteur du récepteur. Pour un canal réel, on modélise $PL(f, d)$ par la fonction suivante :

$$PL(f, d) = PL(f_0, d_0) + 10N_d \log_{10} \left(\frac{d_{TX-RX}}{d_0} \right) + 10N_f \log_{10} \left(\frac{f}{f_0} \right) + S(d) + S(f) \quad (4.14)$$

Dans notre cas, f_0 est la fréquence centrale de la bande analysée, 5 GHz ; la distance de référence d_0 est égale à 1m. N_f et N_d sont appelés respectivement coefficients de pertes par propagation en fonction de la fréquence et en fonction de la distance.

Selon l'équation 4.14, les pertes de propagation liées à la fréquence sont considérées indépendantes aux pertes liées à la distance à moins que N_d varie suivant la fréquence (ou alternativement que N_f varie suivant la distance). Nous essaierons de vérifier si cela est vrai.

Le paramètre N_d tient compte des interactions de l'environnement. Dans le cas NLOS, à cause des phénomènes de masquage, N_d est supérieur à sa valeur en espace libre ($N_d = 2$). En LOS, il peut arriver que N_d soit inférieur à 2 à cause du mécanisme de guidage de l'énergie, par exemple à travers les couloirs [72].

Le paramètre N_f traduit la dépendance fréquentielle des phénomènes de propagation et inclut également les variations de l'aire effective de l'antenne en fonction de la fréquence. En espace libre, et en excluant le gain des antennes, la formule de Friis montre que $N_f = 2$, ce qui est lié à l'aire effective de l'antenne et n'est donc pas à proprement parler une caractéristique du canal de propagation.

$S(d)$ et $S(f)$ traduisent les déviations des mesures par rapport à ce modèle. Les paramètres N_f et N_d étant calculés par régression linéaire, la moyenne de $S(d)$ et de $S(f)$ est nulle. Elles suivent une loi log-normale ; on les caractérise donc par leur écart-type respectifs σ_d et σ_f , en dB.

Pour déterminer N_d, N_f, σ_d et σ_f , on suit les étapes suivantes :

1. Les gains des antennes (dans notre cas $G_{TX}(f) = G_{RX}(f)$) ont été soustraits de chaque fonction de transfert en puissance avant le calcul des pertes par propagation. Ces gains ont été mesurés en espace libre, en utilisant des absorbants pour éviter les réflexions au sol. Le gain pris en compte correspond au gain du diagramme de rayonnement dans la direction du trajet direct émetteur-récepteur (azimut = 0°), on a supposé que l'antenne était omnidirectionnelle en azimut, comme indiqué dans son *datasheet*.
2. Pour chaque scénario, et pour chaque antenne, nous avons moyenné la puissance reçue par intervalles de 125 MHz. Cela nous a permis de limiter le temps de calcul, puisque nous avons travaillé avec 48 points de fréquence, au lieu des 4801 points mesurés.
3. Pour chaque fréquence, nous avons calculé N_d par régression linéaire. Nous avons ensuite étudié s'il y avait une dépendance en fréquence des paramètres N_d et σ_d .
4. Pour chaque scénario, nous avons calculé N_f par régression linéaire. Nous avons ensuite étudié s'il y avait une dépendance en distance des paramètres N_f et σ_f .

Coefficients de pertes par propagation en fonction de la distance

La figure 4.12 montre la puissance mesurée à la fréquence centrale de la bande ($f_0 = 5GHz$) en fonction de la distance d_{TX-RX} séparant l'émetteur du récepteur, pour les huit environnements étudiés.

D'après cette figure, nous constatons qu'en situation NLOS, un modèle à double pente est nécessaire pour modéliser convenablement les pertes. Le bâtiment PD est une exception car, l'acier étant le matériau principal, les réflexions sont très nombreuses et la modélisation dans ce bâtiment est plus difficile que dans les autres.

Dans le modèle à double pente, il faut déterminer deux valeurs pour le coefficient de pertes par propagation en fonction de la distance : $N_{d,1}$ valable jusqu'à la distance de coupure D_c et le coefficient de pertes $N_{d,2}$

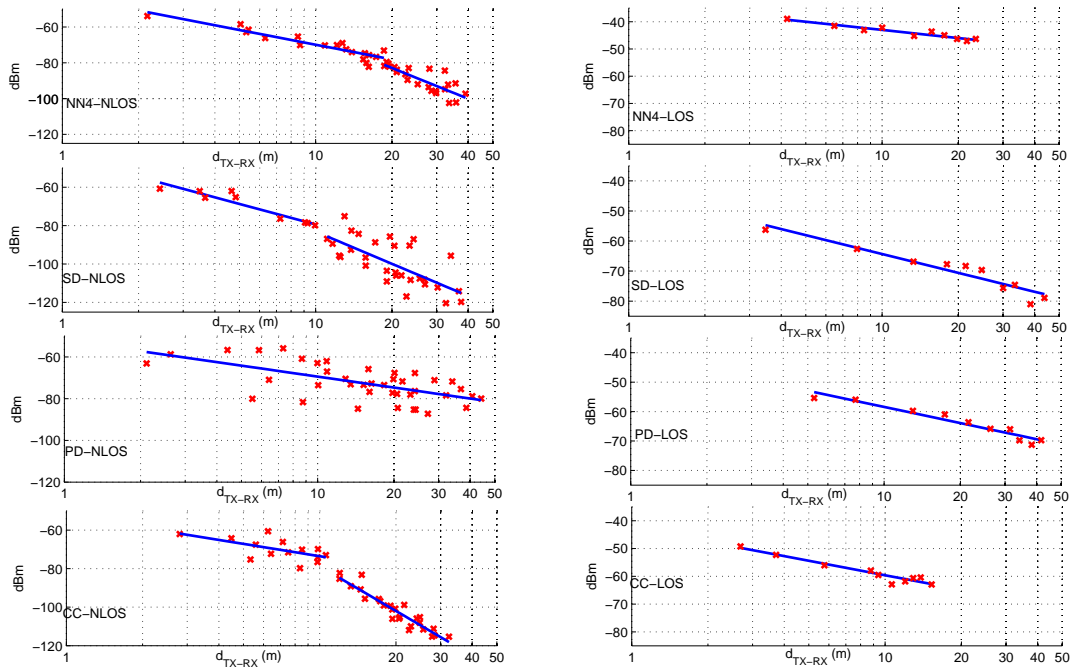


FIG. 4.12: Pertes par propagation en fonction de la distance émetteur-récepteur (d_{TX-RX}) à la fréquence centrale de 5 GHz

valable pour des distances supérieures à D_c . Ce modèle, connu sous le nom de 'breakpoint model', a été utilisé par plusieurs auteurs [124] [117]. Nous observons également que les distances de coupure D_c sont proches de la valeur $D_c = 11m$ annoncée par le modèle Cassioli-Win-Molisch [117]. Dans le cas LOS, le modèle avec une seule pente suffit à décrire nos données.

Les valeurs de $N_{d,1}$, $N_{d,2}$ et D_c ont été calculées pour chaque fréquence. Le tableau 4.9.1 compare la moyenne des valeurs obtenues avec celles du modèle IEEE, qui propose un modèle avec une seule pente.

Comme dans le modèle IEEE, le modèle s'ajuste mieux dans le cas LOS que dans le cas NLOS (les valeurs de σ_d sont plus petites). La figure 4.13 montre la dépendance en fréquence du paramètre σ_d . Dans le cas NLOS, nous constatons une augmentation de σ_d avec la fréquence. Cela peut s'expliquer par le fait que les phénomènes d'évanouissement sont plus importants pour les petites longueurs d'onde [108], car l'effet de masquage provoqué par un objet d'une dimension donnée est plus important pour les longueurs d'ondes petites que pour les grandes. Nous ne présentons pas le

TAB. 4.3: Pertes de propagation en fonction de la distance (D_c : Distance de coupure pour le modèle *breakpoint*)

	PL_0	N_{d1}	D_c	N_{d2}	σ_d
IEEE NLOS bureau	-51.4	3.07	-	-	3.9
<i>NN₄ NLOS</i>	-42.6	2.3	15.2	5.6	3.7
<i>SD NLOS</i>	-43.9	3.1	11.4	5.4	7.7
<i>PD NLOS</i>	-52	1.7	-	-	6.9
IEEE LOS bureau	-36.6	1.63	-	-	1.9
<i>NN₄ LOS</i>	-33.1	0.8	-	-	1
<i>SD LOS</i>	-43.4	2.1	-	-	2.3
<i>PD LOS</i>	-40.2	1.7	-	-	1.5
IEEE NLOS résidentiel	-48.7	4.58	-	-	3.51
<i>CC NLOS</i>	-52.3	1.9	10.6	7.8	3.9
IEEE LOS résidentiel	-43.9	1.79	-	-	2.22
<i>CC LOS</i>	-42.3	1.9	-	-	1.5

cas LOS car nous jugeons insuffisante le nombre de données dans ce cas là.

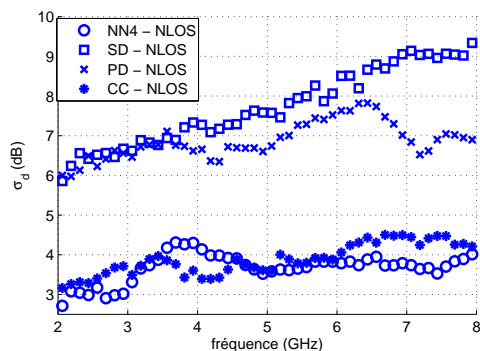


FIG. 4.13: Déviation par rapport au modèle de pertes par propagation en fonction de la distance (σ_d) à différentes fréquences

Nous notons que les déviations sont beaucoup plus importantes dans les bâtiments SD et PD, dont les matériaux de construction sont moins facilement pénétrables. En effet, les travaux de localisation préalablement réalisés au NIST sur les mêmes données avaient montré des erreurs de localisation plus élevées dans les bâtiments SD et PD que dans les bâtiments

NN4 et CC [125].

La figure 4.14 montre la dépendance fréquentielle du coefficient de pertes par propagation en fonction de la distance dans les bâtiments pour lesquels le modèle représente les pertes par propagation d'une manière plus fiable, c'est à dire avec une déviation plus petite (bâtiments NN4 et CC).

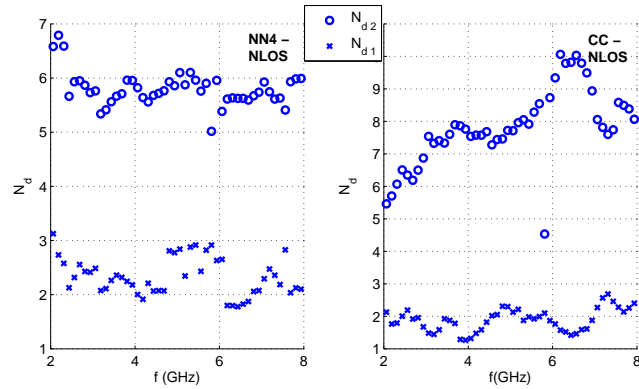


FIG. 4.14: Coefficients de pertes par propagation en fonction de la distance N_d à différentes fréquences

Dans le cas du bâtiment CC, N_{d1} est relativement constant pour toutes les fréquences mais N_{d2} augmente avec la fréquence. Cela voudrait dire que l'indépendance fréquentielle des pertes par propagation modélisées par N_d n'est vraie que pour des portées courtes, d'une dizaine de mètres. Cependant, aucune dépendance fréquentielle n'est observée pour le bâtiment NN4. Nous ne pouvons donc pas tirer une conclusion sur la dépendance fréquentielle du coefficient de pertes en distance applicable à tous les bâtiments.

Coefficients de pertes par propagation en fonction de la fréquence

Le tableau 4.4 recueille les moyennes des coefficients des pertes en fonction de la fréquence N_f . Les valeurs sont autour de 2 pour les huit environnements et les écarts par rapport au modèle σ_f ne sont pas très différentes entre environnements. La figure 4.15 ne montre aucune dépendance des déviations en fonction de la distance d_{tx-rx} .

