



Université libre de Bruxelles

Faculté des Sciences Appliquées / École polytechnique
OPERA Dpt. - Wireless Communications Group



Université catholique de Louvain

École Polytechnique de Louvain
ICTEAM - Electrical Engineering

MODÉLISATION SPATIO-TEMPORELLE ULTRA-LARGE
BANDE DU CANAL DE TRANSMISSION POUR RÉSEAUX
CORPORELS SANS FIL

Dissertation originale présentée en vue de l'obtention du Grade de

Docteur en Sciences de l'Ingénieur

et préparée sous la direction des Professeurs
Philippe De Doncker, François Horlin et Claude Oestges

par

Stéphane van Roy

Défense privée : le 01 décembre 2010

Soutenance publique : le 22 décembre 2010

Composition du Jury :

Prof. Philippe Emplit (Président)

Dr Raffaele D'Errico

Prof. Jérôme Louveaux

Prof. Danielle Vanhoenacker-Janvier

Prof. Philippe De Doncker (Promoteur)

Prof. François Horlin (co-Promoteur)

Prof. Claude Oestges (Promoteur)

Remerciements

Tout d’abord, je tiens à remercier mes deux promoteurs, Philippe De Doncker et Claude Oestges. Leur grande disponibilité, leur expérience en recherche, leur enthousiasme et leur patience ont assurément contribué à la convivialité et à la rigueur scientifique qui m’ont permis de mener à bien cette Thèse. Je remercie également mon co-promoteur, François Horlin, pour ses conseils et remarques avisés.

J’exprime ma gratitude envers Philippe Emplit qui a bien voulu présider mon jury de Thèse, Danielle Vanhoenacker-Janvier, Jérôme Louveaux, et Raffaele D’Errico, pour leurs remarques constructives. Leurs interventions ont permis d’améliorer le contenu et la qualité de ce travail.

Je remercie l’ensemble des membres d’OPERA, du canal au codage en passant par le network sans oublier la spin-off, pour les échanges techniques et humains que nous avons pu partager. Je retiendrai surtout nos longues pauses-café dans notre superbe lounge. Un grand merci en particulier à Bellou et ses t-shirts de circonstance ainsi qu’à Kiki et nos pull-up meetings du vendredi. Grâce à eux, les journées de boulot ne se ressemblent pas et c’est un réel plaisir de les retrouver pour des discussions interminables. Merci aussi à Jim, car on peut 1000 fois rédiger sa thèse, et à Fabrice, toujours disponible et de bonne humeur. Je remercie enfin mon cher collègue de bureau, Olivier. Quatre ans maintenant qu’il me supporte avec mes questions. C’est finalement moi qui vais réussir à le faire craquer ! Merci pour l’ambiance que nous avons réussi à créer et à préserver.

Je souhaiterais également remercier toute l’équipe de la nouvelle ICTEAM, et, en particulier, LingFen pour toutes ces heures de collaboration et d’entraide.

Je voudrais remercier Lise qui n’a pas hésité à se plonger dans la correction de ce manuscrit et mes amis qui ont toujours répondu présents. Je n’oublie pas mon univers rugbystique (joueurs, collègues et autres) grâce auquel j’ai pu m’arracher du trop sérieux de la Recherche durant plusieurs heures par semaine.

Mes plus chaleureux remerciements sont destinés à ma famille, mes parents et ma grand-mère, qui m’ont constamment aidé, encouragé et supporté. Je voudrais leur exprimer toute ma gratitude. En dernier, je pense à Camille. Je la remercie pour ses relectures attentives, pour son soutien, et surtout pour cette magnifique aventure que nous partageons et qui permet de m’épanouir davantage chaque jour.

Table des Matières

Table des Matières	i
Liste des Figures	i
Liste des Tableaux	iii
Liste des Abréviations	v
1 Introduction	1
1.1 Introduction générale	1
1.2 Les réseaux corporels sans fil	2
1.2.1 L’healthcare dans le monde	3
1.2.2 Architecture et applications	4
1.2.3 Défis technologiques	7
1.2.4 Exposition aux ondes électromagnétiques	9
1.2.5 Standardisation des communications sans fil	11
1.3 Technologie UWB	14
1.3.1 Présentation	14
1.3.2 Un bref historique	14
1.3.3 Définition	16
1.3.4 Régulations	16
1.3.5 Caractéristiques principales	17
1.4 Technologie MIMO	20
1.4.1 Présentation	20
1.4.2 Un bref historique	20
1.4.3 Caractéristiques principales	20
1.5 Solutions proposées et objectifs de recherche	22
1.6 Contribution et organisation de ce manuscrit	23
2 Phénomènes physiques	27
2.1 Problématique	27
2.2 Propriétés électromagnétiques des tissus biologiques	28
2.3 Mécanismes de propagation	31
2.3.1 Propagation d’une onde plane	31
2.3.2 Propagation en présence du corps humain	32
2.3.3 Propagation à travers le corps	32
2.3.4 Propagation au loin du corps	35

2.3.5	Propagation sur le corps	37
2.4	Antennes	40
2.4.1	Antennes en espace libre	40
2.4.2	Antennes pour réseaux corporels sans fil	42
2.5	Récapitulatif	42
3	Modélisation du canal MIMO	45
3.1	Le canal MIMO	45
3.1.1	Double définition du canal MIMO	45
3.1.2	Intérêt de la modélisation	46
3.2	Représentations du canal de propagation	46
3.2.1	Représentation dans le domaine temporel	47
3.2.2	Représentation dans le domaine spatial	49
3.2.3	Représentation spatio-temporelle du canal	49
3.3	Représentation du canal de transmission	50
3.4	Caractérisation du canal de transmission	52
3.5	Modèles physiques	53
3.5.1	Définitions	53
3.5.2	Modèles par clusters aléatoires	56
3.5.3	Représentation des paramètres des clusters	60
3.6	Modèles analytiques	60
3.6.1	Large-scale fading	61
3.6.2	Small-scale fading en bande étroite	61
3.6.3	Small-scale fading en large bande	66
3.6.4	Small-scale fading en ultra-large bande	68
3.7	Récapitulatif	71
4	Outils de modélisation	73
4.1	Campagnes de mesures	73
4.1.1	Description du matériel	73
4.1.2	Description des campagnes de mesures	78
4.2	Extraction des MPCs	85
4.2.1	Formulation matricielle de la contribution des MPCs	85
4.2.2	Estimation du canal	87
4.3	L'algorithme SAGE	89
4.3.1	Étapes d'espérance et de maximisation	89
4.3.2	Fonction de coût pour la maximisation	90
4.3.3	SAGE en pratique	92
4.3.4	SAGE pour les réseaux corporels sans fil	97
4.4	Identification des clusters	100

4.4.1	Inspection visuelle	101
4.4.2	Méthode non-supervisée	101
4.5	Récapitulatif	106
5	Modélisation de la diffraction autour du corps	109
5.1	Compte-rendu des modèles existants	109
5.2	Description du scénario	110
5.3	Vitesse de propagation de l'onde de corps	112
5.3.1	Différence de phase	113
5.3.2	Temps d'arrivée	116
5.4	Large-scale fading	117
5.5	Small-scale fading	119
5.5.1	Distribution des amplitudes	120
5.5.2	Moyenne des amplitudes en dB	121
5.5.3	Écart-type des amplitudes en dB	124
5.5.4	Analyse de la corrélation	124
5.6	Étude de la phase	128
5.6.1	Distribution des phases	129
5.6.2	Analyse de la différence de phase	129
5.7	Implémentation du modèle	131
5.8	Validation du modèle	134
5.9	Récapitulatif	135
6	Modélisation de l'environnement	137
6.1	Vers un double modèle	137
6.2	Modèle pour la réflexion du sol	138
6.2.1	Description du scénario	138
6.2.2	Temps d'arrivée	138
6.2.3	Large-scale fading	139
6.2.4	Small-scale fading	140
6.2.5	Étude de la phase	142
6.2.6	Implémentation du modèle	144
6.3	Modèle pour les interactions issues de l'environnement	145
6.3.1	Description du scénario	145
6.3.2	Extraction des paramètres	146
6.3.3	Analyse et modélisation des paramètres	150
6.3.4	Implémentation du modèle	168
6.3.5	Validation du modèle	170
6.4	Récapitulatif	173
7	Conclusion	175

A	Champ électrique émis par une antenne	183
B	Modèle à un cylindre	185
B.1	Ligne de courant électrique	185
B.1.1	Champs incidents	185
B.1.2	Champs engendrés par un cylindre	188
B.2	Ligne de courant magnétique	190
B.3	Paramètres de simulation	191
C	Matrices du canal disjointes en amplitude et en phase	193
	Bibliographie	195
	Publications	207

Liste des Figures

1.1	Architecture des réseaux corporels sans fil.	3
1.2	Signal en bande étroite et à ultra-large bande dans le domaine fréquentiel et le domaine temporel.	14
1.3	Masques de régulation UWB.	18
1.4	Co-existence des systèmes radios.	19
1.5	Classification des systèmes à antennes multiples.	21
1.6	Exemple d'évolution de la puissance captée en fonction du temps d'arrivée des ondes électromagnétiques en <i>indoor</i>	25
2.1	Évolution des paramètres électromagnétiques de la graisse et de la peau sèche en fonction de la fréquence.	31
2.2	Champs électriques en présence du corps humain.	33
2.3	Mécanismes de propagation dans les réseaux corporels sans fil.	34
2.4	Décroissance exponentielle de la puissance autour du corps.	40
2.5	Composantes du champ électrique émis ou capté par une antenne.	41
3.1	Canal de transmission et canal de propagation.	46
3.2	Champs électriques transmis depuis l'antenne émettrice à l'antenne réceptrice.	47
3.3	Canal de transmission MIMO à N_{Tx} antennes émettrices et à N_{Rx} antennes réceptrices.	51
3.4	Déphasages des ondes émises et captées entre les éléments de réseaux d'antennes linéaires en émission et en réception.	52
3.5	Exemple d'extraction des MPCs et de clustering pour un canal établi entre deux antennes posées sur le corps.	57
3.6	Illustration de deux tapped delay lines corrélées d'un système MIMO placé sur le corps.	69
4.1	Analyseur de réseau vectoriel Rohde et Schwarz ZVA-24 à quatre ports.	74
4.2	Profil de l'antenne Skycross sous des angles azimutaux valant 180° et -90°	76
4.3	Évolution du paramètre S_{11} pour différentes séparations entre l'antenne Skycross et le corps humain.	77
4.4	Diagrammes de rayonnement de l'antenne Skycross en espace libre et à proximité du corps.	78

4.5	Diagramme de rayonnement de l'antenne Skycross à 6 GHz. . .	79
4.6	Configuration et position des antennes pour les campagnes de mesures A, B, C, D et E. Les quatre ports du VNA sont exploités pour mesurer jusqu'à trois sous-canaux simultanément.	80
4.7	Photographies prises lors de campagnes de mesures.	81
4.8	Configuration pour la caractérisation de l'antenne Skycross (campagne de mesures F).	82
4.9	Description de la configuration pour la campagne de mesures G. . .	83
4.10	Description des environnements dans lesquels est réalisée la campagne de mesures G.	84
4.11	Exemples de beamforming pour un réseau carré de 7×7 antennes omnidirectionnelles.	94
4.12	Diagramme de rayonnement en présence du corps humain. . . .	100
5.1	Évolution de la puissance relative du canal en fonction du retard pour un émetteur placé en r et un récepteur en d	113
5.2	Schématisation de l'architecture MS-MIMO BAN et des mécanismes de propagation mis en jeu.	114
5.3	Exemple de corrélation spatiale fréquentielle d'une onde diffractée. . .	115
5.4	Estimation de la vitesse de propagation de l'onde de corps. . . .	116
5.5	Temps relatif d'arrivée entre deux éléments du réseau séparés par une distance d	117
5.6	Mesures du pathloss autour du corps humain.	118
5.7	Distribution des rapports entre la puissance cohérente et non-cohérente, obtenus pour chaque tap	120
5.8	Comparaison des lois potentielles pour décrire la variation des amplitudes selon les critères d'Akaike normalisés.	121
5.9	Variations des amplitudes et distributions lognormales ajustées des trois premiers taps de l'onde diffractée pour deux positions autour du corps humain.	122
5.10	Évolution des moyennes logarithmiques selon le retard pour différentes positions des Tx et Rx.	123
5.11	Corrélation en retard pour les deux régions du corps.	125
5.12	Corrélation spatiale du premier tap en fonction de l'espacement des antennes.	127
5.13	Matrice de la corrélation spatiale pour le scénario à l'arrière du corps	128
5.14	Différences de phase entre les taps k et $k + 1$, exprimées par les paramètres de Von Mises.	130

5.15	Différences de phase du premier tap en fonction de l'espacement des antennes, exprimées par les paramètres de Von Mises. . . .	132
5.16	Comparaison entre les RMS delay spreads mesurés et simulés pour deux positions d'antenne $\mathbf{R}_x$	134
6.1	Mesures du pathloss en fonction de r	140
6.2	Variations des amplitudes et distributions lognormales ajustées des trois premiers taps de l'onde de sol pour les deux régions. .	141
6.3	Différences de phase entre les taps k et $(k + 1)$, exprimées par les paramètres de Von Mises.	143
6.4	Différences spatiales de phase pour $k = l = 1$, exprimées par les paramètres de Von Mises.	144
6.5	Disposition des antennes pour la modélisation en cluster.	146
6.6	Schéma fonctionnel pour la caractérisation spatio-temporelle de l'environnement.	147
6.7	Corrélation des paramètres extraits des clusters	151
6.8	Détail de la corrélation entre les paramètres de puissance, $\sum P_c$ versus P_c	152
6.9	Représentation géométrique des trois réflexions propices à des clusters puissants.	154
6.10	Incidence azimutale du cluster de référence.	155
6.11	Puissance ΔP_c en fonction du retard $\Delta \bar{\tau}_c$, par rapport aux paramètres du cluster de référence.	158
6.12	Incidence azimutale d'arrivée $\bar{\phi}_{\mathbf{R}_x, c}$ pour un émetteur placé à l'avant et à l'arrière du corps.	159
6.13	Étalement temporel σ_{τ_c} en fonction du retard $\bar{\tau}_c$	160
6.14	Étalement angulaire $\sigma_{\phi_{\mathbf{R}_x, c}}$ en fonction du retard $\bar{\tau}_c$	161
6.15	Nombre de MPC $N_{c, \text{MPC}}$ en fonction du produit des étalements.	161
6.16	Répartition de la puissance relative $(P_{c, p_{\text{dB}}} - P_{c_{\text{dB}}})$ des MPCs dans un cluster, en dB, pour l'avant et l'arrière du corps. . . .	164
6.17	Distribution de Laplace de $(\phi_{\mathbf{R}_x, c, p} - \bar{\phi}_{\mathbf{R}_x, c})/\sigma_{\phi_{\mathbf{R}_x, c}}$ à l'avant et à l'arrière du corps.	165
6.18	Distorsions singularisant les MPCs.	167
6.19	Validation du modèle en clusters en termes d'énergie et de puissance en bande étroite.	170
6.20	Validation du modèle en clusters en termes d'étalement temporel du canal.	172
6.21	Validation du modèle en clusters en termes des N_{10} pour deux émetteurs.	173

7.1	Contribution respective des trois mécanismes de propagation en fonction de l'écartement du senseur.	179
7.2	Taux d'erreurs binaires en fonction du SNR.	180
7.3	Simulation des sous-canaux $h_{ij}(\tau)$ de transmission pour les MS-MIMO UWB BANs en <i>indoor</i>	182
B.1	Géométrie pour une ligne de courant infinie.	186
B.2	Illustration du théorème de l'addition pour des fonctions cylindriques.	188

Liste des Tableaux

1.1	Applications bio-médicales pour les réseaux corporels sans fil et débits d'informations associés.	5
1.2	Classification pour les réseaux corporels sans fil. [1]	6
1.3	Plages de fréquence allouées aux applications médicales, en Union européenne.	7
1.4	Plages de fréquence allouées aux applications médicales, aux États-Unis.	8
1.5	Recommandations en SAR pour l'exposition aux rayonnements électromagnétiques. [2, 3, 4]	10
1.6	Groupe de travail et de standardisation des WPANs. [5]	12
2.1	Paramètres électromagnétiques dans le vide.	30
2.2	Paramètres du modèle 4-Cole-Cole pour plusieurs tissus biologiques.	30
3.1	Paramètres des chemins de propagation. a) Paramètres du l^e chemin. b) Paramètres du c^e chemin du p^e cluster.	54
3.2	Paramètres des clusters.	58
4.1	Informations morphologiques du candidat.	78
5.1	Commentaires sur les modèles A et B du standard IEEE 802.15.6 (CM3)	111
5.2	Paramètres du pathloss approché par (3.30) pour le modèle A du standard IEEE 802.15.6.	112
5.3	Paramètres du pathloss approché par (3.30) pour le modèle B du standard IEEE 802.15.6.	112
5.4	Paramètres pour le large-scale fading.	119
5.5	Paramètres du modèle en double pentes pour la moyenne des amplitudes en dB.	123
5.6	Paramétrisation de l'écart-type σ_{ik} des amplitudes en dB, à l'avant et à l'arrière du corps.	124
5.7	Paramètres pour le modèle linéaire de la corrélation en retard des amplitudes en dB, à l'avant et à l'arrière du corps.	126
5.8	Paramètres pour le modèle linéaire de la corrélation spatiale du premier tap des amplitudes en dB, à l'avant et à l'arrière du corps.	127

5.9	Paramètres de Von Mises pour la différence de phase entre le k^{e} tap et le $(k + 1)^{\text{e}}$ tap, à l'avant et à l'arrière du corps.	130
5.10	Paramètres de Von Mises pour la différence spatiale de phase entre les premiers taps, à l'avant et à l'arrière du corps.	131
6.1	Temps d'arrivée moyennés de l'onde de sol.	139
6.2	Paramètres pour le large-scale fading	139
6.3	Coefficient du modèle linéaire pour la moyenne des amplitudes en dB.	141
6.4	Paramétrisation de l'écart-type σ_{ik} des amplitudes en dB.	142
6.5	Paramètres de Von Mises pour la différence de phase entre le k^{e} tap et le $(k + 1)^{\text{e}}$ tap.	143
6.6	Paramètres de l'algorithme SAGE pour l'extraction des MPCs.	148
6.7	Paramètres pour l'identification des clusters.	150
6.8	Paramètres de la distribution bionomiale pour le nombre de clusters.	153
6.9	Distribution du temps d'arrivée $\bar{\tau}_1$ du cluster de référence.	154
6.10	Paramètres pour la puissance P_1 du cluster de référence décrite par une distribution lognormale.	154
6.11	Probabilité d'incidence du cluster de référence dans l'une des quatre directions préférentielles.	157
6.12	Distribution du temps d'arrivée $\bar{\tau}_c$	157
6.13	Paramètres de la variabilité gaussienne de σ_{τ_c}	159
6.14	Paramètres de la variabilité de $\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}}$ décrite par ses percentiles.	160
6.15	Distribution en percentiles de $(\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c}$ à l'avant et à l'arrière du corps.	165
6.16	Paramètres de la distribution de Laplace de $(\phi_{\text{Rx},c,p} - \bar{\phi}_{\text{Rx},c})/\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}}$ pour l'avant et l'arrière du corps.	166
B.1	Paramètres de simulation pour les modèles à un cylindre unique et à cylindres multiples.	192

Liste des Abréviations

Rx	Récepteur
Tx	Émetteur
AoA	Angle Of Arrival
AoD	Angle Of Departure
BAN	Body Area Network
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunication Administration
CSS	Chirp Spread Spectrum
DFT	Discrete Fourier Transform
ECG	Électrocardiogramme
EEG	Électroencéphalogramme
EGC	Equal-Gain Combining
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
EMG	Électromyogramme
ERO	European Radiocommunication Office
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
ETSI	European Technical Standards Institute
FCC	Federal Communication Commission
FDTD	Finite-Difference Time-Domain
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communication
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform

ISM	Industrial, Scientific and Medical band
MICS	Medical Implanted Communication System
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
ML	Maximum Likelihood Estimation
MPC	Multi-Path Components
MRC	Maximum-Ratio Combining
MS	Multiple Sensor
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification
MVB	Minimum Variance Beamformer
NCRP	National Council on Radiation Protection and Measurements
NTIA	National Telecommunication and Information Administration
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PDP	Power Delay Profile
PPM	Pulse-Position Modulation
RARE	Rank Reduction
RMS	Root Mean Square
SAGE	Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization
SAR	Specific Absorption Rate
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDL	Tapped Delay Line
TE	Transverse Électrique
TM	Transverse Magnétique
U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra-WideBand technology
VNA	Vector Network Analyser
WMTS	Wireless Medical Telemetry Services
WPAN	Wireless Personal Area Network

Introduction

Sommaire

1.1	Introduction générale	1
1.2	Les réseaux corporels sans fil	2
1.2.1	L'healthcare dans le monde	3
1.2.2	Architecture et applications	4
1.2.3	Défis technologiques	7
1.2.4	Exposition aux ondes électromagnétiques	9
1.2.5	Standardisation des communications sans fil	11
1.3	Technologie UWB	14
1.3.1	Présentation	14
1.3.2	Un bref historique	14
1.3.3	Définition	16
1.3.4	Régulations	16
1.3.5	Caractéristiques principales	17
1.4	Technologie MIMO	20
1.4.1	Présentation	20
1.4.2	Un bref historique	20
1.4.3	Caractéristiques principales	20
1.5	Solutions proposées et objectifs de recherche	22
1.6	Contribution et organisation de ce manuscrit	23

1.1 Introduction générale

Les avancées technologiques de ces dernières années, combinées au succès avéré et toujours croissant des communications sans fil, ont tout naturellement donné naissance à un nouveau type de réseaux sans fil, communément appelés *body area networks* (BANs). À terme, ces réseaux corporels sans fil doivent permettre à un ensemble de senseurs bio-médicaux répartis sur le corps humain de communiquer, soit pour échanger des informations en vue d'un traitement

en temps réel du patient, soit pour enregistrer des données physiologiques en vue d'une analyse ultérieure.

Néanmoins, avant que ces réseaux ne puissent être implémentés à large échelle, de nombreuses percées technologiques sont encore nécessaires. Parmi celles-ci, la limitation de la consommation énergétique constitue le défi majeur. L'énergie consommée doit être minimale au niveau des senseurs de sorte à garantir une autonomie de quelques mois, voire de quelques années et d'éviter ainsi des recharges ou des remplacements intempestifs de leur batterie. Ce principal enjeu consiste à reporter la complexité des transmissions sur le centre névralgique du réseau, la station de base, portée par exemple à la ceinture.

En réponse à cette contrainte énergétique, cette Thèse propose une association innovante de deux technologies émergentes, à savoir une combinaison des transmissions à ultra-large bande aux systèmes à multiples antennes. Une nouvelle architecture pour les réseaux corporels sans fil est donc envisagée pour laquelle les performances doivent être évaluées. Notre principale contribution à cet objectif consiste en la proposition d'une modélisation spatio-temporelle complète du canal de transmission dans le cadre de senseurs répartis autour du corps. Cette modélisation fait appel à la définition de nouveaux modèles, l'élaboration d'outils spécifiques d'extraction de paramètres et une compréhension fine des mécanismes de propagation liés à la proximité du corps humain. Ce manuscrit présente les résultats majeurs de nos recherches en cette matière.

Les paragraphes suivants introduisent les trois concepts à la base de ce travail, à savoir les réseaux corporels sans fil, les transmissions à ultra-large bande et les systèmes multi-antennes. L'introduction aboutit sur la définition des objectifs de recherche.

1.2 Les réseaux corporels sans fil

Les récentes avancées en électronique et en communication sans fil ont conduit au développement de senseurs aux performances accrues, de tailles réduites, à faible consommation et au prix toujours plus bas. Ces senseurs répartis sur le corps sont capables de communiquer entre eux et définissent des réseaux complexes et autonomes. L'engouement pour les réseaux corporels sans fil est principalement motivé par les défis mondiaux auxquels l'Europe, en particulier, est de plus en plus confrontée : améliorer la qualité des soins médicaux et diminuer drastiquement le coût de ces derniers.

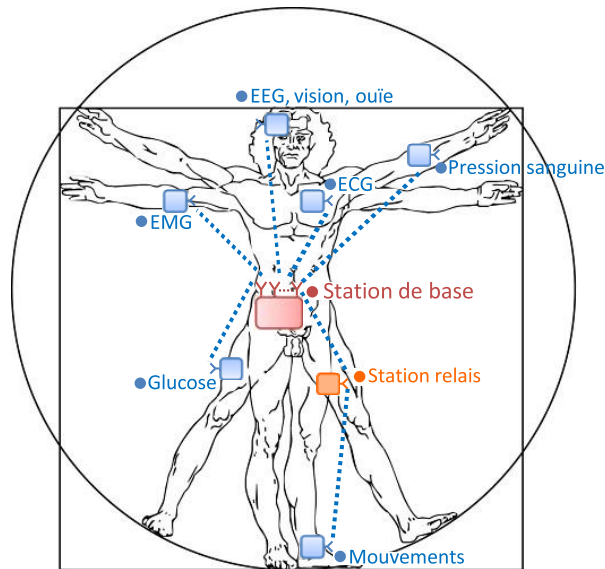


FIGURE 1.1 – Architecture des réseaux corporels sans fil. (électroencéphalogramme (EEG), électrocardiogramme (ECG) et électromyogramme (EMG)).

1.2.1 L'healthcare dans le monde

Le vieillissement de la population est une problématique qui préoccupe les pays développés. Ce vieillissement est causé à la fois par la chute de la fertilité et par l'augmentation de l'espérance de vie [6]. Il se mesure par l'augmentation de la proportion des personnes de plus de 65 ans. Aux États-Unis, cette proportion devrait passer de 12.4 % à 19.6 % en 2030. En Europe, les chiffres sont encore plus préoccupants. Les estimations prévoient qu'en 2030 près d'un quart (24.3 %) de la population sera concernée. En 2010, ce chiffre s'élève déjà à 18.1 %. Au travers du vieillissement de la population se dessinent les problèmes de financement de la sécurité sociale en Europe. Les plus de 65 ans génèrent des coûts pour le système hospitalier trois à cinq fois supérieur au reste de la population. Bien sûr, le vieillissement n'est évidemment pas le seul responsable du nombre croissant d'hospitalisations. Il faut également considérer l'introduction de traitements et de soins de plus en plus onéreux, aussi bien que les facteurs de risques associés à certains choix de mode de vie comme le manque d'exercice, une mauvaise alimentation, le tabagisme ou le niveau de stress. De par cette augmentation inéluctable des coûts, le système hospitalier actuel deviendra rapidement insoutenable si aucune solution n'est dégagée.

En réponse à ces défis majeurs, les solutions les plus appropriées consistent certainement à mettre l'accent sur des traitements médicaux pointus hors milieu hospitalier, sur une prévention accrue en temps réel et sur un suivi permanent des patients les plus fragiles. Grâce à leur faculté de suivre le patient sans entraver sa mobilité au quotidien, les réseaux corporels sans fil sont à même de répondre efficacement à ces attentes.

1.2.2 Architecture et applications

L'architecture d'un BAN, illustrée à la figure 1.1, est constituée par un ensemble complexe de composants électroniques répartis sur et dans le corps humain. Les senseurs bio-médicaux remplissent deux fonctions. D'abord, ce sont des capteurs qui collectent des informations physiologiques, bio-kinétiques ou contextuelles. Ensuite, ce sont des actionneurs, qui interagissent avec le patient, soit conformément à des instructions extérieures, soit de manière autonome. Ces senseurs communiquent, directement ou indirectement via d'autres capteurs ou des stations relais, avec une station de base. Cette dernière concentre toute la complexité des communications et la gestion de l'information. Elle est typiquement intégrée dans un *smartphone* ou un *personal digital assistant* porté à la ceinture. Au-delà du monitoring et de l'enregistrement des données, cette station de base peut entreprendre diverses autres actions telles que détecter des activités anormales ou des troubles importants comme une crise cardiaque, administrer automatiquement des médicaments comme l'insuline pour les diabétiques, communiquer avec des structures médicales extérieures en vue d'une consultation en temps réel ou à venir, ou encore réaliser des traitements de données complexes.

Une liste non-exhaustive d'applications bio-médicales pour les réseaux corporels sans fil est reprise au tableau 1.1. Évidemment, les BANs ne sont pas réservés au secteur médical, d'autres applications industrielles peuvent y trouver leur intérêt, qu'elles aient lieu dans le milieu du sport, des loisirs, de la mode ou du marketing, mais aussi pour des interventions rapides telles que la police, la protection civile ou la défense.

P. Hall *et al* proposent une première classification des scénarios envisageables pour les BANs selon la disposition des couples récepteur-émetteur [1]. Les différentes catégories sont présentées au tableau 1.2.

Information	Applications	Débit [kbps]
Température corporelle	Détection d'infection ou d'intoxication	0.001
EEG	Analyse du sommeil, recherche sur l'épilepsie, étude sur les capacités cérébrales	10 à 100
ECG	Prévention des troubles cardiaques, test d'effort	5 à 10
EMG	Anesthésiologie, recherche sur la maladie de Parkinson, évaluation du développement moteur	10
Pression sanguine	Urgence médicale, test d'effort	0.01
Taux de glucose	Traitement des patients diabétiques	0.001
Niveaux d'O ₂ , de CO ₂ et de SPO ₂	Identification des troubles respiratoires	0.01 à 1

TABLEAU 1.1 – Applications bio-médicales pour les réseaux corporels sans fil et débits d'information associés. (électroencéphalogramme (EEG), électrocardiogramme (ECG) et électromyogramme (EMG)). [7, 8]

Catégorie	Description	Scénarios
<i>Off-body</i>	Communication entre équipements disposés sur le corps et situés dans l'environnement avoisinant	Localisation, point d'accès, acquisition de données contextuelles
<i>On-body</i>	Communication entre senseurs répartis sur le corps humain	Acquisition de données physiologiques externes, coopération pour le traitement, l'acquisition et le transfert de l'information
<i>In-body</i>	Communication entre senseurs implantés dans le corps et situés à l'intérieur, sur ou à l'extérieur du corps	Acquisition de données physiologiques internes
<i>Body-to-body</i>	Communication entre senseurs disposés sur différents utilisateurs proches les uns des autres	Point d'accès, coopération au transfert de l'information, évaluation de l'activité d'un groupe d'individus
<i>Body-proximity</i>	Communications influencées par la présence d'un ou plusieurs utilisateurs	Localisation, optimisation des communications

TABLEAU 1.2 – Classification pour les réseaux corporels sans fil. [1]

Acronyme	Plage de fréquence [MHz]
MICS	402 à 405
ISM	433.1 à 434.8
ISM	868 à 868.8
ISM	2400 à 2483.5
ISM	5725 à 5875
UWB	3100 à 4800
UWB	6000 à 9000

TABLEAU 1.3 – Plages de fréquence allouées aux applications médicales, en Union européenne.

1.2.3 Défis technologiques

Alors que les réseaux corporels sans fil offrent une variété considérable d'applications, de nombreux défis technologiques subsistent pour que ceux-ci deviennent vraiment effectifs. En effet, ils doivent satisfaire à un ensemble de critères, qui combinent notamment fiabilité, transparence, coût réduit, confidentialité, conformité aux réglementations et faible consommation énergétique.

Dans la mesure où ce type de communication est amené à servir pour des applications médicales, un haut degré de fiabilité est exigé tant au niveau de l'acquisition que du transfert des données. La fiabilité des senseurs est mise à rude épreuve par le corps humain puisqu'ils peuvent être affectés par des biofilms bactériens, des artefacts de mouvement ou par des interférences diverses. Une première approche pour surmonter cette difficulté est d'insister sur le développement-même des senseurs et des algorithmes de communication. Au prix d'une complexité accrue, une seconde approche consiste en l'utilisation des réseaux de senseurs distribués qui fusionnent leurs relevés pour garantir la persistance de l'information [9]. De plus, un autre avantage d'une telle redondance est que le dysfonctionnement ou la perte d'un senseur n'entraînent pas la faillite du système.

La transparence est une notion plutôt subjective, mais qui est essentielle pour que les BANs trouvent leur public. De manière générale, il est attendu que les BANs soient esthétiques, discrets, peu encombrants et confortables. Ainsi, les dimensions des senseurs doivent être les plus réduites possible. Alors qu'une station de base de quelques centimètres est envisageable sur le corps, l'épaisseur doit être limitée à quelques millimètres seulement. Cette miniaturisation implique une attention à tous les niveaux, de l'antenne aux batteries, en

Acronyme	Plage de fréquence [MHz]
MICS	402 à 405
ISM	902 à 928
ISM	2400 à 2483.5
ISM	5725 à 5875
WMTS	608 à 614
WMTS	1395 à 1400
WMTS	1427 à 1432
UWB	< 960
UWB	3100 à 10600

TABLEAU 1.4 – Plages de fréquence allouées aux applications médicales, aux États-Unis.

passant par l'intégration et la compacité des composants électroniques comme les microprocesseurs, les mémoires, les émetteurs-récepteurs et autres modules dédiés.

Tous les coûts induits par le développement, le déploiement et la maintenance des réseaux corporels sans fil doivent être minimisés. Des composants ou des traitements onéreux sont donc à proscrire. Il est également recommandé que les aspects de communication soient conformes aux standards pour assurer une meilleure interopérabilité entre les dispositifs ainsi qu'une diffusion plus large et efficace. Dans cette idée, l'utilisation de ressources spectrales dont l'utilisation ne requiert pas de licence ou d'autorisation est un atout certain. Les tableaux 1.3 et 1.4 récapitulent les bandes libres qui sont allouables aux applications médicales en Europe et aux États-Unis [10, 11]. D'abord, la bande *Medical Implanted Communication System* (MICS) est, comme son nom l'indique, réservée aux dispositifs implantés. Ensuite, la bande *Industrial, Scientific and Medical* (ISM) est ouverte aux applications industrielles, scientifiques et médicales, qu'elles soient à but commercial ou non. La bande *Wireless Medical Telemetry Services* (WMTS) est, quant à elle, uniquement disponible aux États-Unis, ce qui limite son intérêt. Elle présente l'avantage d'être uniquement dédiée aux télémesures médicales et d'être alors moins affectée par les parasites engendrés par d'autres usagers. Enfin, il est également possible d'exploiter les bandes pour des transmissions à ultra-large bande, ou *Ultra-Wideband* (UWB).

La gestion ainsi que la protection des données personnelles qui sont collectées et stockées, sont également un enjeu important. Les communications et les traitements doivent être sécurisés par des processus de chiffrement et

d'identification, tout en répondant aux cadres légaux et juridiques en rigueur [12].

L'adoption et la diffusion des BANs ne peuvent se faire que si les usagers sont convaincus de l'innocuité de tels réseaux vis-à-vis de leur santé. Dans un contexte général où les ondes électromagnétiques sont pointées du doigt pour leurs éventuels dangers sanitaires, il est nécessaire que les réseaux corporels sans fil satisfassent les positions conservatrices des autorités concernant les expositions aux ondes électromagnétiques. Ce point est détaillé à la section 1.2.4. De plus, il est indispensable que l'ensemble des composants des BANs respecte les normes propres au milieu hospitalier, qui sont décrites dans les directives 93/42/CEE relatives aux dispositifs médicaux et 90/385/CEE relatives aux implants actifs [13].

Pour prolonger l'autonomie des senseurs à plusieurs années, la question des dépenses énergétiques doit être abordée dès la conception des composants. Le choix des technologies de communication est crucial car les transmissions sont les éléments du senseur les plus énergivores.

1.2.4 Exposition aux ondes électromagnétiques

Les réseaux corporels sans fil produisent des champs électromagnétiques de nature artificielle qui appartiennent à la partie du spectre électromagnétique pour laquelle les rayonnements restent non-ionisants. Ceux-ci peuvent provoquer des risques biologiques associés à des effets thermiques ou à des effets non-thermiques. Les effets thermiques correspondent à des effets indirects. Les rayonnements à haute intensité peuvent en effet induire de fortes vibrations moléculaires, qui se traduisent par une augmentation locale de la température. Les effets biologiques observés résultent en fait de cette élévation thermique. Les effets non-thermiques consistent en tous les effets qui ne sont pas de nature thermique ou ionisante. Ils peuvent être responsables de certaines conséquences à long terme résultant de l'exposition prolongée à des champs électromagnétiques faibles. Cependant, l'existence de ces effets électromagnétiques non-thermiques est encore très controversée, et la littérature scientifique à ce sujet demeure limitée et contradictoire [14]. A ce jour, les limites d'exposition aux ondes ne prennent en compte que les effets thermiques.

L'exposition aux ondes électromagnétiques est réglementée selon le débit d'absorption spécifique, ou *Specific Absorption Rate* (SAR), qui permet d'estimer les interactions, et, en particulier, l'absorption des champs élec-

troumagnétiques par le corps humain. Cet indice est défini comme étant la puissance absorbée par unité de masse, en watts par kilogramme (W/kg), de tissu biologique soumis à des radiations. En Europe, les recommandations sont promulguées par l'*International Committee on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP), qui est reconnue officiellement par le *World Health Organization* (WHO). Aux États-Unis, ce sont celles de l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) et de la *National Council on Radiation Protection and Measurements* (NCRP) qui sont en vigueur [15, 16, 17]. Tant la ICNIRP que l'IEEE et la NCRP sont d'avis que les effets thermiques apparaissent pour des SARs supérieurs à 4 W/kg. Le tableau 1.5 décrit les limites d'exposition recommandées en Europe par l'*European Committee for Electrotechnical Standardization* (CENELEC) et aux États-Unis par la *Federal Communications Commission* (FCC).

SAR	Union européenne	États-Unis
Moyenné sur l'ensemble du corps	< 0.08 W/kg	< 0.08 W/kg
Moyenné sur une partie du corps	< 2 W/kg sur 1 g de tissu	< 1.6 W/kg sur 10 g de tissu

TABLEAU 1.5 – Recommandations en SAR pour l'exposition aux rayonnements électromagnétiques. [2, 3, 4]

Entre 0.08 W/kg et 4 W/kg, il est constaté que les organismes prennent en compte un facteur de sécurité de 50 sur les effets sanitaires avérés. Les valeurs de 2 W/kg et 1.6 W/kg correspondent aux limites pour une exposition locale. Elles découlent de l'usage de la téléphonie mobile où les expositions des tissus au niveau de la tête sont plus significatives. Par un manque de recul et par l'évaluation insuffisante de l'exposition, de nombreux pays préconisent un principe de précaution et ils optent pour une réglementation souvent plus stricte que ces recommandations. Ainsi, en Belgique, les restrictions au niveau fédéral sont quatre fois plus sévères avec une limite fixée à 0.02 W/kg. Cette norme correspond à des valeurs allant de 13.7 V/m à 29.1 V/m en valeur efficace du champ électrique pour la plage de fréquence de 100 MHz à 1800 MHz¹. Cette compétence est désormais régionalisée. La Région de Bruxelles-Capitale va plus loin encore dans sa précaution en adoptant un abaissement de la norme d'émission à 3 V/m [18].

1. La conversion du SAR, W/kg, en champ électrique, V/m, qui est plus aisément mesurable, s'appuie sur des modèles dont les principales conclusions sont délivrées dans [16].

1.2.5 Standardisation des communications sans fil

Grâce entre autre au succès de la téléphonie mobile ou à celui de l'Internet, les communications sans fil sont devenues omniprésentes dans notre quotidien. A vrai dire, les demandes en applications et en services se sont multipliées à un tel point que les communications sans fil couvrent une multitude de scénarios aux exigences diverses que ce soit en termes de débit, de portée, de fiabilité, de consommation ou de connectivité. Face à une telle attente, l'élaboration de normes et de standards est un pré-requis nécessaire. D'un côté, ces standards assurent la synergie des systèmes tant au niveau du partage des ressources que de l'interopérabilité des dispositifs. De l'autre, ils proposent des solutions technologiques efficaces, pertinentes et adaptées aux scénarios envisagés.

Les comités de standardisation les plus actifs dans le monde des télécommunications sont l'*Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE), l'*International Telecommunication Union* (ITU) et l'*European Technical Standards Institute* (ETSI). La classe des standards qui nous intéresse particulièrement est connue sous l'acronyme *Wireless Personal Area Network* (WPAN) ou sous la nomenclature IEEE 802.15 [5]. WPAN désigne un réseau restreint d'équipements informatiques habituellement utilisés dans le cadre d'une utilisation personnelle. En particulier, WPAN entend un réseau à faible portée, typiquement de l'ordre d'une dizaine de mètres. L'objectif d'un WPAN est de connecter des équipements personnels entre eux ou à un réseau de plus haut niveau. Les spécifications concernent essentiellement la couche physique (PHY) et le contrôle d'accès au milieu, ou *Medium Access Control* (MAC). Le tableau 1.6 récapitule les activités de recherche et de standardisation qui sont entreprises pour les WPANs.

La première technologie de communication à faible portée est Bluetooth. Ce standard est né en 1994 sous l'impulsion de la société Ericsson avant d'être rapidement repris par l'IEEE. En 2002, il est ratifié sous l'appellation IEEE 802.15.1, puis des corrections lui sont apportées en 2005. Bluetooth permet de transmettre à faible coût des données ou de la voix jusqu'à des débits de 1 Mbps. Cette technologie est principalement prévue pour relier entre eux des périphériques ou des ordinateurs sans utiliser de liaison filaire.

En 2003, est défini le standard IEEE 802.15.3, qui est dédié aux applications multimédias requérant des hauts débits de transmission. Ce standard offre des débits allant de 11 Mbps à 55 Mbps pour des distances comprises typiquement entre 10 m et 70 m. Suite à l'arrivée de contenus multimédias de plus en

Groupe	Couches	Objectifs	Année de parution
IEEE 802.15.1	PHY et MAC	Bluetooth. WPAN à faible portée, débit moyen et consommation faible	2002
IEEE 802.15.2		Coexistence du WPAN avec d'autres technologies sans fil	2003
IEEE 802.15.3	PHY et MAC	WPAN à très haut débit	2003
IEEE 802.15.3a	PHY	Couche physique alternative en UWB	Annulé
IEEE 802.15.3b	MAC	Amélioration de l'implémentation et de l'interopérabilité	2003
IEEE 802.15.3c	PHY	Couche physique alternative à 60 GHz	2009
IEEE 802.15.4	PHY et MAC	Zigbee. WPAN à faible débit et à consommation extrêmement faible	2003
IEEE 802.15.4a	PHY	Amélioration des performances notamment en termes de flexibilité et de localisation. Couche physique alternative en UWB	2007
IEEE 802.15.4b		Clarification du standard	2006
IEEE 802.15.5		Architecture réseau en topologie Mesh	En cours
IEEE 802.15.6	PHY et MAC	WPAN optimisé pour les réseaux corporels sans fil	En cours

TABLEAU 1.6 – Groupe de travail et de standardisation des WPANs. [5]

plus riches tels que la télévision haute définition, le groupe de travail IEEE 802.15.3a est mandaté pour proposer une nouvelle couche physique capable de supporter un débit d'au moins 110 Mbps. Deux solutions antagonistes émergent. La première solution repose sur une approche multi-bandes OFDM² [19] alors que la seconde consiste à une implémentation impulsionnelle [20]. L'absence de consensus entre les deux parties conduit à l'abandon du projet en 2006.

Le déploiement de réseaux de capteurs ou de réseaux *ad-hoc* nécessite des architectures à bas débits et à faibles coûts. C'est avec cet objectif qu'apparaît le standard IEEE 802.15.4, en 2003. Celui-ci définit des communications à faible complexité, à basse consommation et à faible débit entre 20 kbps et 250 kbps. C'est sur ce protocole que repose la technologie Zigbee. En 2004, le groupe de travail IEEE 802.15.4a est créé pour définir une couche physique alternative capable d'améliorer l'ensemble des performances de l'IEEE 802.15.4 tout en conservant le critère de très basse consommation. Le standard IEEE 802.15.4a est approuvé en mars 2007 [21]. Il offre notamment des possibilités de localisation accrues, une meilleure flexibilité dans les débits accessibles et une portée plus importante. En fait, il implémente deux couches physiques distinctes basées sur des transmissions impulsionnelles en ultra-large bande et sur des algorithmes de *Chirp Spread Spectrum* (CSS) à 2.4 GHz. De surcroît, l'intérêt pour des applications BAN est manifeste puisque des modélisations du canal pour des réseaux corporels ont été réalisées et elles ont notamment servi lors de l'optimisation de ce standard.

Enfin, l'IEEE a réuni en novembre 2007 le groupe de travail n°6 dont la mission consiste en la définition d'une communication optimisée pour les réseaux corporels sans fil, les standards actuels ne donnant pas entièrement satisfaction aux exigences requises pour des applications médicales. En février 2010, plusieurs propositions ont été déposées concernant les différents éléments constitutifs de la couche physique. Sur base de celles-ci, un premier brouillon a été défini en mai 2010 et il est actuellement en cours d'adoption. Il est certain que la création et les travaux de ce groupe témoignent de l'intérêt grandissant des BANs par le monde industriel, qui est en attente de nouvelles solutions.

C'est dans ce contexte technique et économique que s'inscrit cette Thèse. En l'occurrence, il s'agit d'étudier les opportunités offertes par l'intégration de deux technologies émergentes afin de combiner les avantages de chacune et d'aboutir à une architecture plus performante, qui sera apte à répondre aux

2. *Orthogonal frequency-division multiplexing* (OFDM)

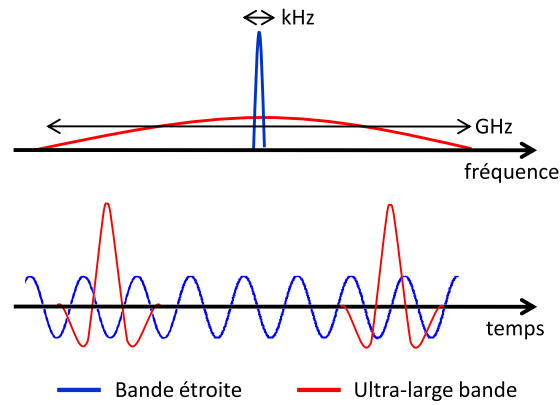


FIGURE 1.2 – Signal en bande étroite et à ultra-large bande dans le domaine fréquentiel et le domaine temporel.

attentes du marché. Ces deux technologies sont les transmissions UWB, qui sont décrites à la section 1.3 et les systèmes multi-antennes, qui sont décrits à la section 1.4.

1.3 Technologie UWB

1.3.1 Présentation

Les transmissions en ultra-large bande font référence à une technologie émergente où l'énergie radio est étalée sur une large bande passante avec une faible densité spectrale de puissance. Alors que les systèmes plus traditionnels en bande étroite émettent continuellement leur modulation à leur fréquence porteuse, les systèmes UWB communiquent par de brèves impulsions de l'ordre de la nanoseconde. Ces deux systèmes de communication sont comparés à la figure 1.2.

1.3.2 Un bref historique

Bien que l'UWB n'ait attiré sérieusement l'attention scientifique que récemment, ses origines remontent à la fin du 19^e siècle [22]. En 1887, H. Hertz confirme les théories de J. C. Maxwell sur la propagation des ondes électromagnétiques en employant un émetteur à étincelles et un détecteur à éclateur pour transmettre sur quelques mètres dans son laboratoire. Peu après, O. Lodge inaugure, en 1898, le concept d'antenne UWB et G. Marconi réalise la première communication transatlantique en 1901 par l'envoi et la réception

de la lettre *S* en code Morse. Malgré ces prémices prometteurs, l'engouement général s'oriente dès 1910 vers les communications à bande étroite et les transmissions UWB sont abandonnées. En effet, deux défauts majeurs lui sont reprochés. D'abord, l'UWB offre un débit d'information d'environ 100 kHz, qui est bien au delà de la dizaine de Hertz que requiert le code Morse, qui est majoritairement employé à l'époque. Ensuite, la largeur importante de la bande passante rend les récepteurs plus sensibles aux interférences entre les différentes stations et aux bruits avoisinants, en particulier le bruit thermique. Les pertes en rapport signal à bruit (SNR) sont trop significatives pour que cette technologie puisse être réellement intéressante. Il faudra attendre les années 1960 pour voir l'UWB réapparaître à des fins militaires, essentiellement dans les systèmes de localisation radar. En effet, les contraintes ne portent plus sur l'efficacité spectrale, mais sur la résolution spatiale, qui doit être la plus fine possible, une exigence à laquelle les signaux à large bande répondent adéquatement puisque la résolution temporelle est inversement proportionnelle à la bande passante.

Jusqu'au milieu des années 1970, de nombreuses publications sont rapportées sur des applications commerciales concernant l'étalement spectral et les technologies radar. La technologie UWB y apparaît sous plusieurs appellations, alternativement en tant que transmissions sans porteuse (*carrier-free*), transmissions impulsionnelles (*impulse*), transmissions radio dans le domaine temporel (*time domain radio*) et transmissions non-sinusoïdales (*nonsinusoidal*) [23]. Vraisemblablement, c'est le département de la défense américaine qui utilise le terme UWB pour la première fois en 1985.

Les années 1990 furent témoin de son développement accéléré. À partir de 1994, le département de la défense américaine publie ses résultats, auparavant confidentiels, sur l'utilisation des signaux UWB à travers des applications radar de grande précision et des communications à faible probabilité d'interception et de brouillage. En parallèle, la recherche s'est concentrée sur l'utilisation de la technologie UWB pour la communication radio, notamment grâce aux travaux de R.A. Scholtz en 1993 et 1997 [24, 25]. De plus, les projets de régulation de bandes de fréquence, initiés en 1998 par la *Federal Communication Commission*, ont véritablement renforcé la légitimité de cette technologie et ont abouti en 2002 à une régulation quant à la transmission de signaux étalés sur la bande de 3.1 GHz à 10.6 GHz [26]. Depuis, grâce aux progrès technologiques en électronique, l'UWB est au coeur des débats et des préoccupations tant industriels qu'académiques.

1.3.3 Définition

D'après l'Union européenne [27], tout signal, qui présente une bande de fréquence instantanée à -10 dB de plus de 50 MHz, peut être qualifié à ultra-large bande. La FCC, quant à elle, considère qu'un signal est à ultra-large bande s'il satisfait au moins l'une des deux définitions suivantes [26]. La première définition stipule qu'un signal UWB doit présenter une bande de fréquences instantanées à -10 dB supérieure à 500 MHz. La seconde définition réfère à un signal dont la largeur relative de la bande passante à -10 dB doit être supérieure à 20 % de la fréquence centrale, ce qui revient à vérifier la condition suivante :

$$\frac{f_{\max} - f_{\min}}{(f_{\max} + f_{\min})/2} \geq 0.20 \quad (1.1)$$

où $f_{\max}$ et $f_{\min}$ représentent les limites supérieures et inférieures de la bande passante exprimées à 10 dB d'atténuation par rapport au maximum de la densité spectrale émise. Cette définition concerne des signaux présentant une fréquence centrale inférieure à 2.5 GHz.

1.3.4 Régulations

1.3.4.1 Organismes de régulation

Afin d'éviter des interférences intempestives et une pollution électromagnétique pour assurer la co-existence des dispositifs de communication sans fil, les systèmes doivent satisfaire à des contraintes d'émission. L'allocation spectrale est imposée par des organismes spécialisés, qui sont propres à chaque pays. Aux États-Unis, les restrictions spectrales sont définies par la collaboration de deux organisations distinctes, à savoir la *National Telecommunication and Information Administration* (NTIA) pour les usages gouvernementaux et la *Federal Communications Commission* pour les autres secteurs. Pour l'Union européenne, la tâche de régulation est confiée à l'*European Radiocommunication Office* (ERO), qui sert d'intermédiaire pour l'*European Technical Standards Institute* et l'*European Conference of Postal and Telecommunication Administration* (CEPT). L'ETSI s'attache aux standards techniques et aux problèmes de compatibilités électromagnétiques. Son attitude est très conservatrice et les masques proposés restent fort stricts par rapport à son homologue américain FCC. Les aspects techniques et de standardisation de l'UWB sont étudiés par l'ETSI TC ERM TG31a. La CEPT s'occupe, quant à elle, de l'allocation du spectre pour l'UWB et des études concernant les impacts sur les systèmes radio existants [28, 29]. En particulier, le CEPT SE24 est en charge des aspects techniques et de régulation.

1.3.4.2 États-Unis

En février 2002, la FCC publie son *Report and Order* qui officialise l'utilisation de l'UWB. Différentes classes d'équipements sont considérées. Celles-ci possèdent chacune leur propre masque d'émission. En l'occurrence, ceux pour des applications en *indoor* ainsi que pour des applications point-à-point en *out-door* sont présentés à la figure 1.3. Deux bandes de fréquence sont clairement identifiées, une première de 3.1 GHz à 10.6 GHz et une seconde inférieure à 1 GHz. La densité spectrale de puissance y est fortement réduite puisque toute puissance moyennée sur une durée inférieure à 1 ms ne doit pas excéder les -41.3 dBm/MHz. Le spectre est ainsi défini afin de diminuer les risques d'interférence avec les équipements GPS, occupant la bande entre 1.2 GHz et 1.5 GHz, ou tout autre système à très faible niveau de réception tels que ceux employés par l'aviation civile.

1.3.4.3 Union européenne

Les premiers travaux de régulation de l'UWB en *indoor* pour l'Union européenne ne sont apparus qu'en automne 2005 et ont conduit à une proposition finale amendée en juillet 2007. Le masque d'émission est également présenté à la figure 1.3. Beaucoup plus restrictif que celui des américains, il n'autorise, sur la bande s'étendant de 6 GHz à 8.5 GHz, qu'une densité spectrale de puissances maximales de -41.3 dBm/MHz. Les bandes entre 3.1 GHz et 4.8 GHz et entre 8.5 GHz et 9 GHz sont également ouvertes aux communications pour autant que ces dernières implémentent une gestion efficace des interférents [30]. L'idée est ici de protéger les systèmes radio existants, tel que le WiMAX. Les techniques d'évitement préconisées reposent soit sur la détection de ces systèmes radios pour éviter leur bande de fréquences (technique *Detect and Avoid*), soit sur la limitation de l'occupation temporelle par le signal UWB (technique *Low Duty Cycle*).

1.3.5 Caractéristiques principales

La technologie UWB présente par rapport aux systèmes traditionnels à bande étroite des avantages certains [31, 32], qui sont :

1. La large bande de fréquence des systèmes UWB combinée à leur faible densité spectrale de puissances rendent possible leur co-existence avec des systèmes à bande étroite. La figure 1.4 montre la situation aux États-Unis où les systèmes UWB peuvent recouvrir, par exemple, les systèmes WiMAX et les systèmes Hyperlan/2. Une autre conséquence à cette combinaison est que les communications UWB ne peuvent s'étendre que sur

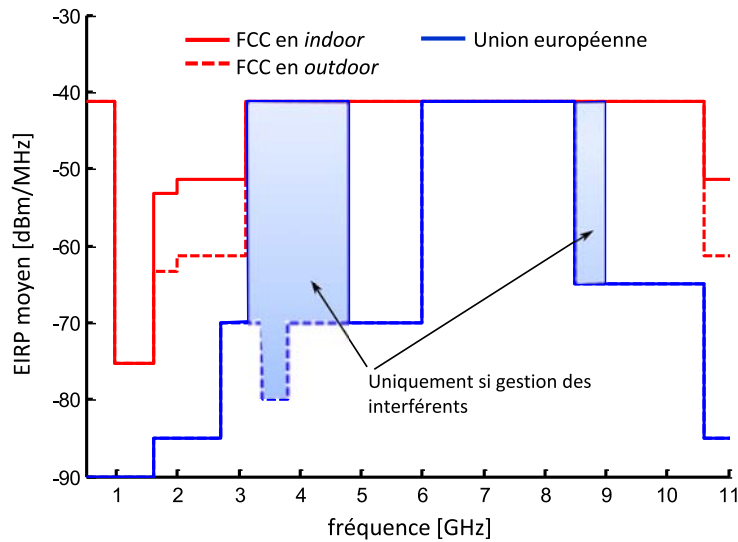


FIGURE 1.3 – Masques de régulation UWB. L'*Equivalent Isotropically Radiated Power* (EIRP) moyen est la puissance moyennée sur une durée inférieure à 1 ms sous une résolution de 1 MHz. Il correspond donc à la densité spectrale de puissance.

de courtes portées.

- Comme illustré à la figure 1.2, les systèmes UWB peuvent employer un faible rapport cyclique, la durée des impulsions étant inférieure à leur période de répétition. Ces systèmes peuvent ainsi émettre des impulsions par intermittence. Dès lors, leur consommation énergétique peut être diminuée en les éteignant entre deux transmissions.
- Au niveau de l'implémentation, les communications en UWB peuvent s'effectuer sans moduler les signaux à une fréquence porteuse car les signaux UWB peuvent être engendrés en bande de base et directement transmis. Il en résulte une architecture simplifiée en composants analogiques et l'absence de synchronisation fastidieuse de la porteuse entre l'émetteur et le récepteur.
- Les signaux UWB sont moins susceptibles de subir un évanouissement. En effet, leur fine résolution temporelle permet de dissocier dans le temps différents trajets empruntés par les ondes électromagnétiques et d'éviter que celles-ci interfèrent entre elles destructivement.
- L'association d'un faible rapport cycle, d'une faible puissance d'émission et d'algorithmes d'accès multiples permet aux systèmes UWB d'améliorer la sécurité des communications puisque les signaux deviennent plus difficilement interceptables.

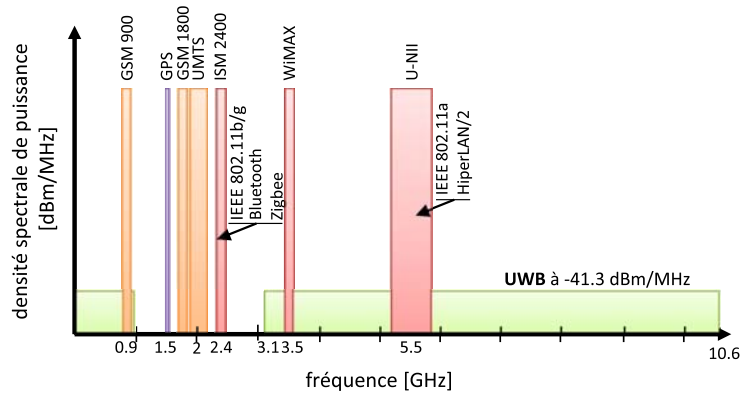


FIGURE 1.4 – Co-existence des systèmes UWB avec les systèmes radios les plus populaires. *Global System for Mobile Communication* (GSM), *Global Positioning System* (GPS), *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS), bande industrielle, scientifique et médicale (ISM), *Unlicensed National Information Infrastructure* (U-NII).