La figure 4.16 montre la dépendance du coefficient de pertes en fréquence N_f suivant la distance émetteur-récepteur d_{TX-RX} pour le cas NLOS. Pour

TAB. 4.4: Pertes de propagation en fonction de la fréquence

	N_f	σ_f
<i>NN₄ NLOS</i>	2	1.7
<i>SD NLOS</i>	3.1	1.9
<i>PD NLOS</i>	2.4	1.7
<i>NN₄ LOS</i>	2	1
<i>SD LOS</i>	2.3	2.8
<i>PD LOS</i>	2.4	2
<i>CC NLOS</i>	3.2	2.5
<i>CC LOS</i>	1.3	2.1

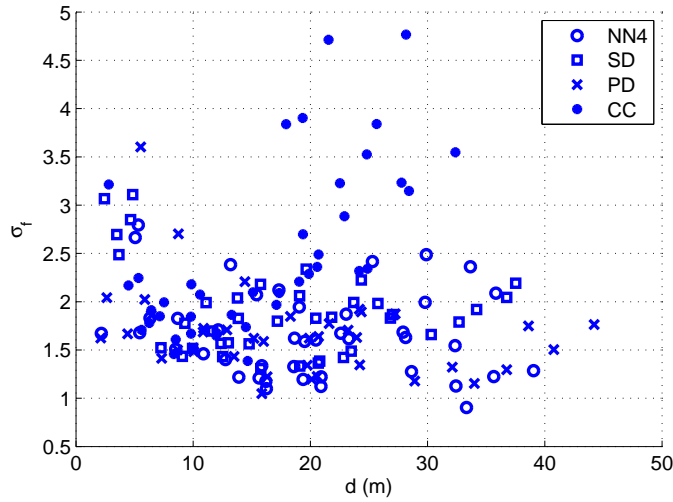


FIG. 4.15: Déviation par rapport au modèle de pertes par propagation en fonction de la fréquence (σ_f) pour différentes distances

le cas CC-NLOS, on observe que N_f augmente avec la distance d_{TX-RX} . Lorsque la distance entre émetteur et récepteur augmente, le nombre d'interactions augmente. Comme l'interaction des ondes avec l'environnement dépend de la fréquence, cela pourrait justifier l'augmentation du coefficient N_f avec la distance. Cependant, cela n'est qu'une hypothèse car les trois autres environnements ne montrent pas de dépendance avec cette variable. La dépendance du coefficient de pertes en fonction de la fréquence par rapport à d_{TX-RX} , si elle existe, pourrait donc dépendre des matériaux présents dans l'environnement.

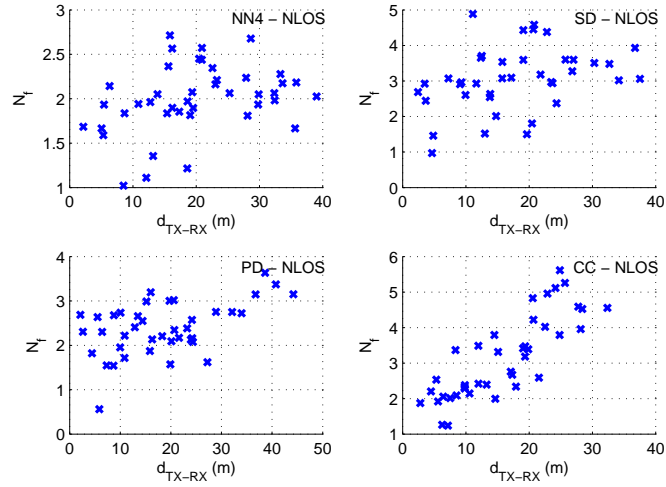


FIG. 4.16: Coefficients de pertes par propagation en fonction de la fréquence N_f pour différentes distances émetteur-récepteur d_{TX-RX}

En conclusion, nos données ne contredisent pas l'affirmation suivant laquelle les pertes par propagation en fonction de la distance sont indépendantes des pertes par propagation en fonction de la fréquence (équation 4.14). Nous pouvons alors supposer que la réponse impulsionnelle du canal est la somme de versions retardées de la réponse impulsionnelle du système de mesure, avec des amplitudes atténuées. Ceci nous permet d'utiliser l'algorithme CLEAN. Comme le coefficient de pertes en fonction de la fréquence N_f est proche de la valeur théorique 2 dans tous les bâtiments, on peut s'attendre à une distortion fréquentielle relativement faible (mais non inexistante) de la réponse impulsionnelle, qui peut varier selon l'environnement.

Le bâtiment CC, en situation NLOS est un cas particulier. C'est dans ce cas où N_f est le plus écarté de la valeur en espace libre $N_f = 2$ (tableau 4.4) et qu'on observe une dépendance du paramètre N_{d2} en fonction de la fréquence (figure 4.14) et une dépendance du paramètre N_f en fonction de la distance entre émetteur et récepteur (figure 4.16). Ces observations indiquent que la sélectivité fréquentielle dans ce cas est significative et que la distortion de l'onde reçue dépend du nombre d'interactions.

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les valeurs des paramètres qui décrivent la forme du PDP en deux dimensions, suivant le formalisme

décrit dans le paragraphe 4.8.

4.9.2 Paramètres du modèle spatio-temporel

Taux d'arrivée des super-clusters, clusters et rayons

La moyenne du nombre de super-clusters par scénario η observés dans les situations NLOS varie entre 1.6 et 2 (voir tableau 4.8). La durée moyenne entre l'arrivée de deux clusters successifs appartenant à un même super-cluster varie entre 15.5 ns et 28.4 ns.

La figure 4.17 montre les histogrammes normalisés des instants relatifs d'arrivée des rayons à l'intérieur d'un cluster $\tau_{s,c,k}$ pour les quatre bâtiments, en condition de visibilité et de non visibilité. On remarque qu'ils peuvent être

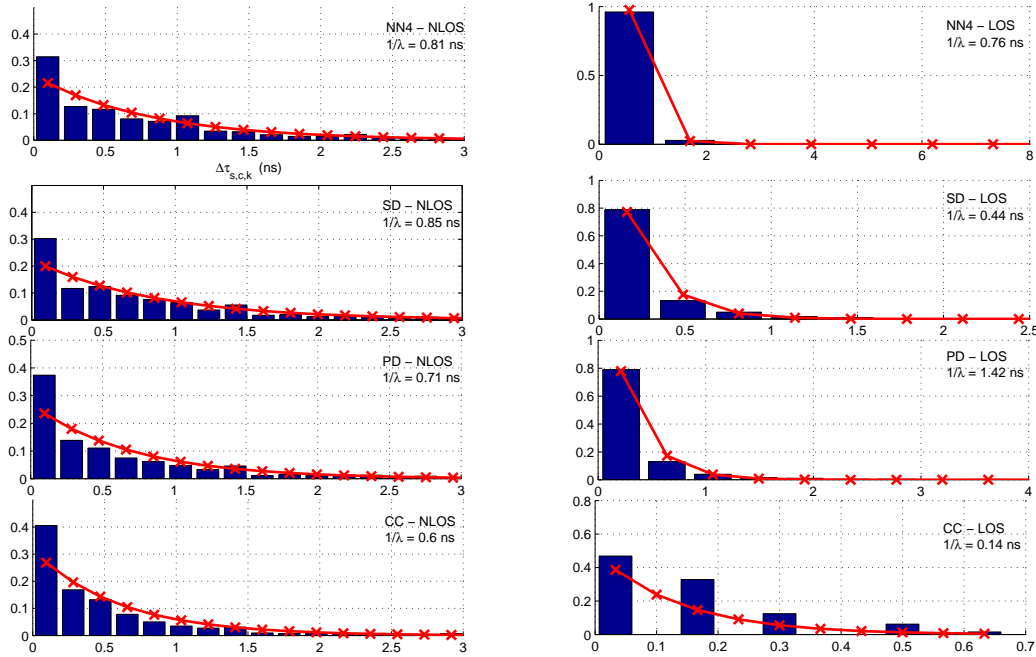


FIG. 4.17: Taux d'arrivée des rayons

approximés par des exponentielles de paramètre λ , ce qui valide l'hypothèse du modèle Saleh-Valenzuela suivant laquelle l'arrivée d'un nouveau rayon dans un cluster est un processus de poisson [111].

En comparant les cas NLOS avec les cas LOS, on observe que les valeurs dans le cas NLOS sont plus homogènes que dans le cas LOS. Cela s'explique

parce qu'on dispose de plus de données pour le cas NLOS. A part le fait d'avoir plus de scénarios NLOS que de scénarios LOS, les clusters contiennent un plus grand nombre de trajets. La valeur de $1/\lambda = 0.14ns$ est donc à utiliser avec précaution dû au faible nombre de données. On note qu'elle est légèrement inférieure à la résolution temporelle utilisée dans notre analyse, puisque l'inverse de la largeur de bande utilisée (6 GHz autour de la fréquence centrale 5GHz) est de 0.166 ns. La détection conjointe angle-retard réalisée ici permet en effet de détecter des trajets avec le même retard (et angles différents). Ce résultat aurait été impossible dans une analyse exclusivement temporelle, à moins d'avoir utilisé des algorithmes de haute résolution. Il est donc difficile de comparer nos résultats avec les valeurs publiées dans la littérature, qui de plus sont très différentes entre elles. Cela s'explique par les différences des environnements de mesure mais aussi par les différentes techniques d'identification des trajets utilisées.

Angle d'arrivée des rayons

La figure 4.18 montre les histogrammes des angles d'arrivée des rayons $\theta_{s,c,k}$ relatifs à l'angle d'arrivée du super-cluster auquel ils appartiennent. L'écart-type σ_θ (voir équation 1.12) pour chaque environnement est montré dans le tableau 4.5 pour les comparer avec les résultats de Cramer et Spencer. Les valeurs trouvées sont du même ordre.

TAB. 4.5: Modélisation des déviations de la DoA des trajets par rapport à leur cluster - Ecart Types

	<i>Environnement</i>	σ_θ - <i>laplacienne</i> (<i>équation 4.11</i>)
Spencer [54]	bureau bâtiment CB	25.5°
Spencer [54]	bureau bâtiment TBC	21.5°
Cramer [119]	bureau	38°
NN4 - NLOS	bureau NLOS	32.1°
SD - NLOS	bureau NLOS	29.1°
PD - NLOS	bureau NLOS	43.3°
NN4 - LOS	bureau LOS	12.1°
SD - LOS	bureau LOS	11.5°
PD - LOS	bureau LOS	25.5°
CC - NLOS	résidentiel NLOS	40.9°
CC - LOS	résidentiel LOS	6.9°

On observe que la dispersion angulaire est plus forte dans les environ-

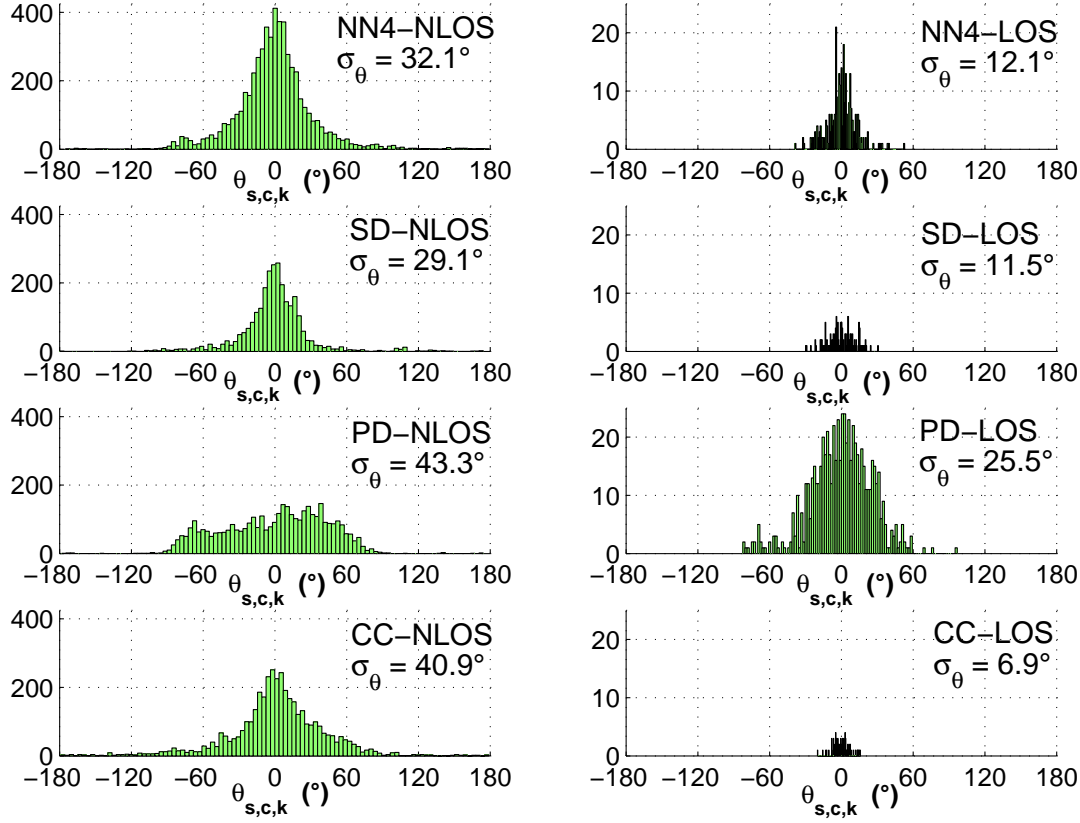


FIG. 4.18: Histogrammes des DoA relatives $\theta_{s,c,k}$

nements NLOS que dans les environnements LOS. La dispersion angulaire peut augmenter à chaque interaction [125] et le nombre d'interactions subies par les ondes est plus grand dans le cas NLOS. Le bâtiment PD montre une dispersion plus grande, l'histogramme ne peut plus être modélisé par une distribution laplacienne. En effet, ce bâtiment favorise les réflexions et donc les ondes arrivent avec des DoA très variées.

Coefficients de décroissance exponentielle inter-cluster Γ

En suivant le procédé expliqué dans le paragraphe 4.8.4, les valeurs obtenues pour le coefficient de décroissance exponentielle Γ pour les quatre bâtiments en situation NLOS est montré dans le tableau 4.6. (Nous rappelons que notre modèle pour LOS suppose un seul cluster, donc le paramètre

Γ n'existe pas.)

La figure 4.19 montre les courbes de régression linéaire à partir desquelles ont été obtenues les valeurs de Γ . L'écart-type pour chaque cas est noté σ dans chaque figure. Elles ont été normalisées de sorte que le premier cluster ait un retard nul et une puissance relative de $0dB$ pour aider à la comparaison visuelle des quatre bâtiments. On constate que la pente de la courbe qui modélise la décroissance de puissance est plus prononcée (donc Γ est plus petit) pour le bâtiment CC. Par rapport aux valeurs obtenues par Cramer et Spencer, on peut conclure que ce paramètre dépend fortement de l'environnement.

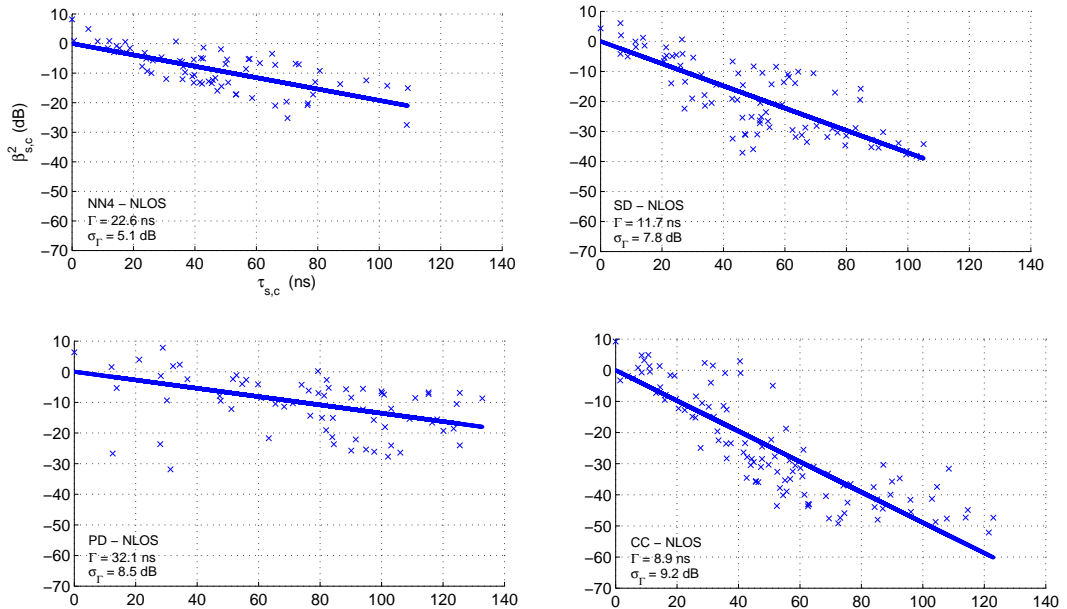


FIG. 4.19: Décroissance de l'amplitude des subclusters

Décroissance exponentielle de la puissance intra-cluster dans le domaine temporel γ et dans le domaine spatial α

Nous avons calculé le coefficient de décroissance intra-cluster dans le domaine temporel γ et dans le domaine spatial α de l'équation 4.12 pour chaque cluster afin de voir s'il existait une dépendance temporelle de ces

TAB. 4.6: Comparaison des valeurs des coefficients de décroissance exponentielle inter-cluster dans les études spatio-temporel du canal UWB

	<i>Environnement</i>	Γ (ns)
Spencer [54]	bureau bâtiment CB	34
Spencer [54]	bureau bâtiment CTB	78
Cramer [119]	bureau	32.1
NN4 - NLOS	bureau NLOS	22.6
SD - NLOS	bureau NLOS	11.7
PD - NLOS	bureau NLOS	32.1
CC - NLOS	résidentiel NLOS	8.9

coefficients.

La figure 4.20 montre le cas pour le bâtiment CC, NLOS. On observe

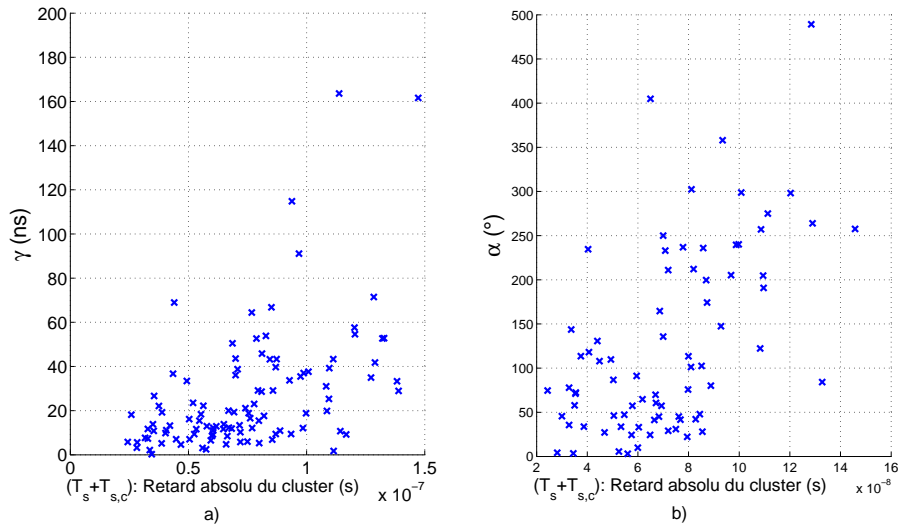


FIG. 4.20: Paramètres de décroissance intra-cluster en fonction du retard absolu du cluster, bâtiment CC NLOS

une augmentation de γ et α en fonction du temps d'arrivée du cluster. Cependant, cette tendance est moins visible dans le reste des environnements, aussi nous n'en tiendrons pas compte dans le modèle. Cette figure peut aussi s'interpréter comme une augmentation de la dispersion des valeurs des coefficients de décroissance intra-cluster avec le retard. L'explication est que les rayons des clusters arrivant plus tard ont subi plus d'interactions avec

le milieu, et donc plus de distortion. L'algorithme CLEAN peut interpréter alors un rayon comme plusieurs rayons proches (phénomène des trajets *fantôme*, expliqué dans le paragraphe 4.7.2), pour lesquels la décroissance suivant le retard n'est pas forcément la même que pour le reste des clusters. Un phénomène similaire a été expliqué par Donlan dans son article [110].

Le tableau 4.7 permet de comparer les valeurs moyennes obtenues pour chaque environnement avec les résultats de Spencer et avec ceux de Cramer. On remarque que les valeurs varient fortement selon l'environnement. On

TAB. 4.7: Coefficient de décroissance intracluster dans le domaine du retard (γ) et dans le domaine angulaire (α)

	<i>Environnement</i>	γ (<i>ns</i>)	α ($^\circ$)
Spencer [54]	bureau bâtiment CB	29	-
Spencer [54]	bureau bâtiment TBC	82	-
Cramer [119]	bureau	97.8	-
NN4 - NLOS	bureau NLOS	47.6	127.1 $^\circ$
SD - NLOS	bureau NLOS	20.08	91.7 $^\circ$
PD - NLOS	bureau NLOS	43.2	210.8 $^\circ$
NN4 - LOS	bureau LOS	3.3	17.9 $^\circ$
SD - LOS	bureau LOS	3.3	24.9 $^\circ$
PD - LOS	bureau LOS	14.6	153 $^\circ$
CC - NLOS	résidentiel NLOS	26.7	126.2 $^\circ$
CC - LOS	résidentiel LOS	0.5	158.8 $^\circ$

remarque aussi que les coefficients de décroissance intra-cluster sont plus élevées que les coefficients inter-cluster (tableau 4.6). Cela n'est pas habituel dans le cas les résultats publiés à partir de mesures UWB dans le domaine temporel [4] [72]. Cependant, il y a déjà des précédents pour les études dans le domaine spatio-temporelles : Cramer observe le même phénomène et Spencer aussi pour le bâtiments TBC. Plus de travaux de recherche sont à faire pour pouvoir établir des conclusions.

4.10 Conclusion

Nous avons mené une étude du canal de propagation dans quatre environnements différents, en situation LOS et en situation NLOS. Dans un premier temps, nous avons caractérisé les pertes par propagation en fonction de la distance et en fonction de la fréquence. Dans un deuxième temps nous

avons modélisé la forme du PDP en deux dimensions.

Le modèle établi regroupe les rayons en clusters dans le domaine spatio-temporel et les clusters en super-clusters, caractérisés par un angle d'arrivée. Le fait que les bâtiments étudiés présentent de longs couloirs qui peuvent guider l'énergie peut expliquer ce phénomène de super-clusters, jamais signalé dans la littérature auparavant.

Nous avons observé des différences non négligeables dans les valeurs estimées pour les paramètres de notre modèle, suivant le bâtiment sous étude. Nous attribuons cela aux différents matériaux de construction principalement. Par exemple, le bâtiment PD, construit en acier, est très réverbérant et donc il est difficile de modéliser la propagation dans son intérieur. Pour le bâtiment CC en situation NLOS, nous avons observé une interdépendance entre les pertes par propagation en fonction de la distance émetteur et récepteur et en fonction de la fréquence. De plus, dans ce même bâtiment, nous avons observé une augmentation des coefficients de décroissance exponentielle intracluster (γ et α) avec le retard. Tout semble indiquer que dans ce bâtiment, les ondes subissent une distortion fréquentielle à chaque interaction. Plus le retard augmente, et plus le nombre d'interactions augmente. Ainsi, l'étalement temporel et angulaire du signal augmente avec le temps d'arrivée du signal.

Le tableau 4.8 récapitule tous les paramètres, pour les huit environnements.

TAB. 4.8: Paramètres du modèle spatio-temporel

environnement		pertes par propagation					η	temps d'arrivée			angle d'arrivée σ_θ ($^\circ$)	décroissance amplitudes		
		$PL(d_0, f_0)$ (dB)	N_{d1}	N_{d2}	D_c (m)	N_f		$\frac{1}{L}$ (ns)	$\frac{1}{\Lambda}$ (ns)	$\frac{1}{\lambda}$ (ns)		Γ (ns)	γ (ns)	α ($^\circ$)
NLOS	NN4	-42.6	2.3	5.6	15.2	2	2.0	6.2	25.2	0.81	32.1	22.6	47.6	127.1
	SD	-43.9	3.1	5.4	11.4	3.1	2.0	9.5	15.5	0.85	29.1	11.7	20.1	91.7
	PD	-52.0	1.7	-	-	1.9	2.4	36.0	28.4	0.71	43.3	32.1	43.2	210.8
	CC	-52.3	1.9	7.8	10	3.2	1.9	11.7	19.5	0.60	40.9	8.9	26.7	126.2
LOS	NN4	-33.1	0.8	-	-	2	-	-	-	0.76	12.1	-	3.3	17.9
	SD	-43.4	2.1	-	-	2.3	-	-	-	0.44	11.5	-	3.3	24.9
	PD	-40.2	1.7	-	-	2.4	-	-	-	1.42	25.5	-	14.6	153
	CC	-42.3	1.9	-	-	1.3	-	-	-	0.14	6.9	-	0.5	158.8

- $PL(d_0, f_0)$ Perte de puissance à la distance de référence $d_0 = 1m$ et à la fréquence de référence $f_0 = 5GHz$
- D_c Distance de coupure dans le modèle à double pente des pertes en fonction de la distance d_{TX-RX}
- N_{d1} Coefficient de pertes par propagation en fonction de la distance pour $d_{TX-RX} < D_c$
- N_{d2} Coefficient de pertes par propagation en fonction de la distance pour $d_{TX-RX} > D_c$
- N_f Coefficient de pertes par propagation en fonction de la fréquence
- η moyenne du nombre de super-clusters par scénario
- L Taux d'arrivée des super-cluster
- Λ Taux d'arrivée des cluster intra-supercluster
- λ Taux d'arrivée des rayons intra-cluster
- σ_θ écart-type de la loi de Laplace que suit la DoA relative $\theta_{s,c,k}$
- Γ Taux de décroissance exponentielle de la puissance inter-cluster
- γ Taux de décroissance exponentielle de la puissance intra-cluster en fonction du retard relatif $\tau_{s,c,k}$
- α Taux de décroissance exponentielle de la puissance intra-cluster en fonction de la DoA relative $\theta_{s,c,k}$

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce manuscrit résume un ensemble de contributions pour le sondage de canal à l'intérieur de bâtiments. D'une part, nous avons amélioré le sondeur de canal de TELECOM ParisTech en lui ajoutant la capacité d'estimer l'effet Doppler, l'état de polarisation et la direction de départ des ondes reçues. D'autre part, nous avons réalisé une étude statistique à partir de données UWB SIMO à l'intérieur de quatre bâtiments différents dont trois étaient des environnements de type bureau et un était un environnement résidentiel. Ces deux parties complémentaires ont permis d'étudier les différentes disciplines qui confluent dans le sondage de canal (fabrication d'antennes, mise en oeuvre de systèmes complexes, algorithmes d'estimation, modélisation statistique).