6. Pour les signaux UWB, les composantes fréquentielles se propagent et interagissent avec l'environnement par différents mécanismes. Ainsi les composantes de faible fréquence pénètrent mieux les matériaux (mur, sol, etc.) et les composantes de haute fréquence se reflètent mieux. Dès lors, ces signaux sont moins sensibles à la présence d'obstacles puisqu'ils sont plus à même de pouvoir les pénétrer.
7. Le fort pouvoir de résolution temporelle conduit à une précision accrue sur l'arrivée du signal, qui est de l'ordre de 3 cm à 30 cm et qui est recherchée par les systèmes d'estimation de distance et de géo-localisation.
8. La capacité C du canal [bit/s], qui indique le débit maximal théorique, est donnée par [33] :

$$C = B_w \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (1.2)$$

où B_w est la bande passante du canal [Hz] et SNR est le rapport signal à bruit. La possibilité des systèmes UWB d'atteindre de très hauts débits y est manifeste puisque la capacité augmente linéairement avec B_w et seulement de manière logarithmique avec le SNR.

9. Les systèmes UWB sont fortement flexibles et reconfigurables pour s'adapter à différents critères qu'ils soient de débit, de portée ou de fiabilité. Il suffit en effet de jouer sur le nombre d'impulsions qui codent les symboles à transmettre.

1.4 Technologie MIMO

1.4.1 Présentation

L'exploitation de la dimension spatiale, c'est-à-dire l'utilisation de plusieurs antennes à l'émetteur et au récepteur, couplée à des algorithmes de codage et de décodage appropriés, offre de nombreuses possibilités très intéressantes pour l'optimisation des communications sans fil. De tels systèmes sont appelés *multiple-input multiple-output* (MIMO). A vrai dire, les systèmes MIMO sont classifiés en fonction du nombre d'antennes qu'ils mettent en jeu à l'émetteur et au récepteur, comme illustré à la figure 1.5 .

1.4.2 Un bref historique

A la fin des années 1980, J. Winters et J. Salz, de la société Bell Labs, démontrent les potentialités des systèmes à antennes multiples appliqués aux communications sans fil [34, 35]. A. Paulraj et T. Kailath conçoivent en 1993 le multiplexage spatial à partir des systèmes MIMO et ils déposent en 1994 un brevet reposant sur ce concept [36]. En 1996, R. Roy et B. Ottersten proposent l'utilisation des systèmes multi-antennes pour accéder à plusieurs utilisateurs [37]. Durant la même année, G. J. Foschini établit que la capacité du canal MIMO augmente avec le nombre d'antennes de façon proportionnelle [38]. L'année 1998 est véritablement le point de départ d'une nouvelle révolution dans la théorie de l'information et des communications, notamment au travers des travaux de G. J. Foschini *et al* [39], de V. Tarokh *et al* [40, 41], de G. Raleigh *et al* [42] ou de S.M. Alamouti [43]. En effet, les recherches sur les systèmes MIMO se sont intensifiées jusqu'à aujourd'hui, avec pour objectif d'aboutir à des algorithmes de codage spatio-temporels toujours plus efficaces et plus pragmatiques. Les systèmes MIMO représentent donc l'avenir pour des communications sans fil à très haute performance en termes de qualité du lien de transmission et de débit accessible. Pour preuve, ils sont déjà intégrés au nouveau standard IEEE 802.11n (Wi-Fi) [44] et ils sont même assimilés à la future 4^e génération de la téléphonie mobile [45].

1.4.3 Caractéristiques principales

Les systèmes à multiple antennes permettent d'exploiter cinq familles d'algorithmes spatio-temporels qui optimisent les communications sans fil [46].

1. Un gain de réseau peut être premièrement obtenu. Il consiste à augmenter la puissance captée au récepteur, et donc le SNR, par une combinaison cohérente des signaux transmis et reçus par chaque antenne. En toute

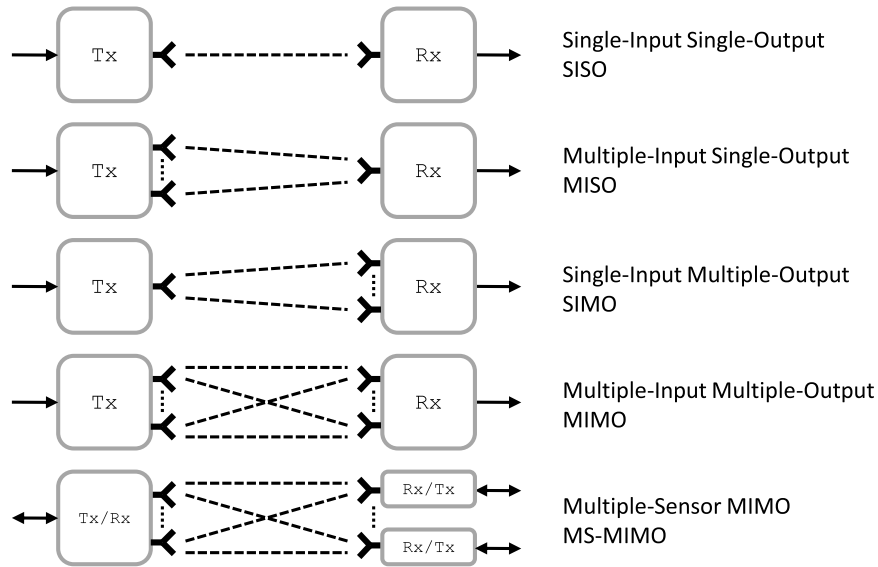


FIGURE 1.5 – Classification des systèmes à antennes multiples. Selon le nombre d'antennes à l'émetteur (Tx) et au récepteur (Rx), différents systèmes sont envisageables.

généralité, le gain en réception est proportionnel au nombre d'antennes au récepteur.

2. Les systèmes peuvent mettre en oeuvre un gain de diversité spatiale. La diversité suppose l'existence de branches multiples portant le même signal de sorte que plusieurs copies de ce signal soient captées au récepteur. En l'occurrence, les systèmes MIMO exploitent les sous-canaux qui s'établissent entre tous les couples d'antennes du système MIMO. Les techniques de diversité visent à palier les évanouissements intempestifs du signal par une redondance de celui-ci. Le gain de diversité, ou ordre de diversité, est donc proportionnel au nombre de branches indépendantes. En particulier, l'ordre de la diversité spatiale est égal au produit du nombre d'antennes en émission et en réception, pour autant que tous les sous-canaux s'évanouissent de manière décorrélée.
3. Par l'implémentation d'un multiplexage spatial, les systèmes MIMO permettent d'atteindre des capacités plus élevées sans augmenter la bande passante ou la puissance émise. Les données sont séparées en différents flux qui sont transmis simultanément par les différentes antennes émettrices. Au récepteur, la connaissance du canal permet de différencier ces flux et de retrouver les données initiales.
4. Une autre application attrayante des systèmes MIMO consiste à compo-

ser avec les signatures spatiales des signaux désirés et celles des sources parasites afin d'amoindrir la nuisance de ces interférents. Cette réduction des interférences rend notamment possible le partage des ressources par différents utilisateurs.

5. Grâce au *beamforming*, les antennes des systèmes MIMO contribuent à dessiner un diagramme de rayonnement directionnel, dont le lobe principal, les lobes secondaires et les zéros sont orientés vers des directions désirées. Les possibilités augmentent avec les degrés de liberté qui sont liés au nombre d'antennes disponibles. Le *beamforming* est essentiellement utilisé pour des applications radar ou de géo-localisation.

1.5 Solutions proposées et objectifs de recherche

Il semble que l'association des systèmes MIMO et des transmissions UWB n'a jamais été abordée dans la littérature pour les réseaux corporels sans fil. Pourtant, cette architecture annonce de riches perspectives de performance et des champs d'applications importants. L'objet du présent travail est alors de poser les bases d'un nouveau réseau baptisé Multiple-Sensor MIMO (MS-MIMO) UWB BAN. Celui-ci est déjà illustré à la figure 1.1. Dans un tel réseau, toute la complexité des communications est prise en charge par une station de base à plusieurs antennes. Celui-ci met en oeuvre différents algorithmes de codage par impulsion pour établir des liens privilégiés avec son réseau de senseurs. Ceux-ci demeurent au plus simple et ils ne disposent que d'une seule antenne. Ainsi, il est attendu une baisse drastique de la consommation au niveau des senseurs et, conjointement, une augmentation de la durée de fonctionnement de ceux-ci.

L'objectif clairement défini du programme de recherches est la modélisation spatio-temporelle complète du canal de transmission UWB autour du corps humain.

Dans les réseaux corporels sans fil, les canaux de transmission diffèrent fortement des canaux radios plus traditionnels. Leurs particularités proviennent du fait que les transmissions s'établissent sur de faibles distances et à proximité d'un milieu à pertes, le corps humain. Une compréhension fine des mécanismes électromagnétiques en jeu est donc nécessaire. Ainsi, il est montré que la transmission d'informations entre deux antennes placées sur le corps humain met en oeuvre trois mécanismes de propagation distincts [47] :

1. Propagation à travers le corps. Elle est souvent négligée puisque dans la

bande de fréquences UWB (3.1 GHz - 10.6 GHz) la pénétration de l'onde dans le corps est minime ;

2. Diffraction guidée autour du corps. Les ondes se propagent en restant attachées au corps et leur amplitude décroît exponentiellement ;
3. Réflexions et diffractions sur des parties du corps (bras, jambes, etc.) ou sur des objets avoisinants (sol, mur, mobilier, etc.).

Ces deux derniers mécanismes sont illustrés à la figure 1.6, qui est un exemple typique de la puissance captée en fonction du temps d'arrivée des ondes. Deux situations sont illustrées lorsque le capteur est porté soit à l'avant du corps, soit à l'arrière du corps. Les mêmes phénomènes y sont identifiés : une onde diffractée principale est suivie par d'autres ondes diffractées et par des réflexions proches, généralement sur des parties du corps. Après celles-ci, arrivent les réflexions lointaines. Le corps humain agit significativement sur les canaux radios. Ses postures, ses mouvements, son environnement ou comment les antennes y sont disposées entraînent de larges variations du signal reçu. Une modélisation spatio-temporelle complète du canal de transmission est alors nécessaire de façon à pouvoir établir des algorithmes de communication efficaces.

1.6 Contribution et organisation de ce manuscrit

Le résultat majeur de cette Thèse est la proposition d'une modélisation spatio-temporelle ultra-large bande du canal de transmission pour réseaux corporels sans fil. Cette modélisation se décline en deux modèles empiriques du canal MIMO. Le premier modèle est dédié à la contribution de la diffraction guidée autour du corps. Le second modèle s'intéresse, quant à lui, à la contribution des interactions ayant lieu dans l'environnement avoisinant le corps.

Ce présent manuscrit constitue un ensemble de sept chapitres dont le fil conducteur introduit progressivement les ressources nécessaires à la bonne compréhension de ces deux modèles.

Le **Chapitre 1** a présenté le contexte dans lequel s'insère notre travail. Il a ainsi relevé la nécessité et l'intérêt d'élaborer une modélisation complète du canal MIMO en ultra-large bande pour réseaux corporels sans fil.

Le **Chapitre 2** dresse l'état de l'art sur les phénomènes physiques associés au corps humain. En particulier, il soulève toute la variété et la complexité des

mécanismes de propagation mis en jeu.

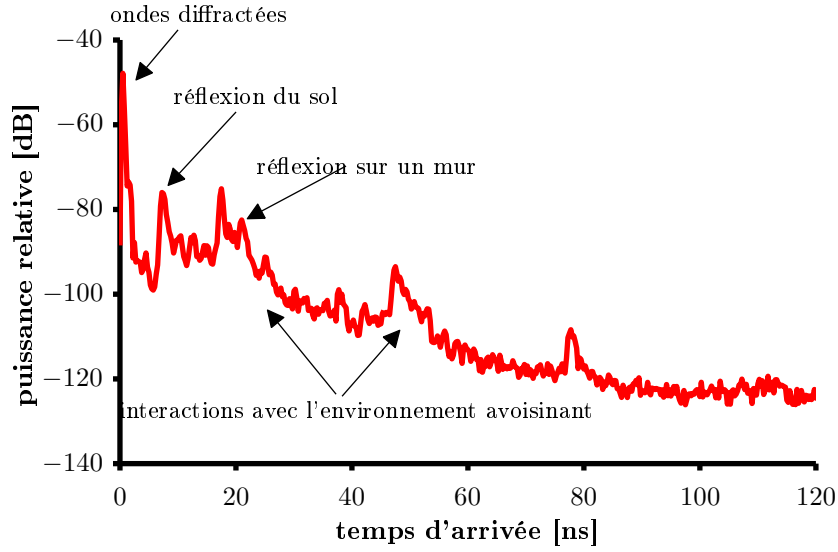
Le **Chapitre 3** dérive les expressions mathématiques définissant un modèle physique en clusters aléatoires et des modèles analytiques à base de corrélation. Au cours de ce chapitre, un formalisme global est proposé pour représenter et caractériser le canal MIMO non seulement dans le cadre des BANs, mais aussi dans un cadre plus général. De plus, un nouveau modèle analytique est proposé pour définir des canaux corrélés spatio-temporellement.

Le **Chapitre 4** présente les divers protocoles expérimentaux grâce auxquels le sondage du canal MIMO est réalisé. Ensuite, ce chapitre développe les outils mathématiques qui permettent d'extraire les paramètres des modèles. Il y est notamment formulé un algorithme SAGE adapté aux larges bandes de fréquence et aux applications BAN.

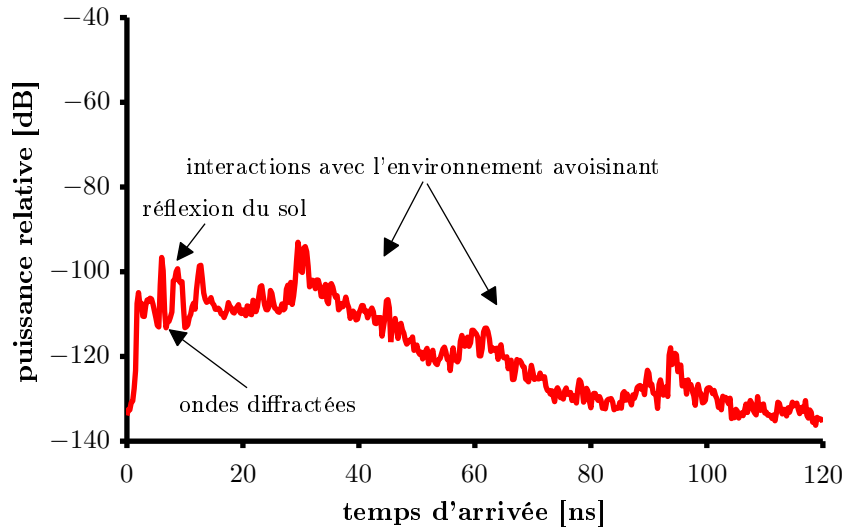
Le **Chapitre 5** propose une modélisation originale et complète de la diffraction guidée autour du corps pour des communications MS-MIMO UWB BAN.

Le **Chapitre 6** propose une modélisation originale et complète des interactions issues de l'environnement pour des communications MS-MIMO UWB BAN.

Le **Chapitre 7** conclut ce travail et récapitule nos principales contributions.



(a) Capteur à l'avant du corps



(b) Capteur à l'arrière du corps

FIGURE 1.6 – Exemple d'évolution de la puissance captée en fonction du temps d'arrivée des ondes électromagnétiques en *indoor*. La station de base est portée au niveau de la ceinture.

Phénomènes physiques liés aux réseaux corporels sans fil

Sommaire

2.1	Problématique	27
2.2	Propriétés électromagnétiques des tissus biologiques	28
2.3	Mécanismes de propagation	31
2.3.1	Propagation d'une onde plane	31
2.3.2	Propagation en présence du corps humain	32
2.3.3	Propagation à travers le corps	32
2.3.4	Propagation au loin du corps	35
2.3.5	Propagation sur le corps	37
2.4	Antennes	40
2.4.1	Antennes en espace libre	40
2.4.2	Antennes pour réseaux corporels sans fil	42
2.5	Récapitulatif	42

2.1 Problématique

Les canaux définis dans le cadre d'un réseau corporel sans fil dépendent d'une multitude de facteurs, qui rendent leur compréhension difficile à appréhender. Ces facteurs les distinguent fortement des canaux de communication plus traditionnellement rencontrés.

La complexité de ces canaux provient véritablement de la proximité des capteurs entre eux et de la présence du corps humain. D'une part, la proximité des capteurs implique que les mécanismes de propagation se déroulent en zone de champ proche, avec la sphéricité des ondes et les fortes variations des champs qui la caractérisent. L'approche usuelle en ondes planes fait donc place à des mécanismes de diffractions subtils. D'autre part, le corps humain, ou

plutôt ses propriétés électromagnétiques, ses postures, ses formes irrégulières et sa dynamique, rendent possible des interactions avec les ondes aussi diverses que variées. En prime, ces caractéristiques peuvent varier d'un utilisateur à un autre. Enfin, les ondes peuvent également interagir avec l'environnement qui est à proximité de l'utilisateur.

À cause de ce lot de facteurs, la modélisation complète des canaux par des solutions purement théoriques semble compromise, et seuls les modèles empiriques sont aptes à offrir des solutions convaincantes. C'est cette dernière approche qui est donc adoptée dans ce travail.

Pourtant, si des hypothèses simplificatrices sont portées sur le corps humain et les antennes, alors le recours aux lois fondamentales de l'électromagnétisme devient possible. Ces lois sont utiles, voire indispensables, afin de :

1. comprendre et identifier les mécanismes de propagation mis en jeu lors des communications ;
2. valider et interpréter les résultats obtenus par les modèles expérimentaux.

Une première simplification consiste à substituer le corps humain par un cylindre infiniment long. Ce cylindre présente des constantes électromagnétiques qui correspondent aux tissus biologiques et qui sont détaillées à la section 2.2. En irradiant ce cylindre par une ligne de courant, les valeurs des champs EM sont obtenues pour un plan perpendiculaire au cylindre et selon les trois polarisations¹. Ce modèle fondamental est décrit en annexe, à partir de la page 185. Dans [48], ce modèle a été complété en ajoutant deux cylindres en guise des bras. [49] et [50] proposent, tous deux, des modèles qui considèrent une source ponctuelle polarisée. Dans [49], le corps est également approché par un cylindre à base elliptique. Ce modèle fondamental est intéressant pour ses résultats didactiques. Ceux-ci sont mis à profit dans la section 2.3, qui présente un état de l'art sur les mécanismes de propagation régissant les réseaux corporels sans fil. L'influence des antennes est, quant à elle, introduite à la section 2.4.

2.2 Propriétés électromagnétiques des tissus biologiques

Du point de vue de l'électromagnétisme, le corps humain a la particularité d'être un milieu fortement hétérogène et irrégulier. Ses innombrables

1. Il y a en effet trois polarisations à considérer puisque les ondes se propagent essentiellement en champ proche.

constituants présentent des propriétés spécifiques qui engendrent, au niveau cellulaire, des distributions complexes des champs électromagnétiques. La modélisation des répartitions demeure un axe privilégié pour un ensemble de recherches liées à la santé, incluant notamment les études sur l'impact des ondes électromagnétiques sur le corps humain. Toutefois, dans notre domaine d'expertise, où il n'est question que d'optimisation des transmissions, il est justifié de se limiter au niveau macroscopique du problème. Ainsi, le corps humain est représenté par des tissus biologiques aux structures géométriques simplifiées et aux propriétés électromagnétiques homogènes et isotropes.

Lorsque un champ électromagnétique est appliqué à un tissu biologique, il s'y manifeste deux phénomènes distincts, causés par la présence de charges libres et par celle de molécules bipolaires, telles que l'eau. Dans le premier cas, les charges libres sont accélérées par le champ et donnent naissance à des courants internes. En parcourant le milieu, ces courants vont se dissiper par effet Joule selon la conductivité ionique σ_i du tissu. Dans le second cas, les molécules bipolaires vont, sans cesse, se réorienter suivant les variations du champ. Il en résulte des pertes par friction, dont l'importance est liée, cette fois-ci, à la viscosité du milieu caractérisée par la permittivité complexe $\epsilon' - j\epsilon''$. Dès lors, les propriétés des tissus biologiques sont fortement conditionnées par leur proportion en eau ainsi que par leur teneur en composants ionisés [51]. Une classification est alors établie entre les tissus pauvrement ou fortement hydratés. Les premiers, tels que les os et la graisse, présentent de faibles permittivités et donc de faibles pertes. Au contraire, les seconds, tels que le muscle, le sang ou la peau, ont des permittivités et des pertes plus importantes.

Au regard de ces observations, une approche classique consiste à assimiler les tissus biologiques comme des milieux diélectriques à pertes. De tels milieux sont complètement décrits par leur permittivité complexe ε , telle que :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j \left(\frac{\sigma_i}{\omega \varepsilon_0} + \varepsilon''(\omega) \right) \quad (2.1)$$

$$= \varepsilon'(\omega) - j \frac{\sigma(\omega)}{\omega \varepsilon_0} \quad (2.2)$$

et par leur perméabilité magnétique, qui reste égale à celle du vide. Les valeurs des propriétés électromagnétiques dans le vide sont reprises au tableau 2.1. La dépendance fréquentielle, exprimée au travers de la pulsation ω dans (2.2), est à mettre en relation avec les propriétés de résonance des molécules d'eau. Celles-ci provoquent une chute de la permittivité relative ε' avec la fréquence alors que la conductivité effective σ croît de manière significative [51].

Paramètre	Valeur	Unité
μ_0	$4\pi 10^{-7}$	H/m
ε_0	$8.854 10^{-12}$	F/m
c_0	$1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \approx 2.998 10^8$	m/s

TABLEAU 2.1 – Paramètres électromagnétiques dans le vide.

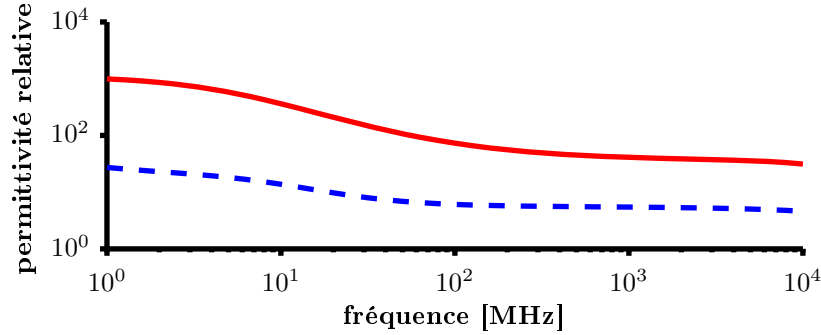
Parmi les recherches sur la caractérisation des tissus humains, les travaux de Gabriel *et al* sont certainement les plus aboutis. Ils référencient les propriétés électromagnétiques de plus de 45 tissus différents pour la bande de fréquence entre 10 Hz et 20 GHz [52, 53, 54]. Un modèle basé sur la somme de 4-Cole-Cole y est proposé pour décrire les variations des paramètres diélectriques avec la fréquence. Précisément, la permittivité complexe du tissu est estimée par :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_{m=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_m}{1 + (j\omega\tau_m)^{(1-\alpha_m)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0} \quad (2.3)$$

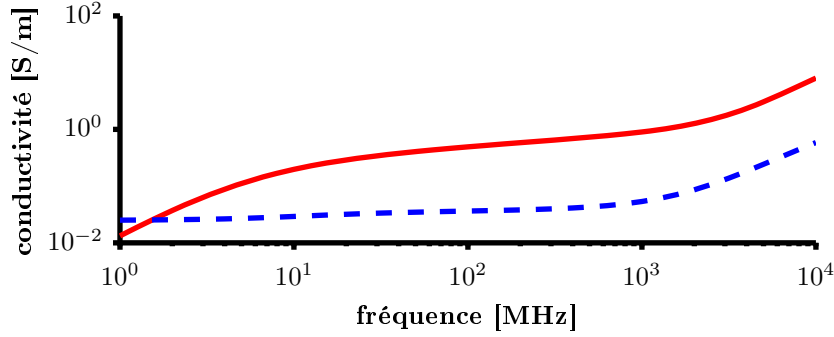
où ε_∞ est la permittivité du matériau extrapolée à 1 THz. Quant aux paramètres $\Delta\varepsilon_m$, τ_m et α_m , ils manifestent la dispersion du tissu. Le tableau 2.2 reproduit les valeurs estimées pour le sang, la graisse, le muscle, la peau sèche et la peau humide. A titre d'illustration, la figure 2.1 montre l'évolution de la permittivité, en (a), et celle de la conductivité, en (b), en fonction de la fréquence. Entre 100 MHz et 1 GHz, les propriétés sont pratiquement constantes. Au-delà de 1 GHz, la conductivité augmente significativement.

Tissu	ε_∞	$\Delta\varepsilon_1$	τ_1 [ps]	α_1	$\Delta\varepsilon_2$	τ_2 [ns]	α_2
Sang	4	56	8.377	0.1	5200	132.63	0.1
Graisse	2.5	9	7.96	0.2	35	15.91	0.1
Muscle	4	50	7.234	0.1	7000	353.68	0.1
Peau sèche	4	32	7.234	0	1100	32.48	0.2
Peau humide	4	39	7.96	0.1	280	79.58	0
Tissu	σ_i	$\Delta\varepsilon_3$	τ_3 [μs]	α_3	$\Delta\varepsilon_4$	τ_4 [ms]	α_4
Sang	0.7	0	159.155	0.2	0	15.915	0
Graisse	0.035	3.3e4	159.155	0.05	1e7	15.915	0.010
Muscle	0.2	1.2e6	318.310	0.1	2.50e7	2.274	0
Peau sèche	0	0	159.155	0.2	0	15.915	0.2
Peau humide	0	3e4	1.59	0.16	3e4	1.59	0.2

TABLEAU 2.2 – Paramètres du modèle 4-Cole-Cole pour plusieurs tissus biologiques, d'après [54].



(a) Permittivité relative



(b) Conductivité

FIGURE 2.1 – Évolution des paramètres électromagnétiques de la graisse (en pointillé) et de la peau sèche (en ligne pleine) en fonction de la fréquence. Ces valeurs sont obtenues en introduisant les paramètres du tableau 2.2 dans l'expression (2.3).

2.3 Mécanismes de propagation

2.3.1 Propagation d'une onde plane

L'onde plane est une approximation classique pour les communications sans fil. C'est une onde dont les champs électrique et magnétique se propagent perpendiculairement entre eux et à la direction de propagation. En particulier, l'expression de son champ électrique $\underline{\mathbf{E}}_{\text{plane}}$, exprimée en phaseur², s'écrit :

$$\underline{\mathbf{E}}_{\text{plane}} = \mathbf{E}_0 e^{-j\boldsymbol{\beta} \cdot \mathbf{r}} \quad (2.4)$$

Dans (2.4), les fronts d'onde sont décrits comme des plans infinis et normaux à la pulsation spatiale $\boldsymbol{\beta}$. Ce dernier représente le vecteur d'onde qui pointe dans

2. Les phaseurs sont représentés par le symbole $\underline{(\cdot)}$.

la direction de propagation en tout point $\mathbf{r}$ de l'espace et qui est proportionnel au nombre d'onde $\beta = 2\pi/\lambda$. Le nombre d'onde est, quant à lui, inversement proportionnel à la longueur d'onde λ . L'amplitude complexe de l'onde plane demeure constante et vaut $\mathbf{E}_0$.

2.3.2 Propagation en présence du corps humain

A la figure 2.2, la répartition du champ électrique E_z est montrée sous une coupe transversale au corps humain. La valeur des champs est obtenue par simulation³ grâce au modèle à un cylindre et à cylindres multiples⁴, pour lesquels une ligne de courant électrique, excitée à 3 GHz et 5 GHz, est mise en présence du corps humain.

Cette figure illustre la spécificité physique des réseaux corporels sans fil : une communication entre capteurs peut s'établir par des mécanismes de propagation aux propriétés fort distinctes. En particulier, l'observation de la figure 2.2 permet déjà d'identifier :

- une propagation à travers le corps. La pénétration des ondes diminuent cependant avec la fréquence ;
- une propagation au loin du corps. La source rayonne en espace libre vers l'environnement avoisinant le corps humain ;
- une propagation autour du corps. A l'arrière du corps, les champs électriques ne s'évanouissent pas, même si la liaison directe entre les capteurs est obstruée par le corps humain ;
- une diffraction sur les bras. Celle-ci interfère avec les autres mécanismes.

D'autres mécanismes peuvent également intervenir pour les transmissions dans les BANs. Une liste plus exhaustive est présentée à la figure 2.3 et l'ensemble des mécanismes est détaillé aux prochains paragraphes.

2.3.3 Propagation à travers le corps

Une onde plane qui se propage dans un milieu avec pertes s'atténue exponentiellement avec la distance δ parcourue. Cette atténuation peut être décrite, mathématiquement, par $|E|^2 \propto e^{-2\alpha\delta}$. Le coefficient α est lié aux propriétés

3. Les paramètres de simulation sont précisés en annexe, à la page 192.

4. Les résultats pour le modèle à cylindres multiples sont obtenus par l'algorithme développé en [48].

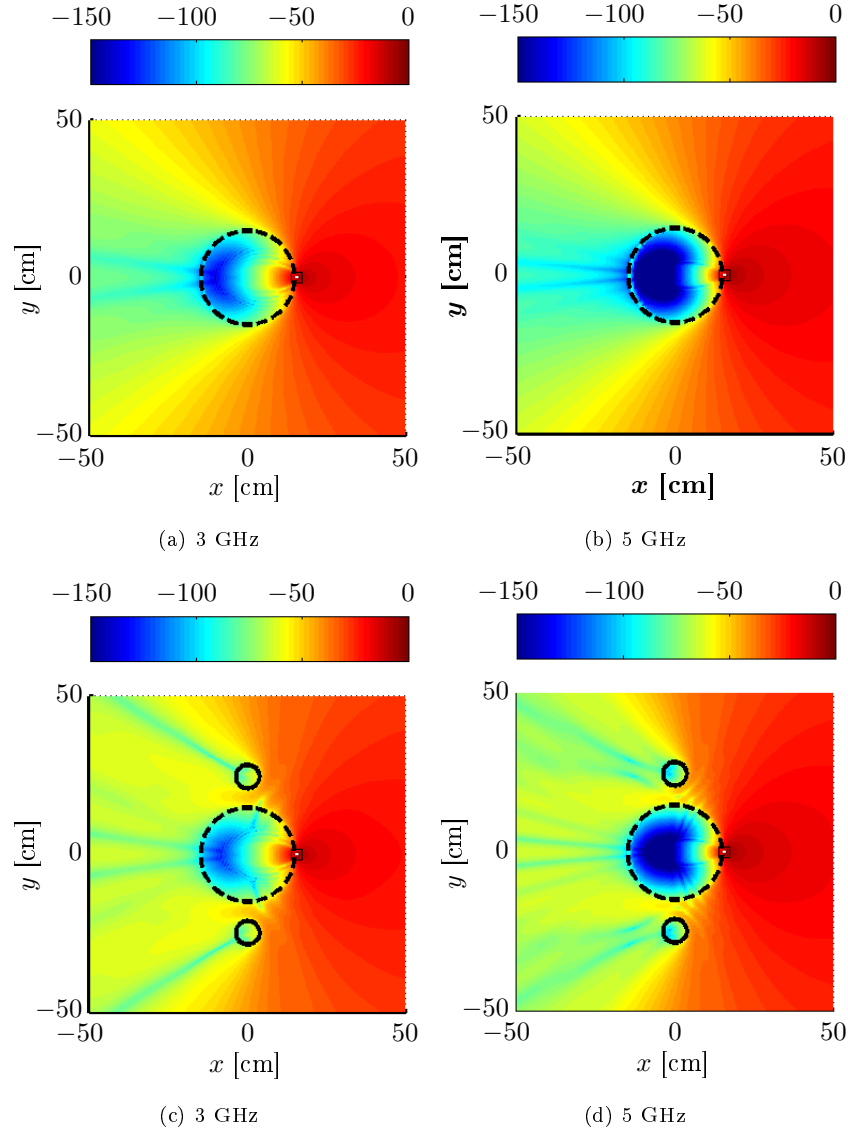


FIGURE 2.2 – Champs électriques en présence du corps humain. Les valeurs des champs E_z , exprimées en [dB], sont obtenues par le modèle à un cylindre pour (a) et (b). Les résultats obtenus par le modèle à cylindres multiples proposés en [48] sont présentés en (c) et (d). Le cercle principal représente le corps humain, modélisé par un cylindre diélectrique à pertes, tandis que les deux autres cercles manifestent la présence des bras. La source est identifiée par le marqueur $\square$.

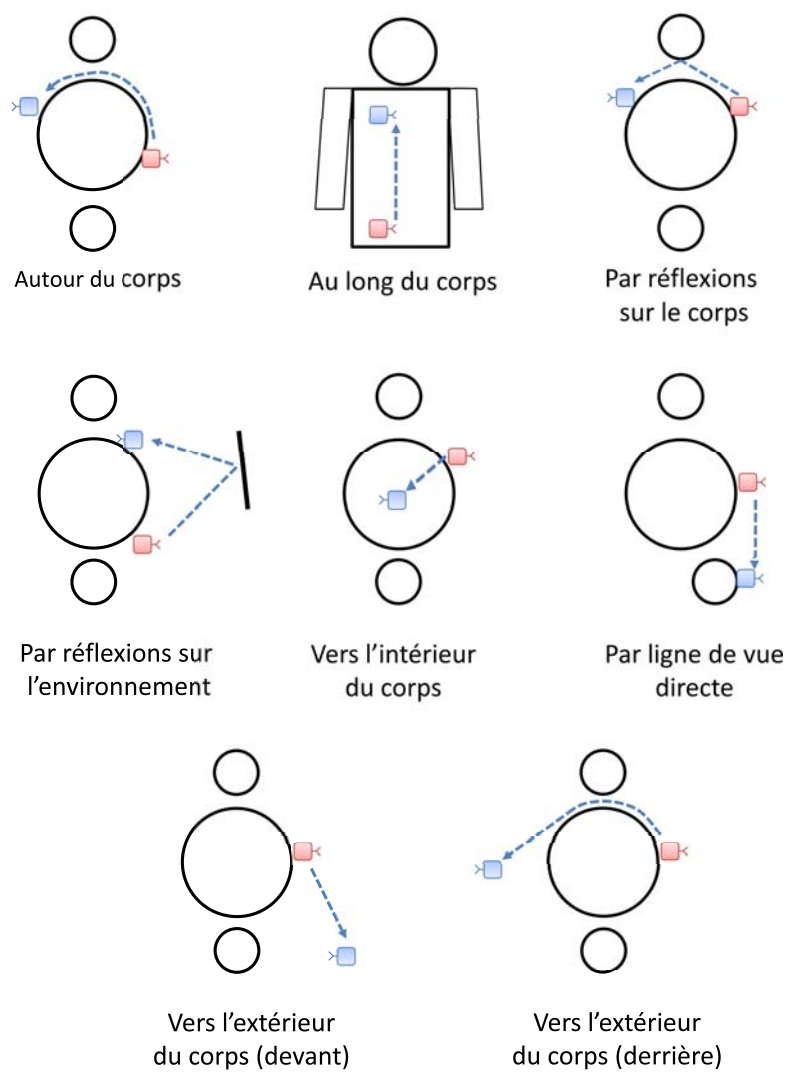


FIGURE 2.3 – Mécanismes de propagation dans les réseaux corporels sans fil.

électromagnétiques, μ_0 , σ et ε' , du tissu, par :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu_0 \varepsilon' \varepsilon_0}{2}} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon' \varepsilon_0} \right)^2} - 1 \right]^{1/2} \quad (2.5)$$

Cette atténuation est d'autant plus élevée en haute fréquence, puisque, non seulement, le coefficient α dépend directement de f à travers la pulsation, mais aussi parce que la dépendance fréquentielle de σ rend le milieu davantage conducteur avec la fréquence. Il en résulte des profondeurs de peau $1/\alpha$ de l'ordre de 2 cm à 3 GHz et de 0.35 mm à 10 GHz pour un tissu hydraté.

Concernant la communication, la conséquence majeure en est qu'aucune information ne peut s'échanger à travers le corps en haute fréquence. Dès lors, la communication avec des senseurs implantés ne peut s'effectuer qu'à basse fréquence, actuellement entre 403 MHz et 405 MHz selon les spécifications du MICS [55]. Il est évident que ce mécanisme de propagation est négligeable dans les transmissions à ultra-large bande entre 3 GHz et 10 GHz.

2.3.4 Propagation au loin du corps

D'après le modèle à un cylindre présenté à l'annexe B, les champs EM au loin du corps peuvent être exprimés par la somme de fonctions de Hankel $H_m^{(2)}(\beta_0 \rho)$ du second espèce et d'ordre m , pour tout point d'observation situé à une distance ρ de la source et pour le nombre d'onde β_0 dans le vide. Or, les développements asymptotiques des fonctions de Hankel pour de larges arguments ($\beta_0 \rho \rightarrow \infty$) convergent vers :

$$H_m^{(2)}(\beta_0 \rho) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi \beta_0 \rho}} e^{-j(\beta_0 \rho - \frac{(2m+1)\pi}{4})} \quad (2.6)$$

$$\approx \sqrt{\frac{2}{\pi \beta_0}} e^{j\frac{(2m+1)\pi}{4}} \sqrt{\frac{1}{\rho}} e^{-j\beta_0 \rho} \quad (2.7)$$

Les harmoniques cylindriques dans (2.7) correspondent alors aux expressions d'une onde qui se propage en espace libre. Au vue des expressions dérivées pour le modèle à un cylindre, l'intensité des champs au loin du corps s'affaiblissent uniquement avec la distance δ selon une atténuation en espace libre, égale à $|E|^2 \propto \delta^{-1}$ pour le modèle avec la ligne de courant, et à $|E|^2 \propto \delta^{-2}$ dans un espace tridimensionnel. Toutefois, il est observé à la figure 2.2 que les puissances émises dépendent des directions d'émission, le corps obstruant le rayonnement de la source, surtout à l'opposé de la source. Un tel phénomène peut s'apparenter à une modification du diagramme de

rayonnement de l'antenne située à proximité du corps. La présence du corps augmente la directivité de l'antenne, puisque des directions d'émission sont favorisées.

Ces ondes qui sont émises au loin du corps peuvent interagir avec l'environnement avoisinant l'utilisateur. Une partie de l'énergie peut donc être renvoyée vers l'utilisateur et contribuer à la liaison de communication. Les principales interactions que peuvent subir de telles ondes sont :

Réflexion La réflexion intervient sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Elle peut être de deux sortes selon le relief de l'interface :

- Elle est dite *spéculaire* quand les irrégularités sont infimes par rapport à la longueur d'onde. Dans ce cas, la direction et l'amplitude du rayon réfléchi sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel.
- Elle est dite *diffuse* si la présence de ces irrégularités ne sont plus négligeables. Le maximum d'énergie est dirigé selon le rayon réfléchi, mais une partie de l'énergie est diffusée dans des directions voisines.

Transmission Si le milieu rencontré est un diélectrique, une partie de l'énergie de l'onde incidente est transmise au milieu. Les lois de Snell-Descartes et de Fresnel sont également applicables. L'onde ainsi transmise présente une atténuation plus importante et une vitesse de propagation plus faible que dans le vide.

Diffraction Les ondes diffractées se manifestent par une redistribution dans l'espace d'une onde incidente suite à une interaction avec un obstacle qui présente de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Selon le principe de Huygens, les ondes diffractées se répartissent de façon radiale par rapport au point de diffraction de l'objet, qui peut être notamment une arête ou une surface courbée.

Diffusion La diffusion apparaît lorsque une onde EM rencontre un groupe dense d'obstacles dont les dimensions restent minimales par rapport à sa longueur d'onde. Le phénomène observé est la résultante de la composition de nombreuses diffractions aléatoires.

De manière générale, de nombreuses implications sur les transmissions résultent de ces différentes interactions. Spécifiquement, il rend possible des communications :

- entre des senseurs d’un utilisateur et une station de base située dans l’environnement avoisinant,
- entre des senseurs d’un premier utilisateur et ceux d’un autre utilisateur,
- entre des senseurs répartis sur un même corps, soit par ligne de vue directe, soit par réflexion sur l’environnement.

2.3.5 Propagation sur le corps

La propagation sur le corps est incontestablement un mécanisme essentiel à la transmission en haute fréquence entre des capteurs disséminés sur un même corps. Par ce mécanisme, il se crée des trajets directs, où les ondes semblent rester attachées au corps. Ces ondes, baptisées *ondes de corps*, ont été observées à plusieurs reprises, notamment dans [56, 47, 57, 58].

2.3.5.1 Ondes de surface ou ondes diffractées ?

A l’heure actuelle, la nature exacte de ces ondes, n’est toujours pas clairement identifiée, la difficulté majeure résidant dans la résolution des équations de Maxwell pour une source placée sur une surface courbée. Deux pistes sérieuses sont investiguées dans la littérature. La première suppose l’existence d’ondes de surface tandis que la seconde fait référence à un mécanisme de diffraction guidée. Voici notre avis sur cette question.

Onde de surface De manière générale, une onde de surface se propage à l’interface entre l’air et le milieu sans aucun autre rayonnement. Idéalement si le milieu est sans perte, alors seule l’expansion de l’onde est responsable de son atténuation en puissance, qui est inversement proportionnelle à la distance lorsqu’une surface plane est considérée. Toujours est-il que les conditions d’existence d’une onde de surface requièrent que le milieu soit dissipatif et que la polarisation de la source autorise une transmission totale des champs sur toute l’interface. Lorsque les pertes restent suffisamment faibles, seule une onde de surface transverse magnétique (TM) peut exister sur une interface diélectrique, où le milieu est inductif, alors qu’une interface magnétique, où le milieu est capacitif, ne rend possible que la propagation d’une onde transverse électrique (TE). Vu que les caractéristiques de cette onde sont intrinsèquement liées aux propriétés électromagnétiques de la surface, une modélisation fidèle de cette dernière est nécessaire. Dans cette optique, [59] décompose le corps en trois couches homogènes pour tenir compte des particularités propres à la peau, la graisse et le muscle. Sous cette hypothèse, l’impédance équivalente du corps est tantôt inductive tantôt capacitive selon que la fréquence considérée

est inférieure ou supérieure à une certaine limite, qui se situe aux alentours des 5 GHz. En haute fréquence, les tissus biologiques occasionnent de telles pertes que les ondes de surface TE sont fortement atténuées (environ 55 dB/cm à 5 GHz et 39 dB/cm à 10 GHz). Aux plus basses fréquences, des ondes de surface TM sont théoriquement plausibles. Cependant, leur excitation repose sur des conditions tellement précises qu'il semble impossible qu'elles correspondent aux ondes de corps mesurées.

Diffraction guidée Par l'idée de diffraction, il est sous-entendu une approche invoquant le principe de Huygens [60]. Celui-ci considère chaque point d'un front d'onde comme la source virtuelle de nouvelles ondes sphériques. Par la suite, ces ondes secondaires se combinent pour produire un nouveau front d'onde dans la direction de propagation. Pour des antennes situées sur le corps, les conditions d'excitation et d'interaction, particulièrement du fait des faibles distances rencontrées et de la géométrie particulière du corps humain, introduisent des discontinuités aux symétries des modèles classiques par l'optique géométrique. Par le modèle d'Huygens, il devient possible non seulement de clarifier ce qui se passe à proximité immédiate du corps, mais aussi de prédire l'existence de champs électromagnétiques dans les régions ombragées par le corps. Les ondes de corps peuvent alors s'interpréter comme des ondes qui se propagent par des diffractions successives guidées par la surface du corps.

2.3.5.2 Vers une caractérisation de l'onde de corps

Bien sûr, le modèle théorique avec le cylindre infini, et ses extensions, fournissent des premières solutions fort appréciables. Cependant, il faut d'abord reconnaître que les fonctions de Bessel, de Hankel ou de Mathieu⁵, qui apparaissent dans les développements, ne sont pas, ou du moins trivialement, interprétables. Ensuite, il revient à s'interroger sur l'hypothèse d'un corps caractérisé par des propriétés électromagnétiques identiques, et sur l'impact de sa composition hétérogène, qui est sciemment négligée. A ce jour, dans la littérature étudiée, aucun auteur n'a réellement explicité l'expression des ondes de corps. Plusieurs expressions fort prometteuses sont dérivées dans la littérature. Citons [61], qui se base sur un modèle adapté d'ondes de Norton, et [62], qui dérive des fonctions dyadiques de Green. Qui plus est, il faut également tenir compte des irrégularités géométriques et de la dynamique du corps lui-même, qui peuvent complexifier le procédé de diffraction. La présence des bras est également à prendre en compte car ceux-ci peuvent influencer

5. Les fonctions de Mathieu sont rencontrées sous l'hypothèse d'un cylindre elliptique.

significativement les champs résultants [63].

La caractérisation des ondes de corps doit aussi exprimer deux comportements majeurs, qui sont leur dépendance en polarisation et leur anisotropie de propagation.

Dépendance en polarisation Une propagation dont le champ électrique est normale à la surface subit moins de pertes ohmiques que lorsque son champ est tangentiel. En outre, un champ électrique tangentiel est d'autant plus faible que le milieu est conducteur. Dès lors, il convient d'écarter l'antenne du corps pour s'assurer que cette polarisation ne soit pas complètement annihilée.

Anisotropie de propagation Les caractéristiques des ondes de corps diffèrent vraisemblablement selon la direction de propagation. Les ondes se propageant autour du corps s'atténuent plus rapidement comparées à celles qui se propagent le long du corps. En effet, dans ce dernier cas, la propagation est facilitée pour deux raisons. Primo, la diffraction guidée a lieu sur une surface de moindre courbure. Secondo, les champs diffractés peuvent être renforcés par l'apparition d'une ligne de vue entre l'émetteur et le récepteur. Ces deux types de propagation sont donc différenciés et abordés séparément dans les paragraphes suivants.

2.3.5.3 Propagation le long du corps

A. Fort *et al* ont mesuré que l'intensité des champs diminue avec la hauteur δ en $|E|^2 \propto \delta^{-m}$ avec m qui oscille entre 3 et 3.5 sur l'ensemble des fréquences. Sans un modèle analytique spécifique, cette solution est difficile à interpréter physiquement. A titre de comparaison, en optique géométrique, l'interférence entre l'onde directe et l'onde réfléchie sur un milieu conducteur conduit à un champ résultant dont l'intensité décroît quadratiquement sur les longues distances, *i.e.* $|E|^2 \propto \delta^{-4}$ [64].

2.3.5.4 Propagation autour du corps

Les ondes de corps autour du corps sont généralement appelées *ondes rampantes*, ou *creeping waves*, en référence au mécanisme de diffraction sur les surfaces courbées.

La figure 2.4 montre l'évolution de la puissance de l'onde rampante en fonction de la distance autour du corps. Cette puissance⁶ décroît exponentiellement

6. Ces mesures sont extraites de la campagne A, décrite à la page 79. La diffraction guidée est isolée en appliquant une fenêtre temporelle sur les 5 premières nanosecondes après l'arrivée

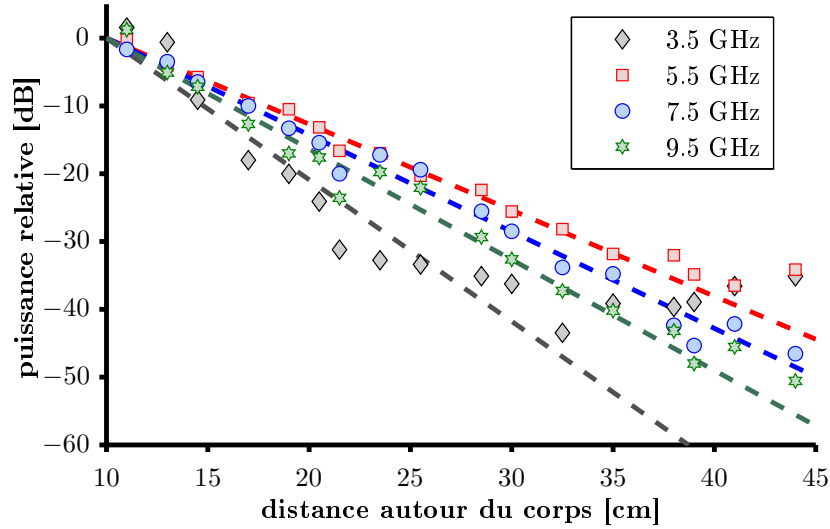


FIGURE 2.4 – Décroissance exponentielle de la puissance autour du corps. Les marqueurs représentent les puissances, normalisées à 10 cm, pour différentes fréquences.

pour l'ensemble des fréquences, ce qui revient à écrire $|E|^2 \propto e^{-\beta \delta}$. L'atténuation est fort élevée puisque le facteur β varie entre 1.2 dB/cm et 2 dB/cm selon les fréquences. Enfin, l'observation des distances au delà des 35 cm montre également l'esquisse d'un palier à partir duquel la puissance ne semble plus décroître. Celui-ci est dû au motif d'interférence des ondes diffractées qui peuvent contourner le corps par ses deux côtés. Tout au long de notre travail, une attention particulière s'est portée sur ce mécanisme de propagation peu commun. Typiquement, ces ondes rampantes permettent d'établir des liens essentiels à la communication entre capteurs répartis de part et d'autre du corps humain.

2.4 Antennes

2.4.1 Antennes en espace libre

Il vient d'être vu qu'une multitude de mécanismes de propagation peuvent s'établir entre deux antennes et définir des liens de communication. Cependant, la contribution de chacun de ces liens est conditionnée par les caractéristiques des antennes. Toute antenne présente, en effet, un diagramme de rayonnement quantifiant des directions privilégiées en émission et, réciproquement, en

du signal.

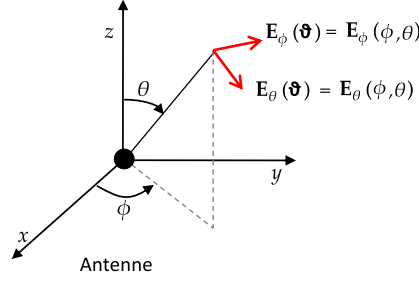


FIGURE 2.5 – Composantes du champ électrique émis ou capté par une antenne. Le vecteur des paramètres angulaires s'écrit $\boldsymbol{\vartheta} = [\phi \theta]$.

réception. Ces directions dépendent de la polarisation des champs électriques émis ou captés.

En normalisant ce diagramme de rayonnement par celui d'une antenne isotrope⁷ d'égale puissance et en considérant le rendement d'antenne ξ_{ant} , nous définissons le gain de l'antenne $\mathbf{G}(\phi, \theta)$ comme un rapport d'amplitudes⁸, qui s'écrit :

$$\mathbf{G}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} G_{\theta}(\phi, \theta) \\ G_{\phi}(\phi, \theta) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$= \xi_{\text{ant}} \begin{bmatrix} \frac{\underline{E}_{\theta}(\phi, \theta)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} (\|\underline{E}_{\theta}(\phi, \theta)\|^2 + \|\underline{E}_{\phi}(\phi, \theta)\|^2) \sin \theta d\theta d\phi}} \\ \frac{\underline{E}_{\phi}(\phi, \theta)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} (\|\underline{E}_{\theta}(\phi, \theta)\|^2 + \|\underline{E}_{\phi}(\phi, \theta)\|^2) \sin \theta d\theta d\phi}} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

où $\underline{E}_{\theta}(\phi, \theta)$ (resp. $\underline{E}_{\phi}(\phi, \theta)$) est la composante du champ électrique en co-élévation (resp. en azimut) exprimée en phaseur, qui est émise, ou captée, par l'antenne dans la direction $\boldsymbol{\vartheta} = [\phi \theta]$. Ces deux composantes sont illustrées à la figure 2.5 et leur expression est également dérivée en annexe, à la page 183. $\|\cdot\|$ correspond à la distance euclidienne.

Dans (2.8), le gain est défini tant en amplitude qu'en phase. Ces deux paramètres sont en effet nécessaires pour représenter une éventuelle sélection en fréquence qui risque d'apparaître lorsque de larges bandes de fréquence sont considérées. Dans la suite de ce travail, les notations $\mathbf{G}(f, \phi, \theta)$ ou, identique-

7. L'antenne isotrope est une antenne idéale irréalisable qui rayonne uniformément dans toutes les directions et qui réagit à tout type de polarisation.

8. Bien que le gain soit couramment défini dans la littérature comme un rapport de puissances, un rapport d'amplitudes est adopté ici pour des questions de lisibilité.

ment, $\mathbf{G}(f, \boldsymbol{\vartheta})$ sont utilisées pour mettre en évidence cette dépendance fréquentielle f des performances de l'antenne.

2.4.2 Antennes pour réseaux corporels sans fil

Les antennes portées sur le corps humain doivent viser une conception qui intègre les contraintes suivantes.

- Leur empreinte doit être minime, de l'ordre de quelques millimètres carré, en présentant un design compact et léger.
- Elles doivent être insensibles, tant en fréquence qu'en polarisation, ou du moins adaptées à la proximité du corps humain. Dans le cas contraire, les gains d'antennes $\mathbf{G}$ vont s'entacher d'un facteur de déformation $\mathbf{G}_{\text{corps}}(t, f, \boldsymbol{\vartheta})$ et ils deviennent alors :

$$\mathbf{G}(t, f, \boldsymbol{\vartheta}) = \mathbf{G}_{\text{libre}}(f, \boldsymbol{\vartheta}) \cdot \mathbf{G}_{\text{corps}}(t, f, \boldsymbol{\vartheta}) \quad (2.10)$$

Dans (2.10), $\mathbf{G}_{\text{libre}}(f, \boldsymbol{\vartheta})$ réfère au diagramme de rayonnement a priori connu, qui est mesuré par expérimentation, le plus couramment par des essais en espace libre, ou par simulation, et qui caractérise l'antenne à proprement parlé. La dépendance temporelle t dans (2.10) traduit que les conditions pour lesquelles la déformation du diagramme de rayonnement a lieu peuvent évoluer au cours du temps. Par exemple, l'antenne peut être portée sur un vêtement, qui peut s'écarter ou se rapprocher du corps suivant les mouvements de l'utilisateur.

- Leur diagramme de rayonnement doit concorder avec les mécanismes de propagation de sorte à minimiser les pertes de transmission. L'appel d'un mécanisme ou d'un autre est intimement lié à la localisation des antennes et aux liens électromagnétiques qui s'établissent entre elles et qui peuvent varier dans le temps [65].

Face à ces contraintes, il est difficile de spécifier les caractéristiques d'une antenne idéale. Cependant, quels que soient les types d'antennes utilisés, les solutions les plus vraisemblables s'orientent certainement vers des géométries planaires, pour lesquelles les champs électriques émis sont essentiellement tangentiels au corps [66, 1].

2.5 Récapitulatif

Ce chapitre a proposé un état de l'art complet sur les mécanismes physiques régissant la propagation des ondes dans un contexte BAN. Ces différents méca-

nismes s'expliquent par la double particularité des réseaux corporels sans fil : les antennes sont co-localisées et à proximité d'un milieu conducteur hétérogène et irrégulier, que représente le corps humain. Les mécanismes de propagation clairement identifiés sont :

- une propagation à travers le corps, en $|E|^2 \propto e^{-2\alpha\delta}$: La faible profondeur de peau en haute fréquence empêche l'exploitation de cette solution pour des communications UWB ;
- une propagation au loin du corps, en $|E|^2 \propto \delta^{-2}$: Par la présence du corps, une zone d'ombre⁹ limite le rayonnement de l'antenne. Les antennes portées sur le corps humain sont donc directives ;
- une propagation sur le corps : Les ondes se propagent par diffraction guidée sur la surface du corps. L'anisotropie de ce mécanisme de propagation a été démontrée. Pour un champ électrique tangentiel, la propagation le long du corps suit une atténuation en $|E|^2 \propto \delta^{-m}$ avec $m \approx 3.25$, alors que la propagation autour du corps présente une forte atténuation exponentielle en $|E|^2 \propto e^{-\beta\delta}$ de l'ordre de 1.5 dB/cm.

Bien que la propagation d'un champ électrique radial soit plus performante en termes de pertes, elle requiert toutefois que les antennes soient polarisées radialement. L'idée d'avoir des antennes qui ressortent du corps humain étant aujourd'hui inconcevable, c'est l'exploitation des composantes électriques tangentielles au corps humain qui semble la plus pertinente pour le déploiement des architectures BANs.

Les modèles théoriques introduits dans ce chapitre présentent deux intérêts majeurs. D'une part, ils sont didactiques et sont donc à même d'illustrer des mécanismes de propagation complexes. D'autre part, ils peuvent servir comme outils à la modélisation-même du canal. En particulier, le modèle à un cylindre sera utilisé dans le présent travail pour prédire les modifications du diagramme de rayonnement des antennes à proximité du corps humain.

9. Une zone d'ombre est une région non-éclairée selon l'hypothèse de l'optique géométrique.

Modélisation du canal MIMO

Sommaire

3.1	Le canal MIMO	45
3.1.1	Double définition du canal MIMO	45
3.1.2	Intérêt de la modélisation	46
3.2	Représentations du canal de propagation	46
3.2.1	Représentation dans le domaine temporel	47
3.2.2	Représentation dans le domaine spatial	49
3.2.3	Représentation spatio-temporelle du canal	49
3.3	Représentation du canal de transmission	50
3.4	Caractérisation du canal de transmission	52
3.5	Modèles physiques	53
3.5.1	Définitions	53
3.5.2	Modèles par clusters aléatoires	56
3.5.3	Représentation des paramètres des clusters	60
3.6	Modèles analytiques	60
3.6.1	Large-scale fading	61
3.6.2	Small-scale fading en bande étroite	61
3.6.3	Small-scale fading en large bande	66
3.6.4	Small-scale fading en ultra-large bande	68
3.7	Récapitulatif	71

3.1 Le canal MIMO

3.1.1 Double définition du canal MIMO

Le canal MIMO peut se définir, comme illustré à la figure 3.1, selon deux points de vue : le *canal de propagation* et le *canal de transmission*.

Canal de propagation L'étude s'intéresse à la physique du problème, en exposant la transformation des ondes EM entre le Tx et le Rx.

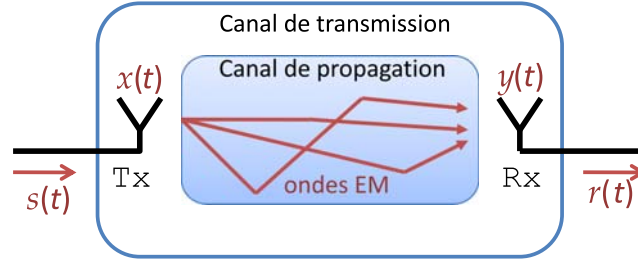


FIGURE 3.1 – Canal de transmission et canal de propagation. Le signal d'entrée $s(t)$ est transformé par le canal de transmission en un signal de sortie $r(t)$.

Canal de transmission L'étude s'élève au niveau du système MIMO, en intégrant les effets des antennes. Le canal de propagation est alors associé aux caractéristiques et aux configurations des réseaux d'antennes.

3.1.2 Intérêt de la modélisation

La propagation et l'interférence des ondes électromagnétiques provoquent de larges différences entre les signaux émis et capté. Qui plus est, ces variations dépendent du temps, de la fréquence et de l'espace. Puisqu'il est bien entendu impossible d'agir sur le canal de transmission, celui-ci devient un obstacle majeur à la transmission fiable de l'information. L'intérêt de représenter et de caractériser le canal MIMO prend dès lors tout son sens. La modélisation apporte au scientifique une compréhension fine des mécanismes mis en jeu. Deux missions y sont dégagées. D'abord, cette étape permet de concevoir, de valider et de tester les technologies et les architectures proposées. Ensuite, elle permet d'établir des algorithmes de communications efficaces, qui optimisent ainsi le transfert de l'information.

3.2 Représentations du canal de propagation

Lors de la communication d'un signal, les ondes émises et captées par les antennes établissent entre les deux dispositifs de multiples liaisons, appelées composantes multi-trajets, *multi-path components* (MPCs). Celles-ci subissent différentes transformations selon la nature de l'interaction entre l'onde et l'environnement. Chaque onde se différencie alors par un changement de phase, d'amplitude ou de polarisation, et un retard lié à la longueur du trajet de propagation. Cet ensemble de trajets définit le canal de propagation où chaque polarisation crée un lien particulier entre les antennes Tx et Rx. Ce lien peut être interprété par une fonction de transfert dont les propriétés spatio-temporelles

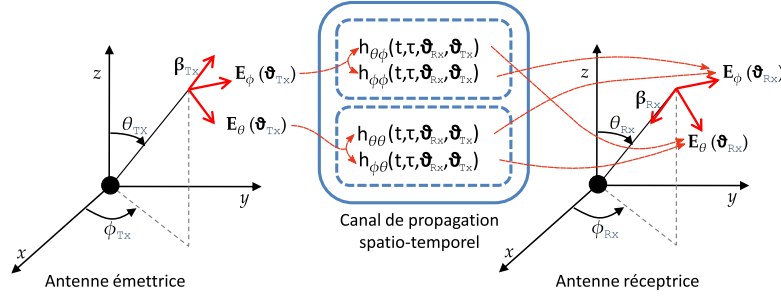


FIGURE 3.2 – Champs électriques transmis depuis l’antenne émettrice à l’antenne réceptrice. Les indices Tx et Rx précisent les paramètres associés, respectivement, à l’antenne émettrice et à l’antenne réceptrice. Le vecteur des paramètres angulaires s’écrit $\boldsymbol{\vartheta} = [\phi \theta]$.

sont propres aux mécanismes de propagation rencontrés par les ondes EM. Ces liens sont schématisés à la figure 3.2. Il y est aussi précisé la direction de transport d’énergie des ondes : la pulsation spatiale $\boldsymbol{\beta}_{Tx}$ part de l’antenne émettrice alors que la pulsation spatiale $\boldsymbol{\beta}_{Rx}$ pointe vers l’antenne réceptrice. Bien qu’il existe quatre liens de polarisation ($\theta \rightarrow \phi$, $\theta \rightarrow \theta$, $\phi \rightarrow \phi$ et $\phi \rightarrow \theta$), les représentations qui vont suivre aux prochains paragraphes sont généralisées à un seul de ces liens. Et ce, dans un souci de clarté d’explication.

3.2.1 Représentation dans le domaine temporel

3.2.1.1 Réponse impulsionnelle

La présence des composantes multi-trajets conduit inéluctablement à la distorsion du champ électrique émis $x(t)$. Le canal de propagation est alors un continuum d’arrivées d’ondes EM, qui peut être modélisé comme un filtre linéaire, entièrement représenté par sa réponse $h(t, \tau)$ à une impulsion de Dirac $\delta(t)$. Le champ électrique $y(t)$, capté à l’antenne réceptrice, s’obtient donc par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau \quad (3.1)$$

$$= x(t) * h(t, \tau) \quad (3.2)$$

Dans la relation précédente, $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal de propagation, où τ exprime le retard à l’excitation à l’instant t . Un canal réel étant nécessairement causal, la réponse $h(t, \tau)$ est nulle pour $\tau < 0$. L’opérateur linéaire $*$ est le produit de convolution.

Cette fonction $h(t, \tau)$ est définie sur l'ensemble du spectre fréquentiel, mais force est de constater que les signaux émis sont toujours limités à une bande de fréquence B_w déterminée. Il est alors utile de focaliser l'étude du canal de propagation à cette bande uniquement, par l'application d'une fonction de fenêtrage $w(t)$ appropriée.

$$h(t, \tau)_{\text{lim}} = h(t, \tau) * w(t) \quad (3.3)$$

A partir de (3.3) et en posant, à titre d'exemple, $w(t) = \text{sinc}(\pi t/B_w)$ qui est la mise en impulsion d'un fenêtrage fréquentiel rectangulaire, chaque instant du canal de propagation h_{lim} à bande limitée est formé de l'interférence des ondes qui arrivent dans un intervalle de durée $1/B_w$. Les combinaisons de ces ondes peuvent alors conduire à des évanouissements du signal.

Qui plus est, il est intéressant de s'affranchir de la modulation du signal $x(t)$ et de travailler en bande de base, en extrayant l'enveloppe complexe $\gamma_x(t)$ du signal réel $x(t)$ tel que :

$$x(t) = \Re\{\gamma_x(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (3.4)$$

avec f_c la fréquence centrale de la bande considérée. L'équivalent en bande de base h_{eq} du filtre réel h_{lim} peut s'obtenir par deux approches différentes, soit par (3.5), soit par (3.6). Dans (3.5), $\gamma_{h_{\text{lim}}}(t, \tau)$ est l'enveloppe complexe de $h_{\text{lim}}(t, \tau)$, qui est définie de manière similaire à (3.4).

$$h_{\text{eq}}(t, \tau) = \frac{1}{2} \gamma_{h_{\text{lim}}}(t, \tau) \quad (3.5)$$

$$h_{\text{eq}}(t, \tau) = h_{\text{lim}}(t, \tau) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (3.6)$$

Dans la suite de ce document et sauf mention contraire, l'ensemble des signaux sont définis en bande de base. Ainsi, la réponse impulsionnelle du canal est traitée sous sa forme complexe $\gamma_{h_{\text{lim}}}(t, \tau)$, notée simplement $h(t, \tau)$ pour soulager les écritures.

3.2.1.2 Réponse en fréquence

Bien que $h(t, \tau)$ décrive complètement le canal de transmission, il est parfois judicieux de représenter le canal dans le domaine fréquentiel en substituant l'une des variables temporelles par son équivalent dual¹ [67]. Ces couples duaux ainsi introduits sont formés, d'une part, par l'instant t et le décalage de Doppler

1. L'expression duale est obtenue par la transformation de Fourier.

ν ; et, d'autre part, par le retard de propagation τ et la fréquence f . Typiquement, la réponse en fréquence $H(t, f)$ du canal est utilisée comme suit :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(t, f) X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.7)$$

où $X(f)$ est le spectre du signal d'entrée complexe² $x(t)$.

3.2.2 Représentation dans le domaine spatial

3.2.2.1 Réponse spatiale

Il est indéniable que les positions des antennes en émission et en réception, resp. $\mathbf{r}_{\text{Tx}}$ et $\mathbf{r}_{\text{Rx}}$, conditionnent le comportement du canal de propagation [68]. La réponse spatiale $\mathbf{h}(\mathbf{r}_{\text{Rx}}, \mathbf{r}_{\text{Tx}})$ $[3 \times 3]$ exprime cette dépendance en les trois dimensions de l'espace.

3.2.2.2 Réponse bi-directionnelle

Par l'observation du terme de phase de (2.4), il est clair que les domaines décrits par la position et la pulsation spatiale sont duaux. Ainsi, nous introduisons la réponse bi-directionnelle $\mathbf{h}(\boldsymbol{\beta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\beta}_{\text{Tx}})$ $[3 \times 3]$ qui complète la représentation spatiale du canal. Cette dernière offre l'avantage majeur de définir les vecteurs d'onde dans un système de coordonnées local propre à chaque antenne. La connaissance des positions absolues des Tx et Rx, difficilement exploitable, n'est alors plus requise. De plus, si les paramètres associés aux MPCs sont localement homogènes, *i.e.* ils sont identiques dans une zone locale donnée, alors cette réponse peut être simplifiée en $h(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}})$, où seules sont considérées les incidences de départ et d'arrivée des ondes, resp. $\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}} = [\phi_{\text{Tx}}, \theta_{\text{Tx}}]$ et $\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}} = [\phi_{\text{Rx}}, \theta_{\text{Rx}}]$. La relation d'entrée-sortie du canal s'écrit :

$$y(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}) = \frac{1}{4\pi} \int_{\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}} h(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) x(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) d\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}} \quad (3.8)$$

3.2.3 Représentation spatio-temporelle du canal

La réponse impulsionnelle bi-directionnelle $\mathbf{h}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}})$ $[2 \times 2]$ caractérise complètement le canal de propagation dans le temps et dans l'espace. Cette

2. Il s'agit évidemment d'un nouvel abus de notation, qui est consenti pour des raisons de lisibilité, puisque le signal d'entrée complexe s'écrit bien $\gamma_x(t)$ et non pas $x(t)$ comme dans le texte.

réponse est une matrice polarimétrique qui prend en compte des différents couplages en polarisation θ et ϕ du canal. Cette matrice s'écrit :

$$\mathbf{h}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) = \begin{bmatrix} h_{\theta\theta}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) & h_{\theta\phi}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) \\ h_{\phi\theta}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) & h_{\phi\phi}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.3 Représentation du canal de transmission

Alors que la réponse impulsionnelle bi-directionnelle traduit la physique du canal de propagation, la matrice MIMO décrit le canal au niveau du système. Cette matrice intègre les effets liés aux propriétés des antennes et à leur disposition dans les réseaux.

Soit un système MIMO composé de N_{Rx} antennes en réception et de N_{Tx} antennes en émission. La relation entre les signaux émis $\mathbf{s}(t)$ [$N_{\text{Tx}} \times 1$] et les signaux reçus $\mathbf{r}(t)$ [$N_{\text{Rx}} \times 1$] est donnée, à chaque instant, par :

$$\mathbf{r}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{H}(t, \tau) \cdot \mathbf{s}(t - \tau) d\tau + \mathbf{n}(t) \quad (3.10)$$

où $\mathbf{n}(t)$ [$N_{\text{Rx}} \times 1$] modélise le bruit au récepteur. Le canal de transmission MIMO y est représenté par la matrice $\mathbf{H}(t, \tau)$ [$N_{\text{Rx}} \times N_{\text{Tx}}$] qui s'écrit :

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \dots & h_{1N_{\text{Tx}}}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \dots & h_{2N_{\text{Tx}}}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{\text{Rx}}1}(t, \tau) & h_{N_{\text{Rx}}2}(t, \tau) & \dots & h_{N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Cette matrice MIMO est schématisée à la figure 3.3. Chaque élément $h_{ij}(t, \tau)$ de cette matrice est un sous-canal de transmission, qui s'établit entre la j^{e} antenne émettrice et la i^{e} antenne réceptrice. Cette réponse impulsionnelle s'évalue par :

$$h_{ij}(t, \tau) = \frac{1}{(4\pi)^2} \int_{\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}} \int_{\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}} \mathbf{g}_{\text{Rx}}(\tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}})^T * \mathbf{h}_{ij}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) * \mathbf{g}_{\text{Tx}}(\tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}) d\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}} d\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}} \quad (3.12)$$

où les vecteurs $\mathbf{g}_{\text{Tx}}(\tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}})$ [2×1] et $\mathbf{g}_{\text{Rx}}(\tau, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}})$ [2×1] sont les équivalents duaux à (2.8). Ils prennent en compte les éventuelles distorsions des antennes sous l'hypothèse qu'elles soient identiques et sans couplage. T est l'opérateur

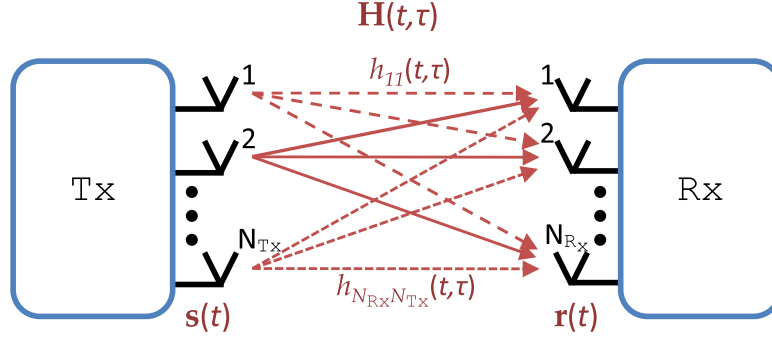


FIGURE 3.3 – Canal de transmission MIMO à N_{Tx} antennes émettrices et à N_{Rx} antennes réceptrices.

de transposée. Quant à $\mathbf{h}_{ij}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{Rx}, \boldsymbol{\vartheta}_{Tx})$ $[2 \times 2]$, il s'agit de la réponse impulsionnelle bi-directionnelle du canal de propagation entre les antennes i et j , présentée en (3.9).

De plus, il peut être utile d'exprimer ces réponses suivant :

$$\mathbf{h}_{ij}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{Rx}, \boldsymbol{\vartheta}_{Tx}) = \mathbf{h}_{\text{ref}}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{Rx}, \boldsymbol{\vartheta}_{Tx}) * \int_{B_w} e^{j\beta_{Tx} \cdot (\mathbf{r}_{Tx}^{(j)} - \mathbf{r}_{Tx}^{(\text{ref})})} e^{-j\beta_{Rx} \cdot (\mathbf{r}_{Rx}^{(i)} - \mathbf{r}_{Rx}^{(\text{ref})})} e^{j2\pi f \tau} df \quad (3.13)$$

où $\mathbf{r}_{Tx}^{(j)}$ et $\mathbf{r}_{Rx}^{(i)}$ sont, respectivement, les positions des antennes en émission et en réception. (3.13) reflète que, dans chaque réseau, les positions relatives des éléments à celle d'une antenne de référence, $\mathbf{r}_{Tx}^{(\text{ref})}$ en émission et $\mathbf{r}_{Rx}^{(\text{ref})}$ en réception, apportent son lot de déphasages qui modifient intrinsèquement le sous-canal de référence $\mathbf{h}_{\text{ref}}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{Rx}, \boldsymbol{\vartheta}_{Tx})$. La figure 3.4 montre ces déphasages pour des réseaux linéaires d'antennes en émission et en réception. Attendu que seules ces positions relatives $\Delta \mathbf{r}_{Tx}^{(j)} = \mathbf{r}_{Tx}^{(j)} - \mathbf{r}_{Tx}^{(\text{ref})}$ et $\Delta \mathbf{r}_{Rx}^{(i)} = \mathbf{r}_{Rx}^{(i)} - \mathbf{r}_{Rx}^{(\text{ref})}$ différencient deux sous-canaux du système, il est intéressant de se référer aux notations suivantes :

$$\mathbf{h}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{Rx}, \boldsymbol{\vartheta}_{Tx}, \Delta \mathbf{r}_{Rx}^{(i)}, \Delta \mathbf{r}_{Tx}^{(j)}) = \mathbf{h}_{ij}(t, \tau, \boldsymbol{\vartheta}_{Rx}, \boldsymbol{\vartheta}_{Tx}) \quad (3.14)$$

$$h(t, \tau, \Delta \mathbf{r}_{Rx}^{(i)}, \Delta \mathbf{r}_{Tx}^{(j)}) = h_{ij}(t, \tau) \quad (3.15)$$

Enfin, il reste à signaler deux précieuses simplifications. La première s'applique quand le canal est statique, c'est-à-dire invariant dans le temps. Dans un tel scénario, la dépendance temporelle peut être ôtée et $\mathbf{H}(t, \tau) = \mathbf{H}(\tau)$. La seconde s'entend quand le canal n'est pas dispersif, ce qui revient à démontrer

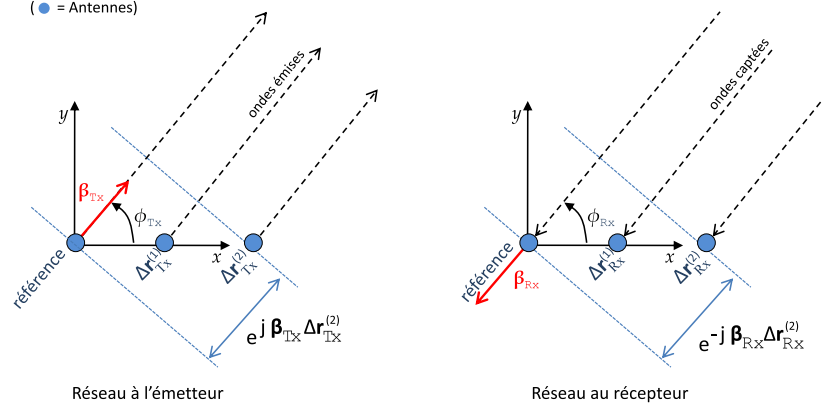


FIGURE 3.4 – Déphasages des ondes émises et captées entre les éléments de réseaux d'antennes linéaires en émission et en réception.

que le canal n'est pas sélectif en fréquence. Si l'égalité $\mathbf{H}(t, \tau) = \mathbf{H}\delta(\tau)$ est rencontrée, alors (3.10) se réduit à :

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) \cdot \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.16)$$

3.4 Caractérisation du canal de transmission

La description réaliste du canal de propagation en environnement complexe requiert l'utilisation de modèles adaptés. Deux grandes approches de caractérisation sont envisagées dans ce travail [69] : les modèles physiques et les modèles analytiques.

Les modèles physiques Dans une configuration du système a priori connue, les propriétés des ondes électromagnétiques et de leurs interactions avec l'environnement sont mises en exergue pour identifier expressément le canal de propagation.

Les modèles analytiques D'un niveau d'abstraction plus élevé, ceux-ci desinent les propriétés statistiques des canaux par des relevés d'essais empiriques. L'idée est ici d'obtenir un comportement stochastique identique à celui du canal de transmission étudié, sans obligatoirement faire référence à la physique des ondes électromagnétiques.

3.5 Modèles physiques

Les modèles physiques s'efforcent de caractériser l'environnement sur base des ondes EM en décrivant la réponse impulsionnelle bi-directionnelle des canaux de propagation. Deux tendances principales parmi les modèles physiques sont généralement identifiées :

1. Les paramètres physiques sont fixés de manière complètement déterministe. Même si certains auteurs proposent des dérivations théoriques, les méthodes numériques suscitent cependant un engouement certain. Les plus répandues sont le tracé de rayons, le lancé de rayons, la méthode des moments, la méthode des éléments finis ainsi que la méthode des différences finies dans le domaine temporel.
2. Les paramètres physiques sont tirés stochastiquement. Une distinction peut être encore établie entre les modèles pour lesquels seule la géométrie de l'environnement est choisie aléatoirement, et ceux où l'ensemble des paramètres répond à une loi de probabilité sans qu'une quelconque structure géométrique soit envisagée.

Dans les prochaines pages, nous nous attarderons à présenter un modèle par clusters aléatoires qui s'inscrit dans cette dernière catégorie. Vu que celui-ci repose sur les notions-clés de chemin de propagation et de cluster, nous commencerons par définir celles-ci.

3.5.1 Définitions

3.5.1.1 Chemin de propagation

En admettant que les ondes EM soient les entités les plus élémentaires du canal de propagation, il est vite constaté qu'aucun estimateur n'est capable d'extraire précisément leurs paramètres à partir de mesures expérimentales. En effet, l'analyse et l'observation-même du canal à partir d'informations finies impliquent des limites en résolution. De ce fait, ces limites condamnent deux ondes, qui sont suffisamment proches, à demeurer indiscernables. La notion de chemin de propagation tient compte de cette constatation.

Un *chemin de propagation* est défini comme la résultante de la superposition d'ondes indiscernables. Puisqu'un chemin de propagation dépend de la capacité du système à identifier deux ondes adjacentes, les attributs d'un chemin de propagation n'ont de sens que dans une configuration du système donnée. Lorsque la résolution est supposée infinitésimale, l'analogie entre le chemin de propagation et la composante multi-trajets est telle que, non seulement celui-ci

a)	b)	Description	Unité
$\alpha_{\theta\theta,l}(f)$	$\alpha_{\theta\theta,c,p}(f)$	Amplitude relative complexe de θ vers θ	1
$\alpha_{\phi\theta,l}(f)$	$\alpha_{\phi\theta,c,p}(f)$	Amplitude relative complexe de θ vers ϕ	1
$\alpha_{\theta\phi,l}(f)$	$\alpha_{\theta\phi,c,p}(f)$	Amplitude relative complexe de ϕ vers θ	1
$\alpha_{\phi\phi,l}(f)$	$\alpha_{\phi\phi,c,p}(f)$	Amplitude relative complexe de ϕ vers ϕ	1
τ_l	$\tau_{c,p}$	Temps de parcours	s
$\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}$	$\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},c,p}$	Directions de départ = $[\phi_{\text{Tx},l} \theta_{\text{Tx},l}]$	
$\theta_{\text{Tx},l}$	$\theta_{\text{Tx},c,p}$	Direction de départ en co-élévation	rad
$\phi_{\text{Tx},l}$	$\phi_{\text{Tx},c,p}$	Direction de départ en azimuth	rad
$\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l}$	$\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},c,p}$	Directions d'arrivée = $[\phi_{\text{Rx},l} \theta_{\text{Rx},l}]$	
$\theta_{\text{Rx},l}$	$\theta_{\text{Rx},c,p}$	Direction d'arrivée en co-élévation	rad
$\phi_{\text{Rx},l}$	$\phi_{\text{Rx},c,p}$	Direction d'arrivée en azimuth	rad
ν_l	$\nu_{c,p}$	Décalage de Doppler	Hz

TABLEAU 3.1 – Paramètres des chemins de propagation. a) Paramètres du l^{e} chemin. b) Paramètres du c^{e} chemin du p^{e} cluster.

s'approprie sa paramétrisation, mais il lui emprunte jusqu'à son appellation. Ainsi, l'expression générale de la réponse en fréquence du k^{e} MPC, *i.e.* chemin de propagation, s'écrit :

$$\mathbf{H}_l(t, f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}}, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}) = \begin{bmatrix} \alpha_{\theta\theta,l}(f) & \alpha_{\phi\theta,l}(f) \\ \alpha_{\phi\theta,l}(f) & \alpha_{\phi\phi,l}(f) \end{bmatrix} e^{j2\pi\nu_l t} e^{-j2\pi\tau_l f} \delta(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}} - \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l}) \delta(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx}} - \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}) \quad (3.17)$$

Les paramètres qui interviennent dans (3.17) sont référencés au tableau 3.1. Ces paramètres peuvent être concaténés en un vecteur des paramètres $\boldsymbol{\theta}_l$ tel que :

$$\boldsymbol{\theta}_l = [\boldsymbol{\mu}_l \alpha_{\theta\theta,l}(f) \alpha_{\phi\theta,l}(f) \alpha_{\theta\phi,l}(f) \alpha_{\phi\phi,l}(f)] \quad (3.18)$$

$$\boldsymbol{\mu}_l = [\tau_l \phi_{\text{Rx},l} \theta_{\text{Rx},l} \phi_{\text{Tx},l} \theta_{\text{Tx},l} \nu_l] \quad (3.19)$$

où $\boldsymbol{\mu}_l$ définit les paramètres structuraux du chemin de propagation. Ils sont liés au caractère optique de la propagation.

Du point de vue du système, la contribution $H_{ij,l}(t, f)$ de ce l^{e} chemin de propagation de l'antenne j à l'antenne i se déduit d'une manière identique à celle de la section 3.3. Il est obtenu :

$$H_{ij,l}(t, f) = \mathbf{G}_{\mathbf{R}\mathbf{x}}^{(i)}(f, \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{R}\mathbf{x},l})^T \cdot \mathbf{H}_l(t, f, \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{R}\mathbf{x},l}, \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{T}\mathbf{x},l}) \cdot \mathbf{G}_{\mathbf{T}\mathbf{x}}^{(j)}(f, \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{T}\mathbf{x},l}) \\ e^{j\beta \mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{T}\mathbf{x},l}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\mathbf{T}\mathbf{x}}^{(j)}} e^{j\beta \mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{R}\mathbf{x},l}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\mathbf{R}\mathbf{x}}^{(i)}} \quad (3.20)$$

où $\mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta})$ est un vecteur radial de la zone locale, qui est normalisé et orienté vers $\boldsymbol{\vartheta}$.

3.5.1.2 Clusters

Caractériser directement l'ensemble des MPCs est irréalisable, le lot d'informations et les concepts en jeu étant trop complexes à appréhender. Il est en conséquence légitime de synthétiser cette connaissance par l'émergence de sous-ensembles par lesquels les MPCs peuvent être définis. Ces classes macroscopiques sont baptisées *clusters*, et l'opération qui classe les MPCs est le *clustering*.

Les questions sur la définition des clusters et sur leur existence-même sont sujettes à de nombreuses controverses. Dans [70], l'auteur en résume toute la problématique. Quoiqu'il en soit, lors de toute interprétation des résultats, il est primordial de rester attentif à la définition utilisée, qui peut être :

- Un cluster est formé des MPCs qui interagissent strictement avec les mêmes objets du milieu de propagation,
- Les paramètres MPCs d'un même cluster partagent des distributions identiques. Du point de vue physique, l'explication logique est que les MPCs sont confrontés à des mécanismes communs de diffraction, diffusion ou réflexion diffuse. Cependant, les réflexions spéculaires peuvent également conduire à l'apparition de clusters, par exemple, lorsqu'elles sont co-localisées sur des objets lointains, ou tandis qu'elles ont lieu dans un environnement confiné. A travers de tels scénarios, deux MPCs peuvent avoir des caractéristiques communes et être rassemblés dans le même cluster.
- Un cluster définit des MPCs dont les comportements à large échelle sont similaires entre eux et distincts avec les MPCs d'un autre cluster,
- La définition d'un cluster peut être induite par la technique de clustering, elle-même. C'est cette dernière définition qui sera exploitée dans notre travail.

3.5.2 Modèles par clusters aléatoires

3.5.2.1 Formulation

En toute généralité, la réponse en fréquence d'un modèle par clusters $\mathbf{H}(t, f, \boldsymbol{\theta})$ met en jeu une double contribution. D'abord, nous obtenons une composante discrète qui représente l'ensemble des MPCs regroupés en N_{clu} clusters. Ensuite, nous retrouvons une composante diffuse. Celle-ci se justifie, d'une part, par l'ensemble des MPCs non-résolus et, d'autre part, par les discordances entre le modèle et la mesure d'un canal de propagation. Par conséquent, cette composante diffuse sera d'autant plus significative avec une estimation des MPCs approximative et grossière.

Mathématiquement, chaque élément de cette matrice MIMO s'écrit :

$$H_{ij}(t, f, \boldsymbol{\theta}) = \underbrace{\sum_{c=1}^{N_{\text{clu}}} H_{ij,c}(t, f, \boldsymbol{\theta}_c)}_{\text{discret}} + \underbrace{H_{ij,\text{diffus}}(t, f, \boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}})}_{\text{diffus}} \quad (3.21)$$

Le set de paramètres $\boldsymbol{\theta} = [N_{\text{clu}} \{\boldsymbol{\theta}_c\} \boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}]$ décrit complètement le modèle. Dans (3.21), $H_{ij,c}(t, f, \boldsymbol{\theta}_c)$ représente la réponse en fréquence du cluster c , qui est associé au set de paramètres $\boldsymbol{\theta}_c$. A son tour, chaque $H_{ij,c}(t, f, \boldsymbol{\theta}_c)$ peut être exprimé par la somme des contributions des $N_{c,\text{MPC}}$ MPCs qui le composent. En reprenant (3.17) et en identifiant le l^{e} MPC comme étant le p^{e} MPC du c^{e} cluster, ou $\boldsymbol{\theta}_l = \boldsymbol{\theta}_{c,p}$, cette décomposition se formule par :

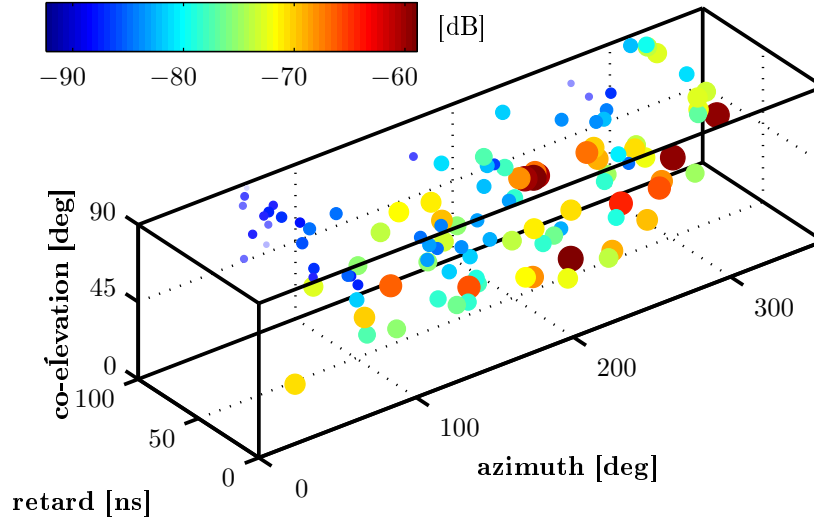
$$H_{ij,c}(t, f, \boldsymbol{\theta}_c) = \sum_{p=1}^{N_{c,\text{MPC}}} H_{ij,c,p}(t, f, \boldsymbol{\theta}_{c,p}) \quad (3.22)$$

où $H_{ij,c,p}(t, f, \boldsymbol{\theta}_{c,p})$ est la réponse en fréquence du MPC défini par les paramètres $\boldsymbol{\theta}_{c,p}$.

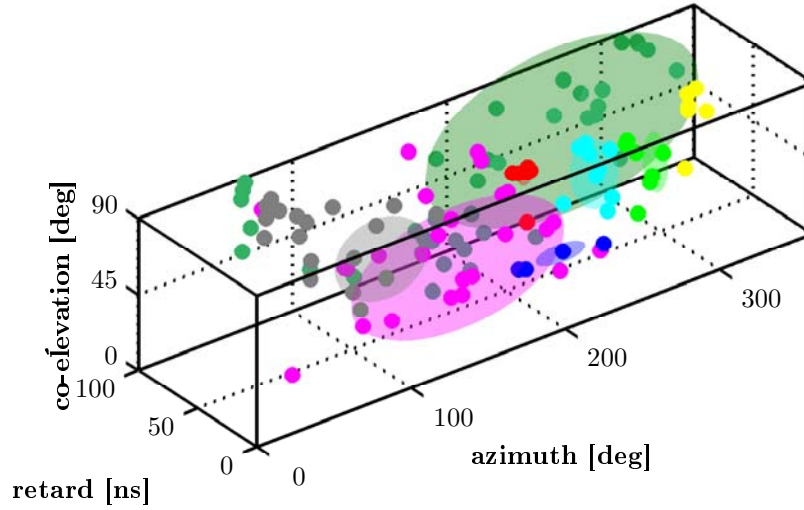
3.5.2.2 Paramètres du modèle

Paramètres $\boldsymbol{\theta}_{c,p}$ d'une MPC Ils sont détaillés dans la seconde colonne du tableau 3.1.

Paramètres $\boldsymbol{\theta}_c$ d'un cluster Le tableau 3.2 reprend l'ensemble des paramètres décrivant un cluster. Nous distinguons sa puissance, ses paramètres structurels et le nombre de MPCs.



(a) Identification des MPCs



(b) Identification des clusters

FIGURE 3.5 – Exemple d'extraction des MPCs et de clustering pour un canal établi entre deux antennes posées sur le corps. Les paramètres angulaires correspondent aux directions d'arrivée des MPCs. Ces résultats sont tirés de la campagne de mesures G, décrite à la page 83.

Symbole	Description	Unité
$\bar{\tau}_c$	Moyenne sur le temps de parcours	s
$\bar{\theta}_{\text{T}\mathbf{x},c}$	Moyenne sur l'incidence de départ en co-élévation	rad
$\bar{\phi}_{\text{T}\mathbf{x},c}$	Moyenne sur l'incidence de départ en azimuth	rad
$\bar{\theta}_{\text{R}\mathbf{x},c}$	Moyenne sur l'incidence d'arrivée en co-élévation	rad
$\bar{\phi}_{\text{R}\mathbf{x},c}$	Moyenne sur l'incidence d'arrivée en azimuth	rad
$\bar{\nu}_c$	Moyenne sur le décalage de Doppler	Hz
σ_{τ_c}	Étalement du temps de parcours	s
$\sigma_{\theta_{\text{T}\mathbf{x},c}}$	Étalement de l'incidence de départ en co-élévation	rad
$\sigma_{\phi_{\text{T}\mathbf{x},c}}$	Étalement de l'incidence de départ en azimuth	rad
$\sigma_{\theta_{\text{R}\mathbf{x},c}}$	Étalement de l'incidence d'arrivée en co-élévation	rad
$\sigma_{\phi_{\text{R}\mathbf{x},c}}$	Étalement de l'incidence d'arrivée en azimuth	rad
σ_{ν_c}	Étalement du décalage de Doppler	Hz
P_c	Puissance (relative) du cluster	dB
$N_{c,\text{MPC}}$	Nombre de MPCs	1

TABLEAU 3.2 – Paramètres des clusters.

La puissance P_c du cluster c est obtenue par :

$$P_c = \sum_{p=1}^{N_{c,\text{MPC}}} \frac{1}{B_w} \underbrace{\int_{B_w} (|\alpha_{\theta\theta,c,p}(f)|^2 + |\alpha_{\phi\theta,c,p}(f)|^2 + |\alpha_{\theta\phi,c,p}(f)|^2 + |\alpha_{\phi\phi,c,p}(f)|^2) df}_{\text{puissance d'un MPC}} \quad (3.23)$$

Les paramètres structurels des MPCs sont représentés en termes de leur statistique du premier ordre pondérée par la puissance respective des MPCs. Chaque paramètre est alors décrit par sa moyenne et par son étalement.

3.5.2.3 Caractère aléatoire du modèle

La dimension stochastique du modèle est apportée par l'idée que $\boldsymbol{\theta}$ est une réalisation de la variable aléatoire $\boldsymbol{\Theta}$ associée à une densité de probabilité multidimensionnelle $p_{\boldsymbol{\Theta}}$. Toute la difficulté du modèle consiste alors à caractériser cette fonction. Plusieurs approches sont proposées.

Distributions marginales La première méthode décompose $p_{\boldsymbol{\Theta}}$ en un ensemble de lois de probabilité décorréliées. Les paramètres sont ainsi modélisés indépendamment par leur densité de probabilité marginale respective. Cette analyse univariée présente l'avantage d'être simple et directe pour l'estimation et l'implémentation des modèles. Afin de maximiser l'entropie, la distribution

gaussienne est conseillée, et la modélisation se résume, dès lors, à déterminer la moyenne et l'écart-type de chacun des paramètres, *i.e.* leur statistique du premier ordre.

Distributions corrélées Cette seconde méthode repose sur l'évidence qu'il existe des dépendances entre les différents paramètres du cluster. Intuitivement, nous nous attendons, par exemple, à constater que la puissance du cluster diminue avec son temps de parcours, ou que les étalements angulaires sont corrélés. Une première étape consiste à analyser la statistique du deuxième ordre, par la matrice de corrélation $\mathbf{R}_\Theta$.

De manière générale, le $(i, j)^e$ coefficient de la matrice de covariance $\mathbf{C}_\mathbf{X}$ compare les i^e et j^e élément d'un vecteur de variables $\mathbf{X}$, respectivement, X_i et X_j , grâce à la relation :

$$C_{\mathbf{X},ij} = \mathcal{E} \left\{ (X_i - \mathcal{E} \{X_i\}) (X_j - \mathcal{E} \{X_j\})^H \right\} \quad (3.24)$$

La matrice de corrélation $\mathbf{R}_\mathbf{X}$ est dérivée de cette matrice de covariance en normalisant chaque élément par leur puissance respective. Nous obtenons ainsi :

$$\rho_{\mathbf{X},ij} = \frac{C_{\mathbf{X},ij}}{\sqrt{\mathcal{E} \left\{ (X_i - \mathcal{E} \{X_i\})^2 \right\} \mathcal{E} \left\{ (X_j - \mathcal{E} \{X_j\})^2 \right\}}} \quad (3.25)$$

où $\mathcal{E} \{.\}$ est l'opérateur d'espérance mathématique et H est l'opérateur hermitien. Cette matrice est symétrique et elle présente une diagonale principale unitaire. Les coefficients sont compris dans l'intervalle $[-1, 1]$. Des valeurs proches de 0 signifient une décorrélation importante, alors que des valeurs proches de 1 (ou -1) indiquent une forte corrélation positive (ou négative).

Quand les variables de Θ sont corrélées, plusieurs remarques s'imposent. Premièrement, la complexité du modèle peut être réduite en décrivant les paramètres par des distributions gaussiennes corrélées. La loi de densité de cette distribution s'écrit alors :

$$p_\Theta(\theta) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{D_\Theta} \det(\mathbf{C}_\Theta)}} e^{-\frac{1}{2}(\theta - \mathcal{E}\{\Theta\})^T \cdot \mathbf{C}_\Theta^{-1} \cdot (\theta - \mathcal{E}\{\Theta\})} \quad (3.26)$$

où $\det(\mathbf{C}_{\Theta})$ est le déterminant de la matrice de covariance $\mathbf{C}_{\Theta}$ tandis que D_{Θ} est le nombre de variables.

Ensuite, il est fréquent que les paramètres n'aient qu'une corrélation significative qu'avec un sous-ensemble de Θ . Une approche sélective peut alors être exercée en partitionnant p_{Θ} en lois de probabilité indépendantes.

Enfin, une méthode prédictive peut également être appliquée pour affiner la description des paramètres (en diminuant la variance) ou pour réduire la complexité du modèle. Il est alors primordial d'avoir recours à une sélection rigoureuse des prédicteurs, qui sont obtenus par la méthode descriptive.

3.5.3 Représentation des paramètres des clusters

La représentation des paramètres du cluster peut apporter une aide précieuse à la compréhension et à l'interprétation des mécanismes en jeu. Une représentation notamment employée est la représentation en ellipsoïdes. Les paramètres structurels des clusters sont reproduits sous la forme d'ellipsoïdes multi-dimensionnels, dont les centroïdes et les rayons sont définis, respectivement, par les moyennes et les étalements de ces paramètres. Vu le caractère multi-dimensionnel des ellipsoïdes, seules deux (resp. trois) dimensions sont en pratique dessinées par leur projection sur un plan (resp. dans l'espace). A titre d'exemple, la figure 3.5 illustre ce concept en décrivant les angles d'incidence en azimut et co-élévation d'après le temps de parcours de clusters obtenus lors d'une de nos mesures expérimentales.

3.6 Modèles analytiques

Le recours aux modèles analytiques part du principe que l'essentiel de l'étude doit se porter non pas sur le phénomène à proprement parlé, mais bien sur l'observable du phénomène. En l'occurrence, il consiste à déterminer les propriétés du canal MIMO du point de vue mathématique, sans pour autant expliciter la propagation des ondes. Parmi les modèles analytiques, les plus populaires sont certainement les modèles stochastiques à base de corrélation. Il en vient alors à relever la statistique du canal sur base d'un ensemble d'échantillons extraits adéquatement des domaines temporels, fréquentiels ou spatiaux. La modélisation est généralement construite en deux étapes, dans un premier temps, par l'analyse de sa fluctuation à grande échelle, ou *large-scale fading*, du signal, et, dans un second temps, par l'examen de ses évanouissements à courte échelle, ou *small-scale fading*. Pour ce point-ci, nous introduirons la matière pour des canaux en bande étroite, i.e qui ne sont pas dispersifs, puis nous

développerons les expressions pour des canaux à large bande et à ultra-large bande.

3.6.1 Large-scale fading

Le *large-scale fading* met en évidence les variations de la puissance moyenne du signal dues aux pertes par atténuation ou aux mécanismes de masquage. Le rapport entre la puissance émise P_{Tx} et la puissance reçue P_{Rx} est généralement présenté comme la fonction $\mathcal{L}$ d'un facteur macroscopique comme la fréquence ou la distance d entre le Tx et Rx. Il peut s'écrire :

$$\mathcal{L}(d, f) = \frac{P_{\text{Tx}}(f)}{\mathcal{E}\{P_{\text{Rx}}(d, f)\}} \quad (3.27)$$

ou, en supprimant la dépendance fréquentielle, :

$$\mathcal{L}(d) = \frac{1}{B_w} \int_{B_w} \mathcal{L}(d, f) df \quad (3.28)$$

L'espérance y est évaluée sur les échantillons établis dans le temps et dans une zone de quelques longueurs d'ondes centrée sur d . Informellement, l'intégration dans (3.28) peut s'interpréter comme une extension de la portée de l'espérance au domaine fréquentiel.

La littérature présente une variété de modèles pour décrire les comportements de ce rapport [64, 71]. Toutefois, un modèle récurrent est la loi de *pathloss*, exprimée dans l'échelle logarithmique en dB suivant :

$$\mathcal{L}_{\text{dB}}(d, f) = \mathcal{L}_{\text{dB}}(d_0, f_0) + 10 n_f \log_{10}\left(\frac{f}{f_0}\right) + 10 n_d \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.29)$$

ou également :

$$\mathcal{L}_{\text{dB}}(d) = \mathcal{L}_{\text{dB}}(d_0) + 10 n_d \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.30)$$

où n_f et n_d sont les exposants du *pathloss*, respectivement en fréquence et en distance. f_0 et d_0 correspondent à une fréquence et à une distance arbitraire de référence. Ces modèles sont parfois complétés par l'addition d'une variable lognormale pour tenir compte des résidus du modèle. Cette variable manifeste les effets du *shadowing*, qui sont des variations dues à la présence d'obstacles.

3.6.2 Small-scale fading en bande étroite

Les variations rapides en phase des ondes créent un motif d'interférence particulier dans toute zone locale, qui est suffisamment étroite pour que les

effets du *large-scale fading* soient négligeables. Cette zone locale s'étend généralement sur une dizaine de longueurs d'onde. Ces interférences engendrent de larges variations de l'amplitude du signal qui peut même s'évanouir si les ondes s'additionnent destructivement.

3.6.2.1 Matrices de variables aléatoires gaussiennes complexes

De nombreux modèles en bande étroite présentent des coefficients matriciels décrits à partir de distributions gaussiennes complexes multidimensionnelles. En effet, le théorème central limite montre que, sous certaines hypothèses, la somme d'un nombre suffisant de variables aléatoires indépendantes tend vers une distribution gaussienne. Ce théorème est applicable aux parties réelles et imaginaires de la contribution non-cohérente $\mathbf{H}_{nc}$ du canal, qui résulte de l'interaction de nombreuses ondes indépendantes. Il en découle que les modules des coefficients de $\mathbf{H}_{nc}$ suivent une distribution de Rayleigh, et que leurs phases sont distribuées uniformément entre $(0, 2\pi]$.

La distribution de Rayleigh suit une loi de probabilité donnée par :

$$p(x|\sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (3.31)$$

où σ est le paramètre de la distribution de Rayleigh. La puissance du canal est donnée par $2\sigma^2$.

Les $N_{Rx}N_{Tx}$ coefficients de $\mathbf{H}_{nc}$ sont alors distribués selon :

$$p(\text{vec}(\mathbf{H}_{nc})) = \frac{1}{\pi^{N_{Rx}N_{Tx}} \det(\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{nc}})} e^{-\text{vec}(\mathbf{H}_{nc})^\# \cdot \mathbf{C}_{\mathbf{H}_{nc}}^{-1} \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_{nc})} \quad (3.32)$$

avec

$$\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{nc}} = \mathcal{E}\{\text{vec}(\mathbf{H}_{nc}) \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_{nc})^\#\} \quad (3.33)$$

où $\text{vec}(\cdot)$ est l'opérateur qui convertit une matrice en vecteur colonne³.

$\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{nc}}$ est la matrice de covariance qui décrit les caractéristiques statistiques spatiales. Elle contient les corrélations entre tous les sous-canaux. La matrice $\mathbf{H}_{nc}$ avec la corrélation $\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{nc}}$ peut être générée à partir d'une matrice de Rayleigh non corrélée $\mathbf{H}_w$ d'après :

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{nc}) = \mathbf{C}_{\mathbf{H}_{nc}}^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (3.34)$$

3. La concaténation des éléments est réalisée colonne par colonne.

avec $\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\text{nc}}} = \mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\text{nc}}}^{1/2} \cdot \left(\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\text{nc}}}^{1/2} \right)^{\text{H}}$. Cette dernière relation peut s'obtenir à partir d'une décomposition de Choleski, d'une diagonalisation par décomposition en valeurs propres ou en valeurs singulières. Remarquons que si les sous-canaux sont décorrélés et présentent la même puissance moyenne, la matrice de corrélation se réduit à une matrice unité, *i.e.* $\mathbf{C}_{\mathbf{H}_{\text{nc}}} = \mathbf{I}_{N_{\text{rx}}N_{\text{tx}}}$, et la matrice générée correspond au cas non corrélé, *i.e.* $\mathbf{H}_{\text{nc}} = \mathbf{H}_w$. Les sous-canaux sont alors dits indépendants et identiquement distribués.

Certains scénarios font également apparaître une contribution cohérente $\mathbf{H}_c$ du canal. Celle-ci s'explique par l'existence de mécanismes de propagation qui restent statistiquement invariants sur l'ensemble des réalisations. Lorsque ces mécanismes sont dominants, *e.g.* une ligne de vue directe entre le Tx et le Rx, les amplitudes des sous-canaux suivent alors une distribution de Rice.

La loi de probabilité de la distribution de Rice est :

$$p(x|s, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{x s}{\sigma^2}\right) \quad (3.35)$$

où s et σ sont les paramètres de la distribution de Rice, et I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0. Constatons que cette distribution se réduit à une distribution de Rayleigh si $s = 0$. La puissance du canal est donnée par $s^2 + 2\sigma^2$. A partir du rapport entre la puissance cohérente s^2 et la puissance non-cohérente $2\sigma^2$, le facteur de Rice K est couramment extrait :

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (3.36)$$

La modélisation de $\mathbf{H}_c$ consiste en une matrice dont les amplitudes sont identiques, mais dont les phases sont différentes. Usuellement, les parties réelle et imaginaire de $\mathbf{H}_c$ sont obtenues à partir de $\mathcal{N}(0, \frac{1}{\sqrt{2}}\mathbf{I}_{N_{\text{rx}}N_{\text{tx}}})$. Toutefois, ces phases dépendent fortement de la configuration des réseaux d'antennes et des directions d'arrivée et de départ des composantes dominantes.

Enfin, le canal est caractérisé par ses contributions cohérentes et non-cohérentes en utilisant l'expression suivante [72] :

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}}\mathbf{H}_c + \sqrt{\frac{1}{1+K}}\mathbf{H}_{\text{nc}} \quad (3.37)$$

Par souci de clarté de l'exposé, nous nous intéresserons à la modélisation de la matrice de covariance $\mathbf{C}_{\mathbf{H}}$ en considérant le canal uniquement non-cohérent, c-à-d $K = 0$.

3.6.2.2 Modèle de Kronecker

Le modèle de Kronecker consiste à analyser de manière disjointe les covariances spatiales⁴ à l'émetteur $\mathbf{C}_{\text{Tx}}$ et au récepteur $\mathbf{C}_{\text{Rx}}$ telles que :

$$\mathbf{C}_{\text{Tx}} = \mathcal{E}\{\mathbf{H}^{\text{H}} \cdot \mathbf{H}\} \quad (3.38)$$

$$\mathbf{C}_{\text{Rx}} = \mathcal{E}\{\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^{\text{H}}\} \quad (3.39)$$

et innove en définissant la matrice de covariance selon :

$$\mathbf{C}_{\text{H}} = \mathbf{C}_{\text{Tx}} \otimes \mathbf{C}_{\text{Rx}} \quad (3.40)$$

où $\otimes$ est le produit de Kronecker.

La matrice de canal est alors obtenue par :

$$\mathbf{H} = \mathbf{C}_{\text{Rx}}^{1/2} \cdot \mathbf{H}_w \cdot \mathbf{C}_{\text{Tx}}^{1/2} \quad (3.41)$$

L'avantage de ce modèle est de réduire le nombre de coefficients estimés à $(N_{\text{Rx}}^2 + N_{\text{Tx}}^2)$ au lieu de $(N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}})^2$, mais il requiert l'absence de couplage entre les spectres angulaires en émission et réception du canal. Cette condition devient fort contraignante lorsque les sous-canaux mettent en jeu des mécanismes de propagation dominants. Remarquons que si un système SIMO ($N_{\text{Tx}} = 1$) (resp. un système MISO ($N_{\text{Rx}} = 1$)) est envisagé, alors la matrice $\mathbf{C}_{\text{Tx}}$ (resp. $\mathbf{C}_{\text{Rx}}$) se réduit à un simple scalaire et $\mathbf{C}_{\text{H}} = \mathbf{C}_{\text{Rx}}$ (resp. $\mathbf{C}_{\text{H}} = \mathbf{C}_{\text{Tx}}$).

3.6.2.3 Interprétation de la corrélation spatiale

Soit l'équivalent dual fréquentiel de (3.15), qui est nommé $H(t, f, \Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)}, \Delta \mathbf{r}_{\text{Tx}}^{(j)})$. En substituant (3.13) dans (3.12), il est mis en évidence les déphasages des sous-canaux par rapport au canal de référence $H_{\text{ref}}(t, f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}})$. Dans un souci de clarté, ce dernier ne sera directionnel qu'en réception. Il est donc obtenu :

$$H(t, f, \Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)}, \Delta \mathbf{r}_{\text{Tx}}^{(j)}) = \frac{1}{4\pi} \int_{\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}} H_{\text{ref}}(t, f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}}) e^{j\boldsymbol{\beta}_{\text{Tx}} \cdot \Delta \mathbf{r}_{\text{Tx}}^{(j)}} e^{-j\boldsymbol{\beta}_{\text{Rx}} \cdot \Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)}} d\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx}} \quad (3.42)$$

Soit un système SIMO doté d'antennes omnidirectionnelles. Si le canal est statique est que les ondes planes ne se propagent que dans le plan azimutal,

4. ou les corrélations spatiales si le canal est normalisé par la racine carrée de la puissance moyenne dans la zone locale.

(3.42) devient alors :

$$H(f, \Delta \mathbf{r}_{\mathbf{rx}}^{(i)}) = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi_{\mathbf{rx}}} H_{\text{ref}}(f, \phi_{\mathbf{rx}}) e^{j\beta_{\mathbf{rx}} \mathbf{1}_r(\phi_{\mathbf{rx}}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\mathbf{rx}}^{(i)}} d\phi_{\mathbf{rx}} \quad (3.43)$$

Dans (3.43), la dépendance spatiale $\Delta \mathbf{r}_{\mathbf{rx}}^{(j)}$ et la dépendance temporelle t sont omises pour simplifier les expressions.

La corrélation spatiale $R(f)$ de la fonction de transfert entre deux positionnements voisins, $\Delta \mathbf{r}_{\mathbf{rx}}^{(1)} = \Delta \mathbf{r}_0$ et $\Delta \mathbf{r}_{\mathbf{rx}}^{(2)} = \Delta \mathbf{r}_0 + \Delta \mathbf{r}$, vaut :

$$R(f) = \mathcal{E} \{ H(f, \Delta \mathbf{r}_0) H^*(f, \Delta \mathbf{r}_0 + \Delta \mathbf{r}) \} \quad (3.44)$$

$$R(f) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{\phi_1} \int_{\phi_2} \mathcal{E} \{ H_{\text{ref}}(f, \phi_1) H_{\text{ref}}^*(f, \phi_2) \} e^{j\beta_{\mathbf{rx}} \mathbf{1}_r(\phi_1) \cdot \Delta \mathbf{r}_0} e^{j\beta_{\mathbf{rx}} \mathbf{1}_r(\phi_2) \cdot (\Delta \mathbf{r}_0 + \Delta \mathbf{r})} d\phi_1 d\phi_2 \quad (3.45)$$

Sous l'hypothèse d'*uncorrelated scattering* en direction, il est déduit :

$$\mathcal{E} \{ H_{\text{ref}}(f, \phi_1) H_{\text{ref}}^*(f, \phi_2) \} = 2\pi S(f, \phi_1) \delta(\phi_1 - \phi_2) \quad (3.46)$$

où $(.)^*$ est l'opérateur complexe conjugué. Dans (3.46), la fonction S est le spectre angulaire des MPCs. De manière générale, elle définit la puissance moyenne dans la zone locale depuis la direction $\vartheta_{\mathbf{rx}}$ pour toute fréquence f . Combinée à (3.46), (3.45) se reformule alors :

$$R(f) = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi_{\mathbf{rx}}} S(f, \phi_{\mathbf{rx}}) e^{j\beta_{\mathbf{rx}} \mathbf{1}_r(\phi_{\mathbf{rx}}) \cdot \Delta \mathbf{r}} d\phi_{\mathbf{rx}} \quad (3.47)$$

dont le résultat dépend de l'espacement $\|\Delta \mathbf{r}\| = \Delta r$ entre les antennes. Et donc, $R(f)$ peut être étendu à $R(f, \Delta r)$.

Cette relation dévoile le lien intime qui existe entre la corrélation spatiale et le spectre angulaire de la zone locale. Le spectre angulaire possède une interprétation physique simple et intuitive, puisqu'elle exprime comment les ondes sont émises ou captées dans la zone locale.

Deux résultats élémentaires sont à retenir. Le premier concerne le cas où une seule onde incidente est considérée. Quelle que soit la valeur de Δr , la corrélation vaut toujours 1. Le second découle du modèle de Clarke, où une infinité d'ondes sont uniformément réparties autour du réseau d'antennes [73].

En deux dimensions, la corrélation converge vers une fonction de Bessel d'ordre 0, J_0 :

$$R(f, \Delta r) = J_0(\beta_{\text{rx}} \Delta r) \quad (3.48)$$

Cette fonction s'annule pour $\Delta r = 0.38\lambda$. Cette distance est fondamentale puisqu'elle permet d'estimer dans quelle mesure deux antennes sont corrélées ou non entre elles et de rendre une idée concrète sur la distance de cohérence du canal. L'équivalent tri-dimensionnel du modèle de Clarke situe, quant à lui, la décorrélation à $\Delta r = 0.5\lambda$.

3.6.3 Small-scale fading en large bande

Cette fois-ci, nous focalisons notre attention sur un canal sélectif en fréquence, ou dualement, dispersif en retard.

3.6.3.1 Tapped delay line

Une représentation classique de la réponse impulsionnelle d'un canal est la *tapped delay line*, TDL. La TDL est composée de N_τ taps et s'écrit comme :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^{N_\tau} \beta_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (3.49)$$

où β_k et τ_k sont, respectivement, l'amplitude complexe et le retard du k^{e} tap. Deux justifications peuvent appuyer la validité de ce modèle. D'abord, tout système en communication sans fil est limité en bande passante. Ainsi, sous les hypothèses des théorèmes de Shannon et de Nyquist, la réponse impulsionnelle continue $h(t, \tau)$ peut être complètement reconstituée à partir de son équivalent échantillonné $h(t, nT)$, cadencé à $\Delta\tau = 1/B_w$. Mathématiquement, il est obtenu :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(t, k\Delta\tau) \text{sinc}\left(\frac{t - k\Delta\tau}{\Delta\tau}\right) \quad (3.50)$$

$$= \text{sinc}\left(\frac{t}{\Delta\tau}\right) * \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(t, k\Delta\tau) \delta(t - k\Delta\tau) \quad (3.51)$$

Dans (3.51), si $\tau_k = k\Delta\tau$, la TDL apparaît comme le train de Dirac de la version discrétisée du canal.

Ensuite, il est fréquent que les appareils de mesure ne puissent délivrer qu'une version spectrale discrète du canal, en l'occurrence, la réponse en fréquence pour l'analyseur de réseau vectoriel. Ici, la transformée inverse de Fourier discrète, ou *inverse Discrete Fourier transform* (iDFT), permet d'obtenir la

réponse impulsionnelle discrète correspondante, qui peut être, elle aussi, reliée à une TDL par la théorie de l'échantillonnage.

3.6.3.2 Formulation vectorielle d'un canal à large bande

En considérant $\tau_k = k\Delta\tau$ et N_τ taps, la TDL peut s'écrire sous forme d'un vecteur colonne $\mathbf{h}$ $[N_\tau \times 1]$ par la concaténation de ses amplitudes complexes telles que :

$$\mathbf{h}(t) = [\beta_1(t) \beta_2(t) \dots \beta_{N_\tau}(t)]^T \quad (3.52)$$

Ainsi, la matrice MIMO exprimée en (3.11) peut être étendue en une matrice spatio-temporelle telle que son coefficient $h_{ijk}(t)$ représente le sous-canal $h_{ij}(t, \tau)$ en $(k\Delta\tau)$ entre la j^e antenne émettrice et la i^e antenne réceptrice.

3.6.3.3 Power Delay Profile

Avant de s'attaquer aux distributions des taps de la réponse impulsionnelle, il est souvent utile de les normaliser individuellement en puissance. La fonction $P(\tau)$, qui décrit l'évolution en τ de la puissance moyenne, est le *power delay profile* (PDP) de la réponse impulsionnelle. Il s'obtient par :

$$P(\tau) = \mathcal{E}\{|h_{ij}(t, \tau)|^2\} \quad (3.53)$$

avec une espérance qui s'évalue dans le temps et dans l'espace, pour autant que le canal y soit stationnaire au sens large.

Afin de caractériser ce PDP, de nombreux modèles font référence à son moment du second ordre normalisé, appelé *RMS delay spread* σ_τ . Celui-ci est calculé à partir de la puissance totale P_τ et du retard moyen τ_m du canal par (3.54).

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{P_\tau} \int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) \tau^2 d\tau - \tau_m^2}. \quad (3.54)$$

avec

$$\tau_m = \frac{1}{P_\tau} \int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) \tau d\tau \quad (3.55)$$

et

$$P_\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau \quad (3.56)$$

Le PDP est donc une fonction définie $\forall \tau \geq 0$.
comme origine des retards ($\tau = 0$).

Tant que les taps témoignent d'une interférence de mécanismes suffisamment diffus, le PDP peut être approché par une exponentielle décroissante⁵.

$$P(\tau) = \begin{cases} P_0 e^{-\tau/\sigma_\tau} & \text{pour } \tau > 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.57)$$

Néanmoins, quand la résolution $\Delta\tau$ devient suffisamment fine, des clusters temporels apparaissent, et le PDP s'identifie alors comme la résultante de la contribution de chacun de ces clusters. C'est l'approche proposée par Saleh et Valenzuela, qui ont notamment caractérisé ces clusters par une atténuation exponentielle de leur puissance [74].