La caractéristique originale du sondeur de TELECOM ParisTech est l'utilisation des récepteurs cinq-ports. Le cinq-port est un circuit interférométrique à faible coût qui permet de calculer le rapport complexe entre deux signaux hyperfréquences. En sortie, les signaux en bande de base requièrent une faible fréquence d'échantillonnage, ce qui permet d'utiliser plusieurs cinq-port en parallèle à moindre coût. Profitant de cet avantage, le sondeur de TELECOM ParisTech est composé de seize chaînes parallèles en réception.

Nous avons démontré que cette architecture permet d'estimer la Direction d'arrivée indépendamment de la stationnarité du canal. Grâce à l'utilisation d'un signal chirp, nous avons donné au sondeur la capacité d'estimer l'effet Doppler tout en utilisant une fréquence d'échantillonnage réduite. Pour une bande de 500 MHz, et en utilisant l'algorithme MUSIC, la précision du sondeur est inférieure à 0.5 ns pour les trajets étudiés, inférieure à 5° dans le domaine angulaire et inférieure à 1 Hz pour l'estimation de la fréquence Doppler. Nous avons aussi mis en oeuvre une technique permettant de faire

l'acquisition de plusieurs signaux en même temps en n'utilisant qu'un seul récepteur. Nous avons démontré la possibilité de mesurer la DoD avec cette méthode de multiplexage originale.

Pour permettre l'estimation de l'état de polarisation de chaque onde dans le canal, nous avons d'abord généralisé l'algorithme MUSIC et nous avons évalué les performances de celui-ci selon le SNR et le niveau de découplage entre polarisations. Ceci nous a permis d'établir le cahier de charges concernant le niveau de découplage entre polarisations orthogonales pour le réseau d'antennes à double polarisation que nous avons réalisé. Pour diminuer l'effet du couplage entre polarisations orthogonales d'une même antenne, nous avons mis en oeuvre une technique qui utilise la symétrie des antennes pour compenser le couplage mutuel.

Dans la dernière partie, nous avons exploité des données UWB-SIMO mesurées au NIST, Gaithersburg, USA. Nous disposons d'un grand nombre de données concernant des environnements différents. Nous avons adopté l'algorithme de formation de faisceau en deux dimensions (retard-DoA), mieux adapté que MUSIC pour traiter des fichiers de taille importante. L'utilisation d'un réseau circulaire d'antennes nous empêchait d'utiliser des algorithmes de fenêtrage classique pour des données en deux dimensions (domaine temporel et domaine angulaire). Nous avons alors mis en oeuvre l'algorithme de déconvolution CLEAN.

Quant aux pertes par propagation en fonction de la distance émetteur-récepteur, nous concluons qu'un modèle à double pente est nécessaire pour modéliser le cas NLOS pour des portées supérieures à la dizaine de mètres. Dans le cas LOS, un modèle classique avec une seule pente est suffisant.

Pour décrire la forme du profil de puissance dans le domaine spatio-temporel, nous avons décrit la décroissance des puissances associées aux trajets aussi bien dans le domaine temporel (coefficient de décroissance temporel) que dans le domaine spatial (coefficient de décroissance angulaire). Nous concluons que les valeurs de ces coefficients dépendent fortement de l'environnement caractérisé. Aucune dépendance entre le domaine temporel et le domaine spatial n'a pu être généralisée aux quatre bâtiments étudiés.

Nous décrivons ici trois voies de recherche qu'il nous semblerait intéressant d'approfondir.

La première piste concerne la non stationnarité du canal de propagation.

Pour que les techniques multi-antennes, comme le MIMO, obtiennent des débits performants dans des conditions réelles de canal de propagation, il est nécessaire de connaître la périodicité avec laquelle ils doivent rafraîchir leur connaissance sur les paramètres du canal de propagation rencontré. Cependant, peu de campagnes de mesures pour le sondage de canal permettent d'étudier les variations temporelles du canal. Cela s'explique par la complexité accrue dans l'acquisition des données lors d'une campagne de mesures dans un canal non stationnaire. Il nous semble donc important d'approfondir les études sur la variabilité du canal de propagation, d'automatiser le prototype du sondeur réalisé pour réaliser des campagnes de mesures.

La deuxième piste concerne l'étude de la polarisation des ondes. Malgré un intérêt croissant pour l'étude du niveau de polarisation croisée dans le canal, l'estimation de l'état de polarisation de chaque onde est très rare dans les campagnes de mesure. Nous pensons qu'il serait intéressant d'approfondir ces études pour mieux évaluer la possibilité d'utiliser la diversité de polarisation dans les communications. Cela permettrait de savoir par exemple s'il est possible de réaliser efficacement la formation de faisceau dans le domaine de la polarisation.

Traditionnellement, la formation de faisceau en réception se fait uniquement dans le domaine angulaire. Les signaux aux sorties des différentes antennes en réception sont combinés en utilisant des coefficients complexes qui dépendent de la direction d'arrivée du signal ciblé. Cela est équivalent à orienter le diagramme de rayonnement du réseau en direction du signal utile. Mais il serait aussi possible que le réseau récepteur observe uniquement les signaux ayant une polarisation déterminée, ce qui contribuerait à diminuer l'interférence entre signaux. De même, il serait envisageable de réaliser une formation de faisceau en polarisation en émission. La formation de faisceau dans les domaines angle-polarisation serait une généralisation de la formation de faisceau traditionnelle et ses performances devraient logiquement être meilleures. Pour permettre le traitement des données d'une campagne de mesures incluant la polarisation, il faudrait améliorer l'algorithme MUSIC pour alléger sa charge de calcul ([99], chapitre 16).

La dernière perspective porte sur la caractérisation du canal UWB dans le domaine spatio-temporel. Une comparaison entre les différents algorithmes d'estimation permettrait de mieux comprendre d'où proviennent les différences obtenues par les différents groupes et de mieux extraire les caractéristiques propres du canal. Il nous semble important que les contri-

butions de sondage de canal UWB dans le domaine spatio-temporel se multiplient pour aboutir à un modèle standard qui permette l'optimisation des systèmes multi-antennaires dans cette technologie. La DoD, l'élévation de la DoA, l'effet Doppler et la polarisation sont des paramètres qui n'ont pas encore été étudiés dans la technologie UWB et qu'il serait intéressant de modéliser.

Annexe A

L'algorithme MUSIC

L'algorithme Multiple Signal Classification (MUSIC) a été introduit par Schmidt en 1986 [66]. Il fait partie des algorithmes à haute résolution basés sur la décomposition en sous-espaces propres.

Pour expliquer le principe de l'algorithme, nous nous concentrons dans un premier temps à l'estimation de la direction d'arrivée (DoA) et puis nous généralisons le modèle pour tenir compte de la direction de départ (DoD) et du retard.

Supposons un milieu homogène et K signaux bande étroite $s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)$ qui arrivent sur un réseau de N antennes omnidirectionnelles avec $N > K$. Le signal reçu $y_n(t)$ par la n -ième antenne peut s'écrire

$$y_n(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) e^{-j\phi_{n,k}} + w_n(t) \quad (\text{A.1})$$

où $w_n(t)$ est le bruit sur le n -ième capteur et $\phi_{m,k}$ est le déphasage déterminé par la géométrie du réseau et par la direction d'arrivée des K ondes reçues.

En utilisant la notation vectorielle, l'équation A.1 peut se réécrire :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (\text{A.2})$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [a(\phi_1), a(\phi_2), \dots, a(\phi_K)] \\ \mathbf{S} &= [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \end{aligned}$$

$$\mathbf{W} = [w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)]^T$$

\mathbf{A} est une matrice de dimension $(N \times K)$ formée par la concaténation des K vecteurs directionnels définis par

$$\mathbf{a}(\phi_k) = [e^{-j\phi_{1,k}}, e^{-j\phi_{2,k}}, \dots, e^{-j\phi_{N,k}}]. \quad (\text{A.3})$$

Le vecteur directionnel $\mathbf{a}(\phi_k)$ est donc un vecteur de N composantes qui contient la réponse du réseau d'antennes au signal associé au k -ième trajet. Supposons que le signal émis soit une sinusoïde de longueur d'onde (dans le milieu de propagation) λ . L'onde correspondante au k -ième trajet éclaire le réseau suivant une DoA θ . Pour un réseau linéaire dont la séparation entre antennes est d , le déphasage relatif $\phi_{n,k}$ de la n -ième antenne par rapport à la première antenne peut s'écrire :

$$\phi_{n,k} = \frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\theta) \quad (\text{A.4})$$

En supposant que les signaux et les bruits sont stationnaires et décorrélés, la matrice de covariance des signaux est obtenue comme suit

$$R_{YY} = E\{Y^*(t)Y(t)\} = E\{(AS + W)^*(AS + W)\} = AR_S A^* + \sigma^2 I \quad (\text{A.5})$$

Dans cette équation, R_S est la matrice de covariance du vecteur signal, σ^2 est la puissance du bruit (identique pour chaque capteur) et I est la matrice identité de dimensions $(N \times N)$.

La matrice R_{YY} étant Hermitienne et définie positive, ses valeurs propres α sont réelles et positives. En les classant par ordre décroissant, on peut les diviser en deux groupes. D'une part, les K valeurs propres les plus élevées sont associées au sous-espace signal. Les K vecteurs propres β_k associés à ces valeurs propres engendrent un sous-espace colinéaire aux vecteurs directionnels de l'équation A.3. D'autre part, les $N - K$ valeurs propres plus petites, dont la valeur est à peu près constante et égale à la puissance de bruit σ^2 , sont associées au sous-espace bruit. Les vecteurs propres associés à ces valeurs propres engendrent un sous-espace bruit orthogonal aux vecteurs directionnels.

En définissant la matrice diagonale

$$\Lambda = \text{diag} \left[\underbrace{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K}_{\text{sous espace signal}}, \underbrace{\sigma^2, \dots, \sigma^2}_{\text{sous espace bruit}} \right]$$

qui contient les valeurs propres de R_{YY} et

$$B = \left[\underbrace{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K}_{\text{sous espace signal}}, \underbrace{\beta_{K+1}, \dots, \beta_N}_{\text{sous espace bruit}} \right] = [B_{\text{signal}}, B_{\text{bruit}}]$$

où β_n est le vecteur propre associé à la valeur propre α_n , la matrice R_{YY} s'exprime sous la forme

$$R_{YY} = \sum_{n=1}^N \alpha_n \beta_n \beta_n^* = B \Lambda B^* \quad (\text{A.6})$$

Afin de déterminer les directions d'arrivée, on construit un vecteur directionnel $a(\theta)$ pour chaque angle θ_i . S'il existe une source dont la DoA coïncide avec cette valeur, $a(\theta_i)$ appartiendra au sous-espace signal. Il sera donc orthogonal au sous-espace bruit.