3.6.3.4 Modèle spatio-temporel sans corrélation en retard

Si les taps de la réponse impulsionnelle sont décorrélés entre eux, il est alors possible d'évaluer leurs propriétés statistiques séparément. Les modèles en bande étroite peuvent être directement mis à profit, en définissant une matrice MIMO $\mathbf{H}_k$ pour chaque tap k de la réponse impulsionnelle.

A titre d'exemple, le modèle de Kronecker devient :

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{C}_{\mathbf{R}\mathbf{x},k}^{1/2} \cdot \mathbf{H}_w \cdot \mathbf{C}_{\mathbf{T}\mathbf{x},k}^{1/2} \quad (3.58)$$

où $\mathbf{C}_{\mathbf{R}\mathbf{x},k}$ et $\mathbf{C}_{\mathbf{T}\mathbf{x},k}$ sont les corrélations spatiales au Rx et au Tx du k^e tap.

3.6.4 Small-scale fading en ultra-large bande

Notre apport à la littérature est d'avoir proposé un modèle spatio-temporel. Celui-ci identifie les canaux de transmission à des tapped delay lines, dont les taps sont corrélés non seulement selon la dimension spatiale, mais aussi selon la dimension du retard. L'apparition de la corrélation en retard est une conséquence directe d'une plus fine discrétisation de cette dimension temporelle grâce aux très larges bandes de fréquence considérées. Ce nouveau modèle se décrit comme suit.

5. Cette décroissance exponentielle se résume à une droite en échelle logarithmique.

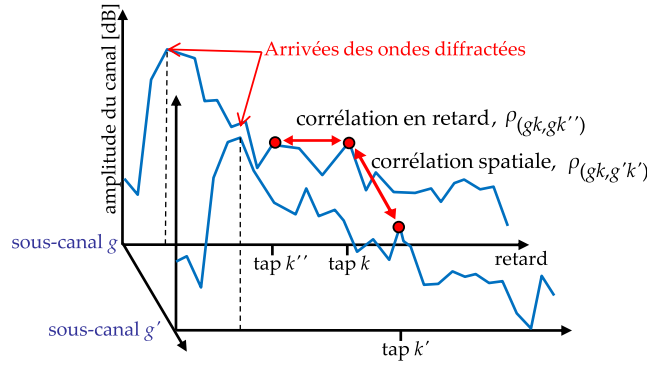


FIGURE 3.6 – Illustration de deux tapped delay lines corrélées d'un système MIMO placé sur le corps.

3.6.4.1 Modèle spatio-temporel avec corrélation en retard

Une corrélation temporelle existe entre les taps de la réponse impulsionnelle. En s'intéressant à une composante diffuse, pour laquelle les taps sont distribués selon Rayleigh et invariants dans le temps⁶, une réalisation du canal spatio-temporel $\mathbf{H}$ peut être générée à partir de la matrice de Rayleigh non-corrélée $\mathbf{H}_w$:

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{C}^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (3.59)$$

où $\mathbf{C} [N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}N_\tau \times N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}N_\tau]$ est la matrice de covariance spatio-temporelle du canal. Elle est la résultante de deux matrices $\mathbf{C}_{\text{retard}}$ et $\mathbf{C}_{\text{espace}}$ telle que :

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_{\text{retard}} + \mathbf{C}_{\text{espace}} \quad (3.60)$$

$\mathbf{C}_{\text{retard}} [N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}N_\tau \times N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}N_\tau]$ est la matrice de covariance de l'étalement temporel. Elle est définie par :

$$\mathbf{C}_{\text{retard}} = \text{diag}([\mathbf{C}_{11} \ \mathbf{C}_{22} \ \dots \ \mathbf{C}_{N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}} \ N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}}]) \quad (3.61)$$

où

$$\mathbf{C}_{gg'} = \begin{bmatrix} \sigma_{g1} \sigma_{g'1} \rho(g1, g'1) & \dots & \sigma_{g1} \sigma_{g'N_\tau} \rho(g1, g'N_\tau) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_{gN_\tau} \sigma_{g'1} \rho(gN_\tau, g'1) & \dots & \sigma_{gN_\tau} \sigma_{g'N_\tau} \rho(gN_\tau, g'N_\tau) \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Dans 3.62, g (resp. g') est l'indice du sous-canal entre le j^e (resp. j'^e) émetteur et le i^e (resp. i'^e) récepteur lorsque le canal est représenté sous la forme

6. La dépendance temporelle t est alors supprimée.

$\text{vec}(\mathbf{H})$. $\rho_{(gk, g'k')}$ est la corrélation entre les coefficients h_{ijk} et $h_{i'j'k'}$ du canal $\mathbf{H}$, autrement dit la corrélation entre le k^{e} tap du g^{e} sous-canal et le k'^{e} tap du g'^{e} sous-canal du canal $\text{vec}(\mathbf{H})$. Quant à l'indice de puissance σ_{gk} , il est calculé par :

$$\sigma_{gk} = \sqrt{\mathcal{E}\{|h_{ijk}|^2\}} \quad (3.63)$$

Dans une zone locale, si les matrices $\mathbf{C}_{gg}$ sont identiques pour tous les sous-canaux, alors $\mathbf{C}_{\text{retard}}$ se simplifie en :

$$\mathbf{C}_{\text{retard}} = \mathbf{I}_{N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}} \otimes \mathbf{C}_{11} \quad (3.64)$$

De plus, vu que les taps ne sont généralement corrélés qu'avec les taps qui leur sont adjacents, $\mathbf{C}_{11}$ apparaît typiquement comme une matrice à diagonale forte.

$\mathbf{C}_{\text{espace}} [N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}N_{\tau} \times N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}N_{\tau}]$ est une matrice définie par :

$$\mathbf{C}_{\text{espace}} = \sum_{g=1}^{N_{\text{Tx}}N_{\text{Rx}}-1} \sum_{g'=g+1}^{N_{\text{Tx}}N_{\text{Rx}}} (\mathbf{e}_{(g)}^{\text{T}} \mathbf{e}_{(g')} \otimes \mathbf{C}_{gg'} + \mathbf{e}_{(g')}^{\text{T}} \mathbf{e}_{(g)} \otimes \mathbf{C}_{gg'}^{\text{H}}) \quad (3.65)$$

$$(3.66)$$

avec la matrice $\mathbf{C}_{gg'}$, qui a été définie précédemment en (3.62), et $\mathbf{e}_{(.)}$ $[1 \times N_{\text{Rx}}N_{\text{Tx}}]$ est le vecteur canonique. Cette notation de corrélation spatio-temporelle est illustrée à la figure 3.6.

3.6.4.2 Interprétation de la corrélation du retard

La corrélation entre taps est un aspect peu rencontré dans les modèles actuels car il est souvent négligé d'après l'hypothèse d'*uncorrelated scattering* en fréquence. Toutefois, la résolution fine, octroyée par l'émission en ultra-large bande, réduit dans chaque tap la composition en nombre des ondes. De plus, les ondes provenant des mécanismes de propagation identiques sont partagées parmi différents taps. Par conséquent, ces derniers sont potentiellement régis par les mêmes variations, qui sont observées par l'apparition de corrélation dans l'étalement temporel du canal.

Outre cette interprétation, d'autres explications peuvent être avancées :

- Bien qu'un fenêtrage adéquat soit appliqué, la forme d'impulsion du signal à bande limitée peut apporter son lot de corrélations ;
- Les ondes arrivent systématiquement à la limite entre deux taps ;

- La distorsion des antennes peut introduire de la corrélation entre des taps adjacents ;
- La corrélation peut être induite car le milieu de propagation est dispersif dans la plage de fréquence considérée.

3.7 Récapitulatif

Ce second chapitre s'est efforcé à définir et à représenter le canal de transmission et le canal de propagation dans le cadre de systèmes MIMO à ultra-large bande. Le canal de propagation traduit les transformations subies par les composantes du champ électrique dues aux différents mécanismes de propagation. Quant au canal de transmission, il quantifie la réponse du système à un niveau supérieur, en incluant les effets liés à la performance et à la configuration des antennes. Dans cette partie, nous avons apporté un formalisme précis qui explicite l'imbrication et la dispersion de ces deux canaux.

A propos de la modélisation des canaux de transmission et de propagation, deux approches ont été présentées. D'abord, une caractérisation des composantes multi-trajets en cluster a été développée à partir de la physique de la propagation des ondes EM. Un modèle par clusters aléatoires, inspiré de la littérature et adapté à notre travail, a été présentée. Ensuite, un nouveau modèle analytique a été proposé. Celui-ci tient compte de la corrélation spatio-temporelle qui existe entre les taps des réponses impulsionnelles. La corrélation en retard résulte essentiellement d'une meilleure discrétisation des ondes par le pouvoir de résolution temporelle apporté par la technologie à ultra-large bande.

Outils de modélisation

Sommaire

4.1	Campagnes de mesures	73
4.1.1	Description du matériel	73
4.1.2	Description des campagnes de mesures	78
4.2	Extraction des MPCs	85
4.2.1	Formulation matricielle de la contribution des MPCs	85
4.2.2	Estimation du canal	87
4.3	L'algorithme SAGE	89
4.3.1	Étapes d'espérance et de maximisation	89
4.3.2	Fonction de coût pour la maximisation	90
4.3.3	SAGE en pratique	92
4.3.4	SAGE pour les réseaux corporels sans fil	97
4.4	Identification des clusters	100
4.4.1	Inspection visuelle	101
4.4.2	Méthode non-supervisée	101
4.5	Récapitulatif	106

4.1 Campagnes de mesures

4.1.1 Description du matériel

La caractérisation du canal est établie à partir de relevés issus de nombreuses campagnes de mesures. Le sondage spatio-fréquentiel utilisé fait appel à une chaîne d'acquisition qui se décrit de la manière suivante : des antennes UWB sont placées sur le corps humain ou sur le bras d'un positionneur automatique tridimensionnel. Ces antennes sont connectées, soit directement, soit par le biais d'un interrupteur, à un analyseur de réseau vectoriel. Celui-ci évalue les paramètres S dans la bande de fréquence observée des canaux entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices [75]. L'ensemble du procédé est

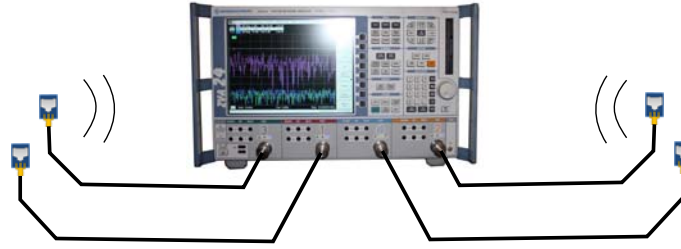


FIGURE 4.1 – Analyseur de réseau vectoriel Rohde et Schwarz ZVA-24 à quatre ports.

piloté par ordinateur via une application qui a été développée spécialement à cette occasion. Un tel dispositif offre la possibilité de sonder des canaux UWB de réseaux d’antennes virtuels ou non dans le cadre de réseaux corporels sans fil. Dans la suite, une revue succincte du matériel utilisé est proposée.

4.1.1.1 Analyseur de réseau vectoriel

L’analyseur de réseau vectoriel, ou *vector network analyser* (VNA), est un outil classique pour les mesures en hyperfréquence par balayage fréquentiel. Le VNA est capable de caractériser les paramètres S complexes des systèmes sous étude, notamment leur réponse en fréquence de transmission¹. Lors des campagnes de mesures, un appareil Rohde et Schwarz ZVA-24, doté de quatre ports, est utilisé. Comme illustré à la figure 4.1, ces ports permettent de mesurer simultanément jusqu’à trois sous-canaux. Un calibrateur électronique Rohde et Schwarz ZV-Z52 complète le VNA. La calibration permet de dissocier, dans les mesures, les perturbations causées par les dispositifs entre les antennes et le VNA.

Cette méthode de mesure présente des avantages indéniables en matière de largeur de bande d’analyse et de dynamique, mais elle requiert que les canaux restent statiques pendant l’acquisition de la mesure.

Les paramètres de configuration les plus importants sont :

- la bande passante B_w . Il s’agit de la bande de fréquence sur laquelle les réponses en fréquence sont mesurées ;
- le nombre de points N_f . La bande passante est divisée en N_f échantillons

1. Le canal est supposé réciproque, c-à-d que le canal pour une transmission ascendante est identique à celui pour une transmission descendante.

séparés d'un pas fréquentiel Δf tel que :

$$\Delta f = \frac{B_w}{N_f - 1} \quad (4.1)$$

- la bande passant IF. Le signal reçu est converti en une fréquence intermédiaire, *intermediate frequency* (IF), pour être analysé au travers d'un filtre passe-bande. La diminution de sa bande passante permet d'élever la sensibilité de la mesure. En contrepartie, la durée d'acquisition de la mesure est augmentée. Une valeur typique de la bande passant IF se situe entre 100 Hz et 1 kHz ;
- la puissance d'émission. Sur l'ensemble de nos campagnes de mesures, une puissance d'émission de 0 dBm est fixée en sortie du VNA pour minimiser l'impact de l'exposition du sujet aux rayonnements ;
- le nombre de mesures. Puisque le VNA délivre l'amplitude et la phase des canaux, le moyennage sur un ensemble de mesures réduit l'influence des bruits parasites au détriment de la durée de l'acquisition.

Le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel s'obtient par le calcul de la réponse impulsionnelle discrète complexe. Celle-ci est obtenue à partir des réponses en fréquence en appliquant sur les $(N_f - 1)$ premiers échantillons² une transformée inverse de Fourier discrète, ou *inverse discrete Fourier transform* (IDFT). Cette opération est, à chaque fois, précédée d'un fenêtrage de Hamming qui permet de réduire les lobes secondaires à -43 dB [76]. Pour rappel, la bande passante détermine la résolution temporelle $\Delta\tau = 1/B_w$. La longueur maximale $\tau_{\max}$ de la réponse impulsionnelle détermine, quant à elle, la résolution fréquentielle $\Delta f = 1/\tau_{\max}$.

4.1.1.2 Antennes

Tout au long de ce travail, les mêmes antennes SMT-3TO10M-A de la société Skycross sont utilisées [77]. Leurs profils sont présentés à la figure 4.2. Ce sont des antennes de type monopôle, qui présentent des caractéristiques intéressantes pour les réseaux corporels sans fil. D'abord, elles sont adaptées dans la bande de fréquence entre 3 GHz et 10 GHz. Ensuite, leurs dimensions de $26.2 \text{ mm} \times 18.5 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ sont suffisamment petites pour que ces antennes puissent être disposées aisément sur le corps humain.

Les caractéristiques des antennes Skycross sont analysées sur la bande de fréquence de 2 GHz à 10 GHz, lorsqu'elles sont placées en espace libre ou

². L'utilisation d'un algorithme de transformée rapide, ou *inverse fast Fourier transform* (IFFT), est préférée.



FIGURE 4.2 – Profil de l’antenne Skycross sous des angles azimutaux valant 180° et -90° .

posées contre le corps humain. La figure 4.3 montre l’évolution du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence. Le paramètre S_{11} représente le coefficient de réflexion à l’entrée de l’antenne. Il met en évidence l’existence d’un couplage non-négligeable entre l’antenne et le corps humain. En effet, en présence du corps humain, les fréquences de résonance de l’antenne sont translatées, et l’impédance de l’antenne est radicalement modifiée. La pire des configurations est obtenue lorsque l’antenne est posée à même la peau puisque les valeurs affichées par le S_{11} augmentent jusqu’à -5 dB. Cependant, plus l’antenne est écartée du corps humain, plus les performances en espace libre sont retrouvées. Nous avons opté pour un écartement de 5 mm pour lequel l’antenne Skycross affiche une adaptation satisfaisante avec des valeurs du S_{11} inférieures à -9 dB.

A la figure 4.4, les diagrammes de rayonnement azimutaux de l’antenne Skycross sont tracés pour différentes fréquences de la bande d’intérêt. A la figure 4.5, le diagramme de l’antenne Skycross en azimuth et en co-élévation est précisé pour la fréquence de 6 GHz. Les détails du protocole employé pour cette caractérisation sont repris à la section 4.1.2.6. De manière générale, lorsque l’antenne est située en espace libre, elle peut être qualifiée d’omnidirectionnelle même si elle tend à favoriser davantage l’incidence nulle au-delà des 6 GHz. Il est aussi constaté que, dans la bande entre 3.3 GHz et 4.5 GHz, les performances de l’antenne se dégradent drastiquement pour des directions comprises entre 45° et -90° . Lorsque l’antenne est posée à proximité du corps, elle devient fortement directionnelle. Son lobe principal est centré sur l’azimut 180° et reste ouvert sur un angle d’environ 100° à la plus basse fréquence et d’environ 150° à la plus haute fréquence. Les faibles performances décelées en espace libre autour des 3.9 GHz restent perceptibles. Pour éviter ces défauts dans le diagramme de rayonnement, une alternative est de retourner l’antenne dans l’autre direction. Néanmoins, cette configuration est irréalisable en pratique car elle exposerait

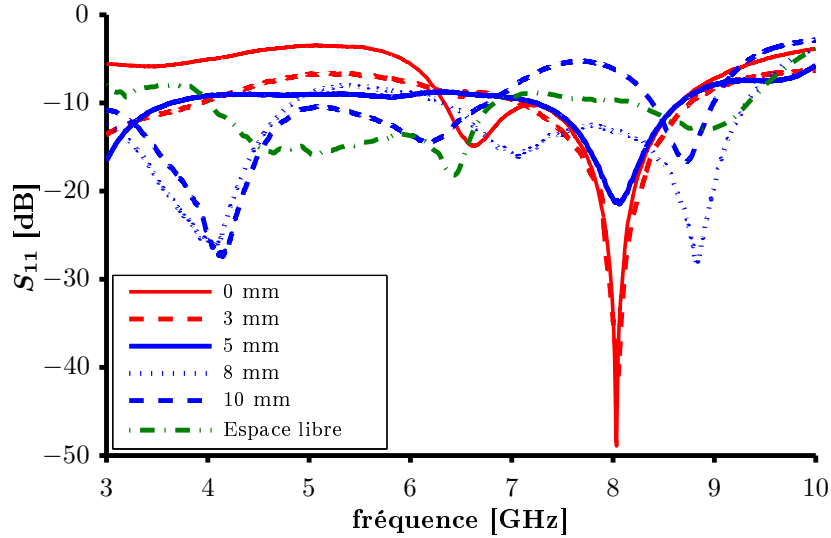


FIGURE 4.3 – Évolution du paramètre S_{11} pour différentes séparations entre l'antenne Skycross et le corps humain.

directement l'élément métallique de l'antenne aux efforts mécaniques engendrés par la fixation de l'antenne sur le corps humain.

4.1.1.3 Réseau d'antennes

Les quatre ports du VNA combinés à deux interrupteurs Agilent 87106C à 6 ports offrent des possibilités variées de configuration de systèmes MIMO complexes. En outre, un réseau d'antennes, virtuel et cubique, peut être également réalisé en déplaçant une antenne à l'aide d'un positionneur Velmex Bislid à trois axes. La précision de déplacement offerte par son moteur pas-à-pas Vexta PK268 est inférieure à 0.1 mm. Les avantages d'un tel réseau sont substantiels car il permet d'augmenter le nombre et la densité d'éléments du réseau tout en évitant un quelconque couplage entre les antennes, qui modifierait leur diagramme de rayonnement. Toutefois, il est impératif que le canal reste statique durant toute la durée de l'acquisition puisque les sous-canaux sont ici appréciés séquentiellement.

Enfin, des câbles Sucoflex 104P-18 et 106P-18 sont employés pour réaliser l'interconnexion des antennes aux dispositifs de mesures. Ces câbles sont flexibles, stables en phase et à faibles pertes, respectivement avec des atténuations

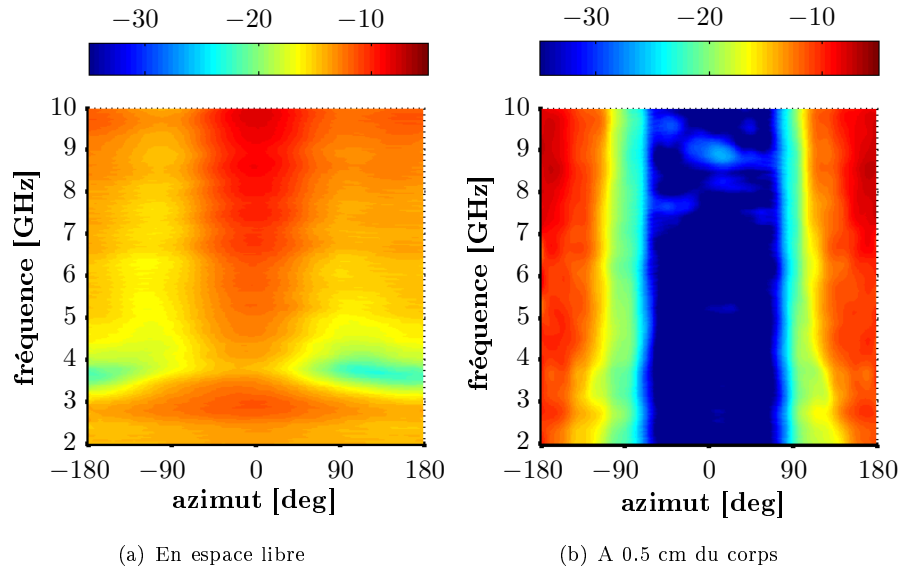


FIGURE 4.4 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne Skycross en espace libre et à proximité du corps. Les champs sont exprimés en dB. Les effets de l'antenne de référence sont compensés et les diagrammes de rayonnement sont normalisés par leur maximum respectif.

tions à 5 GHz de 0.55 dB/m pour le 104P-18 et de 0.37 dB/m pour le 106P-18.

4.1.2 Description des campagnes de mesures

L'ensemble des campagnes de mesures font appel au même sujet, un homme dont les données relatives à sa morphologie sont détaillées au tableau 4.1. Les schémas descriptifs des différentes campagnes de mesures sont présentés aux figures 4.6, 4.8 et 4.9. De plus, la figure 4.7 illustre en image les campagnes D et E. Les campagnes de mesure en chambre semi-anéchoïque sont menées dans les infrastructures de la société ANPI à Louvain-La-Neuve, Belgique.

Information	Valeur	Unité
Taille	187	cm
Poids	83	kg
Tour de taille	94	cm

TABEAU 4.1 – Informations morphologiques du candidat.

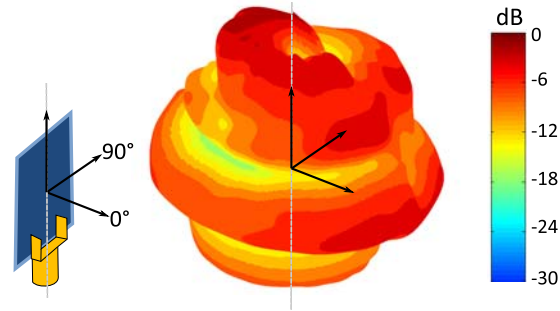


FIGURE 4.5 – Diagramme de rayonnement de l'antenne Skycross à 6 GHz.

4.1.2.1 Campagne de mesures A

Cette campagne a pour objectif d'évaluer l'évolution de la puissance des ondes de corps en fonction de la distance autour du corps humain. Le sujet est debout avec les bras relevés derrière la tête. Une antenne émettrice est placée à hauteur du nombril. Le canal est mesuré sur la bande de 3 GHz à 10 GHz pour chaque position de l'antenne réceptrice. En pratique, cette dernière est déplacée autour du corps, du ventre jusqu'au dos avec des sauts d'environ 2.5 cm. L'expérience est menée en chambre semi-anéchoïque pour minimiser l'effet des réflexions de l'environnement.

4.1.2.2 Campagne de mesures B

Cette campagne de mesures s'intéresse à la vitesse de phase des ondes de corps et à l'influence du déplacement du senseur autour du corps humain. Le sujet est debout avec les bras relevés derrière la tête. Il porte à sa ceinture un réseau linéaire de trois antennes en réception, légèrement excentrées vers la droite. L'antenne réceptrice de référence ($d = 0$ cm) est placée au niveau du nombril alors que les deux autres antennes sont situées à $d = 5.8$ cm et $d = 11.6$ cm. L'antenne émettrice est déplacée sur 25 positions autour du corps. L'expérience est menée en chambre semi-anéchoïque pour minimiser l'effet des réflexions de l'environnement. La réponse en fréquence est estimée entre 3 GHz et 10 GHz.

4.1.2.3 Campagne de mesures C

Cette campagne de mesures permet l'évaluation de la vitesse de phase des ondes de corps. L'analyse porte sur l'écartement des éléments du réseau d'antennes. Le sujet est debout avec les bras relevés derrière la tête. Il porte à sa

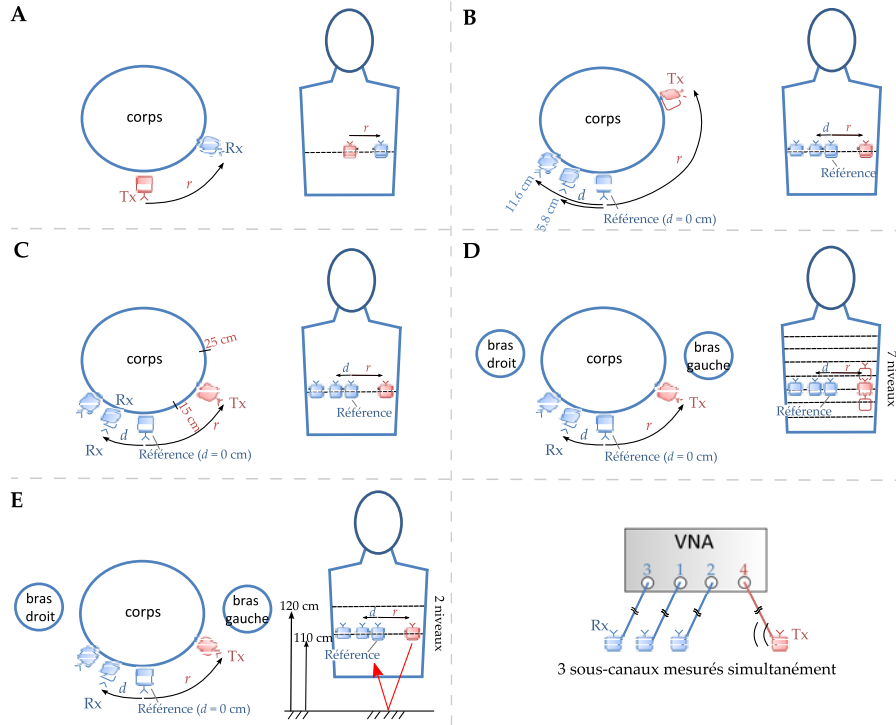


FIGURE 4.6 – Configuration et position des antennes pour les campagnes de mesures A, B, C, D et E. Les quatre ports du VNA sont exploités pour mesurer jusqu'à trois sous-canaux simultanément.

ceinture un réseau linéaire de trois antennes en réception, légèrement excentrées vers la droite. En particulier, l'antenne réceptrice de référence ($d = 0$ cm) est placée au niveau du nombril. L'antenne émettrice est alignée à ce réseau d'antennes, puis elle en est progressivement écartée, pour r allant de 15 cm à 25 cm. 105 réalisations du canal ont été ainsi étudiées pour différents espacements d entre les antennes réceptrices, tout en maintenant l'antenne de référence fixe. L'expérience est menée en chambre semi-anéchoïque pour minimiser l'effet des réflexions de l'environnement. La réponse en fréquence est mesurée entre 3 GHz et 10 GHz

4.1.2.4 Campagne de mesures D

Cette campagne de mesures est réalisée pour modéliser et caractériser la diffraction guidée autour du corps.

Le sujet est debout avec les bras relâchés le long du corps. Les mesures sont

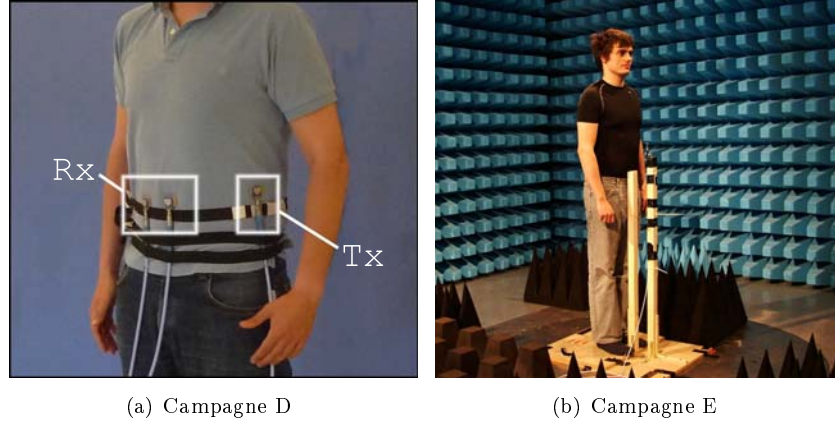


FIGURE 4.7 – Photographies prises lors de campagnes de mesures.

effectuées autour de son tronc. L'antenne émettrice est placée successivement aux distances $r = \{8\ 12\ 16\ 20\ 24\ 28\ 32\ 36\}$ cm à partir de l'axe médian du torse dans le sens anti-horlogique. En réception, trois antennes forment le réseau linéaire. Elles sont situées à une distance d de l'axe médian du torse dans le sens horlogique. Une antenne de référence Rx_0 est assignée à la distance $d = 0$ cm. Six espacements entre les éléments du réseau sont investigués en trois essais, au cours desquels les antennes sont placées consécutivement en $d = \{0\ 4\ 8.5\}$ cm, $d = \{0\ 5.5\ 10\}$ cm, et $d = \{0\ 7\ 11.5\}$ cm. Les réalisations spatiales des canaux sont obtenues en réalisant ces mesures sur 7 hauteurs du torse, espacées chacune de 4 cm. De plus, pour chaque position en hauteur de la station de base, l'antenne Tx est également déplacée sur le niveau inférieur et le niveau supérieur. Ainsi, 21 réponses impulsionnelles sont capturées pour former les réalisations spatiales de chaque couple de positions. Ces réponses impulsionnelles sont définies sur la bande entre 3 GHz et 7 GHz.

4.1.2.5 Campagne de mesures E

Cette campagne de mesures est réalisée pour modéliser et caractériser la réflexion provenant du sol. Le sujet est debout sur une plaque parfaitement conductrice en aluminium mesurant 150 cm x 150 cm. Les mesures sont effectuées autour du corps, entre une antenne émettrice déplacée successivement en $r = \{10\ 15\ 20\ 21.5\ 25.5\ 26.5\ 31.5\ 31.5\ 36.5\ 41.5\}$ cm et un réseau d'antennes réceptrices. Les configurations $d = \{0\ 4\ 8.5\}$ cm puis $d = \{0\ 6\ 10.5\}$ cm sont étudiées. La séance de mesures s'articule autour de la combinaison des scénarios suivants :

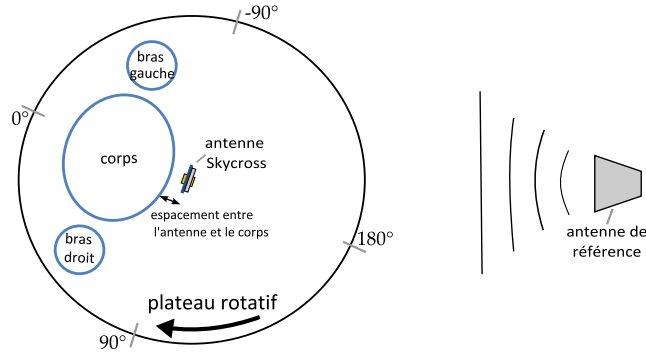


FIGURE 4.8 – Configuration pour la caractérisation de l’antenne Skycross (campagne de mesures F).

- les couples Tx-Rx sont situés, soit à une hauteur de 110 cm, soit à une hauteur de 120 cm ;
- le sujet a, soit les bras relevés derrière la tête, soit les bras relâchés le long du corps ;
- le sujet a, soit les pieds écartés d’environ 20 cm à 30 cm, soit les pieds serrés avec un espacement léger (< 5 cm) voire nul.

Pour chaque acquisition, 8 réalisations supplémentaires sont apportées en déposant des planchettes en bois (20 cm x 60 cm x 0.5 cm) sous les pieds du sujet. Celui-ci est ainsi progressivement élevé de 0 cm à 4 cm. Les canaux sont mesurés sur la bande passante entre 3 GHz et 7 GHz.

Un canal fait référence ici à la zone locale incluant toutes les antennes de la station de base. Pour chaque position r , 54 réalisations du canal sont alors mesurées entre 3 GHz et 7 GHz.

4.1.2.6 Campagne de mesures F

Cette campagne a pour objectif de mesurer le diagramme de rayonnement des antennes Skycross SMT-3TO10M, en espace libre et en présence du corps humain. Cette caractérisation s’est effectuée en chambre anéchoïque. En émission, une antenne cornet Schwarzbeck BBHA-9120-D de référence est utilisée en polarisation verticale. En réception, l’antenne sous étude est placée sur un plateau rotatif, à une distance de 3.42 m de l’antenne de référence et de 1.22 m du sol. Les diagrammes de rayonnement sont normalisés par la valeur du champ électrique émis à 1 m de l’antenne de référence.

Concernant les caractéristiques de l’antenne en espace libre, les réponses en

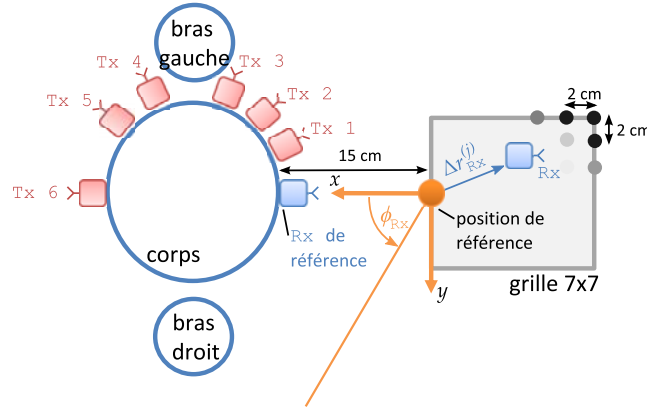


FIGURE 4.9 – Description de la configuration pour la campagne de mesures G.

fréquence entre 2 GHz et 10 GHz sont relevées tous les 10° en azimut et en co-élévation.

Afin d'étudier les caractéristiques de l'antenne en présence du corps humain, le sujet est placé debout, face à l'antenne Skycross. Différentes séparations entre le sujet et l'antenne sont investiguées, notamment $\{0.5 \ 5 \ 10 \ 15 \ 20\}$ cm. Les réponses en fréquence entre 2 GHz et 10 GHz sont relevées uniquement sur le plan azimutal avec un pas de 10° .

4.1.2.7 Campagne de mesures G

Cette campagne de mesures est élaborée en vue de la caractérisation des MPCs issus de l'environnement. La configuration expérimentale est décrite à la figure 4.9. Six antennes en émission, numérotées de Tx 1 à Tx 6, sont placées sur le sujet. Ces antennes sont placées à hauteur du nombril et aux distances respectives de 12 cm, 16 cm, 20 cm, 30 cm, 35 cm et 45 cm. Elles sont connectées au VNA via un interrupteur qui les commute séquentiellement. Une antenne réceptrice de référence est posée sur le corps au niveau du nombril. Le sujet est face au positionneur tridimensionnel sur lequel est fixée une antenne réceptrice. Celle-ci est déplacée sur une grille carrée de 49 positions par des sauts de 2 cm. Une position de référence est fixée à 15 cm du nombril. Le canal est mesuré entre 3 GHz et 7 GHz. Un total de 294 réponses en fréquence est donc atteint.

Cette procédure est répétée 46 fois dans trois environnements, qui sont des bureaux standards d'environ 20 m^2 de superficie et de 3 m de hauteur. Les différentes localisations des mesures sont détaillées à la figure 4.10.

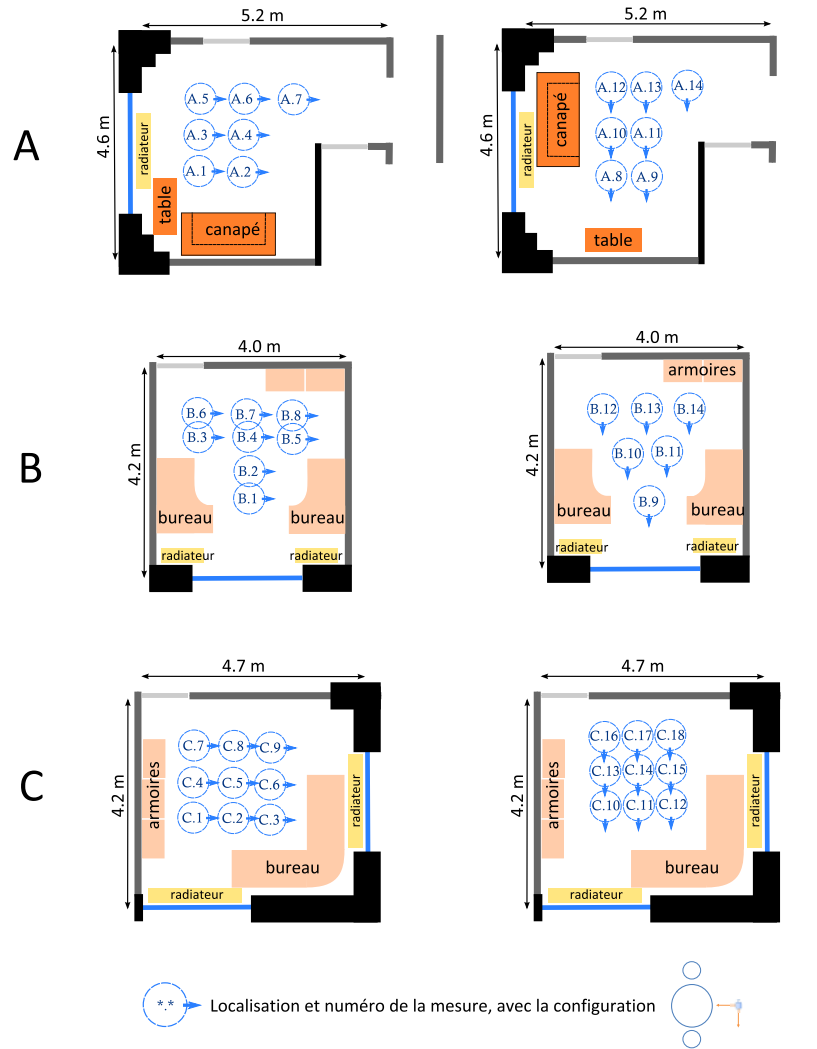


FIGURE 4.10 – Description des environnements dans lesquels est conduite la campagne de mesures G. Les bureaux A, B et C sont respectivement les locaux UA3-207, UA3-201A et UA3-200 situés dans le bâtiment U de l'ULB. Les fenêtres sont représentées en bleu, les murs de béton en noir, et les cloisons ou portes en gris.

4.2 Extraction des MPCs

Pour rappel de la section 3.5.2.1, la composante discrète du canal est la somme des contributions des N_{MPC} MPCs, distribuées en N_{clu} clusters, ou mathématiquement :

$$\mathbf{H}_{\text{discret}}(t, f) = \sum_{l=1}^{N_{\text{MPC}}} \mathbf{H}_l(t, f) \quad (4.2)$$

L'estimation du canal vise à déterminer l'ensemble des MPCs constitutifs du canal à partir de relevés expérimentaux de celui-ci. En particulier, l'idée est d'extraire les paramètres de chaque MPC³ de sorte à reproduire le canal mesuré le plus fidèlement possible.

4.2.1 Formulation matricielle de la contribution des MPCs

Il est intéressant de profiter de l'échantillonnage fréquentiel du canal et de dériver une formulation matricielle de la contribution des MPCs au canal échantillonné. En développant (3.20) avec (3.17), il est obtenu :

$$H_{ij,l}(t, f) = \mathbf{G}_{\text{Rx}}^{(i)}(f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l})^T \cdot \begin{bmatrix} \alpha_{\theta\theta,l}(f) & \alpha_{\theta\phi,l}(f) \\ \alpha_{\phi\theta,l}(f) & \alpha_{\phi\phi,l}(f) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{G}_{\text{Tx}}^{(j)}(f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}) \\ e^{j2\pi\nu_l t} e^{-j2\pi\tau_l f} e^{j\beta\mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}) \cdot \Delta\mathbf{r}_{\text{Tx}}^{(j)}} e^{j\beta\mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l}) \cdot \Delta\mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)}} \quad (4.3)$$

Les mesures, par balayage fréquentiel, effectuent un échantillonnage du canal tel que $f = k \Delta f$ avec $k \in [-\frac{N_f-1}{2} \dots 0 \dots \frac{N_f-1}{2}]$. En adoptant une notation similaire à celle proposée à la section 3.6.3.2, il est défini l'élément $H_{ijk,l}(t)$ de la matrice spatio-fréquentielle $\mathbf{H}_l(t)$. Cet élément représente la contribution à la fréquence $k \Delta f$ du l^{e} MPC dans le sous-canal $H_{ij}(t, f)$ entre la j^{e} antenne émettrice et la i^{e} antenne réceptrice. Si le canal est statique, les dépendances temporelles de ces expressions tombent et les notations deviennent notamment $\mathbf{H}_l(t) = \mathbf{H}_l$ et $H_{ijk,l}(t) = H_{ijk,l}$. De plus, l'influence du décalage de Doppler dans (4.3) peut être ignorée. (4.3) se réduit alors à :

$$H_{ij,l}(f) = \mathbf{G}_{\text{Rx}}^{(i)}(f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l})^T \cdot \begin{bmatrix} \alpha_{\theta\theta,l}(f) & \alpha_{\theta\phi,l}(f) \\ \alpha_{\phi\theta,l}(f) & \alpha_{\phi\phi,l}(f) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{G}_{\text{Tx}}^{(j)}(f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}) \\ e^{-j2\pi\tau_l f} e^{j\beta\mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}) \cdot \Delta\mathbf{r}_{\text{Tx}}^{(j)}} e^{j\beta\mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l}) \cdot \Delta\mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)}} \quad (4.4)$$

3. Leurs paramètres sont décrits au tableau 3.1.

ou

$$H_{ijk,l} = \mathbf{G}_{\mathbf{R}\mathbf{x}}^{(i)}(k \Delta f, \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{R}\mathbf{x},l})^T \cdot \begin{bmatrix} \alpha_{\theta\theta,l}(k \Delta f) & \alpha_{\theta\phi,l}(k \Delta f) \\ \alpha_{\phi\theta,l}(k \Delta f) & \alpha_{\phi\phi,l}(k \Delta f) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{G}_{\mathbf{T}\mathbf{x}}^{(j)}(k \Delta f, \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{T}\mathbf{x},l}) e^{-j2\pi\tau_l k \Delta f} e^{j\frac{f_c+k\Delta f}{c_0} \mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{T}\mathbf{x},l}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\mathbf{T}\mathbf{x}}^{(j)}} e^{j\frac{f_c+k\Delta f}{c_0} \mathbf{1}_r(\boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{R}\mathbf{x},l}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\mathbf{R}\mathbf{x}}^{(i)}} \quad (4.5)$$

avec c_0 la vitesse de propagation dans le vide et f_c la fréquence centrale de la bande de fréquence B_w considérée.

Pour aboutir à la représentation matricielle de (4.5), intéressons-nous d'abord à un scénario simplifié. Soit un système SISO dont les antennes sont orientées verticalement de sorte que les gains d'antennes polarisés en θ soient les plus significatifs. Dès lors, l'analyse ne porte que sur le lien de θ vers θ . De plus, en supposant ces antennes omnidirectionnelles, les dépendances angulaires des gains peuvent être aussi négligées. (4.5) se simplifie alors en :

$$H_{11k,l} = G_{\mathbf{R}\mathbf{x},\theta}(k \Delta f) \alpha_{\theta\theta,l}(k \Delta f) G_{\mathbf{T}\mathbf{x},\theta}(k \Delta f) e^{-j2\pi\tau_l k \Delta f} \quad (4.6)$$

Si chaque amplitude $\alpha_{\theta\theta,l}(k \Delta f) = \alpha_{\theta\theta,l}$ reste constante dans la bande passante B_w du système, c-à-d que les MPCs ne subissent aucune distorsion lors de leurs interactions avec l'environnement, alors (4.6) peut s'écrire sous la forme :

$$H_{11k,l} = G_{\mathbf{R}\mathbf{x},\theta}(k \Delta f) G_{\mathbf{T}\mathbf{x},\theta}(k \Delta f) e^{-j2\pi\tau_l k \Delta f} \alpha_{\theta\theta,l} \quad (4.7)$$

ou, matriciellement, sous la forme :

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{\text{discret}}) = \underbrace{\text{diag}(\mathbf{B}_{\mathbf{R}\mathbf{x},\theta}) \cdot \text{diag}(\mathbf{B}_{\mathbf{T}\mathbf{x},\theta}) \cdot \mathbf{B}_{\tau}(\boldsymbol{\tau})}_{=\mathbf{B}_{\theta\theta}(\boldsymbol{\tau})} \cdot \boldsymbol{\alpha}_{\theta\theta} \quad (4.8)$$

avec

$$\mathbf{B}_{\tau}(\boldsymbol{\tau}) = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi\tau_1 \left(-\frac{N_f-1}{2}\right) \Delta f} & \dots & e^{-j2\pi\tau_{N_{\text{MPC}}} \left(-\frac{N_f-1}{2}\right) \Delta f} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi\tau_1 \frac{N_f-1}{2} \Delta f} & \dots & e^{-j2\pi\tau_{N_{\text{MPC}}} \frac{N_f-1}{2} \Delta f} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\mathbf{B}_{\mathbf{R}\mathbf{x},\theta} = \left[G_{\mathbf{R}\mathbf{x},\theta} \left(-\frac{N_f-1}{2} \Delta f \right) \dots G_{\mathbf{R}\mathbf{x},\theta}(0) \dots G_{\mathbf{R}\mathbf{x},\theta} \left(\frac{N_f-1}{2} \Delta f \right) \right]^T \quad (4.10)$$

$$\mathbf{B}_{\mathbf{T}\mathbf{x},\theta} = \left[G_{\mathbf{T}\mathbf{x},\theta} \left(-\frac{N_f-1}{2} \Delta f \right) \dots G_{\mathbf{T}\mathbf{x},\theta}(0) \dots G_{\mathbf{T}\mathbf{x},\theta} \left(\frac{N_f-1}{2} \Delta f \right) \right]^T \quad (4.11)$$

et avec

$$\boldsymbol{\alpha}_{\theta\theta} = [\alpha_{\theta\theta,1} \alpha_{\theta\theta,2} \cdots \alpha_{\theta\theta,N_{\text{MPC}}}]^T \quad (4.12)$$

$$\boldsymbol{\tau} = [\tau_1 \tau_2 \cdots \tau_{N_{\text{MPC}}}] \quad (4.13)$$

La composante discrète du canal échantillonné s'apparente à une fonction matricielle $\mathbf{B}_{\theta\theta}(\boldsymbol{\tau})$ $[N_f \times N_{\text{MPC}}]$ pondérée par les paramètres linéaires $\boldsymbol{\alpha}_{\theta\theta}$. $\mathbf{B}(\boldsymbol{\tau})$ établit la description de la structure du canal radio. En toute généralité, cette approche fréquentielle peut être étendue aux dimensions spatiales et aux trois autres coefficients de polarisation en définissant la matrice $\mathbf{B}(\boldsymbol{\mu})$ $[4 N_f N_{\text{Rx}} N_{\text{Tx}} \times N_{\text{MPC}}]$ liée à l'ensemble des paramètres structurels $\boldsymbol{\mu}_l$ de chaque MPC selon (4.15). $\boldsymbol{\mu}$ traduit les paramètres non-linéaires. Dans [78], A. Richter propose un développement général qui conduit à :

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{\text{discret}}) = \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}) = \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}) \cdot \boldsymbol{\alpha} \quad (4.14)$$

avec

$$\boldsymbol{\mu} = [\boldsymbol{\mu}_1 \boldsymbol{\mu}_2 \cdots \boldsymbol{\mu}_{N_{\text{MPC}}}] \quad (4.15)$$

et avec

$$\boldsymbol{\alpha} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_{\theta\theta} \\ \boldsymbol{\alpha}_{\theta\phi} \\ \boldsymbol{\alpha}_{\phi\theta} \\ \boldsymbol{\alpha}_{\phi\phi} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

avec les vecteurs $\boldsymbol{\alpha}_{\theta\phi}$, $\boldsymbol{\alpha}_{\phi\theta}$ et $\boldsymbol{\alpha}_{\phi\phi}$ qui sont définis similairement à (4.12). Dans (4.14), $\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}$ regroupe l'ensemble des paramètres $\boldsymbol{\theta}_l$ de chaque MPC l .

4.2.2 Estimation du canal

L'estimation du canal revient à inférer à partir du set d'observations $\mathbf{x}$ du canal, la distribution $p(\boldsymbol{\theta})$ du jeu de paramètres aléatoires $\boldsymbol{\theta}$, c-à-d :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \{p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})\} \quad (4.17)$$

avec $\arg \max\{\cdot\}$ (resp. $\arg \min\{\cdot\}$) qui correspond à l'argument du maximum (resp. minimum). Le symbole $(\cdot)$ marque qu'il s'agit d'une estimation du paramètre.

Par le théorème de Bayes et si aucune information a priori sur $p(\boldsymbol{\theta})$ n'est disponible, c-à-d $p(\boldsymbol{\theta})$ est uniforme, (4.17) revient à une estimation du maximum de vraisemblance, ou *Maximum Likelihood Estimation* (ML), qui s'écrit :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{ML}} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \left\{ \frac{p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta}) p(\boldsymbol{\theta})}{p(\mathbf{x})} \right\} \quad (4.18)$$

$$= \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \{p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta})\} \quad (4.19)$$

Les réalisations $\mathbf{x}$ résultent de l'échantillonnage spatio-fréquentiel du canal de transmission, qui est perturbé par un bruit de mesure $\mathbf{n}_{\text{mesure}}$ qui sera considéré comme gaussien complexe. D'après la section 3.5.2, la contribution discrète des MPCs au canal est associée à une contribution diffuse, qui sera elle-même décrite par une distribution multivariable gaussienne complexe. $\mathbf{x}$ peut alors se décomposer sous la forme suivante :

$$\mathbf{x} = \underbrace{\text{vec}(\mathbf{H}_{\text{discret}})}_{=\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}})} + \underbrace{\text{vec}(\mathbf{H}_{\text{diffus}}) + \mathbf{n}_{\text{mesure}}}_{=\mathbf{n}_{\text{diffus}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}})} \quad (4.20)$$

$\mathbf{x}$ suit donc une distribution multivariable gaussienne complexe dont la moyenne est $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}})$ et dont la matrice de covariance $\mathbf{C}_{\text{diffus}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}})$ est définie par les variances du bruit équivalent $\mathbf{n}_{\text{diffus}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}})$ qui dépend de la paramétrisation $\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}$ de la composante diffuse.

Sous un tel constat, (4.19) revient à estimer les deux sous-ensembles de paramètres $\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}$ et $\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}$, par :

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{discret}} \\ \hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{diffus}} \end{bmatrix}_{\text{ML}} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}, \boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}} \left\{ \frac{1}{\det(\mathbf{C}_{\text{diffus}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}))} e^{-(\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}))^{\text{H}} \cdot \mathbf{C}_{\text{diffus}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}})^{-1} \cdot (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}))} \right\} \quad (4.21)$$

ou, en appliquant la fonction logarithmique népérienne ($\ln$), qui est monotone croissante, par :

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{discret}} \\ \hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{diffus}} \end{bmatrix}_{\text{ML}} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}, \boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}} \left\{ -\ln(\det(\mathbf{C}_{\text{diffus}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}))) - (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}))^{\text{H}} \cdot \mathbf{C}_{\text{diffus}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}})^{-1} \cdot (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}})) \right\} \quad (4.22)$$

L'estimation des paramètres $\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}$ des MPCs ne peut s'effectuer qu'à la condition que la composante diffuse soit déterminée, *i.e* le set de paramètres $\boldsymbol{\theta}_{\text{diffus}}$ est connu, ou que la contribution de la composante diffuse soit négligeable face à celle du bruit de mesures. Si une de ces deux conditions est rencontrée et si le bruit de mesures est blanc de variance σ^2 , *i.e.* sa matrice de covariance vaut $\sigma^2 \mathbf{I}_{4N_f N_{\text{rx}} N_{\text{Tx}}}$, alors l'extraction des MPCs est obtenue par :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{discret}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}} \left\{ (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}))^{\text{H}} \cdot (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}})) \right\} \quad (4.23)$$

$$= \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}} \left\{ \|\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}})\|_F^2 \right\} \quad (4.24)$$

avec $\|\cdot\|_F^2$ qui est la norme de Frobenius.

Il est incontestable que la minimisation globale sur $\boldsymbol{\theta}_{\text{discret}}$ est loin d'être évidente puisqu'il s'agit de résoudre simultanément un système non-linéaire à $(N_\theta N_{\text{MPC}})$ paramètres, avec N_θ la dimension de $\boldsymbol{\theta}_l$. Il est alors nécessaire de décrire des résolutions fiables et simples en complexité.

Ces dernières années, ce problème a suscité un gain d'intérêt manifeste de la part de la communauté scientifique. Aujourd'hui, plusieurs estimateurs à haute résolution sont disponibles, dont les plus populaires sont :

- le *Minimum Variance Beamformer* (MVB) [79],
- le *Multiple Signal Classification* (MUSIC) [80],
- l'*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques* (ESPRIT) [81],
- le *Rank Reduction* (RARE) [82],
- et le *Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization* (SAGE).

4.3 L'algorithme SAGE

L'algorithme SAGE fut développé par B.H. Fleury *et al* pour des environnements statiques [83] et non-statiques [84]. Dans [85], C.-C. Chong *et al* proposent une version adaptée aux réponses en fréquence pour des systèmes MISO. Cette version fut ensuite dérivée aux systèmes MIMO par M. Matthaiou *et al* dans [86]. Dans [87], X. Yin *et al* considèrent la polarisation des ondes pour améliorer l'estimation des MPCs. Enfin, des premières considérations sur des canaux UWB et sur des ondes sphériques furent entreprises par K. Haneda *et al* dans [88].

4.3.1 Étapes d'espérance et de maximisation

L'algorithme SAGE est une méthode itérative pour approcher les estimations ML. Inspiré de l'algorithme d'*Expectation-Maximization* (EM), SAGE définit les données observables $\mathbf{x}$ par des données cachées $\mathbf{x}_l$, telles que :

$$\mathbf{x} = \sum_{l=1}^{N_{\text{MPC}}} \mathbf{x}_l \quad (4.25)$$

où

$$\mathbf{x}_l = \text{vec}(\mathbf{H}_l) + \mathbf{n}_l \quad (4.26)$$

$$= \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_l) + \mathbf{n}_l \quad (4.27)$$

Dans (4.27), $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_l)$ particularise les expressions de (4.14) au l^{e} MPC de paramètres $\boldsymbol{\theta}_l$. Les $\mathbf{n}_l$ sont des bruits blancs qui représentent une décomposition de $\mathbf{n}_{\text{diffus}}$.

Si les $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_{\text{MPC}}}$ sont indépendants, alors seul $\mathbf{x}_l$ intervient pour estimer $\boldsymbol{\theta}_l$. L'estimation ML de $\boldsymbol{\theta}_l$ s'inspire de (4.24) et s'écrit naturellement :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_l = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_l} \{ \|\mathbf{x}_l - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_l)\|_F^2 \} \quad (4.28)$$

L'inconvénient est que les $\mathbf{x}_l$ ne sont pas directement observables. Cependant, $\mathbf{x}_l$ peut être déterminé pour le l^{e} MPC à partir $\mathbf{x}$ en combinant (4.27) et (4.25) grâce à :

$$\mathbf{x}_l = \mathbf{x} - \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^{N_{\text{MPC}}} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{l'}) \quad (4.29)$$

Mais puisque les $\boldsymbol{\theta}_{l'}$ sont aussi des sets de paramètres recherchés, il n'est uniquement disponible que des estimations $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{l'}$ de ceux-ci. Ces estimations vont conduire à leur tour à une estimation $\hat{\mathbf{x}}_l$ des données cachées $\mathbf{x}_l$. L'idée de l'algorithme est de converger progressivement vers les solutions optimales grâce à des itérations successives sur l'ensemble des MPCs [89]. (4.29) et (4.28) font respectivement référence aux étapes d'espérance et de maximisation de l'algorithme EM. L'algorithme SAGE implémente la même approche tout en incorporant également une maximisation séquentielle des paramètres contenus dans les $\boldsymbol{\theta}_l$.

4.3.2 Fonction de coût pour la maximisation

En remplaçant (4.14) dans (4.23), il est obtenu :

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\mu}} \\ \hat{\boldsymbol{\alpha}} \end{bmatrix}_{\text{ML}} = \arg \min_{\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\alpha}} \{ (\mathbf{x} - \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}) \cdot \boldsymbol{\alpha})^{\text{H}} \cdot (\mathbf{x} - \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}) \cdot \boldsymbol{\alpha}) \} \quad (4.30)$$

L'estimation de $\hat{\boldsymbol{\alpha}}$, qui est un vecteur de paramètres linéaires, peut s'obtenir directement à partir d'une quelconque estimation de $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ par l'estimateur des

moindres carrés⁴, tel que :

$$\hat{\alpha}_{\text{ML}} = (\mathbf{B}(\hat{\mu})^{\text{H}} \cdot \mathbf{B}(\hat{\mu}))^{-1} \cdot \mathbf{B}(\hat{\mu})^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} \quad (4.31)$$

En remplaçant (4.31) dans (4.30), il est dérivé consécutivement :

$$\hat{\mu}_{\text{ML}} = \arg \min_{\mu} \left\{ \mathbf{x}^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} - (\mathbf{x}^{\text{H}} \cdot \mathbf{B}(\mu)) \cdot (\mathbf{B}(\mu)^{\text{H}} \cdot \mathbf{B}(\mu))^{-1} \cdot \mathbf{B}(\mu)^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} \right\} \quad (4.32)$$

$$= \arg \max_{\mu} \left\{ (\mathbf{x}^{\text{H}} \cdot \mathbf{B}(\mu)) \cdot (\mathbf{B}(\mu)^{\text{H}} \cdot \mathbf{B}(\mu))^{-1} \cdot \mathbf{B}(\mu)^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} \right\} \quad (4.33)$$

En factorisant la matrice $\mathbf{B}(\mu)$ en une matrice orthogonale $\mathbf{Q}(\mu)$ et en une matrice triangulaire supérieure $\mathbf{T}(\mu)$, selon :

$$\mathbf{B}(\mu) = \mathbf{Q}(\mu) \cdot \mathbf{T}(\mu) \quad (4.34)$$

le problème de maximisation en (4.33) revient à :

$$\hat{\mu}_{\text{ML}} = \arg \max_{\mu} \left\{ \mathbf{x}^{\text{H}} \cdot \mathbf{Q}(\mu) \cdot \mathbf{Q}(\mu)^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} \right\} \quad (4.35)$$

$$= \arg \max_{\mu} \left\{ \|\mathbf{z}(\mu)\|_F^2 \right\} \quad (4.36)$$

en ayant défini :

$$\mathbf{z}(\mu) = \mathbf{Q}(\mu)^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} \quad (4.37)$$

La recherche en (4.36) fait apparaître la fonction de coût $\mathbf{z}(\mu)$, qui met en oeuvre un banc de filtres adaptés, qui, par définition, maximise le rapport signal sur bruit.