L'estimation des directions d'arrivée revient donc à chercher les valeurs maximales de la fonction

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) B_{\text{bruit}} B_{\text{bruit}}^* a(\theta)} \quad (\text{A.7})$$

Il est possible de généraliser cet algorithme pour l'estimation conjointe DoA/DoD de chaque trajet. De la même façon qu'il est nécessaire d'utiliser un réseau d'antennes en réception pour estimer le DoA, il est nécessaire d'utiliser un réseau d'antennes en émission pour estimer la DoD, qu'on notera θ' . Pour un réseau linéaire dont la séparation entre antennes est d' , le déphasage relatif $\phi_{m,k}$ de la m -ième antenne par rapport à la première antenne peut s'écrire :

$$\phi_{m,k} = \frac{2\pi}{\lambda} m d' \sin(\theta') \quad (\text{A.8})$$

Ainsi, le modèle expliqué précédemment peut être généralisé à l'estimation DoA/DoD en remplaçant le déphasage de l'équation A.4 par

$$\phi_{m,n,k} = \frac{2\pi}{\lambda} m d' \sin(\theta') + \frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\theta) \quad (\text{A.9})$$

Aussi, il est possible de généraliser l'algorithme pour l'estimation conjointe DoA/DoD/retard de chaque trajet. De la même façon qu'il est nécessaire d'utiliser un réseau d'antennes pour estimer la direction de l'onde, il est nécessaire d'utiliser différentes fréquences pour estimer le retard. Le déphasage entre l'onde reçue à la fréquence f_1 et l'onde reçue à la fréquence

f_2 , ayant parcouru la même distance est de $2\pi(f_2 - f_1)\tau_k$ où τ_k est le retard associé à la distance parcourue. Ce déphasage a une structure similaire à celle concernant l'estimation du DoA. Ainsi, le modèle expliqué précédemment peut être généralisé pour inclure l'estimation du retard :

$$\phi_{m,n,l,k} = \frac{2\pi}{\lambda} m d' \sin(\theta') + \frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\theta) + 2\pi p(\Delta f)\tau_k \quad (\text{A.10})$$

Dans cette expression, Δf est le pas de fréquence entre deux tons successifs et $l = 1, 2, \dots, L$ avec L le nombre total de points de fréquence utilisés.

Finalement, il est possible de généraliser l'algorithme pour estimer la polarisation de chaque trajet. Cela est expliqué avec plus de détail dans le troisième chapitre.

Dans la suite nous discutons quelques considérations à prendre en compte lors de l'utilisation de l'algorithme MUSIC.

- En principe, le nombre de sources doit être connu avant d'appliquer l'algorithme MUSIC. Les méthodes les plus utilisées pour cela sont Minimum Description Length (MDL) [84] et Akaike Information Criterion (AIC) [85]. Il est aussi possible d'estimer le nombre de sources en comptant le nombre de valeurs propres élevées après avoir calculé la matrice de covariance des données. Cependant, la connaissance à priori du nombre de sources exact n'est pas nécessaire lorsque le nombre d'éléments (antennes et points de fréquence) est beaucoup plus élevé que le nombre de sources [6]. Ceci est le cas dans les expériences décrites dans le chapitre 2 et 3 de ce rapport mais constitue un réel problème à prendre en compte dans la plupart des cas de sondage de canal.
- Si le signal d'excitation est modulé, la largeur de bande du signal est limitée par la condition suivante : la fonction de modulation doit rester invariante entre le temps d'arrivée au premier et au dernier élément. En d'autres mots, cette différence de temps doit être négligeable par rapport à l'inverse de la largeur de bande du signal.
- L'algorithme MUSIC suppose que les signaux incidents sont décorrélés ou faiblement corrélés pour éviter que la matrice R_s soit singulière. Dans le cas du sondage de canal, les trajets multiples sont fortement corrélés. Une étape de décorrélation préalable est donc nécessaire [126] [127] [128]. L'algorithme utilisé dans ce manuscrit est l'algorithme de

lissage (*Spatial Smoothing* en anglais), décrit dans [6]. Il consiste à diviser les données en P sous-réseaux (figure A.1) et calculer la matrice de covariance lissée R_{SS} comme la moyenne des matrices de covariance R_p correspondantes au p -ième sous-réseau :

$$R_{SS} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P R_p \quad (\text{A.11})$$

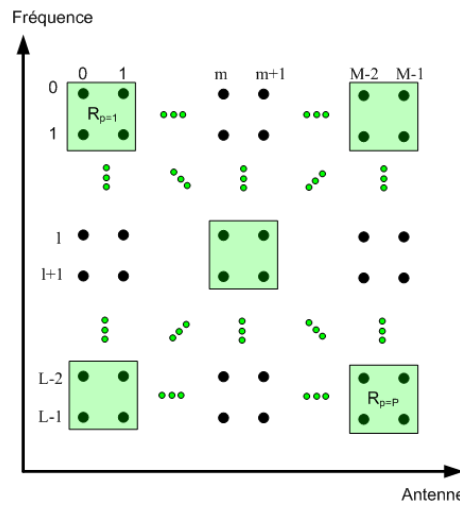


FIG. A.1: Division en sous-réseaux pour l'algorithme de lissage

La taille des sous-réseaux doit être telle que le nombre d'éléments dans chaque sous-réseau soit supérieur au nombre de trajets K et que le nombre de sous-réseaux P soit aussi supérieur au nombre de trajets K .

La figure A.1 montre la division en sous-réseaux pour le cas d'une estimation à deux dimensions retard-DoA mais l'algorithme peut être généralisé à plus de dimensions, suivant le même principe, en construisant des sous-réseaux de dimensions supérieures.

Annexe B

Le récepteur cinq-port

Le réflectomètre six-port a été introduit par Engen en 1972 comme un circuit pouvant jouer le rôle d'analyseur de réseau [129]. Le cinq-port est apparu comme une simplification du système six-port : en supposant que la puissance du signal de référence est constante, on peut réduire à trois le nombre de sorties du circuit [78]. Les cinq-ports utilisés dans le banc de mesure (figure B.1) sont des circuits en technologie microruban, ce qui rend sa fabrication et son utilisation plus aisées.

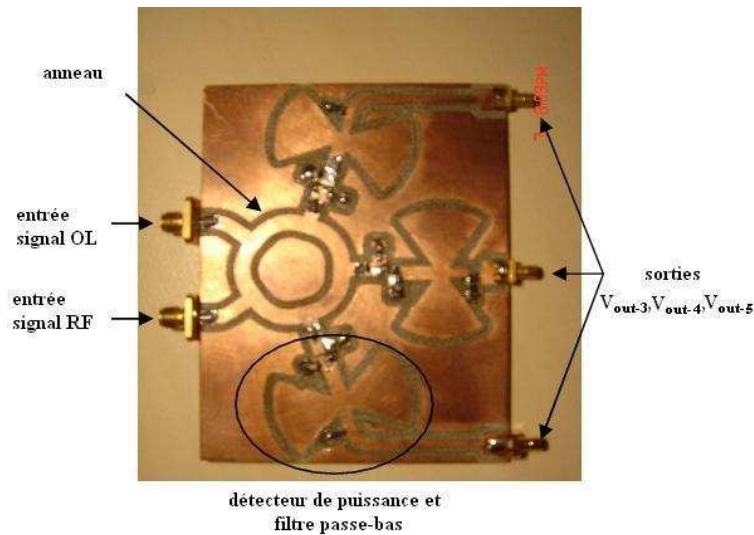


FIG. B.1: Photo du cinq-port

Principe de fonctionnement

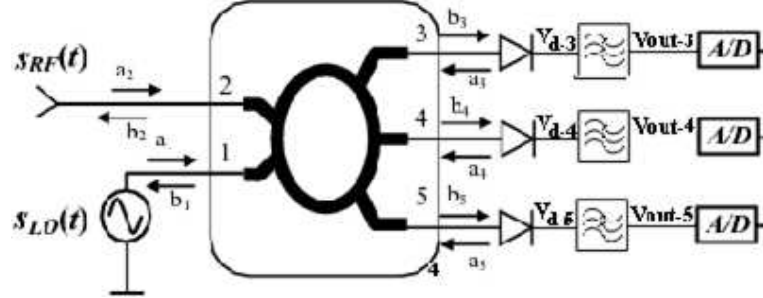


FIG. B.2: Schéma du cinq-port

La figure B.2 est un schéma du récepteur de type cinq-port utilisé dans cette thèse. Il est composé d'un circuit interférométrique à cinq accès : deux entrées (ports 1 et 2) et trois sorties (ports 3, 4 et 5), qui sont des sommes vectorielles des deux signaux d'entrée. A chaque sortie il y a un détecteur de puissance, suivi d'un filtre passe-bas.

On exprimera les signaux $v_{d,i}(t)$ à la sortie des détecteurs de puissance et $v_{out,i}(t)$ à la sortie du filtre passe-bas à fin de comprendre comment le cinq-port permet de déterminer le rapport complexe x entre les deux signaux d'entrée.

En utilisant la matrice S de l'anneau à cinq accès de la figure B.2 et les coefficients de réflexion des détecteurs de puissance, il est possible de démontrer que, pour une fréquence donnée f_{LO} , les trois ondes sortantes b_3, b_4 et b_5 dépendent linéairement de a_1 et a_2 :

$$b_i = A_i \cdot a_1 + B_i \cdot a_2 \quad \text{avec } i \in 3, 4, 5 \quad (\text{B.1})$$

où A_i et B_i sont des nombres complexes qui dépendent des coefficients de réflexion des 3 détecteurs de puissance et des paramètres S de l'anneau à la fréquence de travail.

Le port d'entrée n°1 est connecté à l'oscillateur local (signal de référence $s_{LO}(t)$, sinusoïdal de fréquence f_{LO}). L'entrée du port n°2 est le signal RF à démoduler $s_{RF}(t)$, dont on suppose la fréquence porteuse f_{RF} suffisamment proche de f_{LO} pour qu'on puisse considérer que les paramètres S du circuit

sont les mêmes pour les deux fréquences. On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} s_{LO}(t) &= \Re [A_{LO} e^{j2\pi f_{LO}t}] \\ s_{RF}(t) &= \Re [A_{RF} (I(t) + j Q(t)) e^{j2\pi f_{RF}t}] \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Dans cette équation, $I(t)$ et $Q(t)$ sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'enveloppe complexe du signal RF , que nous voulons déterminer. L'objectif étant de mesurer le rapport complexe entre les deux ondes, la phase absolue des signaux n'a pas d'importance. En remplaçant a_1 par $s_{LO}(t)$ et a_2 par $s_{RF}(t)$, on obtient $b_i(t)$ ($i = 3, 4, 5$) comme des sommes vectorielles des entrées RF et LO .

$$b_i(t) = \Re [A_i A_{LO} e^{j2\pi f_{LO}t} + B_i (I(t) + j Q(t)) A_{RF} e^{j2\pi f_{RF}t}] \quad (\text{B.3})$$

Après détection de puissance, les trois tensions à la sortie des diodes s'écrivent :

$$v_{d-i}(t) = D b_i^2(t) \quad (\text{B.4})$$

où le facteur D ($D > 0$) est lié à la sensibilité des détecteurs de puissance. On peut alors écrire :

$$\begin{aligned} v_{d-i}(t) &= D \{ |A_i| A_{LO} \cos(2\pi f_{LO}t + \angle A_i) \\ &\quad + |B_i| A_{RF} [I(t) \cos(2\pi f_{RF}t + \angle B_i) - Q(t) \sin(2\pi f_{RF}t + \angle B_i)] \}^2 \end{aligned}$$

Ces tensions seront les entrées des filtres passe bas qui vont éliminer la composante $f = 2 f_{LO}$. En utilisant les formules trigonométriques, l'expression des sorties du récepteur est la suivante :

$$\begin{aligned} v_{out-i}(t) &= \frac{D}{2} |A_i|^2 A_{LO}^2 \\ &\quad + \frac{D}{2} |B_i|^2 A_{RF}^2 (I^2(t) + Q^2(t)) \\ &\quad + D |A_i| |B_i| A_{LO} A_{RF} [I(t) \cos(\gamma_i) + Q(t) \sin(\gamma_i)] \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

avec $\gamma_i = \angle A_i - \angle B_i$.

L'article de Engen [129] définit les modules et phases optimales pour obtenir une estimation correcte de $x(t)$:

$$\begin{aligned} |A_3| |B_3| &= |A_4| |B_4| = |A_5| |B_5| \\ \gamma_3 &= -120^\circ \\ \gamma_4 &= 0^\circ \\ \gamma_5 &= 120^\circ \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Autrement dit l’anneau doit fonctionner comme un diviseur de puissance, distribuant des puissances égales à chacune des autres voies avec des déphasages qui diffèrent de $\pm 120^\circ$.

On observe que le premier terme de l’équation B.5 est une constante qui dépend de l’amplitude du signal LO ; il explique l’offset présent aux voies de sortie du cinq-port. Le deuxième constitue le terme d’automélange du signal RF et peut être considéré négligeable dans le cas où la puissance RF est beaucoup plus petite que la puissance du signal LO , ce qui est le cas lors de mesures dans le canal de propagation RF . Le troisième contient l’information désirée ($I(t)$ et $Q(t)$).

On définit les tensions suivantes

$$\tilde{v}_i(t) = V_{out-3}(t) - offset_i \quad (\text{B.7})$$

où $offset_i$ fait référence au premier terme de l’équation B.5.

F.Rangel démontre que le rapport complexe entre les deux entrées peut alors s’écrire selon l’équation suivante [78] :

$$x(t) = a_{cal} \tilde{v}_3(t) + b_{cal} \tilde{v}_4(t) + c_{cal} \tilde{v}_5(t) + d_{cal} \quad (\text{B.8})$$

Plusieurs techniques de calibrage [78] [79] [80] permettent de déterminer les constantes complexes de calibrage $a_{cal}, b_{cal}, c_{cal}, d_{cal}$ de l’équation B.8. Le procédé expérimental pour mettre en oeuvre le calibrage du cinq-port est expliqué dans le paragraphe suivant.