A titre d'illustration, en reprenant la matrice non-linéaire de notre exemple SISO en (4.8) pour un seul MPC l , avec $\mathbf{B}_{\theta\theta}(\tau_l)$ et $N_{\text{MPC}} = 1$, il est alors possible de dériver⁵ une matrice orthogonale $\mathbf{Q}(\tau_l)$ qui vaut :

$$\mathbf{Q}(\tau_l) = \begin{bmatrix} \frac{G_{\text{Rx},\theta} \left(-\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right) G_{\text{Tx},\theta} \left(-\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right) e^{-j2\pi\tau_l \left(-\frac{N_{\ell}-1}{2} \right) \Delta f}}{\|G_{\text{Rx},\theta} \left(-\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right)\|_F^2 \|G_{\text{Tx},\theta} \left(-\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right)\|_F^2} \\ \vdots \\ \frac{G_{\text{Rx},\theta}(0) G_{\text{Tx},\theta}(0)}{\|G_{\text{Rx},\theta}(0)\|_F^2 \|G_{\text{Tx},\theta}(0)\|_F^2} \\ \vdots \\ \frac{G_{\text{Rx},\theta} \left(\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right) G_{\text{Tx},\theta} \left(\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right) e^{-j2\pi\tau_l \left(\frac{N_{\ell}-1}{2} \right) \Delta f}}{\|G_{\text{Rx},\theta} \left(\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right)\|_F^2 \|G_{\text{Tx},\theta} \left(\frac{N_{\ell}-1}{2} \Delta f \right)\|_F^2} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

4. Par le théorème de Gauss-Markov, le meilleur estimateur non-biaisé d'un système linéaire, dans lequel les erreurs sont non-corrélées et ont une espérance nulle ainsi que des variances égales, est l'estimateur des moindres carrés.

5. Le procédé de Gram-Schmidt est un exemple de méthode pour obtenir l'orthogonalisation d'une matrice.

La recherche de τ_l par $\mathbf{Q}(\tau_l)^H$ s'apparente typiquement à un filtrage adapté qui porte sur la phase du canal mesuré et qui est pondéré par les gains des antennes.

4.3.3 SAGE en pratique

4.3.3.1 Étapes d'espérance et de maximisation

A chaque itération (n) et pour chaque MPC l , les étapes d'espérance et de maximisation sont entreprises pour déterminer une nouvelle estimation de $\hat{\boldsymbol{\theta}}_l^{(n+1)}$ sur base des données complétées conditionnellement à l'estimation courante de $\hat{\boldsymbol{\theta}}_l^{(n)}$.

A l'étape d'espérance, l'estimation du canal du l^e MPC est mise à jour, en s'inspirant de (4.29), par :

$$\hat{\mathbf{x}}_l = \mathbf{x} - \sum_{l'=1}^{l-1} \mathbf{s}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{l'}^{(n+1)}) - \sum_{l'=l+1}^{N_{\text{MPC}}} \mathbf{s}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{l'}^{(n)}) \quad (4.39)$$

A l'étape de maximisation, l'attention se focalise d'abord sur les paramètres structurels $\boldsymbol{\mu}_l$, qui sont évalués successivement de la manière suivante :

$$\hat{\tau}_l^{(n+1)} = \arg \max_{\tau} \{ \|\mathbf{z}([\tau \hat{\phi}_{\text{Rx},l}^{(n)} \hat{\theta}_{\text{Rx},l}^{(n)} \hat{\phi}_{\text{Tx},l}^{(n)} \hat{\theta}_{\text{Tx},l}^{(n)}])\|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.40)$$

$$\hat{\phi}_{\text{Rx},l}^{(n+1)} = \arg \max_{\phi_{\text{Rx}}} \{ \|\mathbf{z}([\hat{\tau}_l^{(n+1)} \phi_{\text{Rx}} \hat{\theta}_{\text{Rx},l}^{(n)} \hat{\phi}_{\text{Tx},l}^{(n)} \hat{\theta}_{\text{Tx},l}^{(n)}])\|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.41)$$

$$\hat{\theta}_{\text{Rx},l}^{(n+1)} = \arg \max_{\theta_{\text{Rx}}} \{ \|\mathbf{z}([\hat{\tau}_l^{(n+1)} \hat{\phi}_{\text{Rx},l}^{(n+1)} \theta_{\text{Rx}} \hat{\phi}_{\text{Tx},l}^{(n)} \hat{\theta}_{\text{Tx},l}^{(n)}])\|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.42)$$

$$\hat{\phi}_{\text{Tx},l}^{(n+1)} = \arg \max_{\phi_{\text{Tx}}} \{ \|\mathbf{z}([\hat{\tau}_l^{(n+1)} \hat{\phi}_{\text{Rx},l}^{(n+1)} \hat{\theta}_{\text{Rx},l}^{(n+1)} \phi_{\text{Tx}} \hat{\theta}_{\text{Tx},l}^{(n)}])\|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.43)$$

$$\hat{\theta}_{\text{Tx},l}^{(n+1)} = \arg \max_{\theta_{\text{Tx}}} \{ \|\mathbf{z}([\hat{\tau}_l^{(n+1)} \hat{\phi}_{\text{Rx},l}^{(n+1)} \hat{\theta}_{\text{Rx},l}^{(n+1)} \hat{\phi}_{\text{Tx},l}^{(n+1)} \theta_{\text{Tx}}])\|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.44)$$

Ensuite, les paramètres linéaires, *i.e* les amplitudes complexes du l^e MPC, sont calculés à partir de (4.31) et de (4.34) par :

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_l^{(n+1)} = \mathbf{T}(\hat{\boldsymbol{\mu}}_l^{(n+1)})^{-1} \cdot \mathbf{Q}(\hat{\boldsymbol{\mu}}_l^{(n+1)})^H \cdot \mathbf{x} \quad (4.45)$$

4.3.3.2 Interprétation et implémentation

Soit le k^e échantillon fréquentiel du canal entre le j^e émetteur et le i^e récepteur. Le coefficient de la matrice orthogonale $\mathbf{Q}(\boldsymbol{\mu}_l)^H$ correspondant à cet

échantillon s'écrit, si seule la polarisation en θ est considérée, :

$$q_{k+(i-1)N_f+(j-1)N_fN_{Rx}}^* = \frac{G_{\mathbf{Rx},\theta}^{(i)}(k\Delta f, \vartheta_{\mathbf{Rx},l})^* G_{\mathbf{Tx},\theta}^{(j)}(k\Delta f, \vartheta_{\mathbf{Tx},l})^*}{\|G_{\mathbf{Rx},\theta}^{(i)}(k\Delta f, \vartheta_{\mathbf{Rx},l})\|_F^2 \|G_{\mathbf{Tx},\theta}^{(j)}(k\Delta f, \vartheta_{\mathbf{Tx},l})\|_F^2} \quad (4.46)$$

$$\underbrace{e^{j2\pi\tau_l k\Delta f}}_{=\text{IDFT}} \underbrace{e^{-j\frac{f_c+k\Delta f}{c_0}\mathbf{1}_r(\vartheta_{\mathbf{Tx},l})\cdot\Delta\mathbf{r}_{\mathbf{Tx}}^{(j)}}}_{=\text{beamforming au Tx}} \underbrace{e^{-j\frac{f_c+k\Delta f}{c_0}\mathbf{1}_r(\vartheta_{\mathbf{Rx},l})\cdot\Delta\mathbf{r}_{\mathbf{Rx}}^{(i)}}}_{=\text{beamforming au Rx}}$$

Dans (4.46), il est intéressant de remarquer que :

- la recherche des τ_l s'apparente à une transformée inverse de Fourier discrète qui résulte de l'échantillonnage fréquentiel du canal. La résolution en retard est donc limitée par l'inverse de la bande passante du signal ;
- les réseaux d'antennes à l'émetteur et au récepteur rendent possible une recherche des paramètres angulaires par *beamforming*. Un tel procédé modifie la phase de chaque antenne du réseau pour aboutir à un diagramme de rayonnement global qui est fortement directif, comme montré à la figure 4.11. Les résolutions dépendent alors de la configuration des réseaux, notamment du nombre d'antennes et de l'espacement entre ces dernières. Pour réduire la complexité du procédé, il est possible de définir le filtrage uniquement à partir de la fréquence centrale f_c du système, et non plus à partir de $(f_c + k\Delta f)$. A cette fin, il est nécessaire de s'assurer que les performances du *beamformer* restent satisfaisantes⁶ puisque cette désadaptation risque d'entraîner l'apparition de lobes secondaires. Il est aussi possible de tenir compte d'une éventuelle sphéricité des MPCs au niveau du réseau d'antennes. Pour ce faire, les termes de phase impliqués dans le beamforming doivent être remplacés par (4.47) pour le réseau à l'émetteur et par (4.48) pour celui au récepteur.

$$e^{j\frac{f_c+k\Delta f}{c_0}\left(\|\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau_l, \vartheta_{\mathbf{Tx},l}) - \Delta\mathbf{r}_{\mathbf{Tx}}^{(j)}\| - \|\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau_l, \vartheta_{\mathbf{Tx},l})\|\right)} \quad (4.47)$$

$$e^{j\frac{f_c+k\Delta f}{c_0}\left(\|\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau_l, \vartheta_{\mathbf{Rx},l}) - \Delta\mathbf{r}_{\mathbf{Rx}}^{(i)}\| - \|\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau_l, \vartheta_{\mathbf{Rx},l})\|\right)} \quad (4.48)$$

où $\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau, \vartheta)$ est un vecteur géométrique qui établit un lien virtuel en ligne de vue directe entre l'antenne Tx et l'antenne Rx, ou vice-versa. Dans un système de coordonnées cartésiennes relatif au réseau concerné, il est défini par :

$$\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau, \phi, \theta) = \tau c (\sin(\theta)(\cos(\phi)\mathbf{1}_x + \sin(\phi)\mathbf{1}_y) + \cos(\theta)\mathbf{1}_z) \quad (4.49)$$

De plus, cette sphéricité implique que les MPCs sont émis et captés sous différentes directions selon la localisation des antennes dans les réseaux.

6. C'est le cas si la bande B_w est suffisamment étroite.

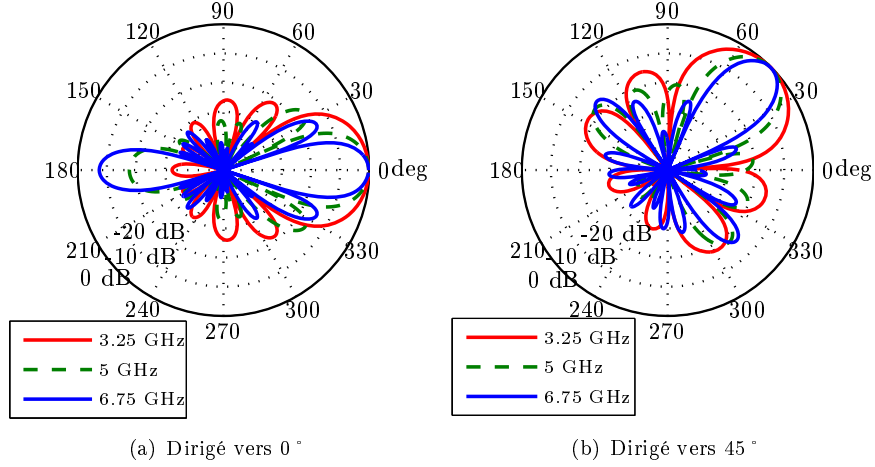


FIGURE 4.11 – Exemples de beamforming pour un réseau carré de 7×7 antennes omnidirectionnelles. Les antennes sont espacées d’au minimum 2 cm. Les diagrammes de rayonnement globaux sont dessinés en azimut pour trois systèmes définis sur des bandes passantes de 500 MHz centrées sur les fréquences centrales spécifiées dans les légendes.

Cette modification angulaire se calcule en prenant les coordonnées sphériques de $(\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau_l, \vartheta_{\text{Tx},l}) - \Delta \mathbf{r}_{\text{Tx}}^{(j)})$ pour chaque position j des antennes émettrices et celles de $(\mathbf{r}_{\text{virt}}(\tau_l, \vartheta_{\text{Rx},l}) - \Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)})$ pour chaque position i des antennes réceptrices.

Dans (4.46), il est évident que toute imprécision sur la connaissance des gains d’antennes peut entraîner une erreur dans l’estimation de $\hat{\alpha}_l$ et nuire à la stabilité et à la fiabilité de l’algorithme⁷. Cette situation peut être évitée en excluant les effets d’antennes lors de l’exécution de l’algorithme. A cette fin, trois hypothèses sont à citer :

- La première concerne les réalisations spatiales. A une fréquence donnée, les antennes d’un même réseau doivent montrer strictement les mêmes diagrammes de rayonnement quelle que soit leur localisation. Cette hypothèse est difficilement rencontrée pour un réseau réel d’antennes puisque les couplages entre ces dernières peuvent modifier leurs caractéristiques. Toutefois, cet inconvénient n’intervient pas dans le cas d’un réseau virtuel d’antennes ;
- Les MPCs ne présentent aucune sphéricité ;
- Enfin, ni le milieu de propagation ni les antennes ne doivent être sélectifs

7. La caractérisation des antennes doit être effectuée avec le plus grand soin.

en fréquence dans la bande considérée.

Sous de telles hypothèses, les diagrammes des antennes ne dépendent ni de l'échantillonnage spatial ni de l'échantillonnage fréquentiel, c-à-d $\mathbf{G}_{\text{Tx}}(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}) = \mathbf{G}_{\text{Tx}}^{(j)}(k \Delta f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l})$ et $\mathbf{G}_{\text{Rx}}(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l}) = \mathbf{G}_{\text{Rx}}^{(i)}(k \Delta f, \boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l})$. Il est alors possible d'extraire les paramètres des MPCs pour une polarisation⁸ à partir du modèle suivant :

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_l) = \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l) \alpha_{\theta\theta,l} \quad (4.50)$$

$$= G_{\text{Rx},\theta}(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Rx},l}) G_{\text{Tx},\theta}(\boldsymbol{\vartheta}_{\text{Tx},l}) \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)^\dagger \alpha_{\theta\theta,l} \quad (4.51)$$

$$= \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)^\dagger \alpha_{\theta\theta,l}^\dagger \quad (4.52)$$

où $\alpha_{\theta\theta,l}^\dagger$ incorpore les effets des antennes, et où $\mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)^\dagger$ est une matrice orthogonale puisqu'elle désigne la matrice $\mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)$ sans ces dits effets. Les gains des antennes ne sont donc pas impliqués explicitement dans le procédé itératif. Ils seront appelés uniquement en sortie de l'algorithme pour déterminer les paramètres $\alpha_{\theta\theta,l}$.

Si maintenant les conditions ne sont pas satisfaites concernant l'absence de distorsion au niveau des antennes ou des MPCs, alors une solution pertinente consiste à fragmenter la bande de fréquence B_w en N_{B_w} sous-bandes fréquentielles pour lesquelles ces conditions sont réunies. Le modèle de canal devient :

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_l) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)_2 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)_{N_{B_w}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_{l,1} \\ \boldsymbol{\alpha}_{l,2} \\ \vdots \\ \boldsymbol{\alpha}_{l,N_{B_w}} \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Dans (4.53), $\mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)_n$ $[4 N_{\text{f},n} N_{\text{Rx}} N_{\text{Tx}} \times 1]$ est la fonction de structure associée aux paramètres linéaires $\boldsymbol{\alpha}_{l,n}$ du l^{e} MPC à la n^{e} sous-bande fréquentielle de $N_{\text{f},n}$ échantillons. L'extraction des MPCs est effectuée parallèlement sur les différentes bandes de fréquence puisque la maximisation porte sur :

$$\hat{\boldsymbol{\mu}}_{\text{ML}} = \arg \max_{\boldsymbol{\mu}} \left\{ \sum_{n=1}^{N_{B_w}} \|\mathbf{z}_n(\boldsymbol{\mu})\|_F^2 \right\} \quad (4.54)$$

où $\mathbf{z}_n(\boldsymbol{\mu})$ est la fonction de coût définie sur base de $\mathbf{B}(\boldsymbol{\mu}_l)_n$.

8. En l'occurrence, le modèle est établi ici pour des canaux θ vers θ puisque les antennes sont orientées verticalement en émission et en réception.

Dans la même idée, si les conditions ne sont pas satisfaites concernant des caractéristiques identiques pour toutes les antennes, alors une solution alternative consiste à regrouper les antennes qui présentent les mêmes diagrammes de rayonnement et à attribuer temporairement une amplitude complexe à chacun de ces ensembles. Ensuite, les paramètres structurels des MPCs s'obtiennent similairement à (4.54) avec une somme qui porte sur les contributions propres à chaque regroupement d'antennes. Typiquement, cette approche est conseillée lorsque des antennes à polarisations multiples sont employées.

4.3.3.3 Initialisation et finalisation

Étant donné qu'aucune information sur l'ensemble de paramètres θ_l n'est a priori disponible, une procédure d'initialisation est effectuée pour déterminer les paramètres d'entrée de l'algorithme SAGE. Cette procédure est basée sur une approche par *successive interference cancelation* en une seule itération, où les contributions des MPCs les plus puissants sont au fur et à mesure retirées du canal, similairement à (4.39). Quant à l'extraction des MPCs, elle est obtenue par une étape de maximisation modifiée de l'algorithme SAGE dans laquelle des estimations non-cohérentes sont appliquées. En particulier, pour chaque MPC, il s'agit d'évaluer les paramètres structurels par (4.55), (4.56) et (4.57) puis les paramètres linéaires $\hat{\alpha}_l^{(1)}$ par (4.45).

$$\hat{\tau}_l^{(1)} = \arg \max_{\tau} \{ \| (\mathbf{1}_{(N_{\text{Tx}} N_{\text{Rx}})} \otimes \mathbf{B}_{\tau}(\tau))^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} \|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.55)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\text{Rx},l}^{(1)} \\ \hat{\theta}_{\text{Rx},l}^{(1)} \end{bmatrix} = \arg \max_{\vartheta_{\text{Rx}}} \{ \| (\mathbf{1}_{(N_{\text{Tx}})} \otimes \mathbf{B}_{\text{Rx}}(\vartheta_{\text{Rx}}) \otimes \mathbf{B}_{\tau}(\hat{\tau}_l^{(1)}))^{\text{H}} \cdot \mathbf{x} \|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.56)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\text{Tx},l}^{(1)} \\ \hat{\theta}_{\text{Tx},l}^{(1)} \end{bmatrix} = \arg \max_{\phi_{\text{Tx}} \theta_{\text{Tx}}} \{ \| \mathbf{z}([\hat{\tau}_l^{(1)} \hat{\phi}_{\text{Rx},l}^{(1)} \hat{\theta}_{\text{Rx},l}^{(1)} \phi_{\text{Tx}} \theta_{\text{Tx}}]) \|_{\text{F}}^2 \} \quad (4.57)$$

où $\mathbf{B}_{\tau}(\tau)$ est défini similairement à (4.9) pour $N_{\text{MPC}} = 1$ et $\mathbf{1}_{(N)}$ $[N \times 1]$ est le vecteur colonne unité. $\mathbf{B}_{\text{Rx}}(\vartheta_{\text{Rx}})$ vaut :

$$\mathbf{B}_{\text{Rx}}(\vartheta_{\text{Rx}}) = \left[e^{j \frac{f_c + k \Delta f}{c_0} \mathbf{1}_r(\vartheta_{\text{Rx}}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(1)}} e^{j \frac{f_c + k \Delta f}{c_0} \mathbf{1}_r(\vartheta_{\text{Rx}}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(2)}} \dots e^{j \frac{f_c + k \Delta f}{c_0} \mathbf{1}_r(\vartheta_{\text{Rx}}) \cdot \Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(N_{\text{Rx}})}} \right]^{\text{T}} \quad (4.58)$$

Les résolutions angulaires impliquées dans les maximisations jointes de (4.56) et (4.57) doivent être impérativement augmentées pour diminuer la complexité de la recherche. Signalons que la recherche en τ dans (4.55) consiste en la détermination de la puissance la plus élevée du PDP du canal complété.

Le nombre de MPCs à extraire peut être posé comme un paramètre d'entrée, ou peut être déterminé à l'étape d'initialisation à partir de la puissance maximale du PDP du canal complété. Si cette puissance descend sous un

certain seuil⁹, la recherche de nouveaux MPCs est alors arrêtée.

Concernant les conditions d'arrêt du processus itératif, celles-ci peuvent être basées, soit sur l'exécution d'un nombre déterminé d'itérations¹⁰, soit sur le franchissement d'un seuil correspondant aux différences entre les valeurs des paramètres à l'itération courante et celles à l'itération précédente.

4.3.4 SAGE pour les réseaux corporels sans fil

L'algorithme SAGE peut être mis à profit dans le contexte des BANs pour identifier les MPCs qui sont émis et captés par des antennes portées sur le corps humain. Cependant, l'extraction des MPCs est complexifiée par la double particularité d'un tel scénario. Primo, les antennes émettrices et réceptrices sont co-localisées puisqu'elles ne sont distantes que d'un maximum de 40 cm en coupe transversale. Secondo, la présence du corps modifie le diagramme de rayonnement des antennes et influence ainsi les conditions expérimentales. Ces deux constats appellent ainsi à une réflexion de fond sur la définition du scénario et sur l'implémentation de l'algorithme SAGE.

4.3.4.1 Définition du scénario BAN

Deux scénarios BAN sont proposés pour extraire les MPCs, à savoir :

1. Les mesures sont réalisées en l'absence du corps humain. Des réseaux, virtuels ou non, en émission et en réception sont construits en contiguïté. L'idée est d'extraire les paramètres dans cette configuration et d'appliquer ensuite à chaque antenne un diagramme de rayonnement modifié simulant ainsi sa localisation sur le corps humain. Toutefois, même en faisant fi des contraintes pratiques exigées¹¹, il est à se demander si cette méthode peut véritablement décrire le canal. En effet, l'influence du corps humain n'est, au final, considérée que lorsque les ondes sont émises et reçues, et non pas, comme il devrait être aussi, au cours de leur propagation, durant laquelle le corps peut tantôt les obstruer, tantôt les réfléchir.
2. Les antennes Tx sont placées sur le corps humain et un réseau d'antennes Rx devant le corps. L'idée est de remédier au défaut de la première méthode en incluant explicitement la présence du corps. En contre-partie, ce scénario ne permet pas d'identifier le spectre à l'émission, ce qui est

9. Ce seuil est typiquement fixé à 6 dB au dessus du niveau de bruit du PDP.

10. En pratique, une dizaine d'itérations sont exécutées.

11. A titre d'exemple, deux positionneurs co-localisés sont exigés ainsi qu'une caractérisation parfaite tri-dimensionnelle de l'antenne lorsqu'elle est posée sur un corps humain.

peu regrettable dans notre scénario final. Celui-ci définit en effet un système où seule la station de base est munie de plusieurs antennes. Seule le spectre angulaire en réception est donc nécessaire.

4.3.4.2 Implémentation de l'algorithme

L'implémentation de l'algorithme est différent selon le scénario BAN envisagé.

Premier scénario BAN L'algorithme SAGE doit exclure des résultats tous les phénomènes liés à la proximité des réseaux, notamment la ligne de vue directe entre les antennes T_x et R_x . A cette fin, la procédure expérimentale peut être reproduite en chambre anéchoïque. De cette manière, il est ainsi mesuré les sous-canaux définis par ces mécanismes de propagation non-désirés. Ces sous-canaux sont alors soustraits à ceux estimés dans l'environnement d'intérêt. Une autre solution consiste, quant à elle, à ignorer tous les signaux dont le temps d'arrivée est inférieur au temps de vol d'une onde parcourant complètement les deux réseaux.

Second scénario BAN Pour le second scénario BAN, la tâche est plus compliquée car l'implémentation de l'algorithme peut s'effectuer selon deux méthodes, qui traduisent chacune comment l'influence du corps humain est conceptualisée. Assurément, la présence du corps humain rompt la stationnarité spatiale du canal puisque les antennes du réseau subissent des diffractions différentes selon leur position vis-à-vis du corps humain.

1. La première implémentation consiste en une compensation de l'effet du corps : pour chaque antenne du réseau, le diagramme de rayonnement est égalisé par le couplage entre l'antenne et le corps humain. L'idée est alors d'apprécier les MPCs comme si le corps humain n'était pas présent. Pour ce faire, il est indispensable que les couplages soient parfaitement connus. La section 4.3.4.3 explique comment construire cette connaissance sur base d'un modèle théorique simple. Nous avons démontré la validité de cette implémentation dans [90] pour une onde incidente dans le plan azimutal. Cependant, les erreurs de représentation du couplage pour des co-élévations autres que celles du plan azimutal conduisent à une divergence de l'algorithme. Les résultats délivrés sont donc inexploitable.
2. La seconde implémentation considère que la détection des MPCs voilés par le corps humain n'est pas essentielle puisque, en pratique, l'antenne réceptrice, aussitôt placée contre le corps, présente un zéro de rayonnement dans cette direction. L'algorithme est donc exécuté sans tenir

compte des différences de couplage et il attribue les diffractions issues du corps humain soit à la composante diffuse du canal, soit à des MPCs¹², qui sont écartés des résultats finaux. Ces résultats sont donc valides pour tout le spectre angulaire, exception faite de la région à l'arrière du corps.

4.3.4.3 Représentation du couplage par un modèle théorique

Comme présenté à la section 2.4.2, deux sortes de couplage peuvent exister entre l'antenne et le corps humain : le premier intervient directement sur le canal en obstruant certains mécanismes de propagation alors que le second modifie intrinsèquement les caractéristiques de l'antenne.

La représentation du couplage par un modèle théorique est vraiment intéressante car elle permet d'éviter la caractérisation empirique de chaque antenne du réseau, qui peut rapidement devenir laborieuse. En particulier, le modèle fondamental à un cylindre¹³ est mis à l'épreuve en le comparant aux relevés de la campagne de mesures F, détaillée à la page 82. En résumé, durant cette campagne, le diagramme de rayonnement est évalué pour plusieurs distances entre l'antenne et le corps humain. Ces diagrammes de rayonnement sont normalisés par ceux de l'antenne en espace libre.

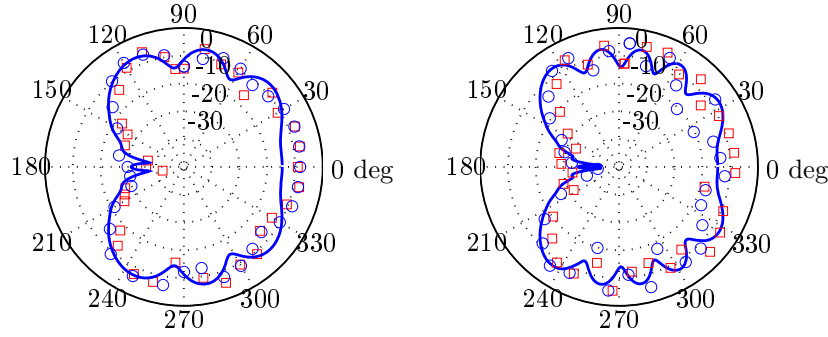
La figure 4.12 montre que les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés coïncident en grande partie pour une antenne située à 15 cm du corps. Il est également observé le shadowing causé par la présence des bras, qui diminue encore les puissances émises à l'opposé du corps. Des discordances entre les mesures et les simulations restent toutefois perceptibles du même côté que la source. La représentation du corps par un cylindre montre ainsi ces limites, avec l'incapacité de reproduire fidèlement le décalage en phase, et donc l'interférence, entre le champ incident et le champ réfléchi par le cylindre. Néanmoins, cette différence disparaît rapidement lorsque l'antenne est éloignée du corps. Le couplage de propagation pour un réseau d'antennes éloigné du corps peut être donc approché par le modèle à un cylindre.

Pour une antenne plus proche du corps, il est plus difficile de comparer et d'interpréter les résultats. En effet, attendu qu'un couplage s'établit entre l'antenne Skycross et le corps, il devient impossible de dissocier les effets d'an-

12. Cette situation peut se produire si le corps humain sert de réflecteur.

13. Le modèle théorique à un cylindre est développé en annexe à partir de la page 185.

tennes aux effets de propagation sans connaître le facteur de déformation¹⁴ $\mathbf{G}_{\text{corps}}(t, f, \vartheta)$.



(a) Expérimental : 3 GHz et 15 cm

(b) Expérimental : 5 GHz et 15 cm

FIGURE 4.12 – Diagramme de rayonnement en présence du corps humain. Les valeurs des champs E_z , exprimées en [dB], sont normalisées par les champs équivalents en espace libre. La distance précise la séparation entre la source et le corps, ou le cylindre équivalent. Les marqueurs $\circ$ et $\square$ sont les mesures lorsque le sujet a, respectivement, les bras relevés et les bras relâchés le long du corps. La ligne pleine correspondre aux simulations du modèle à un cylindre.

4.4 Identification des clusters

L'identification de clusters, ou *clustering*, est une technique d'apprentissage non supervisé, qui consiste à identifier une éventuelle tendance des données à être regroupées en classes non-prédéfinies. Ces dernières années, cette technique a capté un intérêt tout particulier en modélisation de canaux sans fil pour rassembler les MPCs en clusters.

La formulation du problème est une étape primordiale du clustering car elle pose les hypothèses sur la structure des clusters. La définition d'un cluster est alors cruciale puisqu'elle conditionne directement les résultats d'identification. Afin d'obtenir des ensembles homogènes et différenciés, les variables d'intérêt sont spécifiées et comparées selon des critères de compacité et des critères de séparabilité. La compacité définit la ressemblance des MPCs dans chaque cluster, et la séparabilité, quant à elle, fixe la dissemblance entre les éléments

¹⁴. Ce facteur étant propre à chaque antenne, son étude sort du cadre du présent travail et elle n'a donc pas été approfondie.

de clusters distincts.

Les premières techniques de clustering furent basées sur une identification visuelle des clusters. Récemment, des algorithmes automatiques ont été progressivement introduits.

4.4.1 Inspection visuelle

Le clustering par inspection visuelle repose sur une appréciation heuristique à regrouper les MPCs. Apparaissant dès les premiers temps de la modélisation du canal [74, 91, 92, 93], elle souffre de limitations qui ne sont plus aujourd'hui acceptables :

- elle est influencée par la subjectivité de l'examineur, qui induit un manque de reproductivité dans l'analyse et l'interprétation des résultats. Pour restreindre cet inconvénient, il est alors indispensable d'établir un canevas précis de règles à suivre ;
- si le nombre de données à étudier est important, la tâche devient rapidement contraignante ;
- l'inspection visuelle atteint des niveaux accrus de difficulté et de pertinence, quand l'espace des paramètres augmente. Autant l'analyse de systèmes à deux ou trois degrés est encore envisageable, autant celle de systèmes au-delà de quatre dimensions est trop laborieuse.

Malgré ces défauts, le clustering par inspection visuelle fournit néanmoins une information efficace pour juger de la qualité des résultats délivrés d'autres méthodes.

4.4.2 Méthode non-supervisée

L'automatisation de l'identification des clusters se révèle une évolution pertinente pour pallier les inconvénients de l'inspection visuelle. Sa première apparition en modélisation de canal remonte à 2004 dans [94], où les paramètres temporels des clusters sont automatiquement extraits des mesures expérimentales. Dans [95], une ébauche d'identification spatio-temporelle des clusters est entamée. Ici, l'automatisation détermine chaque paramètre séparément. Ils sont ensuite joints aux autres par une appréciation visuelle. Il s'agit d'un algorithme semi-supervisé. Il faut attendre les travaux de N. Czink pour que les procédés d'identification deviennent complètement automatisés. Dans [96], une méthode hiérarchique de clustering est présentée, alors que [97] décrit une méthode de partitionnement. Ces deux méthodes diffèrent selon la manière dont les classes sont construites.

4.4.2.1 Distance entre MPCs

Tout algorithme de clustering repose sur la définition de métriques. Ces métriques sont des mesures de la distance entre MPCs destinées à qualifier la similarité (faible valeur) ou la dissimilarité (haute valeur) de ceux-ci. Une métrique doit être non négative, définitive et symétrique.

Pour quantifier la distance entre deux MPCs l et l' , les résultats de [98] sont exploités. Dans ce travail, les auteurs dissocient les distances partielles angulaires d'arrivée (AoA) et de départ (AoD), resp. $d_{\text{AoA},l,l'}$ et $d_{\text{AoD},l,l'}$, de la distance partielle temporelle $d_{\tau,l,l'}$.

$$d_{\text{AoA},l,l'} = \frac{1}{2} \left(\begin{pmatrix} \sin \theta_{\text{Rx},l} \cos \phi_{\text{Rx},l} \\ \sin \theta_{\text{Rx},l} \sin \phi_{\text{Rx},l} \\ \cos \theta_{\text{Rx},l} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \sin \theta_{\text{Rx},l'} \cos \phi_{\text{Rx},l'} \\ \sin \theta_{\text{Rx},l'} \sin \phi_{\text{Rx},l'} \\ \cos \theta_{\text{Rx},l'} \end{pmatrix} \right) \quad (4.59)$$

$$d_{\text{AoD},l,l'} = \frac{1}{2} \left(\begin{pmatrix} \sin \theta_{\text{Tx},l} \cos \phi_{\text{Tx},l} \\ \sin \theta_{\text{Tx},l} \sin \phi_{\text{Tx},l} \\ \cos \theta_{\text{Tx},l} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \sin \theta_{\text{Tx},l'} \cos \phi_{\text{Tx},l'} \\ \sin \theta_{\text{Tx},l'} \sin \phi_{\text{Tx},l'} \\ \cos \theta_{\text{Tx},l'} \end{pmatrix} \right) \quad (4.60)$$

Dans (4.59) et (4.60), $\frac{1}{2}$ est un facteur de normalisation assurant que la distance angulaire vaut au maximum 1. La contribution temporelle est définie par :

$$d_{\tau,l,l'} = \frac{|\tau_l - \tau_{l'}| \sigma_\tau}{(\max_{l,l'} \{|\tau_l - \tau_{l'}|\})^2} \quad (4.61)$$

où l'étalement en retard σ_τ pondère la distance en tenant compte de la dispersion temporelle du canal. $\max\{\cdot\}$ (resp. $\min\{\cdot\}$) est la valeur maximale (resp. minimale) de l'ensemble considéré.

La métrique résultante d est définie à partir de la distance de Minkowski d'ordre 2 :

$$d(\boldsymbol{\mu}_l, \boldsymbol{\mu}_{l'}) = \sqrt{\|d_{\text{AoD},l,l'}\|^2 + \|d_{\text{AoA},l,l'}\|^2 + \eta_{\text{at}} d_{\tau,l,l'}^2} \quad (4.62)$$

Cette métrique permet de qualifier numériquement la distance entre deux MPCs. Le paramètre η_{at} permet d'agir sur la densité angulo-temporelle des clusters en accordant plus ou moins d'importance à l'une des deux dimensions. De manière générale, $\boldsymbol{\mu}_l$ représente le vecteur de paramètres de l'objet l .

4.4.2.2 Distance entre clusters

Afin d'évaluer l'éloignement $D(C_1, C_2)$ entre deux clusters C_1 de N_1 objets et C_2 de N_2 objets, il est nécessaire de définir une super-métrique. Différentes approches sont disponibles pour calculer cette distance, telles que :

- *single linkage* ou saut minimal, qui tend à créer des classes générales :

$$D(C_1, C_2) = \min_{\substack{l \in C_1 \\ l' \in C_2}} \{d(\mu_l, \mu_{l'})\} \quad (4.63)$$

- *complete linkage* ou saut maximal, qui tend à produire des classes spécifiques :

$$D(C_1, C_2) = \max_{\substack{l \in C_1 \\ l' \in C_2}} \{d(\mu_l, \mu_{l'})\} \quad (4.64)$$

- *average linkage* ou saut moyen, qui propose des classes à variance proche :

$$D(C_1, C_2) = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{\substack{l \in C_1 \\ l' \in C_2}} d(\mu_l, \mu_{l'}) \quad (4.65)$$

- Distance des centroïdes des clusters.

$$D(C_1, C_2) = d(\bar{\mu}_1, \bar{\mu}_2) \quad (4.66)$$

où $\bar{\mu}_c$ est le centroïde du cluster C_c et est défini par :

$$\bar{\mu}_c = \frac{1}{P_c} \sum_{l \in C_c} p_l \mu_l \quad (4.67)$$

A chaque objet est attribué un poids p_l (tel que $p_l > 0$ et $\sum_l p_l = 1$), et P_c est le poids du cluster obtenu par :

$$P_c = \sum_{l \in C_c} p_l \quad (4.68)$$

A partir de cette notion de centroïde, il est possible d'introduire les notions d'inertie intra-clusters et d'inertie inter-clusters. L'inertie intra-clusters $\mathcal{I}_B$ témoigne de la variance des objets d'un même cluster. Elle s'écrit, à partir de la compacité S_c de chaque cluster c du système à K clusters, comme :

$$\mathcal{I}_B = \sum_{c=1}^K P_c S_c^2 \quad (4.69)$$

avec :

$$S_c = \sqrt{\frac{1}{P_c} \sum_{l \in C_c} p_l d^2(\mu_l, \bar{\mu}_c)} \quad (4.70)$$

alors que l'inertie extra-clusters $\mathcal{I}_w$ mesure la variance des centroïdes des clusters, telle que :

$$\mathcal{I}_W = \sum_{c=1}^K P_c d^2(\bar{\mu}_c, \bar{\mu}) \quad (4.71)$$

avec $\bar{\mu}$ le centroïde d'une classe unique qui comprend tous les objets.

L'objectif de la classification est alors d'obtenir, pour un nombre fixé de clusters, une inertie inter-clusters importante et une inertie intra-clusters faible. Qui plus est, le théorème de Köning-Huygens permet de démontrer que la somme de ces deux inerties reste toujours constante [99].

4.4.2.3 Méthodes hiérarchiques

Les méthodes hiérarchiques construisent les classes graduellement sous la forme d'un arbre, appelé dendrogramme :

- chaque noeud de l'arbre est une classe, qui représente un cluster ;
- chaque feuille du dendrogramme ne contient qu'un seul MPC. Si N_{MPC} MPCs sont à classer, il y a alors N_{MPC} feuilles ;
- la racine du dendrogramme réunit tous les MPCs.

Deux approches conduisent à l'élaboration de l'arbre, soit par division, soit par agglomération. D'un côté, la division est une approche descendante, par laquelle les classes sont successivement scindées en classes plus raffinées. De l'autre côté, l'agglomération est une approche ascendante qui fusionne les classes similaires en une nouvelle classe.

Ces algorithmes ont l'avantage d'être extrêmement simples à utiliser et à implémenter. Cependant, leur complexité, $O(N_{\text{MPC}}^2)$ dans ses meilleures versions, les rend inexploitable en pratique pour des quantités importantes de données.

4.4.2.4 Méthode de partitionnement

La méthode de partitionnement la plus connue est le *K-means clustering*. Il consiste à partitionner, de manière itérative, les objets parmi l'un des K clusters disponibles en minimisant l'inertie intra-cluster. L'algorithme se décrit ainsi :

1. Choisir aléatoirement K centroïdes initiaux $\bar{\mu}_1^{(0)}, \bar{\mu}_2^{(0)}, \dots, \bar{\mu}_K^{(0)}$.
2. Effectuer à chaque itération (n),

- (a) Affecter chaque objet l au cluster c le plus proche, tel que :

$$C_c^{(n)} = \left\{ \mu_l : d(\mu_l, \bar{\mu}_c^{(n-1)}) \leq d(\mu_l, \bar{\mu}_{c'}^{(n-1)}), \forall c' \in 1, 2, \dots, K \right\} \quad (4.72)$$

- (b) Recalculer les centroïdes $\bar{\mu}_c^{(n)}$ à partir des nouveaux ensembles $C_c^{(n)}$.
- (c) Répéter ces étapes tant que $\sum_{c=1}^K \|\bar{\mu}_c^{(n)} - \bar{\mu}_c^{(n-1)}\|$ est supérieur à un seuil fixé, ou tant qu'un nombre maximal d'itérations n'a pas été atteint.
3. Récupérer les $C_c^{(n)}$ et les $\bar{\mu}_c^{(n)}$ associés.

L'existence de minima locaux peuvent mener à des clusters différents pour des initialisations différentes. Il est alors nécessaire de répéter l'algorithme pour repérer les clusters stables et s'en servir à la prochaine initialisation. La complexité de cet algorithme est diminuée à $O(N_{\text{MPC}} K N_{\text{ite}})$ où N_{ite} est le nombre total d'itérations.

Dans [97], le *Kpower-means* est une adaptation de cet algorithme à l'analyse des MPCs :

- la métrique décrite à la section 4.4.2.1 est utilisée pour évaluer la distance entre les MPCs ;
- la puissance du MPC est choisie comme facteur de pondération ;
- à l'initialisation, les K clusters les plus puissants définissent les centroïdes initiaux ;
- le calcul des centroïdes est particularisé en tenant compte de l'espace sphérique des paramètres angulaires des MPCs. Ainsi, la moyenne $\bar{\phi}_{\text{Rx},c}$ sur l'ensemble des paramètres angulaires $\phi_{\text{Rx},l}$ des MPCs du cluster C_c s'obtient par :

$$\bar{\phi}_{\text{Rx},c} = \arg\left\{ \frac{1}{P_c} \sum_{l \in C_c} p_l e^{j\phi_{\text{Rx},l}} \right\} \quad (4.73)$$

où l'opérateur $\arg\{z\}$ donne l'argument du nombre complexe z . Les moyennes $\bar{\phi}_{\text{Tx},c}$, $\bar{\theta}_{\text{Rx},c}$ et $\bar{\theta}_{\text{Tx},c}$ s'obtiennent d'une manière similaire à (4.73).

4.4.2.5 Nombre de clusters

Les algorithmes précédents ne délivrent aucune information sur le nombre de clusters à choisir. Il existe plusieurs indices pour déterminer le nombre idéal

de clusters [100]. L'indice le plus populaire est certainement l'indice de Davies-Bouldin, qui établit une préférence par le rapport entre la compacité du cluster et l'éloignement des clusters. L'indice de Davies-Bouldin $DB(K)$ est évalué pour K clusters par :

$$DB(K) = \frac{1}{K} \sum_{c=1}^K R_c \quad (4.74)$$

avec

$$R_c = \max_{\substack{c'=1,2,\dots,K \\ c \neq c'}} \left\{ \frac{S_c + S_{c'}}{D(C_c, C_{c'})} \right\} \quad (4.75)$$

Le nombre optimal de cluster $\hat{K}^{\text{opt}}$ est alors approché par le minimum de ce rapport :

$$\hat{K}^{\text{opt}} = \arg \min_K \{DB(K)\} \quad (4.76)$$

Il a cependant été préféré l'indice de Kim-Parks [101], qui est une version normalisée de l'indice de Davies-Bouldin. En effet, les composantes de compacité et d'éloignement de l'indice de Davies-Bouldin tendent vers 0 quand les clusters sont, respectivement, sous-partitionnés $K < K^{\text{opt}}$ et sur-partitionnés $K > K^{\text{opt}}$. La minimisation de DB peut alors être erronée. Qui plus est, les valeurs de l'indice dépendent directement de la structure des données ainsi que du nombre d'objets à classer, et des facteurs d'échelle peuvent apparaître.

L'indice de Kim-Parks pallie ces inconvénients en délivrant une valeur entre 0 et 1. Son algorithme se décrit de la manière suivante :

1. Pour $K = 2$ à K_{max}
 - (a) Obtenir les résultats de clustering d'un algorithme approprié.
 - (b) Calculer les compacités S_c des K clusters et définir l'indice KP_α à partir de l'inertie intra-clusters, comme :

$$KP_\alpha(K) = \frac{1}{K} \sum_{c=1}^K S_c \quad (4.77)$$

- (c) Calculer l'éloignement minimum par :

$$d_{\min}(K) = \min_{\substack{c,c'=1,\dots,K \\ c \neq c'}} \{D(C_c, C_{c'})\} \quad (4.78)$$

et définir :

$$KP_\beta(K) = \frac{K}{d_{\min}(K)} \quad (4.79)$$

2. Pour chaque nombre de clusters, estimer son indice de Kim-Parks (KP) correspondant par (4.80).

$$KP(K) = \frac{KP_{\alpha}(K) - \min\{KP_{\alpha}\}}{\max\{KP_{\alpha}\} - \min\{KP_{\alpha}\}} + \frac{KP_{\beta}(K) - \min\{KP_{\beta}\}}{\max\{KP_{\beta}\} - \min\{KP_{\beta}\}} \quad (4.80)$$

4.5 Récapitulatif

La première partie de ce chapitre a été l'occasion de présenter les campagnes de mesures menées dans le cadre de ce travail. Au coeur de la procédure expérimentale se trouve un analyseur de réseau vectoriel qui mesure les réponses en fréquence complexes des canaux UWB. Les quatre ports de l'appareil rendent possible le sondage simultané de trois sous-canaux et une idée précise de la corrélation entre ceux-ci. L'utilisation d'un interrupteur permet de définir un réseau comprenant jusqu'à six antennes à l'émission alors que le déplacement de l'émetteur par un positionneur tridimensionnel automatique permet de démultiplier le nombre d'antennes par l'élaboration d'un réseau virtuel.

La seconde partie de ce chapitre s'est attachée à définir les outils mathématiques en vue d'extraire les MPCs du canal mesuré et de les regrouper en clusters. Une nouvelle version de l'algorithme SAGE fut proposée pour l'extraction des MPCs. Celui-ci met en oeuvre une procédure itérative constituée d'une première étape d'espérance et d'une seconde de maximisation, pendant lesquelles les MPCs et leurs paramètres sont évalués séquentiellement. Les caractéristiques avancées par cet algorithme sont :

- l'algorithme repose sur des échantillons fréquentiels du canal et il est donc apte à fonctionner avec les données issues de l'analyseur de réseau vectoriel ;
- les coefficients polarimétriques d'un canal bi-directionnel peuvent être déterminés ;
- les éléments du réseau peuvent présenter des diagrammes de rayonnement différents. Ce cas peut survenir lorsque les antennes ne sont pas toutes identiques ou simplement orientées orthogonalement en vue de capter l'ensemble des polarisations du canal. De plus, il est aussi possible de tenir compte d'un éventuel couplage qui pourrait s'établir entre les antennes ou entre les antennes et un objet à proximité, en l'occurrence le corps humain ;
- les MPCs peuvent présenter une sphéricité lors de la propagation à travers le réseau d'antennes ;

- la bande passante du canal étudié peut être subdivisée en sous-bandes s’il se manifeste une quelconque distorsion du canal. La recherche des paramètres s’effectue en parallèle sur l’ensemble de ces sous-bandes.

L’identification des clusters est assurée par un algorithme de partitionnement de type *K-means*, qui classe les MPCs selon leurs similarités spatio-temporelles et leurs puissances relatives. Le nombre de clusters est, quant à lui, défini par l’indice normalisé de Kim-Parks qui tend à minimiser l’inertie intra-clusters et de maximiser l’inertie inter-clusters.

Modèle spatio-temporel : Diffraction sur le corps

Sommaire

5.1	Compte-rendu des modèles existants	109
5.2	Description du scénario	110
5.3	Vitesse de propagation de l'onde de corps	112
5.3.1	Différence de phase	113
5.3.2	Temps d'arrivée	116
5.4	Large-scale fading	117
5.5	Small-scale fading	119
5.5.1	Distribution des amplitudes	120
5.5.2	Moyenne des amplitudes en dB	121
5.5.3	Écart-type des amplitudes en dB	124
5.5.4	Analyse de la corrélation	124
5.6	Étude de la phase	128
5.6.1	Distribution des phases	129
5.6.2	Analyse de la différence de phase	129
5.7	Implémentation du modèle	131
5.8	Validation du modèle	134
5.9	Récapitulatif	135

5.1 Compte-rendu des modèles existants

En 2007, les travaux entrepris par le groupe IEEE 802.15.4a ont conduit à la définition d'un modèle standardisé pour représenter la transmission par ondes de corps [102, 103]. Celui-ci décrit la réponse impulsionnelle du canal pour deux antennes disposées autour du corps. Dans sa première version, est considérée une bande passante de 2 GHz, qui a été étendue à 4 GHz dans le

rapport final. Ce modèle est la conclusion de deux contributions majeures. D'une part, A. Fort *et al.* proposent un modèle statistique à ultra-large bande pour réseaux corporels sans fil, dont les paramètres sont extraits de relevés expérimentaux [47]. D'autre part, A.F. Molisch *et al.* entreprennent des simulations FDTD sur des fantômes numériques à haut niveau de détails pour obtenir leurs réalisations de canal à partir desquelles leur modèle à ultra-large bande est établi [104].

Actuellement, parmi les scénarios envisagés par le groupe IEEE 802.15.6, il ressort deux modèles dédiés aux communications *on-body* [105]. Le premier modèle (Modèle B) se base sur les résultats du groupe IEEE 802.15.4a en les complétant au moyen d'une étude sur les transmissions le long du corps [106]. Le second modèle (Modèle A) est développé par T. Aoyagi *et al.* [107]. Celui-ci représente les canaux de transmission entre un coordinateur porté à la ceinture et un ensemble de senseurs répartis sur le corps. La disposition des senseurs est étudiée pour couvrir un maximum d'applications médicales. Ces deux modèles sont comparés au tableau 5.1.

Aussi détaillés soient-ils, tous ces modèles ne considèrent que des transmissions d'un émetteur vers un récepteur et ne traitent pas du cas de la dimension spatiale au niveau de la station de base. L'objectif de notre travail est alors de répondre à ce manque et de délivrer un modèle empirique, qui décrit complètement le canal spatio-temporel entre un senseur et une station de base multi-antennes. Alors que ce chapitre se focalise sur la diffraction autour du corps, le chapitre 6 met l'accent sur la contribution des ondes interagissant avec l'environnement l'utilisateur.

5.2 Description du scénario

Le modèle proposé représente la diffraction autour du corps. Il permet de générer la tapped delay line d'un canal entre un senseur et une station de base située à une distance r et dont les antennes sont écartées d'un espacement d . La campagne de mesures D, détaillée à la page 80, est réalisée afin d'extraire l'ensemble des paramètres. La figure 5.2 schématise la configuration du système tandis que la figure 5.1 donne des exemples de canaux qui sont étudiés et modélisés. La résolution temporelle y est de 0.25 ns. L'attention est portée sur les 20 premiers taps qui suivent l'arrivée du signal. Durant cet intervalle de temps, qui équivaut à 5 ns, sont identifiés les mécanismes de propagation suivants :

- une première onde de corps directe, qui parcourt le corps dans le sens

Modèle A	Modèle B
+ De nombreuses positions du senseur sont investiguées. + Le pathloss est approché, pour un milieu avec et sans réflexions de l'environnement, suivant la loi (3.30) avec les paramètres repris au tableau 5.2. – La modélisation du small-scale fading est limitée aux MPCs les puissants en excluant toute notion de cluster. Aucune corrélation n'est considérée. – La statistique du canal est obtenue uniquement à partir des localisations du senseur. A défaut d'une analyse en zones locales, les propriétés propres à chaque localisation ne sont pas formulées. – L'interprétation physique est inexistante. – La dimension spatiale du canal n'est pas analysée.	+ Le modèle autour du corps segmente le corps en trois régions, selon que le senseur est placé à l'avant, sur le côté ou à l'arrière du corps. L'extraction des paramètres est spécifiée pour ces différentes régions. + Les mécanismes de diffraction autour du corps et des interactions de l'environnement sont distingués. + Le pathloss de la diffraction guidée est décrit suivant la loi (3.30) avec les paramètres repris au tableau 5.3. Plusieurs espacements entre l'antenne et le corps sont envisagés. + Le small-scale fading de la diffraction autour du corps est caractérisé par une tapped delay line soulignant une corrélation en retard de l'amplitude des taps. + La contribution de l'environnement est caractérisée par un modèle de type Saleh-Valenzuela. Il s'agit d'une approche statistique qui consiste à regrouper les MPCs en clusters à partir de l'observation de la réponse impulsionnelle. – L'évolution des paramètres autour du corps humain n'est pas clairement explicitée. – L'interprétation physique est faiblement abordée. – Aucune considération sur la dimension spatiale du canal n'est évoquée.

TABLEAU 5.1 – Commentaires sur les modèles A et B du standard IEEE 802.15.6 (CM3)

	Indoor	Chambre anéchoïque	Unité
n_d	1.9	3.4	dB/1
d_0	10	10	cm
$\mathcal{L}_{dB}(d_0)$	41.8	36.8	dB

TABLEAU 5.2 – Paramètres du pathloss approché par (3.30) pour le modèle A du standard IEEE 802.15.6.

	Autour du corps			Le long du corps		Unité
Espacement entre l'antenne et le corps	0	5	10	0	5	mm
n_d	5.8	5.9	6.0	3.1	3.1	dB/1
d_0	10	10	10	10	10	cm
$\mathcal{L}_{dB}(d_0)$	56.1	48.4	45.8	56.5	44.6	dB

TABLEAU 5.3 – Paramètres du pathloss approché par (3.30) pour le modèle B du standard IEEE 802.15.6.

horlogique ;

- une seconde onde de corps directe, qui parcourt le corps dans le sens anti-horlogique. Celle-ci est clairement observé quand le senseur est placé à l'opposé de la station de base ;
- des ondes de corps provoquées par les irrégularités à la surface du corps ;
- des ondes de corps engendrées par des réflexions sur le corps humain. Les perturbations introduites par la présence des bras en sont les manifestations les plus appréciables ;
- des ondes dues à des réflexions sur le sol. En effet, celles-ci peuvent apparaître à la fin de l'intervalle lorsque l'émetteur est placé dans le dos du sujet. Néanmoins, leurs effets ne sont pas considérés dans ce modèle, mais ils seront approfondis au prochain chapitre.

5.3 Vitesse de propagation de l'onde de corps

Une attention particulière s'est portée sur la vitesse de propagation des ondes de corps. L'estimation de cette vitesse est établie selon deux approches. La première approche étudie la vitesse de phase de l'onde de corps grâce aux réponses en fréquence du canal MIMO. Deux campagnes de mesures supplémentaires sont réalisées en vue de cette étude. La seconde approche compare, quant à elle, les temps d'arrivée du signal sur les réponses impulsionnelles du canal MIMO, qui sont obtenues par la présente campagne de mesures.

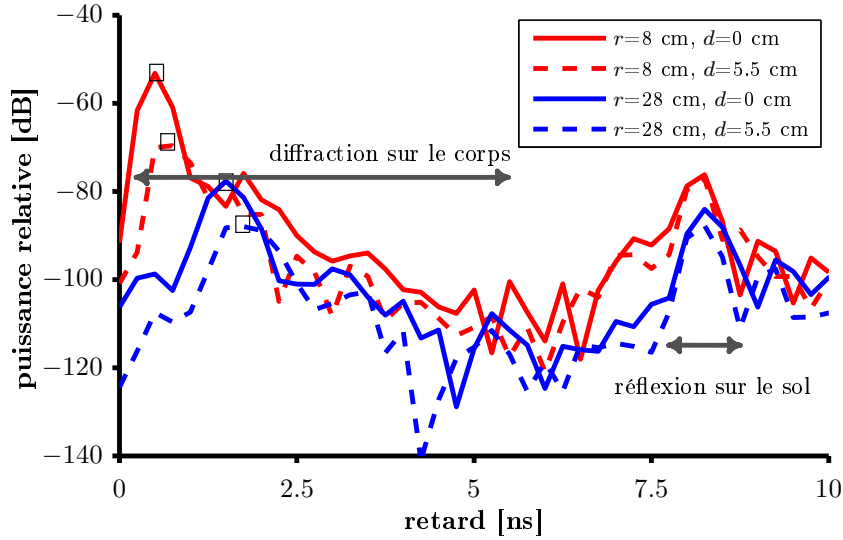


FIGURE 5.1 – Évolution de la puissance relative du canal en fonction du retard pour un émetteur placé en r et un récepteur en d . Durant les premiers instants des réponses impulsionnelles se manifestent des mécanismes de diffraction par ondes de corps. Ceux-ci sont suivis par des ondes issues des interactions de l'environnement, notamment une réflexion sur le sol. Les marqueurs $\square$ indiquent l'arrivée du signal.

5.3.1 Différence de phase

A partir des réalisations de canal obtenues par les campagnes de mesures B et C, décrites à partir de la page 79, une fenêtre temporelle est appliquée pour isoler la diffraction guidée. Pour chaque fréquence, la différence de phase entre deux éléments du réseau est estimée à partir d'une variante de la corrélation spatiale dans le domaine fréquentiel, dans la mesure où les moyennes respectives des coefficients fréquentiels ne sont pas retirées, afin d'étudier la statistique de la composante cohérente du signal.

La figure 5.3 illustre l'amplitude et la phase de cette corrélation entre les antennes réceptrices situées en $d = 0$ cm et $d = 9.8$ cm. L'émetteur est, quant à lui, situé à $r = 16.5$ cm. Cet exemple montre que :

- Au point (a), une corrélation très élevée (> 0.8) est observée sur l'ensemble de la plage de fréquences. Néanmoins, cette conclusion n'est constatée que si les puissances capturées par les antennes sont significatives par rapport à celle du bruit. Etant donné la nature décorrélée du bruit, celui-ci fait chuter drastiquement la valeur de corrélation. Sur la figure 5.3, ce phénomène se dessine à 3.9 GHz. Vu que ce phénomène

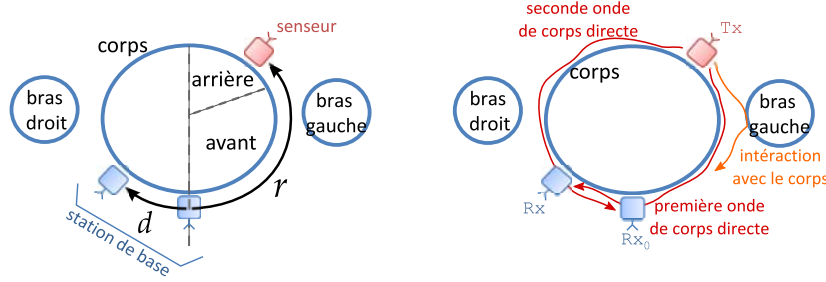


FIGURE 5.2 – Schématisation de l'architecture MS-MIMO BAN et des mécanismes de propagation mis en jeu. Le senseur est situé à une distance d de l'antenne de référence Rx_0 de la station de base. Les autres antennes de la station de base sont écartées à une distance d .

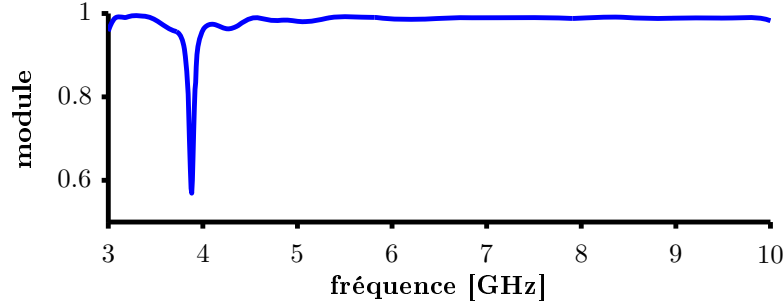
est observé pour tous les écartements entre les éléments du réseau, ce n'est pas un couplage entre les antennes qui provoque la dégradation du signal reçu, mais ce sont bien les faibles performances des antennes elles-mêmes à cette fréquence qui sont en cause. De manière générale, la forte atténuation en puissance de l'onde diffractée amène également ce genre d'observation quand les antennes de réception et d'émission sont disposées de part et d'autre du corps humain.

- Au point (b), une phase linéaire est clairement visible. En considérant une onde unique se propageant selon l'orientation d'un réseau linéaire, la différence de phase $\Delta\varphi$ entre deux éléments du réseau vaut, pour toute fréquence f , :

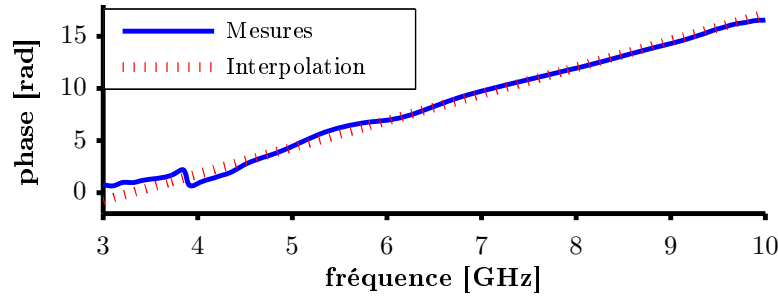
$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{d}{\nu_\varphi} f \quad (5.1)$$

où intervient la vitesse de phase de l'onde ν_φ . Ainsi, comme $\Delta\varphi$ varie linéairement en fréquence, il est affirmé que la propagation de l'onde de corps n'est pas dispersive entre 3 GHz et 10 GHz. ν_φ est constante sur toute la bande étudiée. Cette vitesse peut donc être définie et estimée sans ambiguïté. Signalons que, tout comme pour l'amplitude de la corrélation, il est nécessaire d'avoir un rapport de signal à bruit élevé, sous peine que des oscillations non désirées apparaissent, telles que dans notre exemple à 3.9 GHz.

Les coefficients des pentes des phases sont relevés avec le plus grand soin au cas par cas en appliquant une régression linéaire sur les zones non-perturbées. Dans un premier temps, l'analyse des résultats issus de la campagne expérimentale C montre que, pour la même configuration en réception, les coefficients des



(a) Module.



(b) Phase.

FIGURE 5.3 – Exemple de corrélation spatiale fréquentielle d'une onde diffractée.

pentes sont identiques quelle que soit la position de l'antenne d'émission, les différences relatives étant inférieures à 5 %. Dans un second temps, la campagne de mesures B permet d'apprécier l'évolution de ces coefficients en fonction de d lorsque l'émetteur est placé sur le torse. Cette configuration garantit un rapport du signal au bruit élevé. Les résultats sont indiqués à la figure 5.4, où les coefficients des pentes $\Delta\varphi/f$ sont exprimés selon d . La dépendance linéaire de ces coefficients envers l'écartement des antennes en réception y est confirmée. Une valeur de $2.66 \cdot 10^8$ m/s est extraite par regression et permet de qualifier la vitesse de phase de l'onde. De plus, à la figure 5.4, le modèle associé à la vitesse de propagation en espace libre, c-à-d le modèle (5.1) avec $\nu_\varphi \approx 2.998 \cdot 10^8$ m/s, est confronté aux résultats expérimentaux. Des différences marquées y sont clairement constatées.

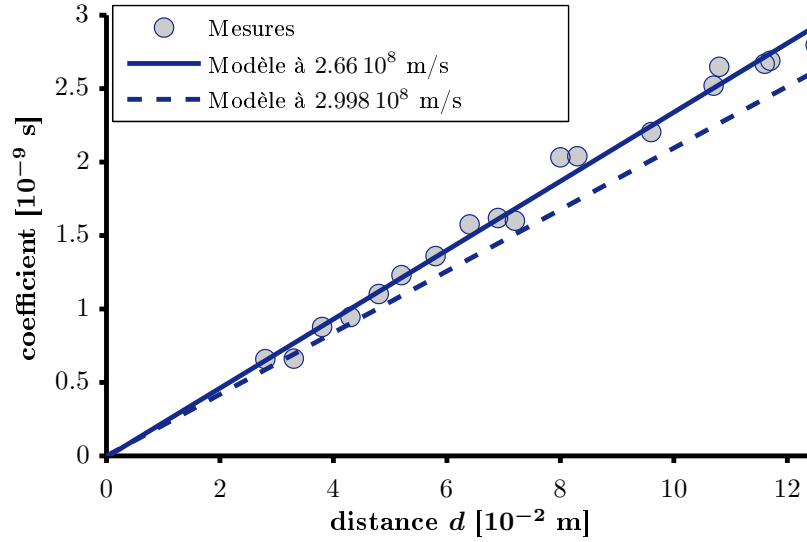


FIGURE 5.4 – Estimation de la vitesse de propagation de l'onde de corps.

5.3.2 Temps d'arrivée

A partir des résultats de la campagne de mesures initiale, le temps d'arrivée de la première onde de corps directe est détecté automatiquement par la valeur maximale sur les 10 premiers taps du power delay profile¹. Pour chaque canal, l'étude porte uniquement sur le comportement du signal mesuré à partir de ce temps d'arrivée.

Les différences moyennes des temps d'arrivée entre les antennes du réseau sont reprises à la figure 5.5. Une vitesse de propagation ν_p de $2.55 \cdot 10^8$ m/s est obtenue par régression linéaire. A 4 % près, cette valeur s'accorde à celle obtenue par analyse de la corrélation spatiale dans le domaine fréquentiel, présentée précédemment, bien que la bande passante soit moindre de 3 GHz dans la présente configuration.

En tout état de cause, $\Delta\tau_{i,i'}$, qui représente, en nombre de taps, de la différence de temps d'arrivée entre deux éléments i et i' du réseau, est déterministe

1. Les effets du small-scale fading sont supprimés en moyennant sur les différentes réalisations du canal.

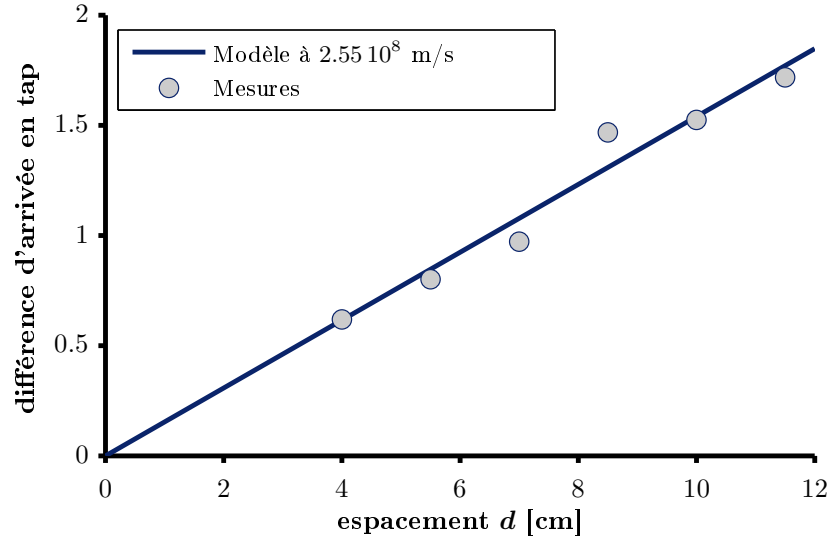


FIGURE 5.5 – Temps relatif d’arrivée entre deux éléments du réseau séparés par une distance d .

et peut être évalué par :

$$\Delta\tau_{i,i'} = \left\lfloor \frac{B_w}{\nu_p}(r + d_i) \right\rfloor - \left\lfloor \frac{B_w}{\nu_p}(r + d_{i'}) \right\rfloor \quad (5.2)$$

où $\lfloor \cdot \rfloor$ est l’opérateur qui arrondit à l’entier inférieur, B_w est la bande passante du système (ici, $B_w = 4$ GHz), et d_i (resp. $d_{i'}$) indique la position de l’antenne i (resp. i') de la station de base.

5.4 Large-scale fading

A la figure 5.6 est présenté le pathloss en fonction de la distance entre le Tx et le Rx. Ce pathloss est obtenu à partir de l’intégration du power delay profile. Bien qu’un modèle de pathloss ait déjà été présenté dans le standard IEEE 802.15.4a, l’extension vers un système à antennes multiples nécessite de le valider dans une architecture où les antennes sont excentrées et qui entraîne une asymétrie de la configuration du corps.

Dans un premier temps, il est observable qu’une loi exponentielle, *i.e.* linéaire en échelle logarithmique, concorde parfaitement aux mesures. De plus,

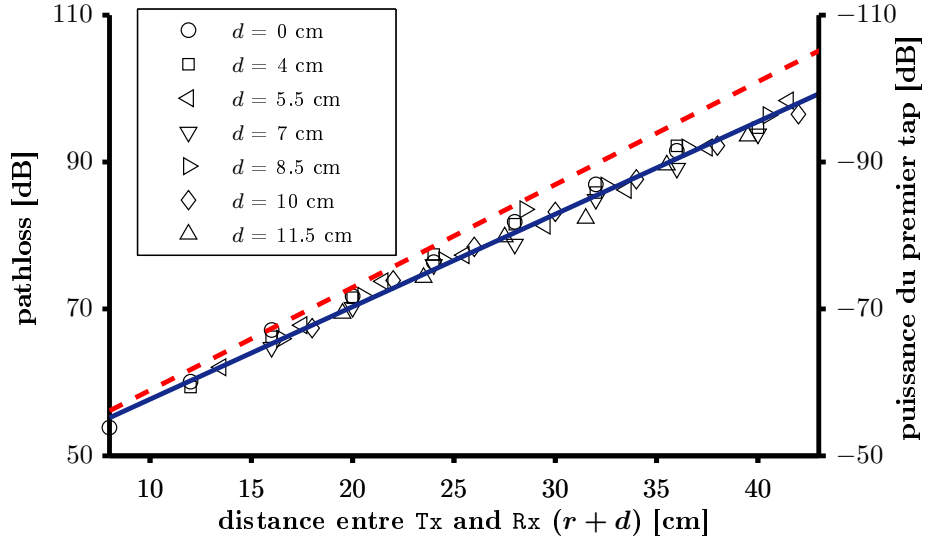


FIGURE 5.6 – Mesures du pathloss autour du corps humain. Les marqueurs correspondent aux données expérimentales du pathloss. La ligne continue et la ligne pointillée représentent, respectivement, le modèle du pathloss et le modèle de l'atténuation de la puissance du premier tap.

quelle que soit la position du récepteur, les mêmes coefficients du pathloss sont extraits. Dès lors, le modèle ne dépend que de la distance relative entre le Tx et le Rx et s'écrit :

$$\mathcal{L}_{dB}(r + d) = \mathcal{L}_{dB,0} + \gamma(r + d - r_0) \quad (5.3)$$

avec les paramètres repris au tableau 5.4.

Ce modèle diverge de ceux couramment rencontrés dans la littérature des communications sans fil et qui font appel généralement à la relation (3.30). Deux explications peuvent être avancées. D'abord, les mécanismes par ondes de corps mis en jeu dans le canal suivent des atténuations qui sont elles-mêmes exponentielles autour du corps. Ensuite, il est fort probable que, vu les courtes distances considérées, le modèle exprime une linéarisation de la fonction logarithmique en distance, qui n'est pas possible de mettre en évidence à cause de la circularité de la distance autour du corps.

A cela, le modèle de large-scale fading peut être complété en introduisant un paramètre de variabilité $\sigma_{\mathcal{L}}$. En effet, les variations en dB de la puissance reçue autour de la moyenne suivent une loi gaussienne de moyenne et d'écart-type

Paramètre	Description	Valeur	Unité
r_0	distance de référence	8	cm
$\mathcal{L}_{\text{dB},0}$	pathloss en r_0 quand $d = 0$	55.18	dB
γ	coefficient du pathloss	1.26	dB/cm
$\sigma_{\mathcal{L}}$	variabilité de la puissance reçue	1.1	dB

TABLEAU 5.4 – Paramètres pour le large-scale fading.

$\sigma_{\mathcal{L}}$. Le modèle devient :

$$\mathcal{L}_{\text{dB}}(r + d) = \mathcal{L}_{\text{dB},0} + \gamma(r + d - r_0) + \sigma_{\mathcal{L}} \mathcal{N}(0, 1) \quad (5.4)$$

Dans un second temps, le pathloss est comparé à la puissance du premier tap, dont la modélisation est montrée à la figure 5.6. Plus les distances r et d augmentent, plus une différence importante est remarquée. Ceci démontre que le canal n'est pas uniquement régi par l'onde de corps directe, mais aussi par les autres mécanismes de propagation dont les contributions peuvent devenir significatives.

5.5 Small-scale fading

Les réponses impulsionnelles sont normalisées en les multipliant par le modèle du pathloss adéquat de telle sorte que l'énergie moyenne sur l'ensemble des réalisations soit unitaire. La partie cohérente du canal est négligée au vu de la figure 5.7. Celle-ci montre les rapports entre la puissance cohérente et la puissance non-cohérente du canal, qui sont estimés pour chaque tap. Comme attendu, ce rapport est minime puisque les réalisations du canal sont spatiales. En effet, bien qu'il existe des ondes dominant les processus d'interférence, l'échantillonnage spatiale mesure ces ondes à différentes réalisations de leur phase. Dès lors, l'espérance du canal, *i.e.* la partie cohérente spatiale du canal, tend vers zéro et c'est alors la composante non-cohérente spatiale qui s'impose. Un tel constat nous conduit alors à focaliser les prochaines étapes de notre étude uniquement sur cette composante non-cohérente spatiale. Puisque notre étude statistique du canal ne porte que sur des réalisations spatiales, la modélisation du small-scale fading et ses conclusions ne restent valables que dans le même contexte. Ces dernières ne pourront en aucun cas caractériser les propriétés dynamiques du canal, qui requièrent une étude sur des échantillons temporels.

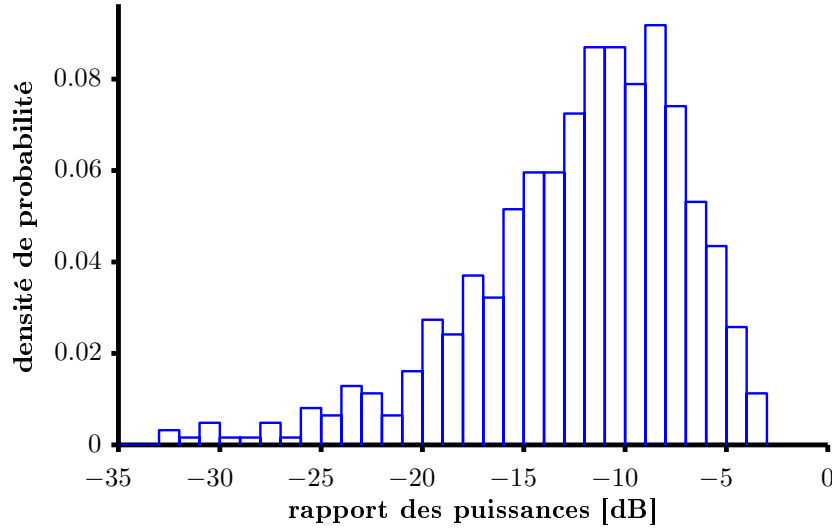


FIGURE 5.7 – Distribution des rapports entre la puissance cohérente et non-cohérente, obtenus pour chaque tap. (Statistique en dB : moyenne=-12.39 dB et écart-type=5.4 dB)

5.5.1 Distribution des amplitudes

La statistique des variations des amplitudes est étudiée pour chaque tap de tous les couples émetteur-récepteur de notre scénario. A cette fin, différentes lois potentielles sont testées au sens du maximum de vraisemblance, puis elles sont comparées entre elles par le critère d'Akaike [108]. Le jeu des distributions investiguées inclut la distribution gaussienne, de Rayleigh, lognormale, Gamma, de Weibull, et celle de Rice. A partir du critère d'Akaike, chaque loi est associée à un indice qui représente la probabilité que la loi en question soit la meilleure parmi les autres. A la figure 5.8, ces indices sont moyennés sur l'ensemble des couples du scénario. Avec un indice moyen à plus de 35 %, la distribution lognormale surplombe les autres lois candidates et est alors sélectionnée pour décrire la fluctuation du signal. Dans l'art de la modélisation du canal, une telle distribution de l'amplitude est insolite. Dans les communications traditionnelles en champ lointain, les motifs d'interférence dans une zone locale sont uniquement dûs aux modifications de phase des ondes, dès l'instant où l'amplitude de ces dernières est supposée constante. Or, cette dernière hypothèse n'est pas rencontrée dans notre scénario puisque les ondes de corps présentent des fortes atténuations. Par conséquent, l'interférence de ces dernières peut amener localement à des très

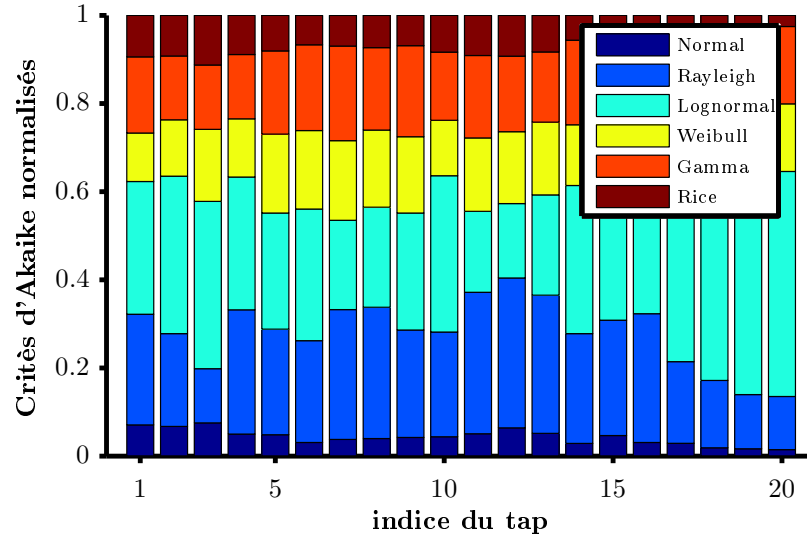


FIGURE 5.8 – Comparaison des lois potentielles pour décrire la variation des amplitudes selon les critères d’Akaike normalisés.

larges variations du signal, qui sont traduites par cette distribution lognormale.

Vu que le critère d’Akaike ne témoigne pas de la qualité absolue du modèle, la qualité des solutions est confirmée après une inspection visuelle. A titre d’exemple, la figure 6.2 représente des résultats typiques de la variation d’amplitude et de leur distribution ajustée, dans les cas où l’émetteur est, soit placé à l’avant du corps (a), soit à l’arrière du corps (b). Les trois premiers taps y sont détaillés. Les accords entre les mesures et les distributions gaussiennes en dB sont parfaits.

Enfin, en matière de complexité de modélisation, la loi lognormale présente l’avantage d’être plus agréable à étudier et à manipuler, attendu qu’elle est réciproque à une loi gaussienne en échelle logarithmique.

5.5.2 Moyenne des amplitudes en dB

L’évolution de la moyenne logarithmique au cours des taps est illustrée à la figure 5.10 pour plusieurs sous-canaux. Quelle que soit la position des antennes, les mêmes comportements sont identifiés. Ceux-ci se décrivent par une forte décroissance exponentielle dans les premiers instants de la réponse

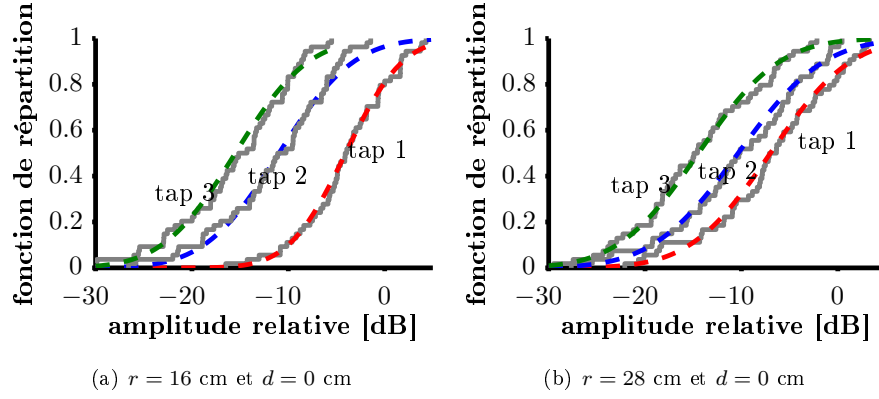


FIGURE 5.9 – Variations des amplitudes et distributions lognormales ajustées des trois premiers taps de l'onde diffractée pour deux positions autour du corps humain. Les lignes continues sont les données expérimentales auxquelles sont associées les distributions lognormales ajustées, présentées en lignes pointillées.

impulsionnelle, suivie par une atténuation nettement moins marquée. Comme l'apparition du second mécanisme coïncide avec l'arrivée de la seconde onde de corps directe (0.67 tap de différence en moyenne), la raison de cette décroissance moindre s'explique par un mécanisme plus riche en composantes multi-trajets. Mathématiquement, un modèle en double pentes s'avère reproduire fidèlement ces observations. La relation qui exprime la moyenne logarithmique M_k du k^e tap s'écrit :

$$M_k = \begin{cases} M_1 + \mu_1 (k - 1) & \text{pour } 1 \leq k \leq k_{bp} \\ M_1 + \mu_1 (n_{bp} - 1) + \mu_2 (k - k_{bp}) & \text{pour } k_{bp} < k \leq 20 \end{cases} \quad (5.5)$$

Dans (5.5), interviennent k_{bp} , qui est l'indice du tap à partir duquel le second mécanisme intervient, ainsi que les coefficients de pente μ_1 et μ_2 . Pour simplifier le modèle, k_{bp} est fixé à une valeur unique. De plus, alors que μ_2 est quasiment identique, il est également remarqué que le coefficient de pente μ_1 croît avec les distances d et r . Cette constatation renforce l'idée rencontrée à la section 5.4 que les mécanismes secondaires prennent davantage d'importance lorsque le Tx et Rx sont séparés. La relation (5.6) résume la modélisation de ce paramètre.

$$\mu_1 = \begin{cases} -6.2 + 0.14 d + (0.14 - 0.005 d) r & \text{si } r \leq 23.5 \text{ cm} \\ -3 + 0.025 d + (0.09 - 0.0045 d) (r - 23.5) & \text{si } r > 23.5 \text{ cm} \end{cases} \quad (5.6)$$

Deux tendances sont distinguées selon la région où est placé l'émetteur. A l'avant du corps, μ_1 est fortement attaché à l'écartement d des antennes. Ceci reflète dans quelle mesure les mécanismes de propagation sont mis en jeu.

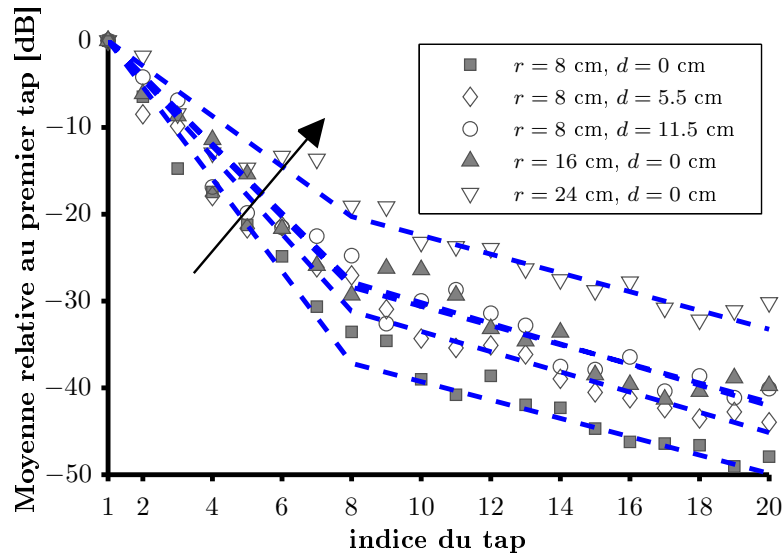


FIGURE 5.10 – Évolution des moyennes logarithmiques selon le retard pour différentes positions des Tx et Rx. Les marqueurs correspondent aux données expérimentales tandis que les lignes continues sont les modèles en double pentes correspondants.

D'un côté, plus les antennes émettrices et réceptrices sont rapprochées, plus la première onde directe prédomine en puissance tout autre MPC. De l'autre côté, les réflexions sur le corps, essentiellement sur les bras, apportent leur lot d'effets qui dépendent de la position des antennes de la station de base. Au contraire, à l'arrière du corps, où seules des ondes de corps peuvent arriver au récepteur, la distance d n'a qu'une influence minime.

Le tableau 5.5 reprend les paramètres pour implémenter ce modèle à double pentes.

Paramètre	Description	Valeur	Unité
k_{bp}	breakpoint tap	8	1
μ_1	coefficient de la première pente	voir (5.6)	dB/1
μ_2	coefficient de la seconde pente	-1.09	dB/1

TABEAU 5.5 – Paramètres du modèle en double pentes pour la moyenne des amplitudes en dB.

5.5.3 Écart-type des amplitudes en dB

De la même manière que pour les moyennes en dB, les écarts-types σ_{ik} sont relevés pour tous les taps d'indice k de chaque couple Rx-Tx. Deux conclusions se dégagent de l'analyse de ces σ_{ik} . D'abord, les variations sont plus intenses si l'émetteur est écarté vers l'arrière du corps. Ceci met, à nouveau, en évidence que des taps deviennent riches en diffusion d'ondes de corps. Qui plus est, lorsque l'antenne est disposée sur le flanc du corps, les réflexions sur les bras amènent également à des variations importantes. Ensuite, le premier tap se distingue par des variations moindres, puisqu'il est dominé en puissance par l'onde de corps directe.

Scénario	tap	Valeur	Unité
A l'avant	$k = 1$	3.87	dB
A l'avant	$k \neq 1$	6.04	dB
A l'arrière	$k = 1$	5.64	dB
A l'arrière	$k \neq 1$	6.7	dB

TABLEAU 5.6 – Paramétrisation de l'écart-type σ_{ik} des amplitudes en dB, à l'avant et à l'arrière du corps.

Sur base de ces constations, le tableau 5.6 propose une paramétrisation pour σ_{ik} . La position du sensor est associée, soit au scénario à l'avant du corps ($r \leq 23.5$ cm), soit à celui à l'arrière du corps ($r > 23.5$ cm). Les valeurs de dispersion sont déduites en regroupant les positions du sensor en ces deux scénarios, en ayant préalablement ôté la moyenne des amplitudes en dB. Le σ_{ik} qui y est indiqué constitue la valeur moyenne sur l'ensemble des taps, exception faite pour le premier dont le comportement particulier est explicité.

5.5.4 Analyse de la corrélation

A l'instar des σ_{ik} , l'étude de la corrélation s'articule autour de deux scénarios. En effet, les coefficients de corrélation entre les amplitudes des taps sont estimés pour un sensor disposé, soit à l'avant du corps, soit à l'arrière du corps, à partir de la relation :

$$\rho_{(ik,i'k')} = \frac{\mathcal{E}\{(|\beta_{ijk}|_{\text{dB}} - \mathcal{E}\{|\beta_{ijk}|_{\text{dB}}\}) (|\beta_{i'jk'}|_{\text{dB}} - \mathcal{E}\{|\beta_{i'jk'}|_{\text{dB}}\})\}}{\sqrt{\mathcal{E}\{(|\beta_{ijk}|_{\text{dB}} - \mathcal{E}\{|\beta_{ijk}|_{\text{dB}}\})^2\}} \mathcal{E}\{(|\beta_{i'jk'}|_{\text{dB}} - \mathcal{E}\{|\beta_{i'jk'}|_{\text{dB}}\})^2\}}} \quad (5.7)$$

où $|\beta_{ijk}|_{\text{dB}}$ représente l'amplitude en dB du k^{e} tap du canal de transmission entre l'antenne i de la station de base et le sensor j situé à l'avant ou l'arrière du corps. $|\beta_{i'jk'}|_{\text{dB}}$ est défini d'une manière similaire.

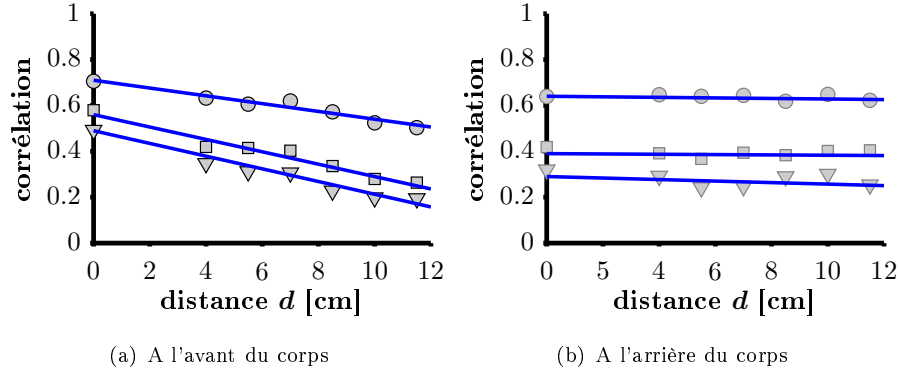


FIGURE 5.11 – Corrélation en retard pour les deux régions du corps. Les marqueurs $\circ$, $\square$ et ∇ sont, respectivement, les résultats expérimentaux pour les premiers, seconds et troisièmes taps adjacents. Les lignes continues représentent les régressions linéaires associées.

Corrélation en retard Étudier la corrélation en retard consiste à comparer les variations des taps au sein de la même réponse impulsionnelle discrète, *i.e.* en considérant $i = i'$. Une première analyse montre que l'ensemble des taps présente globalement les mêmes caractéristiques, exception faite pour les derniers taps de la réponse impulsionnelle. Pour ces derniers, quand le capteur est placé à l'arrière du corps, des corrélations plus importantes sont relevées et sont dues à la réflexion du sol. Au contraire, quand le capteur est placé à l'avant du corps, ce sont des corrélations plus faibles qui apparaissent pour ces derniers taps et qui traduisent l'interaction de mécanismes denses en MPCs. Néanmoins, de par la faible puissance des taps concernés, ces aspects particuliers ne sont pas repris dans la modélisation. La seconde analyse s'intéresse à la corrélation en termes de taps adjacents, obtenue en moyennant les diagonales de la matrice de corrélation sur les 15 premiers taps. En particulier, le premier tap correspond à $\mathcal{E}\{\rho_{(ik, i(k+1))}\}$. À la figure 5.11, ces trois premières moyennes sont tracées en fonction de d pour les deux scénarios. En toute généralité, deux taps sont caractérisés par une corrélation significative s'ils sont immédiatement voisins (> 0.6). Cette corrélation est encore présente au deuxième adjacent, mais elle disparaît à partir du troisième adjacent. Qui plus est, pour l'avant du corps, la corrélation chute avec d alors qu'elle reste pratiquement stable pour l'arrière du corps. Tout semble indiquer que les ondes de corps empruntent des chemins qui se chevauchent et que cette particularité se traduit par les fortes corrélations qui sont rencontrées. En effet, la proximité des couples Rx-Tx, combinée à la propagation sur le corps humain, conduit à des trajets très courts et limités à la surface du corps. Quant à la décorrélation perceptible à l'avant du corps,

elle provient certainement d'une contribution différente des réflexions sur les parties du corps avoisinants, qui arrivent par des chemins plus aléatoires.

Les corrélations entre le k^{e} tap et le $(k+z)^{\text{e}}$ tap sont modélisées par la régression linéaire (5.8), dont les paramètres sont décrits au tableau 5.7 pour $z = 1, 2$ ou 3.

$$\rho_{(ik, i(k+z))} = a_0 + a_1 d \quad (5.8)$$

Scénario	z	a_0 [1]	a_1 [1/cm]
A l'avant	1	0.71	-0.017
A l'avant	2	0.56	-0.027
A l'avant	3	0.49	-0.028
A l'arrière	1	0.64	-
A l'arrière	2	0.39	-
A l'arrière	3	0.29	-

TABLEAU 5.7 – Paramètres pour le modèle linéaire de la corrélation en retard des amplitudes en dB, à l'avant et à l'arrière du corps.

Corrélation spatiale La corrélation spatiale fait intervenir des taps qui appartiennent à des réponses impulsionnelles distinctes, *i.e.* en considérant $i \neq i'$. Intuitivement, il est attendu d'observer à la station de base une forte corrélation entre les premiers taps. En effet, le réseau linéaire est traversé par la même onde de corps directe, qui est uniquement atténuée. La figure 5.12 montre l'évolution de la corrélation spatiale entre premiers taps au regard de l'espacement d entre antennes. Pour le scénario à l'arrière du corps, la corrélation demeure élevée (> 0.8) quelle que soit la distance d , ce qui conforte notre hypothèse. A contrario, pour le scénario à l'avant du corps, l'interférence de l'onde directe avec les réflexions sur le corps provoque une chute significative de la corrélation avec l'espacement entre antennes. Toutefois, la décorrélation (< 0.3) n'est constatée qu'à des espacements au-delà de la demi-longueur d'onde de la plus basse fréquence de la bande (3 GHz). Cette distance de décorrélation est plus élevée que la distance de 2.3 cm prédite à 5 GHz par le modèle de Clarke². Dès lors, nous pouvons conclure que la diffusion reste contenancée par la configuration du corps et qu'elle est dès lors sporadique et non-isotrope, avec un spectre angulaire certainement dirigé vers les directions d'arrivée des ondes de corps directes. Ces corrélations sont modélisées par (5.9), dont les paramètres sont détaillés au tableau 5.8.

$$\rho_{(i1, i'1)} = b_0 + b_1 (d_{i'} - d_i) \quad \text{tel que } d_{i'} \geq d_i \quad (5.9)$$

2. Le modèle de Clarke est présenté à la section 3.6.2.3.

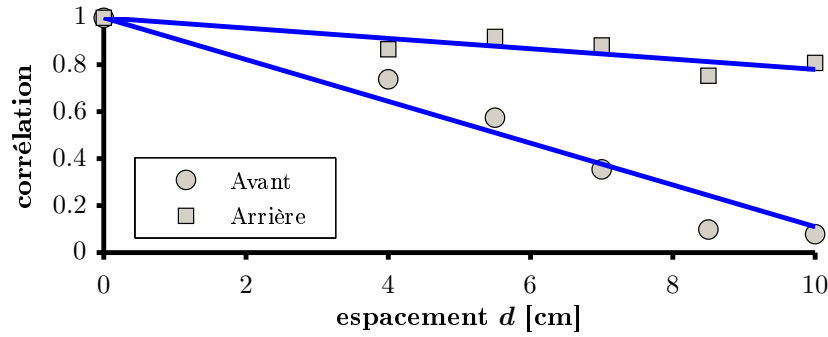


FIGURE 5.12 – Corrélation spatiale du premier tap en fonction de l’espacement des antennes. Les scénarios pour un Tx situé à l’avant du corps et à l’arrière du corps sont comparés. Les marqueurs dessinent les résultats issus des relevés expérimentaux alors que les lignes continues soulignent les décroissances linéaires associées.

La corrélation spatiale des autres taps est étudiée d’abord pour le scénario à l’arrière du corps. A la figure 5.13, en (a), est représentée la matrice de corrélation spatiale, qui est obtenue en moyennant les coefficients des différents espacements d’antennes. Les faibles déviations, détaillées à la figure 5.13, en (b), démontrent que ces moyennes sont représentatives d’un comportement général sur lequel d n’a que peu d’impact. La matrice de corrélation présente des corrélations importantes autour de sa diagonale, qui reflètent derechef la nature cohérente des ondes de corps. De plus, trois clusters sont clairement identifiables. La première onde de corps directe au début de la réponse impulsionnelle ($\rho_{(11,i'1)} > 0.8$) est talonnée par la seconde onde directe ($\rho_{(18,i'8)} > 0.7$), qui arrive depuis la direction horlogique opposée. Enfin, la réflexion du sol apparaît vers la fin des réponses impulsionnelles.

Concernant la matrice de corrélation spatiale quand le capteur est placé à l’avant de corps, les résultats divergent du scénario précédent puisque, cette fois-ci, des faibles coefficients (< 0.3) de corrélation sont rencontrés. Seul le cluster de l’onde de corps s’y démarque.

Scénario	b_0 [1]	b_1 [1/cm]
A l’avant	1	−0.089
A l’arrière	1	−0.019

TABLEAU 5.8 – Paramètres pour le modèle linéaire de la corrélation spatiale du premier tap des amplitudes en dB, à l’avant et à l’arrière du corps.

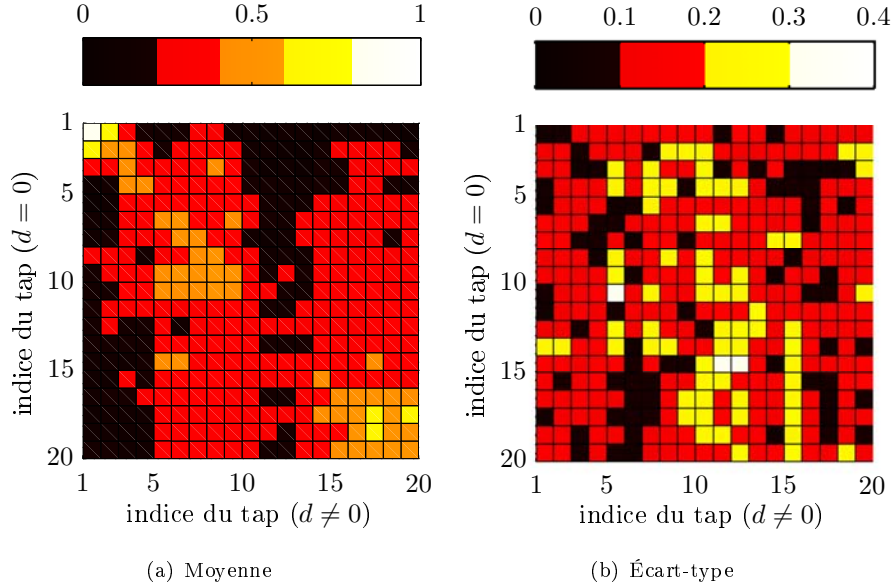


FIGURE 5.13 – Matrice de la corrélation spatiale pour le scénario à l’arrière du corps. Les figures montrent les coefficients moyens (a) et ceux de dispersion (b) sur l’ensemble des espacements d’antennes.

5.6 Étude de la phase

Les propriétés des phases des taps sont étudiées en ajustant les réalisations à une distribution de Von Mises. La distribution de Von Mises est une distribution normale circulaire, dont la loi de probabilité de la variable aléatoire X s’écrit :

$$p(x|\mu, \kappa) = \frac{e^{\kappa \cos(x-\mu)}}{2\pi I_0(\kappa)} \quad (5.10)$$

avec une moyenne et une variance égale à :

$$\mathcal{E}\{X\} = \mu \quad (5.11)$$

$$\mathcal{E}\{(X - \mathcal{E}\{X\})^2\} = 1 - \frac{I_1(\kappa)}{I_0(\kappa)} \quad (5.12)$$

où I_0 (resp. I_1) est la fonction de Bessel modifiée d’ordre 0 (resp. d’ordre 1). μ indique la moyenne de la distribution et κ renseigne sur la concentration autour de cette moyenne. Pour des κ proches de zéro, la distribution de Von Mises tend vers une distribution uniforme entre $(-\pi, \pi]$. Au contraire, de grandes valeurs de κ (à partir de $\kappa > 1$) signifient que les réalisations ont tendance à se focaliser autour de la moyenne. Cette fois-ci, la distribution de Von Mises tend vers une distribution normale de moyenne μ et d’écart-type $1/\sqrt{\kappa}$.

5.6.1 Distribution des phases

Les paramètres de Von Mises sont étudiés pour chaque tap de tous les couples émetteur-récepteur. Il en ressort que de faibles valeurs de concentration ($\kappa < 0.38$ en moyenne) sont obtenues pour l'intégralité des taps observés, et ce également, aussi surprenant soit-il, pour le premier tap. En effet, vu que le système est déterministe, il est attendu que la phase de chaque premier tap soit dictée par celle de la première onde de corps directe, pour autant que celle-ci y soit le mécanisme de propagation dominant. Néanmoins, la caractérisation du canal par des réalisations spatiales évalue cette onde à différentes expressions de sa phase et conduit alors à une distribution uniforme entre $(-\pi, \pi]$. Au final, la modélisation de la phase peut cependant s'appuyer sur les résultats de la section 5.3.1 pour établir une caractérisation déterministe de la phase de l'onde directe avec une vitesse de phase égale à $2.66 \cdot 10^8$ m/s.

5.6.2 Analyse de la différence de phase

Les dépendances en phase sont établies dans le cadre où un senseur est localisé à l'avant du corps, ou à l'arrière du corps. A cette fin, pour chaque interaction plausible, il est constitué un échantillon composé des différences de phase entre les deux taps comparés. A partir de cet échantillon, les paramètres de Von Mises sont extraits et permettent de jauger la dépendance entre ces deux taps. Un κ faible (< 1) exprime que les phases des taps sont décorrélées. En revanche, un κ significatif (≥ 1) souligne l'existence d'un lien particulier entre les taps, pour lesquels la différence en phase vaut, en moyenne, μ . La différence de phase $\Delta\varphi_{(ik, i'k')}$ entre les k^e et k'^e taps respectifs aux i^e et i'^e réponses impulsionnelles discrètes est complètement caractérisée par ses paramètres κ et μ , qui définissent la distribution (5.10).

Différence de phase en retard Les différences en phase sont comparées pour des taps qui appartiennent au même sous-canal, *i.e.* en considérant $i = i'$. Selon les mêmes raisons invoquées à la section 5.5.4, seuls les 15 premiers taps sont portés à l'étude. Mis à part le tap $(k+1)$ qui lui est directement adjacent, tout tap k ne présente, en moyenne, aucune corrélation avec les autres taps de la réponse impulsionnelle. Les paramètres de moyenne et de concentration des différences de phase entre les k^e et $(k+1)^e$ taps sont résumés à la figure 5.14 pour les deux scénarios. De manière générale, l'idée est confirmée que les ondes de corps empruntent des trajets qui se recouvrent partiellement. En effet, deux constatations abondent en ce sens.

- les valeurs de κ plus élevées lorsque le senseur est placé à l'arrière du corps, et où les ondes de corps sont les mécanismes de propagation pré-

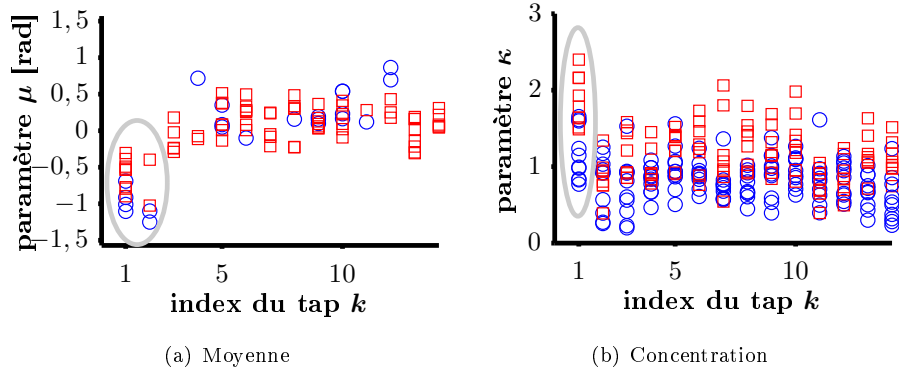


FIGURE 5.14 – Différences de phase entre les taps k et $k + 1$, exprimées par les paramètres de Von Mises. Les marqueurs $\circ$ et $\square$ sont les résultats expérimentaux de chaque antenne $\mathbf{R}_x$ pour les scénarios, respectivement, à l'avant du corps et à l'arrière du corps. Seules les moyennes μ , dont les compacités κ associées sont supérieures à 1, sont représentées.

pondérants.

- l'interaction importante entre le premier tap ($k = 1$) et son adjacent ($k = 2$), où les effets de l'onde de corps directe sont les plus marqués.

Scénario	tap	κ [1]	μ [rad]
A l'avant	$k = 1$	$1.12 + 0.31\mathcal{N}(0, 1)$	$-0.98 + 0.17\mathcal{N}(0, 1)$
A l'avant	$k \neq 1$	$0.74 + 0.27\mathcal{N}(0, 1)$	$0.12 + 0.57\mathcal{N}(0, 1)$
A l'arrière	$k = 1$	$1.85 + 0.32\mathcal{N}(0, 1)$	$-0.58 + 0.21\mathcal{N}(0, 1)$
A l'arrière	$k \neq 1$	$1.10 + 0.33\mathcal{N}(0, 1)$	$0.07 + 0.25\mathcal{N}(0, 1)$

TABLEAU 5.9 – Paramètres de Von Mises pour la différence de phase entre le k^{e} tap et le $(k + 1)^{\text{e}}$ tap, à l'avant et à l'arrière du corps.

Concernant la différence de phase à proprement dite, le premier tap se distingue des autres taps par une moyenne sensiblement différente. Le tableau 5.9 récapitule les paramètres nécessaires à la modélisation de la différence de phase $\Delta\varphi_{(ik, i(k+1))}$.

Différence spatiale de phase La notion spatiale fait référence à une caractérisation de la différence de phase entre taps qui appartiennent à des réponses impulsionnelles différentes, *i.e.* en considérant $i \neq i'$. Les résultats mettent en évidence que les taps sont, de manière générale, décorrélés ($\kappa < 0.19$ en moyenne) quel que soit le scénario investigué, soulignant ainsi le caractère diffus des composantes multi-trajets. Encore, le scénario pour un capteur placé

Scénario	κ			μ		
	c_0 [1]	c_1 [1/cm]	c_2 [1]	c_0 [rad]	c_1 [rad/cm]	c_2 [rad]
A l'avant	4.13	-0.3	0.91	-6.53	1.16	-
A l'arrière	2.49	-0.09	0.63	-6.53	1.16	-

TABEAU 5.10 – Paramètres de Von Mises pour la différence spatiale de phase entre les premiers taps, à l'avant et à l'arrière du corps.

dans le dos se démarque par des κ qui augmentent à 0.89 en moyenne (et d'écart-type 0.47) entre les 6^e et 9^e taps. Ceux-ci correspondent au temps d'arrivée de la seconde onde de corps directe. Dans les deux scénarios, les 2^e et 3^e taps sont aussi remarquables, mais pas autant que le premier. La figure 5.15 détaille les paramètres de la différence de phase extraits pour le 1^e tap versus d . A la figure 5.15 en (b), l'évolution du paramètre κ recoupe les observations de la section 5.5.4 dans la mesure où l'espacement entre les antennes joue un rôle moins affirmé quand le senseur est placé à l'arrière du corps, et les mêmes conclusions peuvent être alors avancées. Au point (a) de la figure 5.15, il est intéressant de remarquer la relation linéaire qui s'établit entre μ et d . En associant cette pente à la relation (5.1), il est déterminé, à nouveau, une vitesse de phase aux alentours de $2.7 \cdot 10^8$ m/s pour l'onde de corps directe à 5 GHz³. Il faut signaler que cette valeur est sujette à caution puisque toute imprécision sur l'estimation de d peut engendrer des résultats divergents. A titre exemple, quand le senseur est placé à 8 cm de la station de base, il est certain que la distance d est surévaluée en raison de la procédure expérimentale où le senseur est écarté de 4 cm en hauteur. Par cet argument, ces données sont écartées de la régression linéaire.

Les paramètres μ et κ de $\Delta\varphi_{(i1,i'1)}$ sont estimés par (5.13), dont les paramètres se trouvent au tableau 5.10.

$$\left. \begin{array}{c} \kappa \\ \mu \end{array} \right\} = c_0 + c_1 (d_{i'} - d_i) + c_2 \mathcal{N}(0, 1) \quad \text{tel que } d_{i'} \geq d_i \quad (5.13)$$

5.7 Implémentation du modèle

En considérant le système composé d'un senseur à une seule antenne et d'une station de base à N_{Rx} antennes, la modélisation du canal consiste à engendrer une tapped delay line $h_{ij}(\tau)$ à $N_\tau = 20$ taps pour chaque élément i

3. 5 GHz correspond à la fréquence centrale du système.

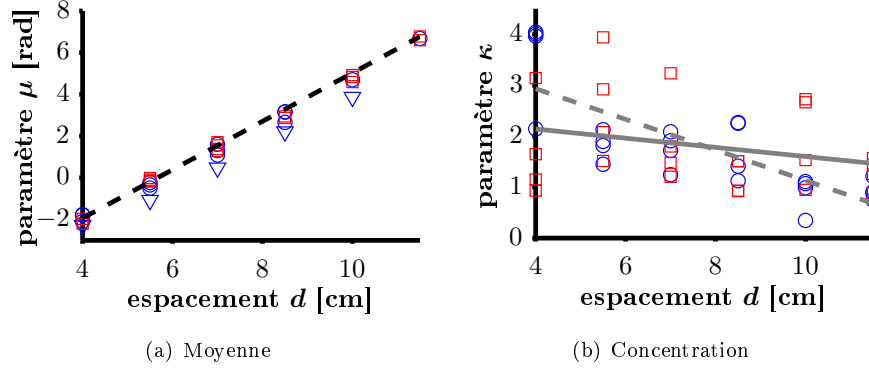


FIGURE 5.15 – Différences de phase du premier tap en fonction de l'espacement des antennes, exprimées par les paramètres de Von Mises. Les marqueurs $\square$ représentent les résultats expérimentaux pour l'arrière du corps tandis que ∇ et $\circ$ sont ceux, pour l'avant du corps, respectivement, quand $r = 8$ cm et quand $r = 12, 16$ ou 20 cm. Seules les moyennes μ , dont les capacités κ associées sont supérieures à 1, sont représentées. Les droites reflètent les tendances linéaires.

du réseau. Un tel canal spécifie le lien entre un senseur j placé à la distance r et le récepteur placé à la distance d_i .

L'expression du canal peut être résumé par la concaténation des formulations vectorielles $\mathbf{h}_i$ des tapped delay lines en un vecteur $\mathbf{H}$ résultant, tel que :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1j} \\ \mathbf{h}_{2j} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_{rx}j} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

avec

$$\mathbf{h}_{ij} = [\beta_{ij1} \beta_{ij2} \cdots \beta_{ijk} \cdots \beta_{ijN_\tau}]^T \quad (5.15)$$

où β_{ijk} est l'amplitude complexe du k^e tap de la tapped delay line entre le senseur j et la i^e antenne de la station de base.

En se basant sur le modèle spatio-temporel proposé à la section 3.6.4.1 et en l'adaptant suivant l'annexe C, la simulation de canaux MS-MIMO UWB décrivant la diffraction autour du corps s'implémente comme suit. Le module en dB des β_{ijk} s'obtient à partir d'un vecteur de $N_{rx} N_\tau$ variables normales décorréées à moyenne nulle et à variance unitaire. Ce vecteur est ensuite multiplié à

la racine carrée de la matrice des covariances $\mathbf{C}$. Enfin, la puissance de chaque tap est ajustée en lui ajoutant le vecteur $\mathbf{M}$ des moyennes en dB et en lui soustrayant le vecteur $\mathbf{L}_{\text{dB}}$ des pathloss. Mathématiquement, ce développement se résume par :

$$|\mathbf{H}|_{\text{dB}} = \mathbf{C}^{1/2} \cdot \mathcal{N}(0, 1) + \mathbf{M} - \mathbf{L}_{\text{dB}} \quad (5.16)$$

Les précisions suivantes sont apportées :

- Le pathloss $\mathcal{L}_{\text{dB}}$ des taps ne dépend uniquement que des distances d et r du canal auquel le tap appartient.
- La matrice des covariances est composée de sous-matrice de covariances $\mathbf{C}_{ii'}$ dont chaque élément est le produit des écart-types σ_{ik} et $\sigma_{i'k'}$ avec la corrélation $\rho_{(ik, i'k')}$ entre le k^{e} tap du i^{e} élément et le k'^{e} tap du i'^{e} élément pour un senseur j donné.
- La puissance P_k d'un tap k est donnée par le moment d'ordre 2 non-centré de son amplitude. Pour une amplitude distribuée selon une loi lognormale en dB, ce moment vaut :

$$P_k = e^{\frac{\log 10}{10}} M_k e^{\left(\frac{\log 10}{10}\right)^2 \left(\frac{\sigma_{ik}}{\sqrt{2}}\right)^2} \quad (5.17)$$

Dès lors, l'inconnue M_1 dans (5.5) peut s'estimer par (5.18) puisque la somme $\sum_{k=1}^{N_r} P_k$ est normalisée par rapport au pathloss.

$$M_1 = -10 \log_{10} \left(\sum_{k=1}^{N_r} e^{\frac{\log 10}{10}} (M_k - M_1) e^{\left(\frac{\log 10}{10}\right)^2 \left(\frac{\sigma_{ik}}{\sqrt{2}}\right)^2} \right) \quad (5.18)$$

avec $M_k - M_1$ qui est connu grâce à (5.5).

L'expression finale du canal s'obtient en convertissant les amplitudes du domaine en dB au domaine linéaire, et en leur adjoignant la phase appropriée.

Les phases des différents taps sont engendrées en trois étapes :

1. La phase φ_{1j1} de l'amplitude complexe β_{1j1} est, soit tirée uniformément entre $(-\pi, \pi]$, soit obtenue par une approche déterministe grâce à :

$$\varphi_{1j1} = 2\pi r \frac{5 \cdot 10^9}{2.66 \cdot 10^8} \quad (5.19)$$

2. A cette phase, sont ajoutées les différences $\Delta\varphi_{(11, i'1)}$ pour obtenir les phases respectives des $\beta_{i'j1}$. Les $\Delta\varphi_{(11, j1)}$ sont issues de la génération de variables aléatoires de Von Mises [109, 110], dont les paramètres κ et μ sont obtenus à partir de (5.13).

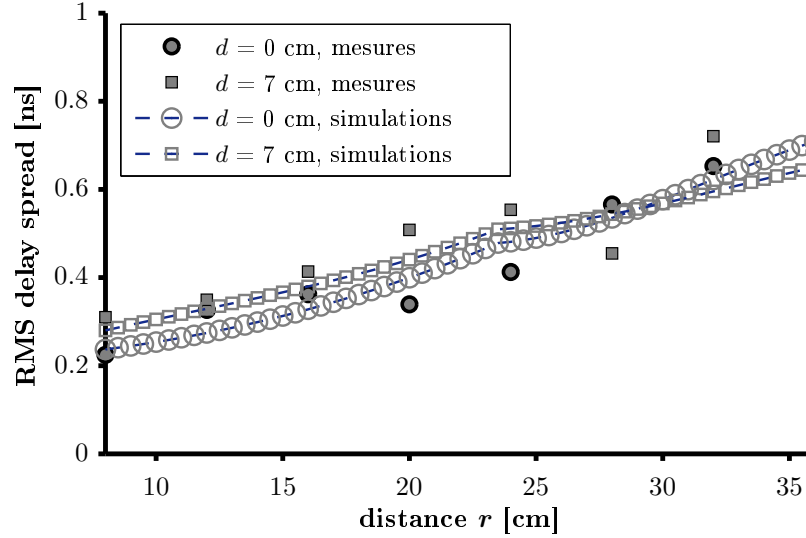


FIGURE 5.16 – Comparaison entre les RMS delay spreads mesurés et simulés pour deux positions d’antenne R_x .

3. Sur base des phases des $\beta_{i'j1}$, celles des autres taps sont estimées en cascade en leur ajoutant successivement les différences $\Delta\varphi_{(i'k, i'(k+1))}$. Ces $\Delta\varphi_{(i'k, i'(k+1))}$ sont également des variables aléatoires de Von Mises dont les paramètres κ et μ sont extraits du tableau 5.9.

5.8 Validation du modèle

Lors de la définition du modèle, de nombreuses hypothèses simplificatrices ont été décidées. Afin d’évaluer les performances du modèle, les canaux mesurés et simulés sont comparés en termes de leur RMS delay spreads. Cette métrique du canal n’étant pas directement utilisée dans l’élaboration de notre modèle, elle délivre une information pertinente et indépendante. La figure 5.16 montre les résultats pour deux antennes en réception, en l’occurrence pour un R_x placé en $d = 0$ cm et un autre en $d = 7$ cm. Il y apparaît que le modèle est capable de reproduire, avec une fidélité appréciable, l’ampleur de la contribution des composantes multi-trajets quand l’émetteur est écarté vers le dos. Il est vrai qu’une différence relative moyenne inférieure à 10 % est atteinte entre les résultats expérimentaux et de simulation. Par conséquent, le modèle peut être validé.

5.9 Récapitulatif

Dans ce chapitre, un nouveau modèle analytique a été proposé pour caractériser les cinq premières nanosecondes du canal qui s'établit lors de transmissions UWB MS-MIMO autour du corps. Durant ce laps de temps, ce sont les ondes de corps et les interactions en champ proche avec le corps humain qui établissent des liens de propagation entre le Tx et le Rx. En particulier, la description spatio-temporelle complète de la tapped delay line entre un senseur et une des antennes de la station de base a été formulée pour une bande passante de 3 GHz à 7 GHz [11]. Les conclusions les plus remarquables de ce modèle sont les suivantes :

- le pathloss suit une loi exponentielle relative à la distance qui sépare les deux dispositifs ;
- l'amplitude des taps suit une distribution lognormale et l'atténuation de leur puissance en fonction du retard est parfaitement décrite par un modèle en double pentes ;
- les ondes de corps se propagent par des trajectoires qui se chevauchent. Il en résulte de fortes corrélations entre les taps tant dans le domaine spatial que dans le domaine temporel, en τ ;
- les ondes provenant de réflexions sur des parties du corps, telles que les bras, créent un motif d'interférence qui diminue la corrélation, particulièrement lorsque le senseur est porté à l'avant du corps.