Méthodologie de calibrage du cinq-port

Il existe des méthodes de calibrage aveugles, pour lesquelles il n’est pas nécessaire de réaliser un procédé expérimental pour calibrer le cinq-port avant de l’utiliser ([80] [130]). Cela est utile dans le cas où on utilise le cinq-port comme un récepteur dans une chaîne de communications puisqu’il évite la transmission d’une séquence connue de calibrage et permet donc d’augmenter le débit de données utiles. Cependant, dans le cas du sondage de canal, cet avantage n’existe pas ; on utilise les méthodes de calibrage traditionnelles, dont le montage expérimental est illustré dans la figure B.3.

Le calibrage du cinq-port comporte deux étapes. Dans la première étape, le générateur RF de la figure B.3 est éteint. Les tensions aux sorties du cinq-port sont échantillonnées et numérisées. La moyenne de chaque voie de

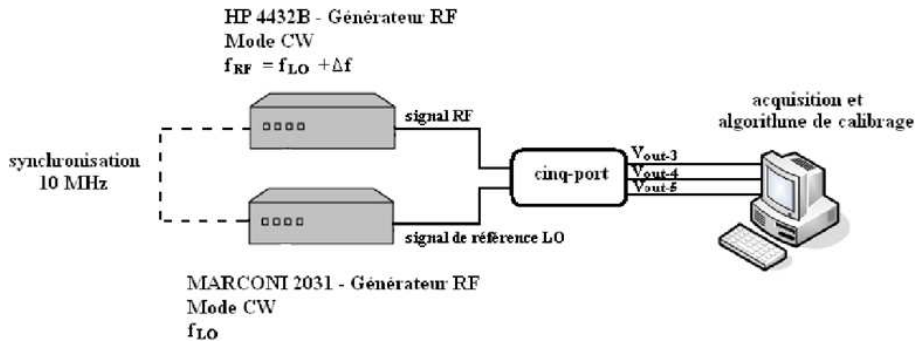


FIG. B.3: Montage expérimental pour la mise en oeuvre du calibrage

sortie est enregistrée sous le nom de $offset_i$ avec $i = 3, 4, 5$.

Dans la deuxième étape, le générateur RF délivre un signal CW de fréquence f_{RF} . La différence de fréquence entre l'oscillateur local et le générateur RF est égale à Δf et les deux générateurs sont synchronisés. Les trois tensions en bande base aux sorties du cinq-port sont échantillonnées et numérisées par des convertisseurs A/D. Avant d'appliquer l'algorithme de calibrage, ces tensions sont corrigées à fin de respecter une détection quadratique en utilisant la technique de linéarisation des détecteurs de puissance [131].

Le signal RF peut s'écrire :

$$s_{RF}(t) = A_{RF} \cos(2\pi f_{RF}t) \quad (\text{B.9})$$

$$\begin{aligned} &= A_{RF} \cos(2\pi f_{LO}t + 2\pi(\Delta f)t) \\ &= A_{RF} [\cos(2\pi f_{LO}t) \cos(2\pi\Delta ft) - \sin(2\pi f_{LO}t) \sin(2\pi\Delta ft)] \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

En utilisant la relation B.2 qui définit un signal RF modulé par une séquence I/Q, on peut dire que le signal $s_{RF}(t)$ de l'équation B.9 correspond à un signal RF de fréquence porteuse f_{LO} , modulé par les séquences I/Q connues suivantes :

$$\begin{aligned} I(t) &= \cos(2\pi(\Delta f)t) \\ Q(t) &= \sin(2\pi(\Delta f)t) \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

En prenant N_s échantillons avec une fréquence d'échantillonnage $f_s = N_s(\Delta f)$ et en enlevant les offsets mesurés dans la première étape, on obtient la matrice

$$V = \begin{pmatrix} \tilde{v}_3(1) & \tilde{v}_4(1) & \tilde{v}_5(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{v}_3(N_s) & \tilde{v}_4(N_s) & \tilde{v}_5(N_s) \end{pmatrix} \quad (\text{B.12})$$

qui correspond à la séquence IQ connue définie par la matrice suivante

$$S = \begin{pmatrix} I(1) & \cdots & I(N_s) \\ Q(1) & \cdots & Q(N_s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N_s}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{2\pi N_s}{N_s}\right) \\ \sin\left(\frac{2\pi}{N_s}\right) & \cdots & \sin\left(\frac{2\pi N_s}{N_s}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{B.13})$$

Calibrer le cinq-port consiste à trouver les constantes complexes de l'équation B.8

$$\begin{aligned} a_{cal} &= a_{cal,I} + j a_{cal,Q} \\ b_{cal} &= b_{cal,I} + j b_{cal,Q} \\ c_{cal} &= c_{cal,I} + j c_{cal,Q} \\ d_{cal} &= d_{cal,I} + j d_{cal,Q} \end{aligned}$$

On peut les écrire de la façon matricielle suivante

$$C = \begin{pmatrix} a_{cal,I} & b_{cal,I} & c_{cal,I} & d_{cal,I} \\ a_{cal,Q} & b_{cal,Q} & c_{cal,Q} & d_{cal,Q} \end{pmatrix} \quad (\text{B.14})$$

En définissant la matrice U à partir de la matrice V :

$$U = \begin{pmatrix} \tilde{v}_3(1) & \tilde{v}_4(1) & \tilde{v}_5(1) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{v}_3(N_s) & \tilde{v}_4(N_s) & \tilde{v}_5(N_s) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.15})$$

on peut écrire matriciellement :

$$\mathbf{S} = \mathbf{C} \mathbf{U} \quad (\text{B.16})$$

\mathbf{C} peut être déterminé par la méthode des moindres carrés [79] ou par d'autres méthodes comme celle expliquée dans [131]. Certaines techniques comme celle expliquée dans [79] n'utilisent que trois constantes de calibrage en imposant $d_{cal} = 0$.

Pour vérifier que le calibrage est correct, on peut reconstituer le signal initial en calculant $\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{C} \mathbf{U}$. La figure B.4 a été obtenue en utilisant la méthode détaillée dans [131]. La restitution du cercle dans le plan complexe montre que le calibrage a été effectué correctement.

Le procédé de calibrage doit se répéter pour toutes les fréquences auxquelles le récepteur sera utilisé.

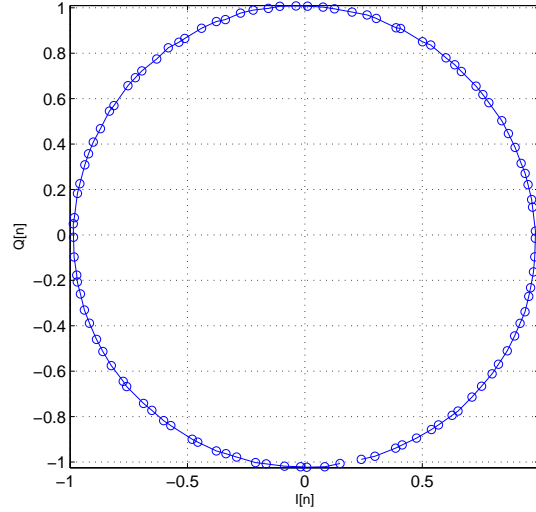


FIG. B.4: Reconstruction du signal initial. $f = 2.4$ GHz

Implémentation du récepteur cinq-port en technologie microruban

Le récepteur cinq-port utilisé dans cette thèse a été réalisé pendant la thèse de Yem Van Vu [5]. Il s'agit d'une implémentation en technologie microruban du schéma de la figure B.2.

Le substrat utilisé est de type FR4.

Les dimensions optimisées de l'anneau sont les suivantes :

- largeur des lignes d'accès (50 ohms) : 3.16 mm
- largeur de la ligne de l'anneau : 3.6 mm
- rayon de l'anneau : 10.2 mm

Les détecteurs de puissance sont des diodes Schottky du fournisseur Agilent, modèle HSMS2850.

Le filtre passe-bas s'implémente grâce à une résistance $R = 220K\Omega$ et un condensateur de capacitance $C = 100pF$. La fréquence de coupure ainsi obtenue est de $180KHz$. Aussi, un filtre papillon permet de s'assurer que les hautes fréquences sont rejetées.

Plus de détails sur les composants peuvent être trouvés dans [5].

Annexe C

L'algorithme CLEAN

L'algorithme (CLEAN) a été introduit par Högbom en 1974 [71], dans le domaine de l'interférométrie appliquée à l'astronomie. Comme dans le cas du sondage de canal, Högbom voulait détecter des sources dans des images corrompues par des lobes secondaires, qui étaient apparus en utilisant la Transformée de Fourier à partir des données recueillies par un nombre fini de capteurs.

Högbom appelle *Dirty Map* (DM) l'image initiale, où les lobes secondaires empêchent la localisation correcte des sources. Il appelle *Dirty Beam* (DB) ce qui serait le DM d'un scénario avec une seule source et sans aucune interférence ou bruit. DB est donc la réponse impulsionnelle du système de mesure. CLEAN est un algorithme itératif dont l'idée principale est de détecter successivement les sources par ordre décroissant de leur amplitude pour éliminer les lobes secondaires associés à fin de nettoyer progressivement l'image.

Le diagramme de flux est présenté dans la figure C.1. Le premier pas est de trouver les coordonnées du point de la figure DM dont la valeur absolue de l'amplitude est maximale, qu'on dénotera A_{MAX} . Ces coordonnées devraient correspondre logiquement à la position de la source la plus forte. Ensuite, il faut soustraire à DM la réponse du système de mesure BM centrée sur ce point là. BM doit être normalisée de façon à ce que l'amplitude au centre de la réponse soit égale à $g \cdot A_{MAX}$. Högbom définit g comme le *loop gain* (gain de boucle). Plus sa valeur est grande, plus l'algorithme sera rapide (moins d'itérations nécessaires) mais plus on a le risque de déformer l'image en soustrayant plus que la contribution réelle de la source détectée. Pour éviter cela, il faut que la contribution de la source à l'amplitude A_{MAX} soit supérieure à $g \cdot A_{MAX}$. L'algorithme est itéré à partir de l'image obtenue après

la soustraction jusqu'à ce que A_{MAX} soit inférieur à un certain seuil. Ce seuil peut être calculé comme le niveau de bruit général de l'image. Finalement, l'image peut être reconstruite en utilisant les coordonnées des points détectés ainsi que leur amplitude. L'image obtenue a été ainsi 'nettoyée' des lobes secondaires.

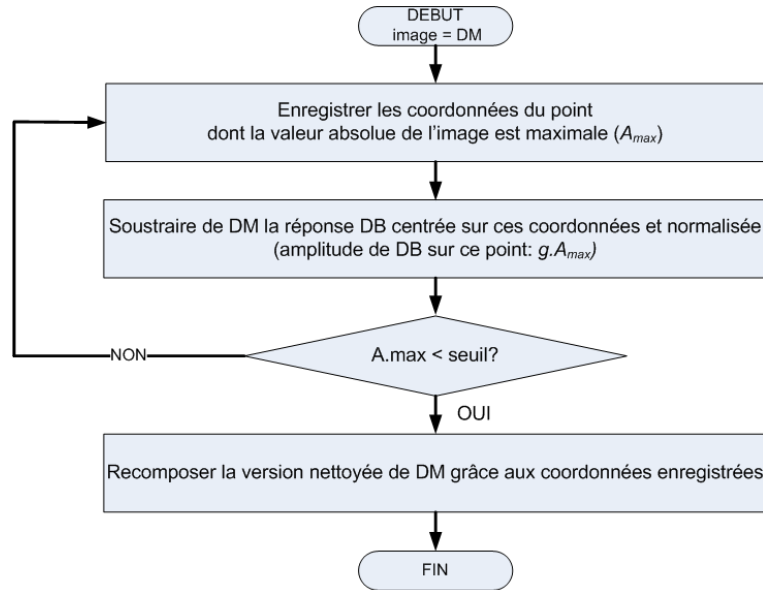


FIG. C.1: Diagramme de flux de l'algorithme CLEAN

Dans le sondage de canal UWB, CLEAN est devenu, avec SAGE [70], l'un des algorithmes les plus utilisés [132] en tant qu'algorithme de déconvolution haute-résolution.

On peut noter que certains auteurs, et cette thèse en particulier, utilisent la corrélation entre DM et DB pour trouver les positions des sources, au lieu de prendre directement le point dont la valeur absolue est maximale [51] pour rendre l'algorithme plus robuste face au bruit impulsif.