L'élaboration de ce modèle s'est opérée avec un souci constant d'interprétation et de compréhension des résultats expérimentaux avec la physique du problème. Qui plus est, un formalisme adapté a également été énoncé.

Enfin, une attention particulière a été portée sur l'onde diffractée autour du corps. Il a été établi que cette dernière n'est pas dispersive entre 3 GHz et 10 GHz et que sa vitesse de phase vaut $2.66 \cdot 10^8$ m/s [12].

Modèle spatio-temporel : Environnement

Sommaire

6.1	Vers un double modèle	137
6.2	Modèle pour la réflexion du sol	138
6.2.1	Description du scénario	138
6.2.2	Temps d'arrivée	138
6.2.3	Large-scale fading	139
6.2.4	Small-scale fading	140
6.2.5	Étude de la phase	142
6.2.6	Implémentation du modèle	144
6.3	Modèle pour les interactions issues de l'environnement	145
6.3.1	Description du scénario	145
6.3.2	Extraction des paramètres	146
6.3.3	Analyse et modélisation des paramètres	150
6.3.4	Implémentation du modèle	168
6.3.5	Validation du modèle	170
6.4	Récapitulatif	173

6.1 Vers un double modèle

La caractérisation et la modélisation des interactions issues de l'environnement dissocient la contribution de la réflexion du sol des autres mécanismes de propagation. Ceux-ci comportent, notamment, les réflexions sur les murs et les diffractions sur tout objet avoisinant l'utilisateur. Un modèle de la réflexion du sol est proposé sur base des propriétés spatio-temporelles de la tapped delay line caractérisant cette interaction. Les autres interactions avec l'environnement sont, quant à elles, représentées grâce à un nouveau modèle par clusters aléatoires.

6.2 Modèle pour la réflexion du sol

6.2.1 Description du scénario

L'intérêt qui est porté sur la réflexion du sol est doublement justifié. D'abord, elle constitue une interaction qui a lieu indépendamment de la configuration autour de l'utilisateur. Elle est par exemple observée lorsque l'utilisateur se trouve en *outdoor*. Ensuite, les faibles distances de propagation mises en jeu, combinées à la proximité du corps, impliquent des comportements différents de ceux traditionnellement rencontrés en champ lointain.

Son caractère déterministe nous offre une opportunité intéressante : identifier et caractériser son influence sur le canal par une tapped delay line. Un modèle spatio-temporel de celle-ci est donc établi sur base des relevés de la campagne de mesures E, détaillée à la page 81. Une description des 5 premiers taps, qui suivent l'arrivée de l'onde réfléchie, est proposée pour un émetteur placé à une distance r et un récepteur à une distance d . La résolution temporelle y est de 0.25 ns. Le modèle permet de disposer les antennes sur le corps humain à une hauteur comprise entre 110 cm et 125 cm du sol. La posture des pieds, écartés ou joints, peut également être précisée.

Deux remarques préliminaires sont à formuler. Premièrement, le modèle est valable aussi bien en présence des bras relâchés le long du corps qu'en absence de bras dans le modèle. Les perturbations du signal par la présence des bras sont à peine remarquées dans les mesures et elles sont sciemment négligées. Secondement, les senseurs sont regroupés suivant leur position soit dans une région A quand $r \leq 28$ cm, soit dans une région B quand $r > 28$ cm. Dans ces régions, les mêmes propriétés statistiques sont globalement obtenues.

La démarche adoptée pour l'analyse des données s'inspire de celle développée au Chapitre 5.

6.2.2 Temps d'arrivée

Le temps d'arrivée de l'onde du sol est estimé sur base du maximum du power delay profile entre la 7^e et 10^e ns pour chaque couple Rx-Tx. Les résultats sont quasi identiques quelle que soit la posture des pieds, avec une différence de 0.11 ns. Le tableau 6.1 affiche que les temps d'arrivée diffèrent peu suivant les deux régions et les deux hauteurs.

Scénario		Temps d'arrivée [ns]	
r	Hauteur [cm]	Moyenne	Ecart-type
Région A	110	7.9	0.55
Région B	110	8.2	0.31
Région A	120	8.4	0.41
Région B	120	8.6	0.32

TABLEAU 6.1 – Temps d'arrivée moyennés de l'onde de sol.

6.2.3 Large-scale fading

Les power delay profiles sont intégrés pour obtenir les effets du large-scale fading. A la figure 6.1, les mesures du pathloss valident la différenciation en deux régions A et B. Dans la région A, la même hausse des pertes est observée indépendamment du scénario envisagé. A la région B, non seulement la hauteur contribue à des pertes plus significatives, mais surtout deux tendances sont identifiées selon la posture des pieds. D'une part, quand les pieds sont écartés, les pertes diminuent indiquant que la réflexion est davantage spéculaire lorsque le senseur est placé sur le dos. D'autre part, quand les pieds sont joints, la présence des membres inférieurs obstrue cette réflexion et les puissances captées sont plus faibles. La limite entre les deux régions est située aux environs d'une distance r valant 28 cm. A cette distance, le signal est fortement perturbé car la jambe gauche obstrue complètement le lien de transmission.

Le modèle du pathloss est linéarisé en dB et se décrit par la relation (6.1), dont les paramètres sont donnés au tableau 6.2.

$$\mathcal{L}_{dB}(r) = \mathcal{L}_{dB,0} + \gamma(r - r_0) + \sigma_{\mathcal{L}} \mathcal{N}(0, 1) \quad (6.1)$$

Scénario	r_0 [cm]	$\mathcal{L}_{dB,0}$ [dB]	γ [dB/cm]	$\sigma_{\mathcal{L}}$ [dB]
Région A	8	83.3	0.41	1.1
Région B - pieds joints	28	91.5	0.1	2.9
Région B - pieds écartés	28	91.5	-0.3	2.0

TABLEAU 6.2 – Paramètres pour le large-scale fading

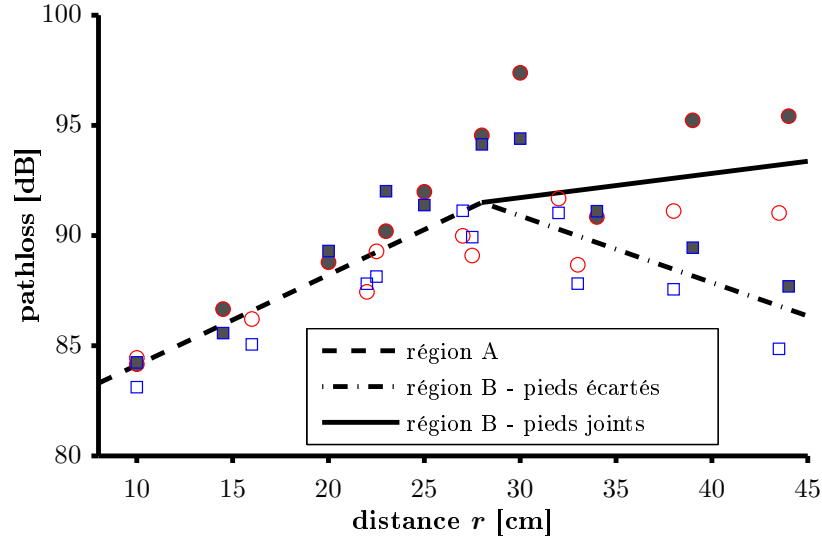


FIGURE 6.1 – Mesures du pathloss en fonction de r . Les marqueurs $\circ$ et $\square$ correspondent aux scénarios où les pieds sont, respectivement, joints et écartés. Quand ces marqueurs sont pleins, les mesures sont prises à une hauteur de 1m20, sinon à 1m10.

6.2.4 Small-scale fading

Les réponses impulsionnelles sont normalisées en les multipliant par leur pathloss correspondant de sorte que l'énergie moyenne sur l'ensemble des réalisations soit unitaire. Il faut noter que la composante cohérente spatiale du canal est négligée à cause de sa faible contribution en puissance ($< 4\%$). Seule la composante non-cohérente spatiale est alors considérée.

6.2.4.1 Distribution des amplitudes

L'analyse par le critère d'Akaike indique qu'avec un indice moyen à plus de 45 %, la loi lognormale est la plus appropriée à représenter la distribution des amplitudes. Cette fois-ci, l'explication doit être imputée, en partie, à la polarisation verticale des antennes. Celle-ci entraîne des conditions expérimentales pour lesquelles les réflexions du sol peuvent rencontrer ou non les zéros du diagramme de rayonnement des antennes. Par conséquent, de fortes atténuations peuvent apparaître selon l'orientation des réflexions par rapport aux éléments du réseau. De plus, la proximité du corps humain engendre de fortes perturbations du signal du fait que les trajets de propagation peuvent subir des interactions profondément différentes selon les postures du corps et la disposition des antennes en émission et en réception.

A titre de validation, la figure 6.2 montre que les distributions lognormales s'accordent parfaitement aux variations des amplitudes des taps 1, 2 et 3 pour les scénarios quand les pieds sont serrés.

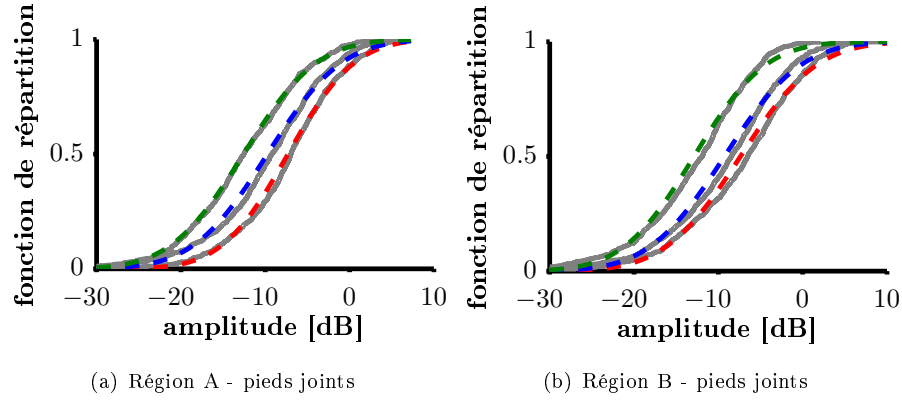


FIGURE 6.2 – Variations des amplitudes et distributions lognormales ajustées des trois premiers taps de l'onde de sol pour les deux régions. Les lignes continues sont les données expérimentales et les lignes pointillées en rouge, bleu et vert sont les distributions lognormales ajustées du premier, second et troisième tap

6.2.4.2 Moyenne des amplitudes en dB

La moyenne M_k des amplitudes en dB pour le k^{e} tap est définie par (6.2). Les coefficients de cette régression linéaire sont détaillés au tableau 6.3. Ceux-ci dénotent que l'espacement entre les pieds conduit à une réflexion du sol davantage spéculaire.

$$M_k = M_1 + \mu_1 (k - 1) \quad (6.2)$$

Scénario	μ_1 [dB/1]
Région A - pieds joints	-2.60
Région A - pieds écartés	-2.85
Région B - pieds joints	-2.58
Région B - pieds écartés	-3.63

TABLEAU 6.3 – Coefficient du modèle linéaire pour la moyenne des amplitudes en dB.

6.2.4.3 Matrice des covariances des amplitudes en dB

Bien que le canal soit dérivé d'un unique mécanisme de réflexion et que celui-ci soit confiné à une direction donnée, les statistiques du second ordre démentent l'existence d'une onde dominante. La cause en est l'altération du canal de propagation par les faibles performances des antennes. Les zéros du diagramme de rayonnement peuvent engendrer des sauts d'amplitude, qui se traduisent, au niveau statistique, par l'obtention de fortes déviations et de coefficients matriciels décorrélés (< 0.2 , en moyenne), tant sur la dimension spatiale que celle en retard. Les amplitudes de taps peuvent être engendrées indépendamment des unes des autres. La tableau 6.4 synthétise les résultats obtenus pour les écarts-types σ_{ik} pour les scénarios investigués.

Scénario	σ_1 [dB]	σ_k ($k \neq 1$) [dB]
Région A - pieds joints	6.2	7.1
Région A - pieds écartés	5.0	6.5
Région B - pieds joints	7.1	6.7
Région B - pieds écartés	7.8	6.7

TABLEAU 6.4 – Paramétrisation de l'écart-type σ_{ik} des amplitudes en dB.

6.2.5 Étude de la phase

6.2.5.1 Distribution des phases

Les faibles taux de concentration obtenus sur l'ensemble des scénarios ($\kappa < 0.18$) démontrent que les taps présentent des phases distribuées uniformément entre $(-\pi, \pi]$.

6.2.5.2 Analyse de la différence de phase

Les différences de phase $\Delta\varphi_{(ik,i'k')}$ sont plus à même de refléter la nature dominante de la réflexion du sol. Effectivement, les zéros du diagramme de rayonnement n'ont d'influence sur l'estimation de la phase que dans la diminution du SNR. Dès lors, l'information est préservée pour autant que le SNR demeure suffisant.

Différence de phase en retard Les différences de phase entre les k° et $(k+1)^\circ$ taps d'un même canal ($i = i'$) sont représentées à la figure 6.3 selon les paramètres de Von Mises. Indépendamment du scénario, ces phases sont corrélées ($\kappa > 1$) et leur différence croît progressivement de 110° pour $k = 1$ à 170° pour $k = 4$. En outre, cette corrélation n'existe qu'entre les taps

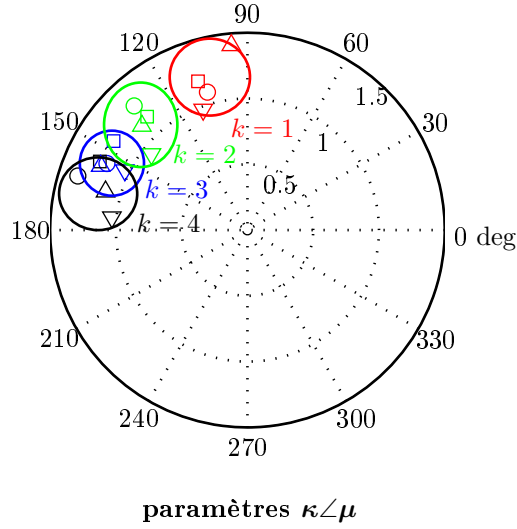


FIGURE 6.3 – Différences de phase entre les taps k et $(k+1)$, exprimées par les paramètres de Von Mises. Les marqueurs définissent, respectivement, les mesures pour la région A avec les pieds joints ($\circ$) et écartés ($\square$), ainsi que pour la région B avec les pieds joints (∇) et écartés ($\triangle$).

directement adjacents puisque des $\kappa < 0.6$ apparaissent déjà entre les taps k et $(k+2)$. La tableau 6.5 récapitule ces résultats.

tap	κ [1]	μ [rad]
$k = 1$	1.16	1.83
$k = 2$	1.12	2.35
$k = 3$	1.16	2.66
$k = 4$	1.18	2.86

TABEAU 6.5 – Paramètres de Von Mises pour la différence de phase entre le k^{e} tap et le $(k+1)^{\text{e}}$ tap. Tous les scénarios sont confonfus..

Différence spatiale de phase Sur l'ensemble des différences de phases $\Delta\varphi_{(ik,i'k')}$ telles que $i \neq i'$, seules sont corrélées celles qui sont définies entre les premiers taps des canaux présentant un espacement entre éléments de 4 cm ou 6 cm. Ces différences sont inscrites au premier cadran de la figure 6.4. A 5 GHz, elles correspondent, en employant (5.1), à des ondes incidentes orientées

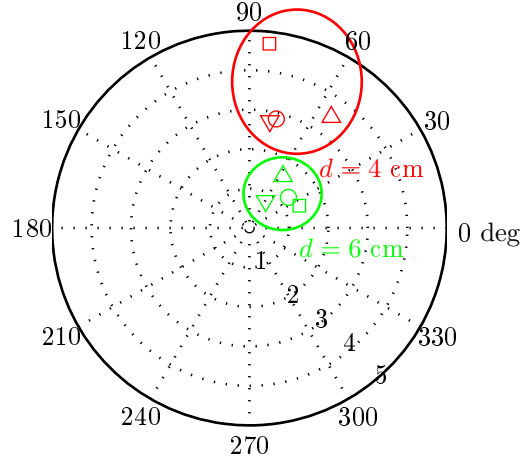
paramètres κ/μ

FIGURE 6.4 – Différences spatiales de phase pour $k = l = 1$, exprimées par les paramètres de Von Mises. Les marqueurs définissent, respectivement, les mesures pour la région A avec les pieds joints (○) et écartés (□), ainsi que pour la région B avec les pieds joints (▽) et écartés (△).

à plus de 70° par rapport au plan azimutal du réseau linéaire¹. Il s'agit donc bien d'une interaction provenant du sol. La différence spatiale de phase entre les premiers taps est donnée par $\mu = 1.22$ [rad] et $\kappa = 3.5$ pour tout espacement entre les éléments du réseau.

6.2.6 Implémentation du modèle

Le modèle pour la réflexion du sol se construit de manière similaire à celui présenté à la section 5.7, et fait référence aux mêmes notations.

En considérant le système composé d'un senseur à une seule antenne et d'une station de base à N_{Rx} antennes, la modélisation du canal consiste à engendrer une tapped delay line $h_{ij}(\tau)$ à $N_\tau = 5$ taps pour chaque élément i du réseau. Un tel canal spécifie le lien entre le senseur j placé à la distance r et le récepteur placé à la distance d_i . L'utilisateur peut adopter plusieurs postures :

- ses bras peuvent être relâchés le long du corps ou portés derrière la tête ;
- ses pieds peuvent être écartés ou joints.

1. en supposant que les ondes soient transverses au réseau linéaire.

En l'absence de corrélation spatio-temporelle, les modules en dB des β_{ijk} peuvent s'écrire sous une version simplifiée de (5.16) :

$$|\mathbf{H}|_{\text{dB}} = \mathbf{S} \odot \mathcal{N}(0, 1) + \mathbf{M} - \mathcal{L}_{\text{dB}}(r) \quad (6.3)$$

où $\odot$ est le produit d'Hadarmard et $\mathbf{S}$ est le vecteur colonne des écarts-types σ_{ik} . M_1 s'estime également par (5.18).

L'expression finale du canal s'obtient en convertissant les amplitudes du domaine logarithmique au domaine linéaire, et en leur adjoignant la phase correspondante. Celle-ci est engendrée par une procédure identique à celle évoquée à la section 5.7.

6.3 Modèle pour les interactions issues de l'environnement

6.3.1 Description du scénario

Les modèles du canal on-body développés par le groupe IEEE 802.15.6 incluent également une partie dédiée à l'influence de l'environnement avoisinant [102, 113]. Cette influence y est représentée par un modèle de type Saleh-Valenzuela, dont les paramètres sont extraits de relevés expérimentaux. L'inconvénient majeur de ce modèle est qu'il n'offre aucune information probante sur les spectres d'incidence du signal. La connaissance de ces derniers est pourtant impérative puisqu'ils conditionnent les interférences des ondes au niveau de la station de base et informent donc sur l'ampleur de la corrélation entre les antennes. Face à cette nécessité, le présent travail propose une modélisation spatio-temporelle qui s'intéresse exclusivement à la contribution de l'environnement autour du sujet.

Les interactions avec l'environnement sont décrites par un modèle par clusters aléatoires. Celui-ci spécifie le canal établi entre un émetteur et une station de base en réception, tous deux placés sur le corps humain. Le Tx est écarté à une distance r du nombril et les antennes Rx à une distance d , comme schématisé à la figure 6.5. La résolution temporelle du canal peut atteindre 0.25 ns.

La caractérisation des paramètres pour ce modèle par clusters aléatoires s'articule sur différentes étapes présentées à la figure 6.6. A partir de la campagne expérimentale G, détaillée à la page 83, deux jeux de mesures sont extraits. Le premier jeu décrit les canaux pour une antenne Rx portée à la ceinture

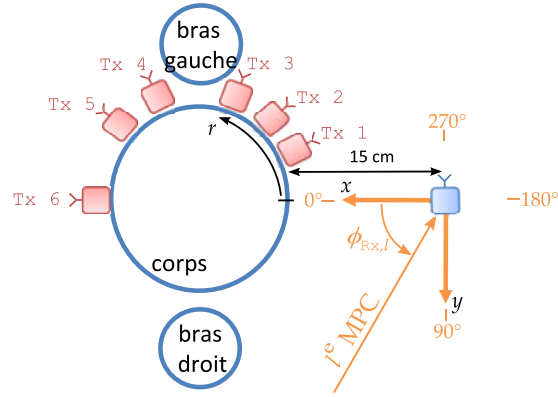


FIGURE 6.5 – Disposition des antennes pour la modélisation en cluster.

et sert de référence lors de la validation du modèle. Le second jeu provient du déplacement d'une autre antenne Rx sur un réseau de 7x7 positions, qui sert à évaluer les paramètres spatio-temporels d'arrivée des clusters à une position de référence située à 15 cm devant le corps humain. Ces paramètres sont obtenus en deux temps. D'abord, un algorithme SAGE est appliqué pour extraire les MPCs du canal mesuré. Ensuite, un algorithme de clustering rassemble ces MPCs entre eux pour former des clusters consistants. Cette procédure est répétée pour les 6 émetteurs des 46 localisations réparties dans les 3 bureaux. Après, les statistiques des paramètres de ces clusters sont analysées et modélisées. Enfin, sur base de ces observations, le modèle est généré, puis comparé aux mesures de référence. Ces différentes étapes sont développées aux paragraphes suivants.

6.3.2 Extraction des paramètres

6.3.2.1 Extraction des MPCs

L'extraction des MPCs est assurée par l'exécution d'un algorithme SAGE sans compensation du couplage entre le corps et les antennes. Ce choix implique donc une incapacité à détecter correctement les MPCs dont l'azimut est compris entre $[-330^\circ, 30^\circ]$. L'algorithme est implémenté tel que décrit à la section 4.3 avec la paramétrisation indiquée au tableau 6.6. La recherche des paramètres des MPCs porte sur leur temps de parcours, leurs directions d'arrivée et leurs amplitudes complexes. Ces amplitudes ne relèvent que de la polarisation θ vers θ , car il s'agit de la seule composante significative lorsque les antennes sont orientées verticalement. Il est à signaler que ces amplitudes

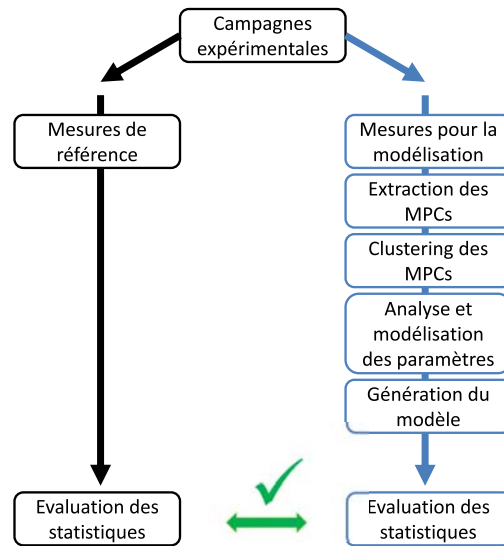


FIGURE 6.6 – Schéma fonctionnel pour la caractérisation spatio-temporelle de l'environnement.

incorporent non seulement les effets de propagation, mais aussi ceux de l'antenne en émission puisque l'absence de réseau à l'émission empêche toute approche cohérente pour isoler les effets de l'antenne. Ensuite, la large bande de fréquence conduit à l'observation de distorsions, qui se manifestent par des amplitudes sélectives en fréquence. Le canal est alors divisé en 8 sous-bandes fréquentielles consécutives dans lesquelles les paramètres sont extraits simultanément. De plus, le domaine de recherche en retard est également divisé en 10 intervalles de manière à garantir une répartition des MPCs suffisamment étalée dans le temps. Ce choix est motivé par le fait que, en vue d'améliorer la qualité de transmission, les techniques de codage par impulsions peuvent tirer profit de plus d'un pic de puissance de la réponse impulsionnelle. En conséquence, il est judicieux de ne pas s'intéresser exclusivement aux MPCs les plus puissants, qui peuvent être concentrés dans le temps, et d'étendre la caractérisation à des MPCs plus atténués.

Pour chaque localisation et pour chaque antenne Tx, un maximum de 250 MPCs sont délivrés à la finalisation de l'algorithme. La pertinence des résultats est vérifiée comme suit. Les réponses impulsionnelles des canaux sont reconstruites à partir de ces MPCs, puis elles sont comparées à celles mesurées.

Paramètre	Valeur
Bande passante	4 GHz
Nombre d'itérations	10
Nombre de positions Rx	49
Nombre de sous-bandes fréquentielles	8
Nombre de points par sous-domaine	101
Bande passante de chaque domaine	500 MHz
Recherche de τ_l	10 intervalles en ns : (0, 10], (10, 20], (20, 30], (30, 40], (40, 50], (50, 60], (60, 70], (70, 80], (90, 120] avec une résolution de 2 ns
Nombre de MPCs par intervalle temporel	25 au maximum
Recherche de $\theta_{\mathbf{R}\mathbf{x},l}$	de 90 ° à 180 °, tous les 1 °
Recherche de $\phi_{\mathbf{R}\mathbf{x},l}$	de 0 ° à 359 °, tous les 1 °
Recherche des $\alpha_{\theta\theta,l,n}^\dagger$	Seuil minimum à -100 dB, qui équivaut à +6 dB du SNR
Nombre de MPCs	250, avec arrêt de l'incrémentation si la puissance est inférieure au seuil minimum
Modèle pour la propagation	Onde plane
Egalisation par le gain des antennes	Uniquement à la finalisation de l'algorithme

TABLEAU 6.6 – Paramètres de l'algorithme SAGE pour l'extraction des MPCs.

En moyenne, les puissances totales² du canal réel et du canal reconstitué ne diffèrent que de 11.4 % en intégrant sur l'ensemble des taps du power delay profile, et de 9.7 % si l'intégration ne porte que sur le signal apparaissant après les 10 premières ns. La raison de cette dernière intégration est qu'elle se focalise sur les réflexions de l'environnement en excluant les mécanismes de propagation indésirables, qui sont essentiellement liés à la proximité des antennes.

A l'étape suivante, les résultats finaux sont rectifiés en retirant non seulement les MPCs issus de la zone d'ombre, mais aussi ceux dont le temps d'arrivée est inférieur à 5 ns. Il est ainsi certain que les effets liés à la proximité des antennes, *e.g.* ligne de vue directe, diffraction guidée ou réflexion du sol, sont supprimés.

Enfin, la puissance des MPCs est évaluée suivant la relation dans (3.23). Pour ce faire, la réponse en fréquence de chaque MPC est déterminée en appliquant une fenêtre glissante de 500 MHz entre 3.25 GHz et 6.75 GHz dans un algorithme SAGE simplifié. Dans cette version, les paramètres d'entrée sont les paramètres structurels des MPCs et l'étape de maximisation est réduite à la recherche unique des amplitudes complexes. Ces dernières sont, par après, normalisées par l'amplitude du diagramme de rayonnement en azimuth de l'antenne Skycross³. En effet, un réseau planaire ne permet pas de distinguer si l'onde provient d'au-dessus ou d'en-dessous du plan azimuthal. Un *de-embedding* complet de l'antenne n'étant pas possible, les puissances des MPCs sont également affectées par les performances de l'antenne en co-élévation.

6.3.2.2 Identification des clusters

L'identification des clusters est réalisée sur base des MPCs estimés par l'algorithme SAGE. La méthode de partitionnement dans son approche *KPower-Means* est associée à l'indice de Kim-Parks pour extraire le nombre de clusters et leurs paramètres respectifs. Ces outils sont présentés à la section 4.4. La paramétrisation utilisée dans ce travail est spécifiée au tableau 6.7. Une précision à apporter est que le paramètre d'incidence en co-élévation des MPCs n'est pas considéré lors du clustering. D'abord, la raison est de simplifier la caractérisation du cluster d'une dimension. Ensuite, le réseau de la station de base étant linéaire, ce paramètre n'a qu'une influence faible sur les performances

2. La résolution temporelle est de 2 ns.

3. Celui-ci est mesuré en espace libre lors de la campagne de mesures F, décrite à la page 82.

MIMO. La contribution angulaire de la distance en (4.59) est alors utilisée avec $\theta_{\mathbf{r}_x, l} = \pi/2$ pour tous les MPCs l .

Paramètre	Valeur
Rapport η_{at}	14
Nombre d'itérations N_{ite}	100
Recherche du nombre de cluster	
Minimum	2
Maximum	20

TABLEAU 6.7 – Paramètres pour l'identification des clusters.

6.3.3 Analyse et modélisation des paramètres

6.3.3.1 Interdépendance des paramètres

La figure 6.7 illustre l'interdépendance des paramètres des clusters sous la forme d'une matrice de corrélation, dont les coefficients sont moyennés sur les 6 positions de l'émetteur. En particulier, il est observé que :

- *Puissance totale et puissance des clusters.* La puissance totale est fortement corrélée à la puissance des clusters, ce qui de prime abord n'a rien d'étonnant. Toutefois, comme détaillé à la figure 6.8, cette dépendance implique aussi que les puissances des clusters sont relativement concentrées autour d'une même valeur. La variance mesurée est en effet de 2.92 dB.
- *Puissance et retard.* Les puissances des clusters diminuent avec le retard. Ceci traduit les pertes associées à la propagation en espace libre et aux interactions avec l'environnement. Dans le même esprit, la puissance totale est moindre lorsque les clusters présentent des retards élevés.
- *Puissance du cluster et nombre de MPCs.* Dans un premier raisonnement, il est attendu que la puissance du cluster est d'autant plus importante qu'il est composé de MPCs. Toutefois, les mesures indiquent une décorrélation entre ces deux paramètres, qui peut s'expliquer par l'existence de réflexions spéculaires importantes.
- *Étalements des clusters.* Les étalements en retard et sur le plan azimutal donnent une indication pertinente sur la taille des clusters. Ces deux paramètres sont corrélés entre eux. Un cluster étroit s'apparente généralement à une réflexion spéculaire alors qu'un cluster plus large tolère plusieurs origines. Celui-ci peut correspondre à une réflexion diffuse ou à une diffraction.

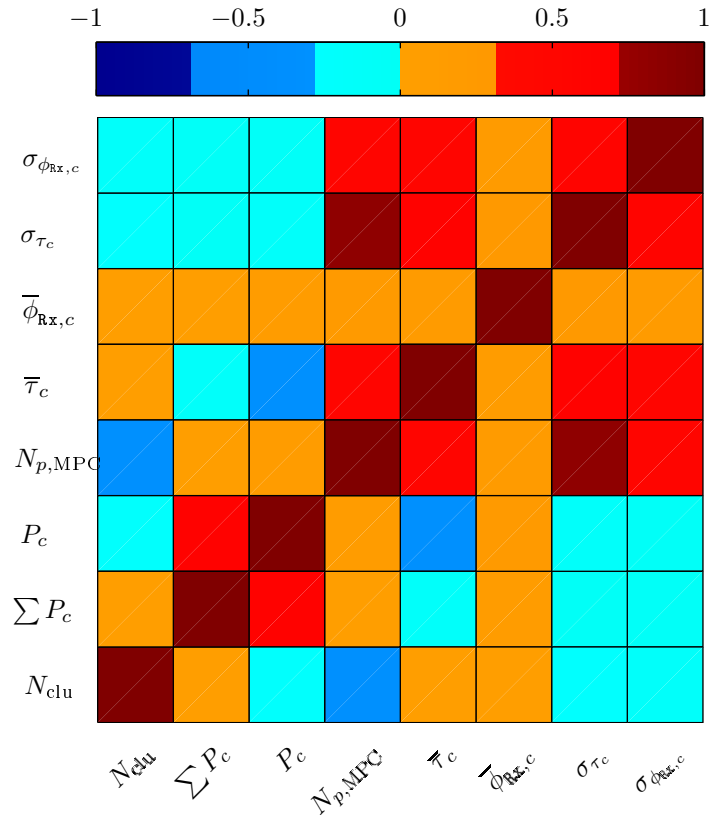


FIGURE 6.7 – Corrélation des paramètres extraits des clusters

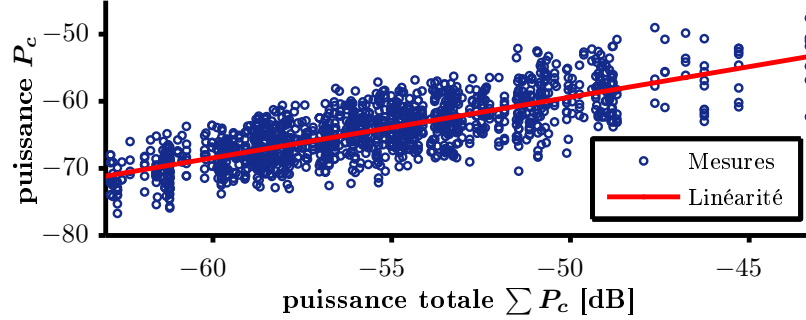


FIGURE 6.8 – Détail de la corrélation entre les paramètres de puissance, $\sum P_c$ versus P_c .

- *Taille des clusters et retard.* Les clusters s'agrandissent avec le retard. Aux premiers instants, le canal est dominé par des réflexions simples, qui laissent progressivement leur place à une puissance diffuse. En effet, au fur et à mesure que le retard augmente, les interactions des ondes avec l'environnement deviennent davantage intenses et variées. Celles-ci arrivent alors au récepteur de toutes les directions avec des puissances quasi identiques. L'algorithme de clustering a donc tendance, lors de l'optimisation des inerties intra- et inter-clusters, à fragmenter l'espace spatio-temporel aux premiers instants en différents clusters et à réunir les MPCs les plus tardifs ensemble.
- *Nombre de clusters et de MPCs.* Les clusters aux étalements importants sont définis par un grand nombre de MPCs. Il est également constaté que le nombre de MPCs par cluster chute quand le nombre de clusters augmente. Ceci est certainement un artefact introduit lors de l'extraction des MPCs où un nombre constant de MPCs est recherché.

6.3.3.2 Nombre de clusters

Le nombre de clusters N_{clu} suit une loi binomiale de paramètres n et p , qui est préférée à celle de Poisson à 91 % selon le critère d'Akaike, et qui est définie par :

$$p(x) = \frac{n!}{x!(n-x)!} p^x (1-p)^{n-x} \quad (6.4)$$

Les paramètres pour les 6 positions sont donnés au tableau 6.8. La moyenne des N_{clu} est sensiblement supérieure lorsque l'émetteur est porté à l'avant du corps, ce qui signale une plus vive segmentation en puissance.

Paramètres	Tx 1	Tx 2	Tx 3	Tx 4	Tx 5	Tx 6
n	12	12	12	12	12	12
p	0.64	0.55	0.54	0.51	0.51	0.51

TABLEAU 6.8 – Paramètres de la distribution bionomiale pour le nombre de clusters.

6.3.3.3 Centroïde du cluster de référence

Pour chaque scénario, le cluster le plus puissant est identifié, puis isolé. L'idée est ici de construire un référent à partir duquel les autres clusters seront définis. Un lien évident s'établit entre les paramètres de ce cluster et la géométrie de l'environnement. Pour les antennes de 1 à 4, ce cluster correspond à :

- (a) une réflexion simple sur le mur ciblé par l'orientation de l'antenne émettrice, pour autant que la réflexion n'ait pas lieu sur une fenêtre (47 % des clusters),
- (b) une réflexion simple sur le mur au plus près de l'utilisateur, à condition que la directivité de l'émetteur soit suffisante vers ce mur et que la réflexion n'ait pas lieu sur une fenêtre (38 % des clusters),
- (c) toujours une réflexion simple, mais davantage diffuse, sur un mobilier de la pièce, tel qu'une armoire ou un bureau, qui est à proximité immédiate de l'utilisateur et qui est dans l'orientation de l'antenne (17 % des clusters).

Ces différents clusters de référence sont schématisés dans l'ordre à la figure 6.9. Pour les antennes 5 et 6, les résultats sont sensiblement différents, les clusters provenant essentiellement de réflexions sur des murs et objets latéraux à l'utilisateur (85 % des clusters). Les réflexions du cas (a), cité ci-dessus, sont fortement réduites, certainement du fait que les MPCs provenant dans cette direction ne sont pas tous caractérisés.

Temps d'arrivée La statistique des temps d'arrivée est détaillée au tableau 6.9. Les retards augmentent en moyenne avec la séparation du couple Tx-Rx. L'émetteur placé dans le dos (Tx 6) a également la particularité d'avoir un retard moins élevé que son prédécesseur. Il est à supposer que le diagramme de rayonnement du 6^e émetteur facilite les interactions directes avec l'environnement à droite de l'utilisateur.

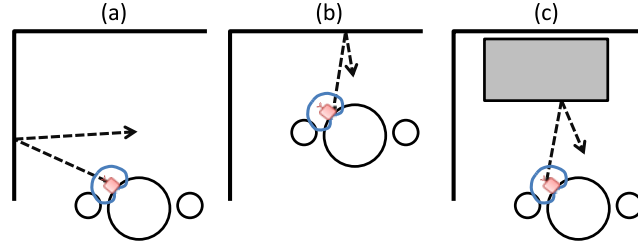


FIGURE 6.9 – Représentation géométrique des trois réflexions propices à des clusters puissants.

	Tx 1	Tx 2	Tx 3	Tx 4	Tx 5	Tx 6
Minimum [ns]	7.1	7.1	7	9.1	10.1	9.5
10 % [ns]	10	11	10.1	11.7	12.8	12.2
50 % [ns]	15	14.4	16.2	19.4	19.7	19.5
90 % [ns]	21.1	22.2	23.4	23.7	28.4	26.7
Maximum [ns]	24.5	24.2	29	27.5	34	32.7
Moyenne [ns]	16.0	16.1	16.6	18.5	20.2	19.2

TABEAU 6.9 – Distribution du temps d'arrivée $\bar{\tau}_1$ du cluster de référence, par leur 10^e, 50^e et 90^e percentiles ainsi que leur moyenne.

Puissance La puissance suit une distribution lognormale dont les paramètres sont détaillés au tableau 6.10. Un profil identique à celui des retards est remarqué. En effet, la puissance diminue lorsque l'antenne est déplacée vers l'arrière du corps, mais elle augmente à nouveau au dernier émetteur.

Paramètres	Tx 1	Tx 2	Tx 3	Tx 4	Tx 5	Tx 6
Moyenne [dB]	-56.8	-58	-60.06	-62.27	-63.78	-61.75
Ecart-type [dB]	3.4	3.5	2.6	3.1	3.6	4.3

TABEAU 6.10 – Paramètres pour la puissance P_1 du cluster de référence décrite par une distribution lognormale.

Angle d'incidence La probabilité d'arrivée du cluster sous une incidence $\bar{\phi}_{\text{Rx},1}$ est illustrée à la figure 6.10, en (a), pour un émetteur placé à l'avant du corps et, en (b), pour un émetteur à l'arrière du corps.

Cette probabilité pour le Tx 2 met clairement en évidence trois directions pré-

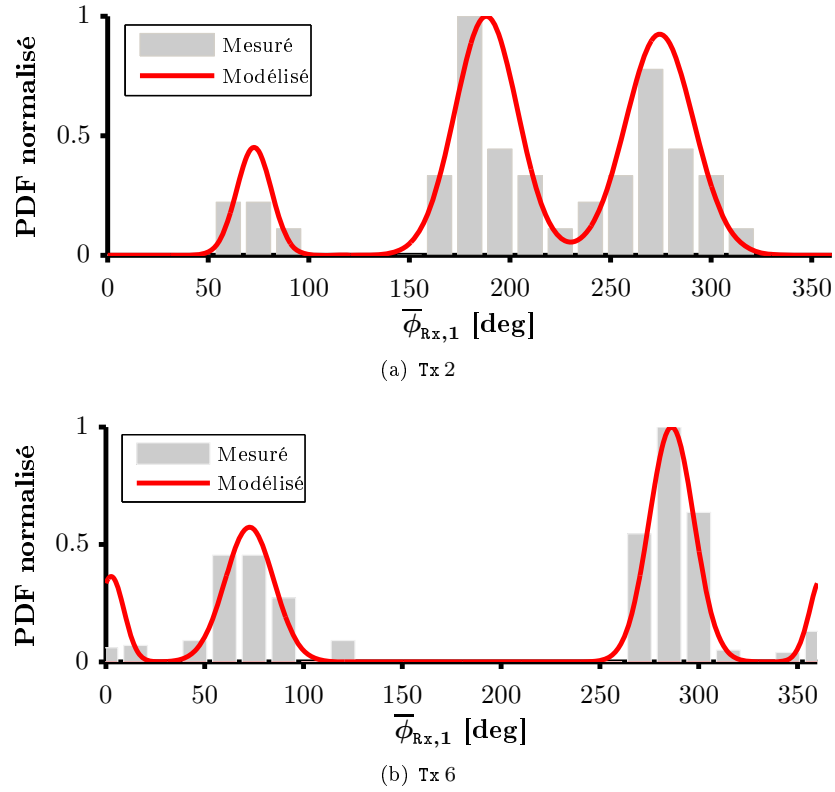


FIGURE 6.10 – Incidence azimutale du cluster de référence pour deux positions d'émetteur. La modélisation pour Tx2 est directement extraite des mesures, alors que celle pour Tx6 est extrapolée en combinant les résultats expérimentaux et la géométrie de l'environnement.

férentielles d'arrivée, en 90° , 180° et 270° . Ces directions⁴ sont à associer aux objets de l'environnement et à leur disposition autour du candidat ; et, en particulier, aux objets qui se trouvent à une proximité telle que les interactions EM restent en champ proche, ou aux objets, comme les murs, qui sont suffisamment larges pour autoriser des réflexions spéculaires. La position de l'antenne émettrice autour du corps joue également un rôle prépondérant dans ces résultats. Cela s'explique par le couplage de l'antenne avec le corps humain qui conduit à un diagramme de rayonnement directif, comme observé aux sections 2.3.4 et 4.1.1.2. Ce rôle est reflété dans la densité de probabilité à la figure 6.10 par une probabilité moindre à 90° qu'à 270° , cette direction correspondant à l'orientation vers laquelle pointe l'antenne émettrice.

Concernant l'antenne Tx6, les données expérimentales n'affichent que deux directions préférentielles clairement identifiées en 270° et 90° . La faible probabilité en $\bar{\phi}_{\text{Rx},1} = 0$ sous-entend que les interactions latérales avec l'environnement dépassent en puissance celles issues du lobe principal de l'antenne. Cette conclusion peut être d'abord liée à la configuration-même des pièces, où des objets réflecteurs par leur proximité ou par leur grande dimension sont à même d'engendrer des clusters dominants. Ensuite, cette conclusion peut être tirée du fait que l'expérience ne permet pas de détecter les MPCs issus justement de cette direction. Dès lors, toutes les réflexions simples qui pourraient conduire à des clusters de référence sont fortement diluées, voire même complètement ignorées. Pour pallier cette erreur⁵ d'estimation, une identification du cluster principal par optique géométrique est entreprise à partir de l'environnement relatif à chaque scénario, puis elle est confrontée aux résultats expérimentaux. Pour les senseurs Tx1, Tx2 et Tx3, la comparaison conduit à une différence minimale de 8%. Dès lors, le même protocole est appliqué aux senseurs sensibles Tx4, Tx5 et Tx6 pour prédire les données manquantes. Les angles d'arrivée $\bar{\phi}_{\text{Rx},1}$ sont alors décrits par une distribution gaussienne à quatre modes dont les proportions sont données en termes de probabilités au tableau 6.11. Les écarts-types des lois gaussiennes individuelles sont moyennés et modélisés par une valeur unique estimée à 13.44° .

6.3.3.4 Centroïde des autres clusters

Temps d'arrivée Les temps d'arrivée $\bar{\tau}_c$ des autres clusters dessinent des CDFs dont les percentiles sont donnés au tableau 6.12. Deux scénarios sont

4. En réalité, ces directions sont plutôt 75° , 190° et 285° car le réseau d'antennes est avancé par rapport aux émetteurs et non pas co-localisé comme il devrait être.

5. Cette erreur est à relativiser puisqu'en pratique l'antenne réceptrice est également située contre le corps et présente un diagramme de rayonnement avec un zéro dans cette direction problématique.

Direction	Tx 1	Tx 2	Tx 3	Tx 4	Tx 5	Tx 6
0 °	0 %	0 %	0 %	(7) %	(13) %	(18) %
90 °	16 %	18 %	2 %	(0) %	(20) %	(30) %
180 °	45 %	43 %	54 %	(23) %	(7) %	(0) %
270 °	39 %	39 %	44 %	(70) %	(60) %	(52) %

TABLEAU 6.11 – Probabilité d'incidence du cluster de référence dans l'une des quatre directions préférentielles. Les parenthèses signifient que les pourcentages sont obtenus non seulement à partir des résultats expérimentaux, mais aussi à partir de la géométrie de l'environnement.

différenciés tandis que le capteur est placé à l'avant du corps, *i.e.* quand $r \leq 25$ cm, ou à l'arrière du corps, *i.e.* quand $r > 25$ cm. Dans ce deuxième scénario, les clusters arrivent en moyenne plus tardivement.

	$r \leq 25$ cm	$r > 25$ cm
Minimum [ns]	8.5	11
10 % [ns]	12.1	15.8
50 % [ns]	20.8	23.4
90 % [ns]	35.3	37.6
Maximum [ns]	75	72

TABLEAU 6.12 – Distribution du temps d'arrivée $\bar{\tau}_c$, par leur 10^e, 50^e et 90^e percentiles.

Puissance La figure 6.11 montre l'évolution de la puissance des clusters en fonction de leur temps d'arrivée, relativement aux paramètres du cluster de référence. La puissance relative $\Delta P_{c_{dB}} = P_{c_{dB}} - P_{1_{dB}}$ décroît, en moyenne sur les différentes positions de l'émetteur, suivant :

$$\Delta P_{c_{dB}} = -4.008 - 0.08 \Delta \bar{\tau}_c 10^9 \quad (6.5)$$

où $\Delta \bar{\tau}_c$ définit la différence entre le temps d'arrivée du c° cluster et celui du cluster de référence. La faible atténuation constatée résulte directement de la fragmentation de l'espace spatio-temporel aux premiers instants et de l'agglomération des MPCs tardifs. Les deux phénomènes combinés vont conduire à des clusters dont les puissances au cours du temps vont faiblement se différencier. Quant à la variabilité autour de cette atténuation, elle suit une loi gaussienne en dB de moyenne nulle et d'écart-type valant 2.75 dB. Cette variabilité tient compte des effets des antennes à l'émission et en réception, qui n'ont pas été compensés.

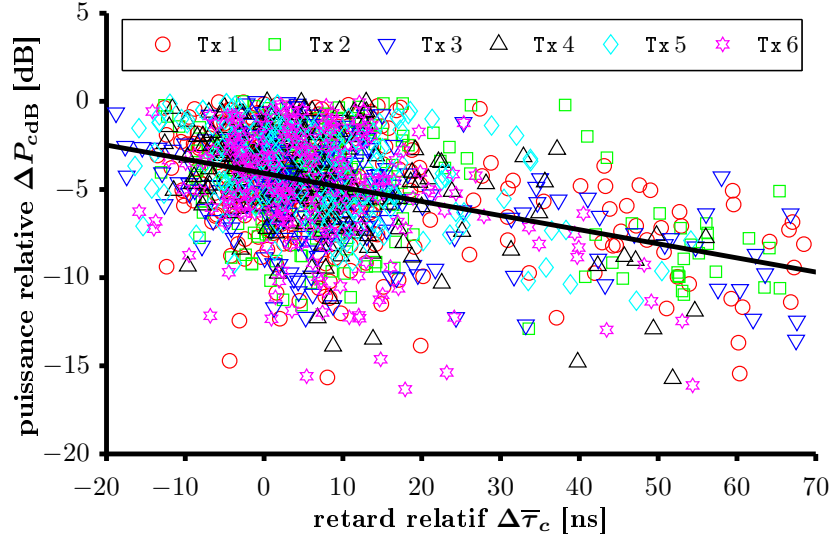


FIGURE 6.11 – Puissance ΔP_c en fonction du retard $\Delta \tau_c$, par rapport aux paramètres du cluster de référence.

Angle d'incidence Les incidences azimutales $\bar{\phi}_{\text{Rx},c}$ mesurées et modélisées sont représentées à la figure 6.12 également pour deux scénarios selon la position de l'émetteur à l'avant ou à l'arrière du corps. A l'avant du corps, les clusters se concentrent essentiellement dans l'intervalle angulaire entre 160° et 305° , qui est orienté du côté du corps où sont posés les émetteurs. A l'arrière du corps, deux directions sont favorisées, la première autour de 70° et la seconde autour de 300° . L'arrière du corps n'est apparemment pas illuminé. Il s'agit probablement d'une énième conséquence de l'incapacité des algorithmes SAGE à détecter les MPCs provenant de l'arrière du corps humain.

6.3.3.5 Étalements des clusters

Étalement temporel Comme montré à la figure 6.13, l'étalement temporel σ_{τ_c} des clusters augmente rapidement avec leur temps d'arrivée jusqu'à atteindre un palier autour de 17 ns. La linéarisation de cette augmentation s'écrit :

$$\sigma_{\tau_c} = -2.8 \cdot 10^{-9} + 0.486 \bar{\tau}_c \quad (6.6)$$

La variabilité autour de cette loi est approchée par une loi gaussienne dont les paramètres sont donnés au tableau 6.13. La statistique pour le premier cluster y est personnalisée.

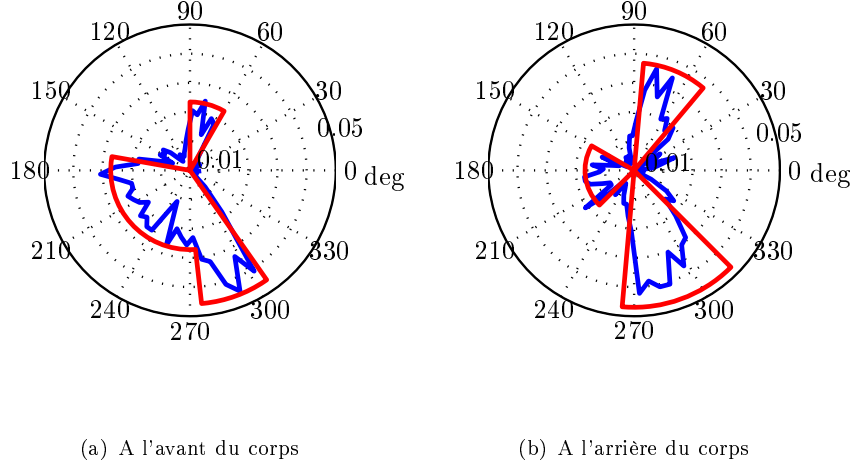


FIGURE 6.12 – Incidence azimuthale d'arrivée $\overline{\phi}_{\text{Rx},c}$ pour un émetteur placé à l'avant du corps ($r \leq 25$ cm) et à l'arrière du corps ($r > 25$ cm).

	$c = 1$	$c \neq 1$
Moyenne [ns]	-0.7	0
Écart-type [ns]	2.6	3.5

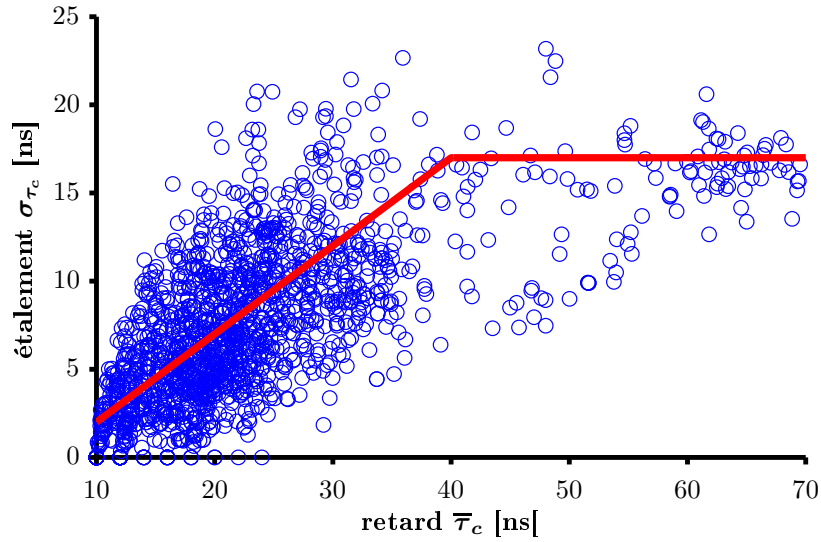
TABLEAU 6.13 – Paramètres de la variabilité gaussienne de σ_{τ_c} .

Étalement angulaire A la figure 6.14, l'étalement angulaire $\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}}$ des clusters est exprimé en fonction de leur retard $\overline{\tau}_c$. La taille du cluster démontre une tendance générale à s'accroître avec le temps. Un pic est également perceptible entre les 20 ns et 30 ns, ce qui équivaut à une distance comprise entre 6 m et 9 m. Ces parcours correspondent au double des dimensions de la pièce, comme si les MPCs de ces clusters provenaient des interactions d'une paroi à une autre, et ce dans toutes les directions.

La modélisation linéaire de $\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}}$ est ajustée sur les premiers temps d'arrivée et elle est donnée en degré par (6.7). La variabilité autour de cette moyenne est détaillée au tableau 6.14, pour le cluster de référence et pour les autres clusters.

$$\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}} = -7.73 + 1.028 \overline{\tau}_c 10^9 \quad (6.7)$$

	$c = 1$	$c \neq 1$		
	$\forall \bar{\tau}_c$	$\bar{\tau}_c \leq 20$ ns	$20 < \bar{\tau}_c \leq 30$ ns	$\bar{\tau}_c > 30$ ns
Minimum [deg]	-20.2	-11.8	-23.0	-62.0
10 % [deg]	-9.4	-6.8	-11.9	-30.4
50 % [deg]	-2.5	-0.1	-3.6	-16.2
90 % [deg]	8.3	7.2	19.8	4.45
Maximum [deg]	56.9	51.4	75.6	32.7

TABLEAU 6.14 – Paramètres de la variabilité de $\sigma_{\phi_{\text{rx},c}}$ décrite par ses percentiles.FIGURE 6.13 – Étalement temporel σ_{τ_c} en fonction du retard $\bar{\tau}_c$.

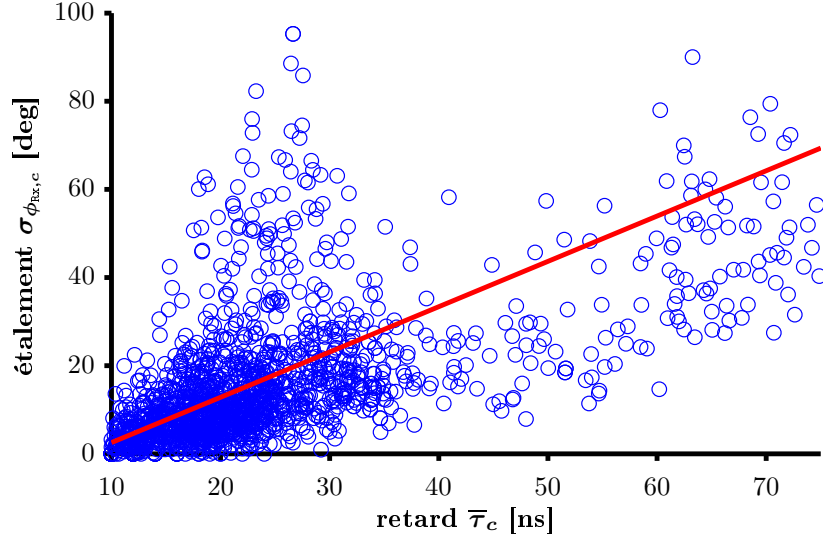


FIGURE 6.14 – Étalement angulaire $\sigma_{\phi_{\text{rx},c}}$ en fonction du retard $\bar{\tau}_c$.

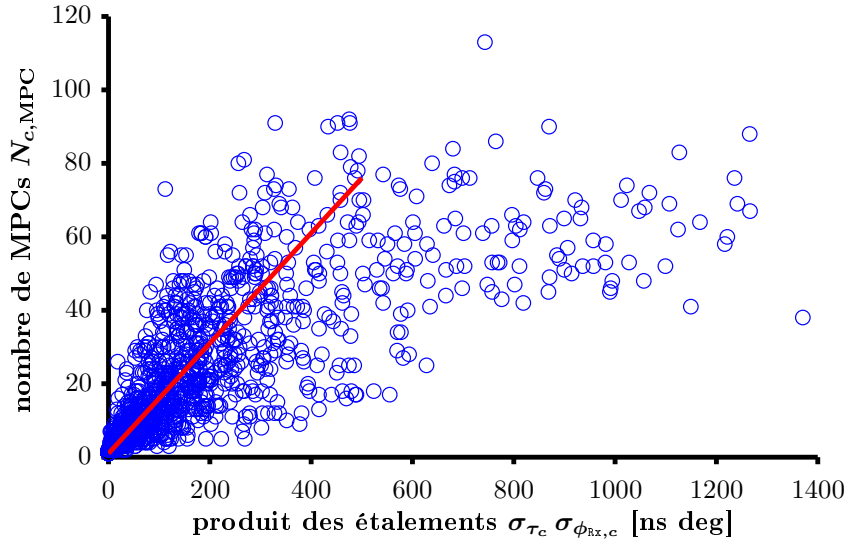


FIGURE 6.15 – Nombre de MPC $N_{c,\text{MPC}}$ en fonction du produit des étalements.

6.3.3.6 Nombre de MPCs par cluster

Le nombre maximal de MPCs est fixé à 250 lors de leur extraction par l'algorithme SAGE. Comme il peut être vu à la figure 6.15, le nombre de MPCs $N_{c,\text{MPC}}$ attribué à chaque cluster est à mettre en relation directe avec la taille de celui-ci puisque $N_{c,\text{MPC}}$ augmente avec le produit des étalements selon :

$$N_{c,\text{MPC}} = 1 + 0.15 \sigma_{\phi_{\mathbf{R}\mathbf{x},c}} \sigma_{\tau_c} 10^9 \quad (6.8)$$

avec σ_{τ_c} exprimé en degré. Le palier apparaissant aux tailles importantes des clusters est probablement dû à la limite du nombre de MPCs recherchés.