Bibliographie

- [1] Jason W. P. Ng. *Space-time Array Communications. Vector Channel Estimation and Reception*. Imperial College Press, 2007.
- [2] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath. Capacity limits of mimo channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(5), 2005.
- [3] Hüseyin Arslan, Zhi Ning Chen, and Maria-Gabriella Di Benedetto. *Ultra Wideband Wireless Communication*. Wiley, 2006.
- [4] Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juergen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, and Kai Siwiak. Ieee 802.15.4a channel model - final report. <http://www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>, 2004, accessible in July 2008.
- [5] V. Y. Vu. *Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, 2005.
- [6] Adoniran Judson de Barros Braga. *Sondage de canal SIMO à l'intérieur des bâtiments et formation de faisceaux numérique utilisant des techniques de traitement de signal à haute résolution et corrélateurs cinq-ports*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications, Paris, France, 2006.
- [7] J.D.Parsons. *The mobile radio propagation channel*. John Wiley Sons, Chichester, U.K., second edition, 2000.
- [8] B.Uguen, E.Plouhinec, and Y.Lostaanlen. A deterministic ultra wideband channel modeling. In *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies, Baltimore, MD, USA*, Mai 2002.
- [9] Friedman TCHOFFO TALOM. *Modélisation déterministe du canal de propagation Indoor dans un contexte Ultra Wide Band*. PhD thesis, INSA de Rennes, 2005.

-
- [10] Y.Lonstanlen and G.Gougeon and Y.Corre. A deterministic indoor uwb space-variant multipath radio channel modeling. In *IEEE Euro Electromagnetics, Magdeburg, Germany*, July 2004.
- [11] R.Yao, W.Zhu, and Z.Chen. An efficient time-domain ray model for uwb indoor multipath propagation channel. In *IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando, FL, USA*, October 2003.
- [12] H.Sugahara, Y.Watanabe, and T.Ono et al. Development and experimental evaluations of rs-2000, a propagation simulator for uwb systems. In *IEEE International Workshop on Ultra Wideband Systems joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Kyoto, Japan, Mai 2004*.
- [13] B.Uguen, E.Plouhinec, and F.Tchoffo-Talom. Deterministic impulse radio channel simulation : Challenges and applications. In *ICEAA 2007*, September 2007.
- [14] Franco Fuschini, Hassan El-Sallabi, Vittorio Degli-Esposti, Lasse Vuokko, Doriana Guiducci, and Pertti Vainikainen. Analysis of multipath propagation in urban environment through multidimensional measurements and advanced ray tracing simulation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(3) :848–857, March 2008.
- [15] J.Kunisch and J.Pamp. An ultra-wideband space-variant multipath indoor radio channel model. In *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies, Reston VA, USA*, November 2003.
- [16] P. A. Bello. Characterisation of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. on Communication Systems*, CS-11 :360–393, Dec. 1963.
- [17] Theodore S. Rappaport. *Wireless communications : Principles and practice*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, second edition, 2002.
- [18] Bultitude R. J. C. Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels : a critical review. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6) :1133–1143, August 2002.
- [19] Tricia J. Willink. Wide-sense stationarity of mobile mimo radio channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,, 57(2) :704–714, March 2008.
- [20] Philippe Guguen and Ghais El Zein. *Les techniques multi-antennes pour les réseaux sans fil*. Lavoisier, 2004.
- [21] R. B. Ertel, P. Gardieri, K. Sowerby, T.S. Rappaport, and J.H. Reed. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems. *IEEE Personal Communications*, 5(1) :10–22, Feb. 1998.

-
- [22] Luis M. Correia. *Mobile BroadBand Multimedia Networks*. Elsevier, 2006.
- [23] Technical Specification Group Radio Access Network 3rd Generation Partnership Project. Spatial channel model for multiple input multiple output (mimo) simulations. Technical report, 3GPP, 2007-06. v7.0.0.
- [24] V. Erceg, K. V. S. Hari, and M. S. Smith et al. Channel models for fixed wireless applications. *Contribution IEEE 802.16.3c-01/29r4, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*.
- [25] S.Kozono, T.Tsuruhara, and M. Sakamoto. Base station polarization diversity reception for mobile radio. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 33(4) :301–306, November 1984.
- [26] Akram Hammoudeh and David Anthony Scammell. Frequency domain characterization of los nonfading indoor wireless lan channel employing frequency and polarization diversity in the 63.4-65.4 ghz band. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 53(4) :1176–1189, July 2004.
- [27] P.Kyritsi and D.C.Cox. Effect of element polarization on the capacity of a mimo system. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, volume 2, pages 892–896, March 2002.
- [28] M. Otmani, L. Talbi, and T.A. Denidni. Dual polarization diversity reception modeling for indoor propagation channel. In *IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, pages 257–258, October 2003.
- [29] Albin Dunand and J.M. Conrat. Dual-polarized spatio-temporal characterization in urban macrocells at 2 ghz. In *IEEE Vehicular Technology Conference*, September 2007.
- [30] Claude Oestges, Vinko Erceg, and Arogyaswami J. Paulraj. Propagation modeling of mimo multipolarized fixed wireless channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 53(3) :644–654, May 2004.
- [31] Xuefeng Yin, Bernard H. Fleury, Patrik Jourdan, and Andreas Stucki. Polarization estimation of individual propagation paths using the sage algorithm. In *IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, volume 2, pages 1795– 1799, September 2003.
- [32] M.Shafi, M.Zhang, A.L.Moustakas, P.J.Smith, Andreas F. Molisch, F.Tufvesson, and S.H.Simon. Polarized mimo channels in 3d : Models, measurements and mutual information. *IEEE J. Selected Areas Commun. Special Issues on 4G*, 24(3) :514–527, March 2006.
- [33] Swaroop Venkatesh, Vivek Bharadwaj, and R. Michael Buehrer. A new spatial model for impulse-based ultra-wideband channels. In *IEEE VTC*, volume 4, pages 2617 – 2621, September 2005.

-
- [34] Ada S Y Poon and Minnie Ho. Indoor multiple-antenna channel characterization from 2 to 8 ghz. In *ICC*, 2003.
- [35] J.M. Cramer, R.A. Scholtz, and M.Z. Win. Spatio-temporal diversity in ultra-wideband radio. In *Wireless Communications and Networking Conference*, volume 2, pages 888–892, 1999.
- [36] R. Cosquer. *Conception d'un sondeur de canal MIMO Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel*. PhD thesis, INSA Rennes, France, 2004.
- [37] Veli-Matti Kolmonen, Jarmo Kivinen, Lasse Vuokko, and Pertti Vainikainen. 5.3-ghz mimo radio channel sounder. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 55(4) :1263–1269, August 2006.
- [38] J. M. Conrat, J. Y. Thiriet, and P. Pajusco. Americc, the france télécom r&d wideband propagation channel sounder from 2 to 60 ghz. Td(03)003, COST 273, Barcelone, Spain, Jan. 2003.
- [39] Propsound channel sounder. *Elektrobit*. <http://www.propsound.com>, visited on August 2008.
- [40] B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. L. Pedersen. Channel parameter estimation in mobile radio environments using the sage algorithm. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(3) :434–450, Mar. 1999.
- [41] Bernard H. Fleury, Patrik Jourdan, and Andreas Stucki. High-resolution channel parameter estimation for mimo applications using the sage algorithm. In *International Zurich Seminar on Broadband Communications and Access and Transmission and Networking*, pages 301–309, 2002.
- [42] Pedersen T., Pedersen C., Yin X., Fleury B.H., Pedersen R.R., Bozinovska B., Hviid A., Jourdan P., and Stucki A. Joint estimation of doppler frequency and directions in channel sounding using switched tx and rx arrays. In *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference*, volume 4, pages 2354–2360, December 2004.
- [43] RUSK channel sounder. *MEDAV*. <http://www.vadgmbh.de>, visited on August 2008.
- [44] Richter A., Hampicke D., Sommerkorn G., and Thoma R.S. Joint estimation of dop, time-delay and doa for high-resolution channel sounding. In *IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings*, volume 2, pages 1045 – 1049, Spring 2000.
- [45] Zwick T., Hampicke D, Maurer J., Richter A., Sommerkorn G., Thoma R., and Wiesbeck W. Results of double-directional channel sounding

-
- measurements. In *IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings*, volume 3, pages 2497–2501, Spring 2000.
- [46] Richter A., Hampicke D., Sommerkorn G., and Thoma. Mimo measurements and joint m-d parameter estimation of mobile radio channels. In *IEEE Vehicular Technology Conference Proceedings*, volume 1, pages 214 – 218, Spring 2001.
- [47] Bonek E. and Steinbaner M. Double-directional channel measurements. In *Eleventh International Conference on Antennas and Propagation*, volume 1, pages 226 – 230, 2001.
- [48] Andreas F. Molisch, Martin Steinbauer, Martin Toeltsch, Ernst Bonek, and Reiner S. Thomä. Capacity of mimo systems based on measured wireless channels. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 20(3) :561–569, April 2002.
- [49] Katsuyuki Haneda, Jun ichi Takada, and Takehiko Kobayashi. Double directional cluster properties investigated from a series of ultrawideband double directional propagation measurements in home environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(12) :3778–3788, December 2006.
- [50] Gurrieri L.E., Squires C., Noghianian S., and Willink T. High resolution spatiotemporal characterization of electric field polarization for indoor wireless environments. In *CCECE '06. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 1462–1465, May 2006.
- [51] S. Bories, A. Sibille, and C. Roblin. Uwb indoor channel measurements study. In *Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*, pages 466–469, March 2005.
- [52] Sofia Martinez Lopez, Judson Braga, Bernard Huyart, and J.C. Cousin. High-resolution estimation using a chirp signal for mobile mimo channel sounding. *European Transactions on Telecommunications*, 2008.
- [53] S.Salous, P. Filippidiss, R.Lewenz, I.Hawkins, N.Razavi-Ghods, and M.Abdallah. Parallel receiver channel sounder for spatial and mimo characterisation of the mobile radio channel. *IEE Proc.-Commun*, 152(6) :912–918, December 2005.
- [54] Q.H. Spencer, B.D. Jeffs, M.A. Jensen, , and A.L.Swindlerhurst. Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(3) :345–359, 2000.

-
- [55] W.R. Young Jr. and L.Y. Lacy. Echoes in transmission at 450 megacycles from land-to-car radio units. *Proc. IRE*, 38 :255–258, Mar. 1950.
- [56] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. R. Molisch. A statistical model for the uwb indoor channel. In *IEEE VTC Proceedings*, volume 2, pages 1159 – 1163, October 2005.
- [57] L. Rusch, C. Prettie, D. Cheung, Q. Li, , and M. Ho. Characterization of uwb propagation from 2 to 8 ghz in a residential environment. In *Available : www.intel.com*, volume 0, page 0, 0 2005.
- [58] Julien Keignart, Chadi Abou-Rjeily, Christophe Delaveaud, and Norbert Daniele. Uwb simo channel measurements and simulations. *MTT*, 54(4) :1812–1819, April 2006.
- [59] Yano S.M. investigating the ultra-wideband indoor wireless channel. In *VTC Spring 2002*, 2002.
- [60] C. J. Rieser. Design and implementation of a sampling swept time delay short pulse (sstdsp) wireless channel sounder for lmds. Master’s thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2001.
- [61] D. C. Cox. Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 mhz in suburban mobile radio environment. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 20 :625–635, Sep. 1972.
- [62] M.R.Schroeder. Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 16(1) :85–89, April 1970.
- [63] R.S.Thomä, D.Hampicke, A.Richter, and G.Sommerkorn. Mimo vector channel sounder measurement for smart antenna system evaluation. *European Transactions on Telecommunications*, 12(5) :427–438, September/October 2001.
- [64] Sofia Martinez Lopez, Judson Braga, Bernard Huyart, and J.C. Cousin. Polarization measurement results for wideband multi-target radar using five-port receivers. In *IEEE Radar Conference*, 2008.
- [65] K.Sakaguchi, J.Takada, and K.Araki. A novel architecture for mimo spatiotemporal channel sounder. *IEICE Trans. Electronics*, 86(3) :436–441, March 2002.
- [66] R. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(3) :276–280, Mar. 1986.

-
- [67] R. Roy and T. Kailath. Esprit-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 37(7) :984–995, July 1989.
- [68] Judson Braga, Yem Van Vu, Sofía Martínez López, and Bernard Huyart. Survey of music and unitary-esprit algorithms for doa and time delay estimation. In *IEEE International Conference on Communications and Electronics, Hanoi, Vietnam, 2008*.
- [69] A. J. Barabell. Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms. In *IEEE ICASSP Boston, 1983*.
- [70] Jeffrey A. Fessler and Hero A.O. Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(10) :2664–2677, October 1994.
- [71] J.Högbom. Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines. *Astrophys. J. Suppl. Ser.*, 15 :417–426, 1974.
- [72] Pagani P., Tchoffo Talom F, Pajusco P., and Uguen B. *Communications Ultra Large Bande : le canal de propagation radioélectrique*. Lavoisier, 2007.
- [73] Reiner S. Thomä, Dirk Hampicke, Andreas Richter, G.Sommerkorn, A. Schneider, U. Trautwein, and Walter Wirnitzer. Identification of time-variant directional mobile radio channels. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 49(2) :357–364, April 2000.
- [74] G. Neveux, B. Huyart, and J. Rodriguez. Noise figure of a five-port system. In *32nd European Conference on Wireless Technology, Milan, Italy, Sep. 2002*.
- [75] F. R. de Sousa and B. Huyart. A reconfigurable high-frequency phase-locked loop. In *20th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, volume 1, pages 503–507, May 2003.
- [76] S. Abou Chakra. *La boucle locale radio et la démodulation directe de signaux larges bandes à 26 GHz*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, 2004.
- [77] Hittite Microwave Corporation, Chelmsford, MA. *HMC287MS8 - GaAs MMIC Low Noise Amplifier with AGC, 2.3 - 2.5 GHz*.
- [78] F. R. de Sousa. *Application du corrélateur « Five-Port » aux PLLs, à la récupération de porteuse et à un MODEM de télécommunications dans la bande 1,8 - 5,5 GHz*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, 2004.
- [79] G. Neveux, B. Huyart, and J. R. Guisantes. Wide-band rf receiver using the "fiveport" technology. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 53(5) :1441–1451, Sept. 2004.

-
- [80] Sang-Yub Lee and Hak-Sun Kim. A direct iq-regeneration technique for five-port digital receiver. In *International Conference on Advanced Communication Technology*, volume 1, pages 171–174, February 2008.
- [81] S.Salous, N. Nikandrou, and N.F.Bajj. Digital techniques for mobile radio chirp sounders. *IEE Proc.Commun.*, 145(3) :191–196, June 1998.
- [82] Sana Salous. Fmcw channel sounder with digital processing for measuring the coherence of wideband hf radio links. *IEE Proceedings, Part F - Communications, Radar and Signal Processing*, 133(5) :456–462, August 1986.
- [83] A. J. Braga, Y. V. Vu, B. Huyart, and J. C. Cousin. Wideband spatio-temporal channel sounder using music and enhanced 2d-ss. In *European Conference Propagation and Systems*, Brest, France, Mar. 2005.
- [84] J. Rissanen. Modeling by the shortest data description. *Automatica*, 14 :465–471, 1978.
- [85] H. Akaike. A new look at the statistical model identification. *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, AC-19 :716–723, 1974.
- [86] Howard S.J.and Pahlavan K. Doppler spread measurements of indoor radio channel. *Eletronics Letters*, 26(2) :107–109, January 1990.
- [87] V. Y. Vu, A. J. Braga, X. Begaud, and B. Huyart. Measurement of direction-of-arrival of coherent signals using five-port reflectometers and quasi-yagi antennas. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15(9) :558–560, Sept. 2005.
- [88] Constantine A. Balanis. *Antenna theory : Analysis and design*. Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, third edition, 2005.
- [89] P.Beckmann. *The Depolarization of Electromagnetic Waves*. Golem Press, Boulder, USA, 1968.
- [90] A. Sibille and Al. Sector and polarisation dependent wideband indoor propagation channel measurement at 5.1 ghz for hiperlan. In *VTC*, 2005.
- [91] Kimmo Kalliola, Heikki Laitinen, Leo I. Vaskelainen, and Perti Vainikainen. Real-time 3-d spatial-temporal dual-polarized measurement of wideband radio channel at mobile station. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 49(2) :439–448, April 2000.
- [92] S.Loredo, B.Manteca, and R.P. Torres. Polarization diversity in indoor scenarios : an experimental study at 1.8 and 2.5 ghz. In *PIMRC*, volume 2, pages 896–900, September 2002.
- [93] A. Fluerasu, A. Sibille, Y. Corre, Y. Lostanlen, L. Houel, and E. Hamman. A measurement campaign of spatial, angular, and polarization

-
- diversity reception of dvb-t. In *EURO-COST Bologna, Italy*, January 2005.
- [94] Wasim Q. Malik. Polarimetric characterization of ultrawideband propagation channels. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 56(2) :532–539, February 2008.
- [95] J.Li and R.T. Compton Jr. Angle and polarization estimation in a coherent signal environment. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System*, 29(3) :706–716, July 1993.
- [96] Earl.R.Ferrara and Terry M. Parks. Direction finding with an array of antennas having diverse polarizations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 31(2) :231– 236, March 1983.
- [97] A.J.Weiss and B. Friedlander. Performance of diversely polarized antenna arrays for correlated signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 28(3) :869–879, July 1992.
- [98] J.Li, P.Stoica, and D.Zheng. Efficient direction and polarization estimation with cold array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(4) :539–547, April 1996.
- [99] Sylvie Marcos. *Les méthodes à haute résolution : Traitement d’antenne et analyse spectrale*. Hermès, Paris, France, 1998.
- [100] Yide Wang and Joseph Saillard. Apport de la polarisation pour caractériser une cible radar par une méthode à haute résolution. *Traitement du signal*, 16(4) :295–302, 1999.
- [101] Roald Goosens and Hendrik Rogier. Estimation of direction of arrival and polarization with diversely polarized antennas in a circular symmetry incorporating mutual coupling effects. *Eucap*, October 2006.
- [102] C. T. P. Song, Angus Maka, Bill Wong, Doug George, and Ross D. Murch. Compact low cost dual polarized adaptive planar phased array for wlan. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(8) :2406–2416, August 2005.
- [103] David M. Pozar. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, New York, USA, third edition, 2004.
- [104] T.W.Barrett. History of ultrawideband (uwb) radar and communications : pioneers and innovators. In *Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, USA*, July 2000.
- [105] X.Zhuge, T.G.Savelyev, and A.G.Yarovoy. Assessment of electromagnetic requirements for uwb through-wall radar. In *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2007. ICEAA 2007.*, September 2007.

-
- [106] Zoubir Irahhaute, Homayoun Nikookar, and Gerard J. M. Janssen. An overview of ultra wide band indoor channel measurements and modeling. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(8) :386–388, August 2004.
- [107] Alain Sibille. Time-domain diversity in ultra-wideband mimo communications. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, (3) :316–327, 2005.
- [108] C.Gentile and A. Kik. A comprehensive evaluation of indoor ranging using ultra-wideband technology. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007.
- [109] S.S. Ghassemzadeh, R.Jana, C.Rice, W.Turin, and V.Tarokh. Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel. *IEEE Transactions on Communications*, 52(10) :1786–1796, October 2004.
- [110] M.Donlan, D.R.McKinstry, and R.Michael Buehrer. The uwb indoor channel : Large and small scale modeling. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 5(10) :2863–2873, October 2006.
- [111] A. Saleh and R. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(2) :128–137, Feb. 1987.
- [112] C.C.Chong, Y.Kim, and S.S.Lee. Uwb indoor propagation channel measurements and data analysis in various types of high-rise apartments. In *IEEE VTC*, September 2004.
- [113] K.Balakrishnan, K.C.Wee, S.Xu an C.L.Chuan, F.Chin, C.Y.Huat, C.C.Choy, T.T.Thiang, P.Xiaoming, M.Ong, and S.Krishnan. Characterization of ultra-wideband channels : Small-scale parameters for indoor and outdoor office environments. Technical report, Rapport n°IEEE P802.15.04a/385, IEEE P802.15 WPAN, July 2004.
- [114] U.Schuster. Indoor uwb channel measurements from 2 ghz to 8 ghz. Technical report, Rapport n°IEEE P802.15.04a/447, IEEE P802.15 WPANs, Sept. 2004.
- [115] J.Karedal, S.Wyne, P.Almers, F.Tufvesson, and A.F.Molisch. Uwb channel measurements in an industrial environment. In *IEEE Global Telecommunications Conference*, November 2004.
- [116] J.Keignart and N.Daniele. Uwb channel measurements in snow-covered environment. Technical report, Rapport n°IEEE P802.15.04a/449, IEEE P802.15 WPANs, August 2004.
- [117] Dajana Cassioli, Moe Z. Win, and A.F.Molisch. The ultra-wide bandwidth indoor channel : From statistical model to simulations. *Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6) :1247–1257, August 2002.

-
- [118] Stutzman W. L. Licul S., Davis W. A. Uwb communication link modeling and characterization. In *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies, Reston, VA, USA*, November 2003.
- [119] R.J.-M. Cramer, R.A. Scholtz, and M.Z. Win. Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 50(5) :561–570, May 2002.
- [120] C.Prettie, D.Cheung, L.Rusch, and M.Ho. Spatial correlation of uwb signals in a home environment. In *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2002.
- [121] J.Keignart, C.Abou-Rjeily, C.Delaveaud, and N.Daniele. Uwb simo channel measurements and simulations. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 54(4) :1812–1819, April 2006.
- [122] ARA Antenna Research. *Conical Monopoles*. <http://www.ara-inc.com/PDF-RF/028-031.pdf>, visited on August 2008.
- [123] T.B. Vu. Side-lobe control in circular ring array. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 41(8) :1143–1145, Aug 1993.
- [124] M.Dohler, B.Allen, A.Armogida, S.McGregor, M.Ghavami, and H.Aghvami. A new twist on uwb pathloss modelling. In *IEEE VTC*, May 2004.
- [125] C.Gentile, A.Judson Braga, and A.Kik. Investigating the Ultra-Wideband Indoor Wireless Channel. In *IEEE Conf. on Communications*, May 2008.
- [126] H. Krim and M. Viberg. Two decades of array signal processing research. *IEEE Signal Processing Magazine*, 13(4) :67–94, July 1996.
- [127] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath. On spatial smoothing for directional of arrival estimation of coherent signals. *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, ASSP-33 :806–811, 1985.
- [128] S. U. Pillai and B. H. Kwon. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification. *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, 37 :8–15, 1989.
- [129] G. F. Engen and C. A. Hoer. Application of an arbitrary 6-port junction to power measurement problems. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, IM-21 :470–474, Nov. 1972.
- [130] B. Neveux G. Mabrouk, K. Huyart. 3-d aspect in the five-port technique for zero-if receivers and a new blind calibration method. *IEEE MTT*, 56(6) :1389–1396, June 2008.
- [131] F. R. Souza, B. A. Garcia, G. Neveux, and B. Huyart. Five-port junction : In the way of general public application. In *32nd European*

Conference on Wireless Technology, pages 1081–1084, Milan, Italy, Sep. 2002.

- [132] Ted C.K. Liu, Dong In Kim, and Rodney G. Vaughan. A high-resolution, multi-template deconvolution algorithm for time-domain uwb channel characterization. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 32(4) :207–213, Fall 2007.

Liste de Publications

- *High-Resolution Estimation using a Chirp Signal for Mobile MIMO Channel Sounding*. Sofía Martínez López, Adoniran Judson Braga, Bernard Huyart, J.C. Cousin. European Transactions on Telecommunications, Special Issue on EW07, Vol.19, n°7, accepté
- *Survey of MUSIC and Unitary-ESPRIT algorithms for DoA and Time Delay estimation*. Judson Braga, Yem Van Vu, Sofía Martínez López, Bernard Huyart. IEEE International Conference on Communications and Electronics 2008, Hanoi, accepté
- *Wideband Demodulator for UWB Channel Sounding Application*. Hajar El Arja, Kais Mabrouk, Sofía Martínez López, Bernard Huyart, Xavier Begaud European Microwave Week, Octobre 2008, Amsterdam, Pays Bas
- *Polarization measurement results for wideband multi-target RADAR using five-port receivers*. Sofía Martínez López, Adoniran Judson Braga, Bernard Huyart, J.C. Cousin. IEEE RADAR Conference, Mai 2008, Rome, Italie
- *A Novel Method for Direction of Departure Estimation using a Linear Frequency Modulated Signal*. Sofía Martínez López, Hajar Elarja, Bernard Huyart. European Microwave Week, Octobre 2007, Munich, Allemagne.
- *High-resolution estimation using a chirp signal for wideband MIMO channel sounding*. Sofía Martínez López, A.Judson Braga , Hajar El Arja, Bernard Huyart, J.C. Cousin. European Wireless, Avril 2007, Paris, France
- *Sondage de canal Haute-Résolution utilisant un Signal chirp*. Sofía Martínez López, Hajar Elarja, Bernard Huyart, J.C. Cousin. Journées Nationales des Microondes, Mai 2007, Toulouse, France
- *Mesure des angles d'élévation et d'azimuth en utilisant des réflectomètres cinq-port*. A.Judson Braga, V. Yem Vu, Sofía Martínez López, B.Huyart, J.C. Cousin. CNFRS - URSI, Mars 2006, Paris, France