6.3.3.7 Paramètre des MPCs d'un cluster

Dans les sections précédentes, la description du canal s'est maintenue à un niveau macroscopique en se focalisant sur les paramètres des clusters. Il est temps maintenant de s'intéresser aux MPCs qui constituent ces clusters. La figure 6.16 décrit le spectre spatio-temporel en puissance des MPCs autour du centroïde du cluster. La répartition angulaire (resp. temporelle) des MPCs est normalisée par rapport à l'étalement angulaire (resp. temporel) du cluster auquel les MPCs appartiennent⁶. Grâce à cette normalisation, les résultats sur l'ensemble des clusters peuvent être unifiés. La figure 6.16 montre que :

- le profil temporel de la puissance est inégal puisque cette dernière marque une nette tendance à diminuer. Les MPCs les plus puissants sont à la tête du cluster et ils contribuent majoritairement à P_c . Ce profil particulier se décrit adéquatement par une atténuation exponentielle, qui, en dB, est modélisée à l'avant du corps par :

$$(P_{c,p_{\text{dB}}} - P_{c_{\text{dB}}}) = -3.25 - 2.74 \frac{\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c}{\sigma_{\tau_c}} \quad (6.9)$$

et, à l'arrière du corps, par :

$$(P_{c,p_{\text{dB}}} - P_{c_{\text{dB}}}) = -3.95 - 2.03 \frac{\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c}{\sigma_{\tau_c}} \quad (6.10)$$

En comparant (6.9) à (6.10), le scénario à l'avant du corps démontre une concentration plus importante de la puissance, ce qui peut signaler l'existence d'interactions davantage spéculaires. La variabilité autour de cette atténuation est décrite en dB par une loi gaussienne avec un écart-type de 2.45 dB à l'avant du corps et de 3.95 dB à l'arrière du corps. Ces valeurs assez élevées sont dues à l'absence du *de-embedding* des antennes.

6. Il faut s'assurer que la différence angulaire $(\phi_{\mathbf{R}\mathbf{x},c,p} - \bar{\phi}_{\mathbf{R}\mathbf{x},c})$ est bien comprise entre $(-\pi, \pi]$.

Leurs faibles performances, principalement les zéros, ne sont donc pas découplées du canal et elles sont certainement responsables de ces larges variations. Cette atténuation conduit inévitablement à un nombre plus important de MPCs tardifs. Ceci est confirmé par la répartition de $(\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c}$, dont la distribution est reprise au tableau 6.15. Il y est observé que les MPCs pour $r > 25$ cm sont plus étalés que ceux pour $r \leq 25$ cm ;

- le profil angulaire de la puissance est symétrique par rapport à l'incidence d'arrivée du cluster. Ce profil affiche une tendance à diminuer exponentiellement de part et d'autre du centroïde, ce qui correspond à une loi de Laplace. Un tel profil fut déjà rencontré dans d'autres études sur la dispersion angulaire dans un cluster [114, 115]. Toutefois la question est posée dans [116] de savoir dans quelle mesure cette caractéristique ne dérive-t-elle pas d'un artéfact de l'algorithme de clustering au lieu d'une véritable interprétation physique. Quoiqu'il en soit, la forte variabilité autour de la moyenne ne permet pas d'aboutir à un modèle suffisamment pertinent. Concernant la répartition angulaire des MPCs, une distribution de Laplace est retrouvée. La figure 6.17 montre les répartitions angulaires des MPCs et les modèles théoriques associés pour $(\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c} \leq 0$ et pour $0 < (\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c} \leq 2.5$. Comme illustré par ces deux intervalles, typiquement, la répartition angulaire s'élargit lorsque les MPCs sont en retard par rapport au centroïde du cluster. Le tableau 6.16 récapitule les paramètres de la distribution de Laplace, qui sont quasi identiques s'ils sont comparés entre ceux décrivant le scénario à l'avant du corps et ceux à l'arrière du corps.

La loi de probabilité de la distribution de Laplace s'écrit :

$$p(x|\mu, \lambda) = \frac{1}{2\lambda} e^{-\frac{|x-\mu|}{\lambda}} \quad (6.11)$$

où μ est la moyenne et λ un paramètre d'échelle. Pour $\mu = 0$, la densité de la distribution s'atténue exponentiellement lorsque x s'écarte de zéro.

La modélisation des paramètres des MPCs peut se baser sur trois niveaux de compromis entre la représentation de la physique du canal et la complexité du modèle. Ces compromis sont :

1. La répartition spatio-temporelle des MPCs dans un cluster est l'unique responsable de la puissance du cluster et des interférences au sein de celui-ci. Les MPCs sont répartis d'après le spectre angulo-temporel des MPCs. Il leur est également attribué une puissance identique, égale à $(P_c/N_{c,\text{MPC}})$, et une phase aléatoire uniforme sur $(-\pi, \pi]$. L'idée est que, lors de la reconstruction du canal, les interférences des MPCs entre eux

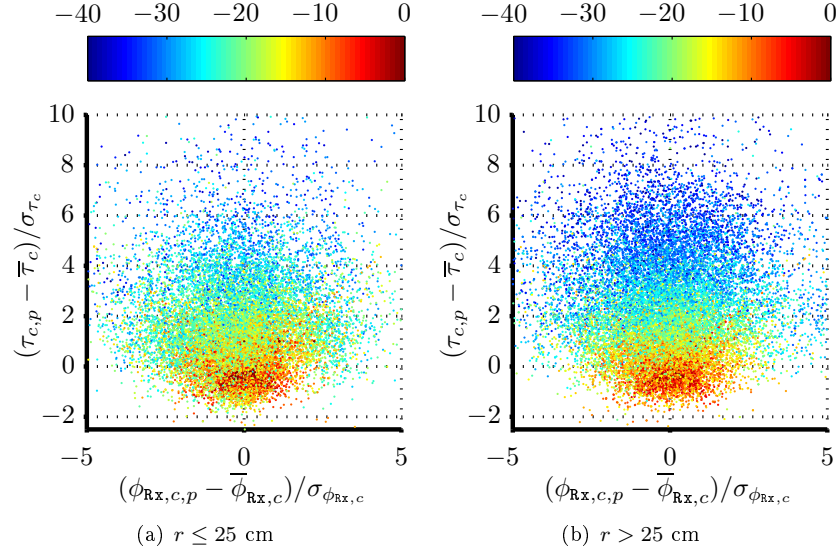


FIGURE 6.16 – Répartition de la puissance relative ($P_{c,p,\text{dB}} - P_{c,\text{dB}}$) des MPCs dans un cluster, en dB, pour l'avant et l'arrière du corps.

vont mener à une densité spectrale statistiquement similaire à celle qui est mesurée. Pour que cette statistique soit atteinte, il est cependant nécessaire d'avoir un nombre conséquent de MPCs dans chaque tap de la réponse impulsionnelle discrète. Une fine résolution temporelle de cette réponse impose donc d'augmenter considérablement ce nombre $N_{c,\text{MPC}}$ au risque que le cluster apparaisse dans la réponse impulsionnelle sous la forme d'un palier de MPCs.

2. Pour chaque MPC, leurs paramètres angulo-temporels ainsi que leur phase sont tirés uniformément. La puissance associée à chacun de ces MPCs est estimée à partir de la densité spectrale, mesurée ou modélisée. L'inconvénient de cette approche est que $N_{c,\text{MPC}}$ conditionne véritablement soit la puissance des MPCs si la puissance du cluster est maintenue constante, soit la puissance du cluster si la puissance des MPCs est définie de manière absolue. Pour le premier choix, plus $N_{c,\text{MPC}}$ est élevé, plus la puissance des MPCs est faible. Pour le second choix, la puissance du cluster augmente inéluctablement avec $N_{c,\text{MPC}}$.
3. L'ensemble des paramètres des MPCs sont tirés à partir de la densité spectrale et de la répartition spatio-temporelle. Leur phase est tirée uniformément sur $(-\pi, \pi]$ et la valeur pour $N_{c,\text{MPC}}$ est donnée par la taille du cluster suivant le modèle qui est établi. Au prix d'une complexité accrue,

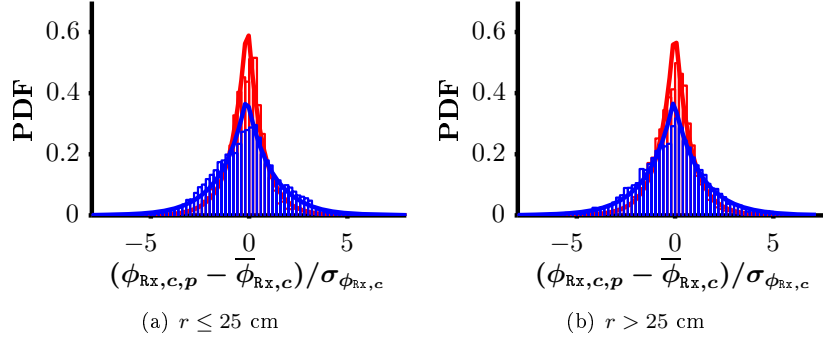


FIGURE 6.17 – Distribution de Laplace de $(\phi_{\text{Rx},c,p} - \bar{\phi}_{\text{Rx},c})/\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}}$ à l'avant et à l'arrière du corps. L'histogramme en rouge est obtenu pour $(\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c} \leq 0$ et celui en bleu pour $0 < (\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c} \leq 2.5$.

	$r \leq 25 \text{ cm}$	$r > 25 \text{ cm}$
Minimum [ns]	-1.6	-1.7
10 % [ns]	-0.61	-0.73
50 % [ns]	1	0.98
90 % [ns]	4.08	4.41
Maximum [ns]	15	15

TABLEAU 6.15 – Distribution en percentiles de $(\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c}$ à l'avant et à l'arrière du corps.

cette approche est la plus apte à constituer des représentations fidèles du canal.

6.3.3.8 Distorsion des MPCs

L'équivalent dual de la réponse en fréquence des MPCs permet d'apprécier plus aisément leur taux de distorsion. Avant d'être transformées, ces réponses en fréquence, qui s'étendent seulement de 3.25 GHz à 6.75 GHz sont d'abord étendues à une bande passante de 4 GHz par zero-padding⁷. Une résolution temporelle de 0.25 ns est ainsi obtenue. Dans plusieurs cas, le pic de puissance du MPC ne s'est pas trouvé centré sur le temps d'arrivée du MPC, mais décalé, parfois, jusqu'à des retards de l'ordre de la nanoseconde.

7. Le zero-padding consiste à augmenter la fréquence d'échantillonnage du canal par l'ajout de zéros. Cette opération revient à une interpolation dans le domaine temporel.

	$r \leq 25 \text{ cm}$	$r > 25 \text{ cm}$
$(\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c} \leq 0$	0.77	0.79
$0 < (\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c} \leq 2.5$	1.29	1.32
$2.5 < (\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c} \leq 5$	1.52	1.53
$5 < (\tau_{c,p} - \bar{\tau}_c)/\sigma_{\tau_c}$	1.77	1.73

TABLEAU 6.16 – Paramètres de la distribution de Laplace de $(\phi_{\mathbf{R}\mathbf{x},c,p} - \bar{\phi}_{\mathbf{R}\mathbf{x},c})/\sigma_{\phi_{\mathbf{R}\mathbf{x},c}}$ pour l'avant et l'arrière du corps.

Pour rappel, la distorsion des MPCs provient d'une composition des pertes du canal de propagation, mêlées aux performances de l'antenne $\mathbf{T}\mathbf{x}$, posée contre le corps, et de l'antenne $\mathbf{R}\mathbf{x}$, normalisée uniquement en azimut. A ces effets, doivent également se rajouter les artefacts de l'algorithme SAGE, notamment dûs à ses résolutions de recherche limitées et au nombre fixé de MPCs recherchés.

L'analyse des différents MPCs dévoile quatre classes générales de distorsion. Ces classes sont présentées à la figure 6.18 et sont :

- (a) Le MPC se décrit par un pic unique et raide, qui est synonyme de faible distorsion. Le flanc descendant du pic est moins marqué que celui ascendant et il rappelle la distorsion de l'antenne en azimut. Ce type de distorsion est certainement à attribuer à une réflexion spéculaire sur un des murs de la pièce.
- (b) Le MPC est dominé par un pic, mais suivi par un processus plus diffus.
- (c) Le MPC met en évidence plusieurs pics, qui sont probablement différents chemins non identifiés par l'algorithme d'extraction. La raison peut provenir de la résolution temporelle trop large ou du nombre fixé de MPCs détectés.
- (d) Plusieurs pics diffus donnent à la réponse impulsionnelle du MPC un caractère plus confus.

Cette distorsion pose un réel problème de modélisation, car chaque MPC est susceptible de présenter des particularités qui dépendent à la fois du canal de propagation et donc des interactions de l'environnement, mais aussi ceux des antennes. Pour une question de complexité, il n'est pas approprié de vouloir retracer et reproduire toutes ces subtilités. Une approche générale est alors adoptée, qui repose sur le temps d'arrivée du MPC et sur la taille du cluster auquel il appartient. A cette fin, chaque MPC p du cluster c est identifié à une des quatre classes temporelles $[0, 15]$, $(15, 20]$, $(20, 25]$ et

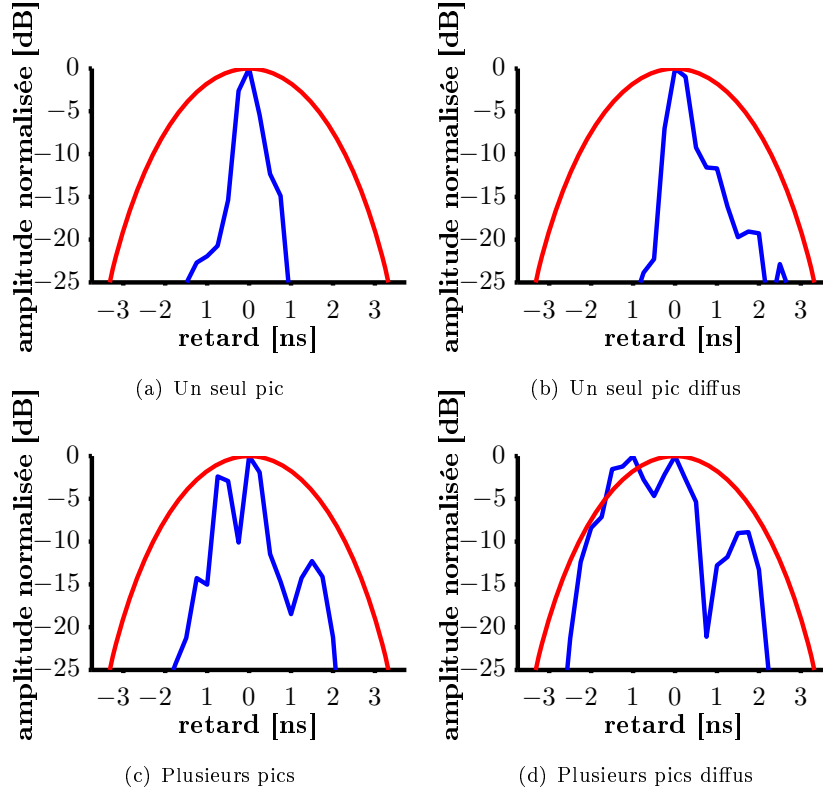


FIGURE 6.18 – Distorsions singularisant les MPCs. La ligne rouge indique la fenêtre de Hamming sur une bande passante de 500 MHz. Les tracés bleus représentent des exemples de distorsion tirés des mesures.

$(25, \infty)$, exprimées en ns, selon son $\tau_{c,p}$; et à une des trois classes angulaires $(0, 2.5]$, $(2.5, 7.5]$ et $(7.5, \infty)$, exprimées en degré, selon le $\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}}$ de son cluster. Chaque combinaison de ces classes est associée à une distorsion moyenne. Celle-ci est donnée par un PDP estimé à partir des 50 MPCs les plus puissants appartenant à la combinaison, après qu'ils ont été synchronisés entre eux.

L'observation de ces PDPs montrent que les distorsions des MPCs deviennent plus étalées quand ceux-ci sont tardifs ou quand ils appartiennent à un large cluster. De plus, il est aussi remarqué une distorsion plus importante lorsque le senseur placé à l'arrière du corps. A nouveau, il y est mis en évidence des interactions de nature plus diffuse.

6.3.4 Implémentation du modèle

Le canal, qui est établi entre un senseur, placé à une distance r , et une des antennes de la station de base excentrée d'une distance d , est construit suivant différentes étapes. La succession de ces étapes rappelle la démarche suivie pour la modélisation des paramètres et se décrit comme suit :

1. Le nombre de clusters N_{clu} est tiré aléatoirement (section 6.3.3.2).
2. Un centroïde $[\bar{\tau}_c \bar{\phi}_{\text{Rx},c} P_c]$ est tiré pour le cluster de référence (section 6.3.3.3) ainsi que pour chaque autre cluster du canal (section 6.3.3.4).
3. A chaque cluster est attribué des étalements temporel σ_{τ_c} et angulaire $\sigma_{\phi_{\text{Rx},c}}$ (section 6.3.3.5).
4. Le nombre de MPCs $N_{c,\text{MPC}}$ qui composent chacun de ces clusters est généré. Il dépend de la taille du cluster (section 6.3.3.6).
5. Les paramètres des MPCs sont ensuite déterminés à partir des propriétés spatio-temporelles du cluster auquel ils appartiennent.

En particulier, il est procédé pour chaque cluster c :

1. Pour $p = 1$ à $N_{c,\text{MPC}}$, un premier jeu de paramètres, représentés par l'apostrophe ($'$), est tiré pour chaque cluster :
 - (a) Le retard $\tau'_{c,p}$ est estimé (section 6.3.3.7).
 - (b) La puissance $P'_{c,p}$ est obtenue en composant (6.9) ou (6.10), selon r , avec une réalisation de la variabilité autour de cette moyenne (section 6.3.3.7).
 - (c) L'angle $\phi'_{\text{Rx},c,p}$ est calculé (section 6.3.3.7).
2. A partir de ce jeu, le centroïde du cluster ainsi formé est calculé :
 - (a) en commençant par la puissance du cluster :

$$P'_c = \sum_{p=1}^{N_{c,\text{MPC}}} P'_{c,p} \quad (6.12)$$

- (b) puis de son retard moyen :

$$\bar{\tau}'_c = \frac{1}{P'_c} \sum_{p=1}^{N_{c,\text{MPC}}} P'_{c,p} \tau'_{c,p} \quad (6.13)$$

- (c) et de son angle azimutal moyen :

$$\bar{\phi}'_{\text{Rx},c} = \arg \left\{ \frac{1}{P'_c} \sum_{p=1}^{N_{c,\text{MPC}}} P'_{c,p} e^{j\phi'_{\text{Rx},c,p}} \right\} \quad (6.14)$$

3. Pour $p = 1$ à $N_{c,\text{MPC}}$, le jeu de paramètres associé à chaque MPC est enfin évalué de manière à faire coïncider les centroïdes mesurés et tirés :

(a) Le retard est obtenu par :

$$\tau_{c,p} = \tau_{c,p} - \tau'_c + \bar{\tau}_c \quad (6.15)$$

(b) La puissance est ajustée suivant :

$$P_{c,p} = P'_{c,p} - P'_c + P_c \quad (6.16)$$

(c) L'angle d'incidence est corrigé par :

$$\phi_{\text{Rx},c,p} = \arg \left\{ e^{j(\phi'_{\text{Rx},c,p} - \bar{\phi}'_{\text{Rx},c} + \bar{\phi}_{\text{Rx},c})} \right\} \quad (6.17)$$

4. Pour $p = 1$ à $N_{c,\text{MPC}}$, l'amplitude complexe du MPC est déterminée en multipliant la racine carrée de $P_{c,p}$ à une exponentielle complexe dont l'argument est tiré uniformément entre $(-\pi, \pi]$.
6. La réponse en fréquence de chaque MPC est ensuite évaluée grâce à l'expression de son canal de transmission, qui est donnée par (3.20). Dans (3.20), seule la polarisation de θ vers θ est employée. Le gain en réception est donné par le diagramme de rayonnement présenté à la figure 4.4 en (b). Il s'agit du diagramme azimutal de l'antenne Skycross lorsque cette dernière est portée contre le corps. Ce diagramme est tourné d'après l'orientation de l'antenne quand elle est posée sur le corps. $\Delta \mathbf{r}_{\text{Tx}}^{(j)}$ équivaut au vecteur nul et $\Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)}$ est le vecteur qui situe l'antenne émettrice par rapport à la position de référence. Pour la i^{e} antenne excentrée d'une distance d_i , ce vecteur est donné en cm par :

$$\Delta \mathbf{r}_{\text{Rx}}^{(i)} = \left(15 + r_{\text{corps}} - r_{\text{corps}} \cos \left(\frac{d_i}{r_{\text{corps}}} \right) \right) \mathbf{1}_x + r_{\text{corps}} \sin \left(\frac{d_i}{r_{\text{corps}}} \right) \mathbf{1}_y \quad (6.18)$$

où r_{corps} [cm] est le rayon de la base si le corps est supposé cylindrique⁸.

7. La transformée de Fourier discrète est ensuite appliquée à ces réponses en fréquence pour obtenir leur équivalent temporel.
8. La distorsion associée à chaque MPC est déterminée et convoluée à la réponse impulsionnelle du MPC correspondant. Cette distorsion est une réponse impulsionnelle normalisée en énergie dont les amplitudes des taps sont données par la racine carré du PDP (section 6.3.3.8) et dont les phases des taps sont tirées uniformément entre $(-\pi, \pi]$.

8. Dans notre configuration, r_{corps} vaut 15 cm.

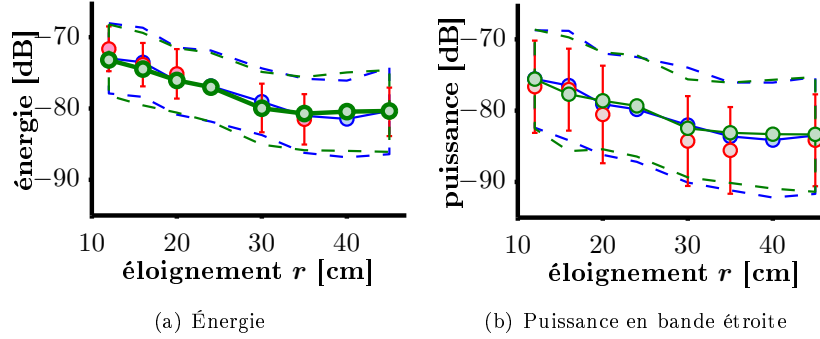


FIGURE 6.19 – Validation du modèle en clusters en terme d'énergie et de puissance en bande étroite. La courbe rouge provient directement des mesures alors que les courbes bleue et verte sont obtenues respectivement par le modèle avec et sans prise en compte de la distorsion des MPCs. Les barres ainsi que les tracés en pointillés indiquent $2\sigma_{AB}$ de la variation lognormale de paramètre σ_{AB} .

9. D'après (3.22), les réponses impulsionnelles des MPCs constituant un cluster sont ensuite additionnées pour obtenir la réponse impulsionnelle de chaque cluster.
10. D'après (3.21), les réponses impulsionnelles des clusters sont enfin additionnées pour aboutir à l'expression finale du canal.

Pour une localisation donnée, les étapes numérotées de 6 à 10 sont répétées pour chaque antenne en réception. Un modèle qui ne tient pas compte de la distorsion peut être directement déduit en supprimant la 8^e étape de la procédure. Deux modélisations du canal sont donc disponibles, avec ou sans distorsion.

6.3.5 Validation du modèle

Les canaux modélisés avec et sans prise en compte de la distorsion sont confrontés au canal mesuré de référence⁹, via quatre métriques de validation.

6.3.5.1 Énergie du canal

L'énergie des réponses impulsionnelles est obtenue en sommant la puissance des taps qui les constituent. La figure 6.19 en (a) confirme que les deux modèles reproduisent fidèlement les statistiques du canal mesuré, soulignant des profils identiques : l'énergie diminue avec la distance r autour du corps, jusqu'à marquer un palier où elle n'évolue que très légèrement. Le passage à ce palier

9. Pour rappel, lors de la campagne expérimentale F, les canaux sont également mesurés entre les émetteurs et une antenne Rx située au niveau du nombril, contre le corps.

se situe sur le côté latéral du corps humain, pour la distance r valant environ 25 cm.

Dans un premier temps, lorsque l'émetteur est placé à l'avant du corps, il partage avec le récepteur un ensemble d'objets de l'environnement qui sont directement perceptibles à eux deux. Ces objets rendent dès lors possible des mécanismes de propagation à une seule interaction, propice à des pertes de propagation minimales. Évidemment, le nombre d'objets en commun dépend de la position et surtout de l'orientation des antennes $\mathbf{T_x}$ et $\mathbf{R_x}$ sur le corps. Ce nombre augmente lorsque les deux antennes sont rapprochées et les interactions associées y sont donc plus intenses.

Dans un second temps, lorsque l'émetteur est placé à l'arrière du corps, ce sont plutôt des mécanismes à plusieurs interactions qui sont en jeu pour atteindre le récepteur. Par conséquent, le temps de vol des MPCs se prolonge en moyenne et les disparités des pertes par leur propagation, qui sont inversement proportionnelles au temps de vol, sont alors moins importantes. Ensuite, le canal n'est plus régi par des mécanismes spéculaires, mais bien par des mécanismes au caractère diffus plus prononcé, qui relèvent de la configuration de la pièce. Au final, il en découle que les positions des senseurs à l'arrière du corps présentent des énergies semblables, qui dessinent le palier observé.

Il est aussi à signaler la légère augmentation de l'énergie lorsque le senseur est placé sur le dos, *i.e.* $r = 45$ cm. Par cette position, les ondes EM peuvent interagir sans préférence tant avec l'environnement à gauche que celui à droite du corps.

6.3.5.2 Puissance en bande étroite

A la figure 6.19 en (b), la puissance en bande étroite des réponses impulsionnelles est estimée en sommant l'amplitude complexe des taps. Cette interférence des MPCs renseigne directement sur la répartition en phase de la puissance du canal et donc indirectement sur la répartition de l'énergie parmi les MPCs constitutifs du canal. L'intérêt de cette analyse est apportée par le fait que la fine résolution offerte par la bande UWB permet de discrétiser un même mécanisme en différents MPCs. Ces MPCs sont supposés présenter des différences de phases infimes. Or, leur phase est décrite dans nos modèles comme une variable aléatoire uniformément répartie. La conséquence de cette approximation est heureusement sans gravité puisque les modèles concordent avec les résultats expérimentaux. Les mêmes profils que rencontrés pour l'énergie sont aussi

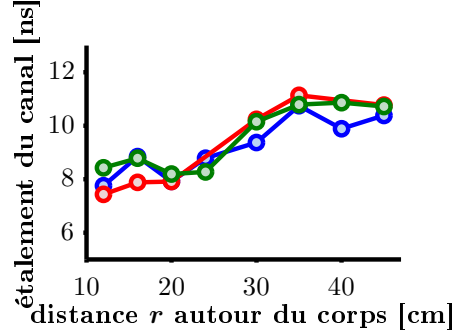


FIGURE 6.20 – Validation du modèle en clusters en termes d'étalement temporel du canal. La courbe rouge provient directement des mesures alors que les courbes bleue et verte sont obtenues respectivement par le modèle avec et sans prise en compte de la distorsion des MPCs.

remarqués, pour lesquels les mêmes explications peuvent être avancées.

6.3.5.3 RMS delay spread

La figure 6.20 compare les RMS delay spreads¹⁰. Les deux courbes de simulation affichent la même évolution que celle tracée par les mesures expérimentales : l'étalement temporel augmente quand r désigne l'avant du corps, puis se stabilise aux environs de 10 ns lorsque r atteint l'arrière du corps. Cette évolution rejoint les constats rencontrés pour l'énergie et la puissance en bande étroite.

6.3.5.4 Nombre N_{10}

Le nombre N_{10} est une métrique appropriée pour qualifier les technologies de transmission par impulsions. Elle renseigne sur le nombre de taps significatifs dont la puissance est inférieure de 10 dB à celle du tap le plus puissant du canal.

La figure 6.21 montre la distribution cumulée de cette métrique pour une position à l'avant du corps (Tx 1) et pour une autre à l'arrière du corps (Tx 6). Les deux modèles avec ou sans distorsion conduisent à des résultats fort appréciables, mais différents selon la position du senseur.

A l'avant du corps, le modèle sans distorsion représente adéquatement la distribution du N_{10} . La distorsion telle que modélisée ne convient pas, car elle surévalue le nombre N_{10} . Cela signifie que le canal est typiquement dominé

¹⁰. Les RMS delay spreads sont obtenus sur une seule réalisation du canal.

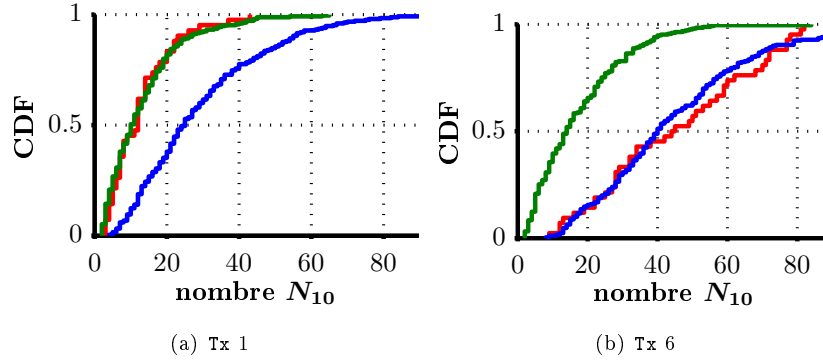


FIGURE 6.21 – Validation du modèle en clusters en termes des N_{10} pour deux émetteurs. La courbe rouge provient directement des mesures alors que les courbes bleue et verte sont obtenues respectivement par le modèle avec et sans prise en compte de la distorsion des MPCs.

par des interactions de nature spéculaire, que le modèle sans distorsion est capable de reproduire.

Au contraire, les conclusions sont inversées quand le senseur est placé de l'autre côté du corps. Le modèle avec distorsion concorde parfaitement avec les mesures. Cette fois-ci, l'énergie du canal doit être davantage étalée sur les composantes discernables de la réponse impulsionnelle discrète.

6.4 Récapitulatif

Ce chapitre a présenté une modélisation spatio-temporelle du canal qui explicite la contribution des ondes issues de l'environnement lors de transmissions UWB MS-MIMO. Un senseur posé autour du corps émet des ondes qui vont interagir avec les objets de l'environnement avoisinant l'utilisateur. Une partie des ondes est alors renvoyée vers le corps, puis elle est captée par les différentes antennes de la station de base. La modélisation de ces liens particuliers ont été complétée sur la bande de fréquence entre 3 GHz et 7 GHz.

La réflexion du sol a été particularisée par un modèle en tapped delay line qui tient compte de l'orientation verticale des antennes. Les autres interactions issues de l'environnement ont été définies par un modèle par clusters aléatoires. Ce modèle a été établi grâce à l'élaboration d'un protocole expérimental précis qui se résume par les étapes suivantes :

- réalisation d'une campagne de mesures pour l'acquisition de réalisations

- du canal ;
- extraction des MPCs à partir de ces réalisations par un algorithme SAGE adapté ;
- extraction du nombre de clusters et de leurs paramètres par un algorithme KPower-Means allié à l'indice de Kim-Parks ;
- analyse et modélisation des paramètres des clusters ainsi que ceux des MPCs. La distorsion des MPCs a également été étudiée ;
- génération du modèle spatio-temporel ;
- confrontation du modèle à des canaux réels.

Il ressort de la modélisation des propriétés remarquables du canal, notamment :

- lorsque le senseur est placé à l'arrière du corps, la réflexion du sol est conditionnée par la posture des membres inférieurs puisque ceux-ci peuvent obstruer le mécanisme de réflexion ;
- en indoor, le canal est marqué par un cluster dominant qui définit une réflexion simple. Cette réflexion a lieu généralement sur un mur ;
- lorsque le senseur est placé à l'avant du corps, le canal est dominé par des réflexions simples. Celles-ci sont liées aux objets communément visibles par le senseur et l'antenne de la station de base. Ces réflexions deviennent moins spéculaires et moins nombreuses lorsque le senseur est éloigné de la station de base. Dès lors, les propriétés du canal dépendent de la position du senseur ;
- lorsque le senseur est placé à l'arrière du corps, le canal est riche en ondes qui ont subi des interactions successives dans l'environnement. De par ces interactions multiples, les propriétés statistiques du canal, *e.g.* le pathloss et le RMS delay spread, sont similaires quelle que soit la position du senseur.

Conclusion

Au cours de cette Thèse, une modélisation spatio-temporelle du canal de transmission a été proposée dans le cadre des réseaux corporels sans fil. Cette modélisation représente une étape fondamentale de la recherche vers la définition d'une nouvelle architecture de réseau, que nous avons baptisée MS-MIMO UWB BAN. Celle-ci combine les avantages offerts par les technologies de transmission à ultra-large bande et de systèmes à antennes multiples. Notre motivation est de réduire les consommations énergétiques de communication au sein de chaque senseur disposé sur le corps humain. Ainsi, cette architecture de réseau reporte toute la complexité des transmissions sur une station de base dotée de plusieurs antennes alors que les capteurs demeurent au plus simple et ne disposent que d'une seule antenne.

La modélisation du canal MIMO en ultra-large bande pose un défi majeur : représenter et caractériser, dans le temps et dans l'espace, non seulement la propagation et l'interférence des ondes électromagnétiques, mais aussi la performance des antennes. De surcroît, le contexte des réseaux corporels sans fils accentue véritablement la difficulté de cette modélisation : la présence du corps humain et la proximité des capteurs entre eux impliquent des mécanismes de propagation plus complexes que ceux traditionnellement rencontrés.

Face à une telle problématique, nous avons scindé l'analyse du canal en deux parties. La première contribution s'intéresse aux diffractions sur le corps qui apparaissent aux premiers instants du canal. La seconde contribution se concentre, quant à elle, sur les interactions plus tardives, qui sont issues de l'environnement avoisinant l'utilisateur. La superposition de ces deux contributions aboutit à la spécification des sous-canaux $h_{ij}(\tau)$ entre un senseur j et l'ensemble des i^e antennes de la station de base. Ces sous-canaux sont définis pour la bande de fréquence comprise entre 3 GHz à 7 GHz, ce qui correspond à une résolution temporelle de 0.25 ns.

Modélisation de la diffraction guidée Notre étude de la diffraction sur le corps a commencé par la définition d'un nouveau modèle analytique en *tapped delay line*. Celui-ci prend en compte les corrélations tant spatiales que temporelles qui peuvent s'établir entre les taps. En effet, la fine résolution temporelle d'une transmission en ultra-large bande rend possible la discrétisation d'un mécanisme de propagation en plusieurs taps adjacents. Ces taps répondant aux mêmes interactions sont donc susceptibles d'être fortement corrélés (section 3.6.4.1).

Ensuite, les paramètres de ce modèle ont été extraits, à partir de relevés expérimentaux, afin d'aboutir à une description détaillée de la diffraction autour du corps. L'accent a été mis tant sur la caractérisation de l'amplitude des taps (section 5.5) que sur celle de leur phase (section 5.6). Nous avons également mis en évidence de nombreuses propriétés du canal. D'abord, les ondes de corps ne sont pas dispersives en 3 GHz et 10 GHz et elles se propagent à une vitesse de $2.66 \cdot 10^8$ m/s (section 5.3.1). De plus, leur atténuation exponentielle en fonction de la distance, engendre un *pathloss* également exponentiel (1.26 dB/cm) qui ne dépend que des distances relatives entre les antennes émettrice et réceptrice. Une autre répercussion d'une telle atténuation est que les taps sont distribués selon une loi lognormale. Cette distribution résulte des sauts de puissance conséquents à tout déplacement de l'antenne. Nous avons aussi montré que la distorsion de la diffraction est parfaitement décrite en dB par un modèle en double pentes ; la deuxième pente plus faible manifeste un mécanisme riche en interférences, provoqué par l'arrivée des ondes parcourant le corps dans le sens horlogique contraire (section 5.5.2). Enfin, nos travaux sur les corrélations spatio-temporelles ont confirmé que les ondes de corps suivent des trajectoires qui se chevauchent, les ondes de corps étant fortement corrélées entre elles. Nous avons aussi souligné que les interactions avec les parties du corps peuvent interférer avec les ondes de corps et ainsi entraîner une décorrélation du signal (section 5.5.4). Le canal MIMO $h_{ij, \text{body}}(\tau)$ de la diffraction guidée ainsi modélisé entremêle une représentation fidèle de la physique avec un formalisme adapté et aisément implémentable (section 5.7).

Modélisation des interactions issues de l'environnement Notre étude sur les interactions issues de l'environnement s'est conclue par la proposition de deux modèles spatio-temporels.

Le premier modèle $h_{ij, \text{ground}}(\tau)$ se focalise sur la réflexion du sol. Cette dernière constitue un cluster qui succède toujours à la diffraction guidée, et ce indépendamment de l'environnement autour de l'utilisateur. Son caractère

déterministe nous a permis de l'extraire du canal et de la modéliser par une *tapped delay line* (section 6.2.6). Grâce à l'observation des canaux mesurés, nous avons montré que la posture des membres inférieurs conditionnent la puissance du signal lorsque l'émetteur et le récepteur sont placés de part et d'autre de l'utilisateur (section 6.2.3). De plus, nous avons vu que les taps présentent des variations d'amplitude lognormales et décorréées du fait des faibles performances des antennes dans la direction du sol (section 6.2.4). Enfin, nous avons souligné que ces mêmes taps sont cependant corrélés en phase dans le temps et dans l'espace (section 6.2.5).

Le deuxième modèle $h_{ij,\text{env}}(\tau)$ s'est attaché à la description de l'impact de l'environnement sur le canal MIMO. Il fait référence à une caractérisation en clusters aléatoires, qui reproduit la réponse impulsionnelle directionnelle en réception du canal (section 3.5.2). Les paramètres de ce modèle ont été déterminés grâce à la mise en place d'une plateforme de mesures complète, qui tient compte de la proximité du corps humain et de la distorsion du canal par l'exploitation de larges bandes de fréquence (section 6.3.2). D'abord, l'extraction des MPCs a été réalisée à l'aide d'un algorithme de type SAGE que nous avons développé pour satisfaire au scénario des UWB BANs (section 4.3). Ensuite, notre choix pour l'identification des clusters s'est arrêté sur l'algorithme *Kpower-means* associé à l'indice de Kim-Parks (section 4.4). Enfin, la distorsion propre aux composantes multi-trajets a également été analysée (section 6.3.3.8).

En parallèle à la modélisation à proprement parlé, plusieurs résultats d'intérêt ont pu être mis en évidence. À cet égard, il a été vu que, lorsque le capteur est écarté de la station de base, la puissance retournée par l'environnement chute dans un premier temps, puis qu'elle se stabilise (section 6.3.5). Ce premier temps correspond à une participation majoritaire de réflexions de type aller-retour. Celles-ci deviennent progressivement moins spéculaires et moins nombreuses lorsque les antennes émettrice et réceptrice sont séparées. Le spectre angulaire est alors limité aux directions dessinées par ces interactions privilégiées.

Le palier de puissance observé découle, quant à lui, des interactions multiples dans l'environnement qui sont nécessaires pour établir des liens de transmission lorsque les antennes sont de chaque côté du corps humain. Ces interactions conduisent à un canal plus diffus et plus répartis dans le temps. Le spectre angulaire est, dès lors, davantage épars, mais il reste cependant confiné aux zones latérales droite et gauche.

Modélisation spatio-temporelle complète Par le principe de superposition, les trois sous-canaux $h_{ij,\text{body}}(\tau)$, $h_{ij,\text{ground}}(\tau)$ et $h_{ij,\text{env}}(\tau)$ peuvent être combinés pour définir la modélisation spatio-temporelle du canal MIMO $h_{ij}(\tau)$. Deux scénarios peuvent être envisagés :

1. L'utilisateur est en *outdoor*. La diffraction guidée est uniquement suivie par une réflexion du sol. Le modèle final s'écrit :

$$h_{ij}(\tau) = h_{ij,\text{body}}(\tau) + h_{ij,\text{ground}}(\tau) \quad (7.1)$$

2. L'utilisateur est en *indoor*. Les interactions de l'environnement avoisinant l'utilisateur contribuent également à la distorsion du canal. Le modèle final s'écrit :

$$h_{ij}(\tau) = h_{ij,\text{body}}(\tau) + h_{ij,\text{ground}}(\tau) + h_{ij,\text{env}}(\tau) \quad (7.2)$$

La figure 7.3 montre une simulation du canal $h_{ij}(\tau)$ en *indoor* pour un capteur qui est placé soit à l'avant du corps (a), soit à l'arrière du corps (b) et qui communique avec une station de base dotée de deux antennes.

Les figures 7.1 et 7.2 exposent les propriétés spatio-temporelles du canal qui devront être exploitées par les futurs algorithmes de communication. La figure 7.1 trace la contribution en énergie respective des mécanismes de propagation en fonction de la position du capteur. À l'avant du corps, le canal est essentiellement régi par le mécanisme de diffraction. Au contraire, à l'arrière du corps, ce sont les ondes réfléchies par l'environnement qui dominent le canal en *indoor*. La figure 7.2 est une analyse de performance de l'architecture UWB MS-MIMO BAN : le taux d'erreurs binaires est évalué compte tenu du niveau du bruit. En gardant à l'esprit la figure 7.1, il en ressort que :

1. Les transmissions à ultra-large bande permettent de dissocier dans le temps les contributions successives au canal et de minimiser ainsi le risque d'interférences destructives. Cette discrétisation des mécanismes permet donc d'éviter un évanouissement intempestif du signal.
2. Les systèmes à antennes multiples tirent profit d'un gain de réseau et gagnent en diversité spatiale lorsque le capteur est placé à l'arrière du corps. En *indoor*, la contribution diffuse de l'environnement améliore certainement la qualité et la fiabilité du lien par une redondance du signal émis dans le temps et dans l'espace.
3. À l'avant du corps, les performances de l'architecture sont conditionnées par l'affaiblissement élevé de la diffraction guidée autour du corps. Ainsi, ces performances dépendent essentiellement de la distance entre le capteur

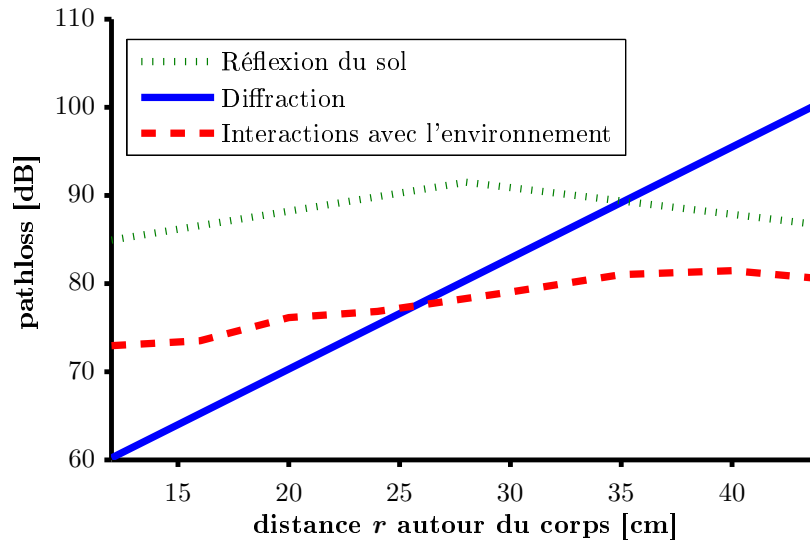


FIGURE 7.1 – Contribution respective des trois mécanismes de propagation en fonction de l'écartement du capteur.

et l'élément de la station de base au plus près du capteur. Il en résulte un gain de réseau puisque la présence de plusieurs antennes à la station de base réduit globalement les distances entre cette dernière et les capteurs.

Il serait intéressant de définir en premier lieu des algorithmes spatio-temporels en vue d'améliorer la qualité d'un lien unique entre la station de base et un capteur. Des techniques de codage dans le cas du *downlink* (de la station de base vers les capteurs) et des techniques de décodage dans le cas du *uplink* (des capteurs vers la station de base) devront être implémentées afin de bénéficier du gain de réseau et de la diversité spatiale. Ensuite, ces algorithmes spatio-temporels pourraient évoluer pour gérer la communication simultanée des capteurs avec la station de base (tant en *downlink*, qu'en *uplink*). Une telle communication ne pourra être effective que par une discrimination des capteurs à la station de base ainsi que par une meilleure gestion des interférences des capteurs entre eux. A cette fin, des techniques basées sur les signatures spatiales des capteurs à chaque antenne du réseau, devront être combinées à des techniques de sauts temporels par impulsion.

Au final, l'architecture MS-MIMO UWB, que nous envisageons pour les réseaux corporels sans fil, semble fort prometteuse : elle démontre une opportu-

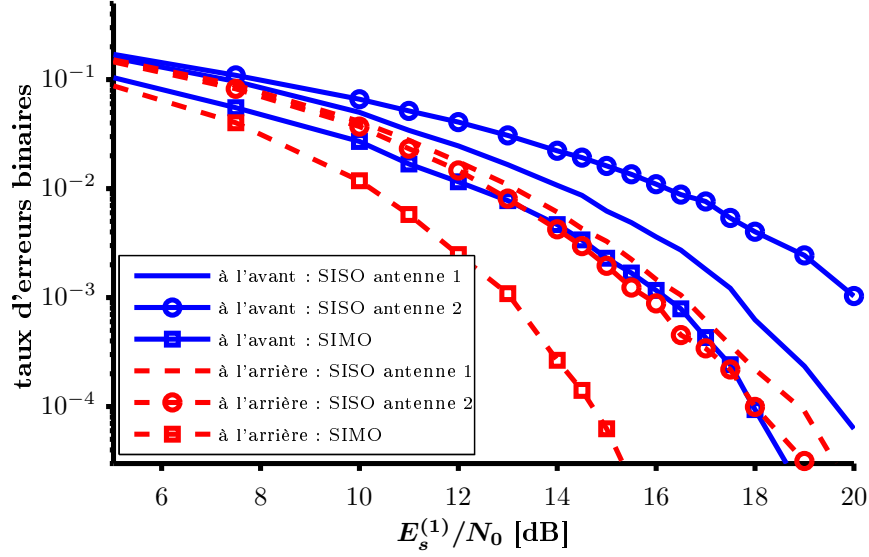


FIGURE 7.2 – Taux d’erreurs binaires en fonction du SNR. Le capteur est placé en émission soit à l’avant du corps en $r = 8$ cm, soit à l’arrière du corps en $r = 36$ cm. En réception, la station de base présente une première antenne en $d = 0$ cm et une seconde antenne en $d = 4.8$ cm. La puissance du bruit N_0 est calculée sur base de l’énergie moyenne $E_s^{(1)}$ du symbole à l’antenne 1. Les symboles sont codés en *pulse-position modulation* (PPM) sur une bande passante de 4 GHz. La diversité temporelle du canal est exploitée par une approche en *maximum-ratio combining* (MRC) alors que la diversité spatiale est obtenue par une approche en *equal-gain combining* (EGC).

nité certaine de réduire la consommation énergétique au sein de chaque capteur grâce à des algorithmes de communication efficaces, qui prennent en compte les particularités d’un canal BAN. La modélisation spatio-temporelle, que nous proposons, rend possible la conception et la validation de tels algorithmes.

Dans la continuité de nos travaux, nous pensons que notre approche de modélisation pourrait être appliquée à d’autres scénarios, notamment pour des communications entre la station de base et des capteurs localisés au niveau de la poitrine ou de la tête. Ce sont, en effet, des localisations stratégiques pour monitorer les activités cardiaques et cérébrales.

Ensuite, nous nous sommes rendu compte, lors de notre recherche (section 2.3), que les mécanismes de propagation impliqués dans chaque lien de communication dépendent de la localisation du capteur, mais aussi que ces mécanismes réagissent différemment selon la polarisation des ondes. L’idée

serait d'utiliser une station de base à plusieurs antennes multi-polarisées, qui serait capable de tirer profit de chacun des mécanismes de propagation au maximum. Pour ce faire, il serait nécessaire d'élaborer des modélisations qui décrivent la matrice polarimétrique des canaux pour les réseaux corporels sans fil.

Enfin, une autre perspective pourrait se porter sur la dynamique du modèle, avec la prise en compte des mouvements de l'utilisateur. Concernant les interactions avec le corps, l'approche consisterait à identifier et quantifier, en fonction du temps, l'interférence de l'onde de corps directe avec les autres ondes diffractées par le corps. Concernant les interactions issues de l'environnement, il serait pertinent de caractériser l'évolution temporelle des clusters quand l'utilisateur se déplace. De nouveaux outils d'extraction de paramètres devront être proposés afin de pouvoir répondre aux conditions expérimentales difficiles, qu'implique l'utilisation de larges bandes de fréquence dans le contexte des réseaux corporels sans fil.

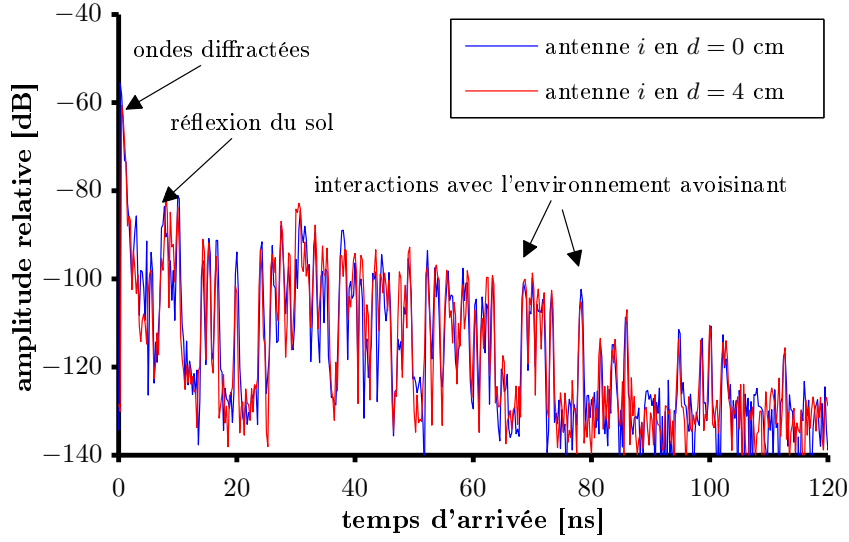
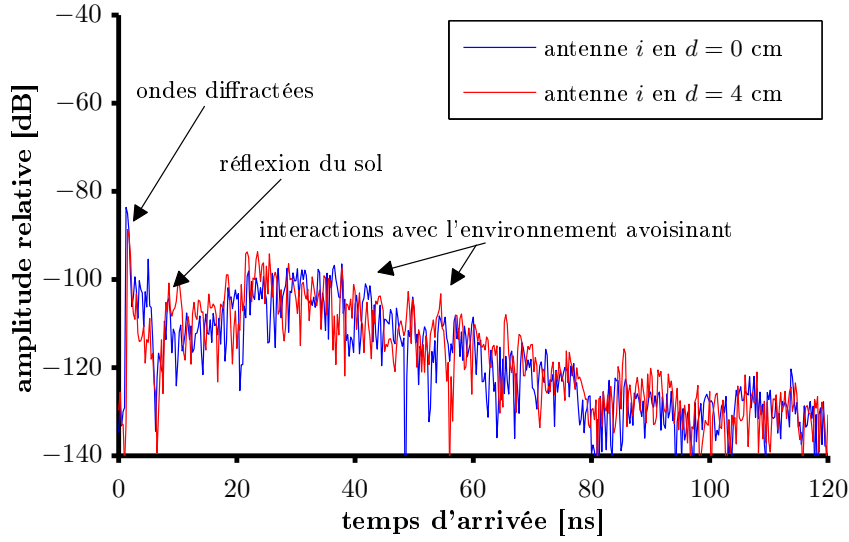
(a) Senseur j à l'avant du corps, en $r = 12$ cm(b) Senseur j à l'arrière du corps, en $r = 36$ cm

FIGURE 7.3 – Simulation des sous-canaux $h_{ij}(\tau)$ de transmission pour les MS-MIMO UWB BANs en *indoor*. L'amplitude du canal est définie par les trois mécanismes de propagation. La station de base, portée à la ceinture, est composée de deux antennes i , situées en $d = 0$ cm (en bleu) et en $d = 4$ cm (en rouge). Le senseur est écarté à une distance $r + d$ de ces antennes.

Champ électrique émis par une antenne

Émettre des ondes électromagnétiques est a priori une tâche aisée : toute charge accélérée rayonne des ondes électromagnétiques, et par conséquent, tout circuit parcouru par un courant variant dans le temps rayonne.

Pour connaître les champs rayonnés par un circuit quelconque en un point de l'espace $\mathbf{r}$, nous introduisons l'expression générale du potentiel vecteur $\underline{\mathbf{A}}$, exprimé en phaseur, qui est obtenue à partir de la distribution de courant $\underline{\mathbf{J}}$, telle que :

$$\underline{\mathbf{A}}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\mathcal{D}} \underline{\mathbf{J}}(\mathbf{r}') \frac{e^{-j\beta\|\mathbf{r}-\mathbf{r}'\|}}{\|\mathbf{r}-\mathbf{r}'\|} dV' \quad (\text{A.1})$$

où l'intégrale porte sur le volume $\mathcal{D}$ du circuit émetteur, *i.e.* l'antenne émettrice. μ est la perméabilité du milieu et $\beta = 2\pi/\lambda = \omega/c_0$ est le nombre d'onde, inversement proportionnel à la longueur d'onde λ , qui établit la relation entre la célérité de propagation de l'onde, en l'occurrence celle dans le vide c_0 , et sa pulsation $\omega = 2\pi f$, f étant la fréquence d'oscillation. $\|\cdot\|$ est l'opérateur de distance euclidienne.

Le champ électrique $\underline{\mathbf{E}}$ et le champ magnétique $\underline{\mathbf{H}}$ générés par cette antenne s'expriment par :

$$\underline{\mathbf{E}} = -j\omega\underline{\mathbf{A}} + \frac{1}{j\mu\omega\varepsilon}\nabla(\nabla \cdot \underline{\mathbf{A}}) \quad (\text{A.2})$$

$$\underline{\mathbf{H}} = \frac{1}{\mu}\nabla \times \underline{\mathbf{A}} \quad (\text{A.3})$$

qui font intervenir l'opérateur ∇ et la permittivité du milieu ε . Pour une antenne rayonnant dans le vide, les paramètres électromagnétiques sont donnés au tableau 2.1.

Dans l'approximation du champ lointain, quand la relation $r \gg r'$ est véri-

fiée¹, l'approximation suivante est obtenue :

$$\frac{1}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|} \approx \frac{1}{r} \quad (\text{A.4})$$

Au delà de la zone de Fraunhofer, quand $r > 8r'^2/\lambda$, le terme de phase qui intervient dans (A.1) peut être approché par une relation du premier ordre. Nous obtenons successivement :

$$\beta\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\| = \beta\sqrt{r^2 - 2\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}' + r'^2} \quad (\text{A.5})$$

$$= \beta r \sqrt{1 - 2\frac{\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}'}{r^2} + \frac{r'^2}{r^2}} \quad (\text{A.6})$$

$$\approx \beta(r - \mathbf{r}' \cdot \mathbf{1}_r + \frac{r'^2}{2r}) \quad (\text{A.7})$$

$$\approx \beta(r - \mathbf{r}' \cdot \mathbf{1}_r) \quad (\text{A.8})$$

Sous de telles hypothèses, il est possible de simplifier l'expression du potentiel vecteur.

$$\underline{\mathbf{A}}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \int_{\mathcal{D}} \underline{\mathbf{J}}(\mathbf{r}') e^{-j\beta(\mathbf{r}' \cdot \mathbf{1}_r)} dV' \quad (\text{A.9})$$

$$= \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \underline{\mathbf{A}}(\phi, \theta) \quad (\text{A.10})$$

Cette dernière expression est essentielle car elle met l'accent sur les contributions disjointes de la distance r et de la direction d'émission définie par le couple (ϕ, θ) . Clairement, la dépendance radiale est identique quel que soit le modèle de l'antenne considéré, alors que le facteur $\underline{\mathbf{A}}(\phi, \theta)$ dépend de la configuration de l'antenne.

A partir des relations (A.2), (A.3) et (A.10), les composantes sphériques du champ électrique émis par l'antenne valent :

$$\underline{E}_r(\mathbf{r}) = 0 \quad (\text{A.11})$$

$$\underline{E}_\theta(\mathbf{r}) = -j\omega \underline{A}_\theta(\phi, \theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (\text{A.12})$$

$$\underline{E}_\phi(\mathbf{r}) = -j\omega \underline{A}_\phi(\phi, \theta) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (\text{A.13})$$

1. $\|\mathbf{r}\| = r$ et $\|\mathbf{r}'\| = r'$

Modèle à un cylindre

Un cylindre infiniment long, de rayon a est disposé comme illustré à la figure B.1 en (b). Au système de coordonnées cartésiennes (x, y, z) est associé un système de coordonnées cylindriques (ρ, ϕ, z) , où l'axe z est aligné avec la droite génératrice du cylindre. Une ligne de courant, infinie et dirigée en z , rayonne des champs électromagnétiques dans l'espace, qui vont interagir avec le cylindre. Puisque la ligne de courant est infinie, la contribution des charges par rapport à n'importe quel plan perpendiculaire à cette ligne est symétrique. Il en résulte que les composantes des champs se limitent à deux dimensions et que les ondes ne se propagent pas selon z . Les champs incidents émis par la source, $\mathbf{E}^i$ et $\mathbf{H}^i$, vont engendrer des champs, $\mathbf{E}^c$ et $\mathbf{H}^c$, par transmission et par diffraction. L'objectif de ce modèle est de déterminer les expressions des champs résultants, qui, à l'intérieur du cylindre, sont égaux à $\mathbf{E}^c$ et $\mathbf{H}^c$, et qui, à l'extérieur du cylindre, sont estimés par $\mathbf{E}^i + \mathbf{E}^c$ et $\mathbf{H}^i + \mathbf{H}^c$ selon le principe de superposition. Toujours selon ce principe, l'étude est facilitée en décomposant le problème et en étudiant séparément les composantes des champs électromagnétiques qui sont induites par une ligne de courant électrique dans un premier temps, et celles dérivées pour une ligne de courant magnétique dans un second temps. Les solutions sont ensuite superposées pour aboutir à un système complet où des ondes EM avec une quelconque polarisation illuminent un corps humain cylindrique.

B.1 Ligne de courant électrique

Les champs rayonnés pour une ligne de courant électrique sont déterminés d'abord pour une ligne centrée à l'origine, ensuite pour une ligne excentrée. Les champs engendrés par la présence du cylindre sont ensuite évalués.

B.1.1 Champs incidents

B.1.1.1 Ligne centrée à l'origine

Pour une ligne centrée à l'origine du système représenté à la figure B.1 en (a), le potentiel vecteur s'écrit :

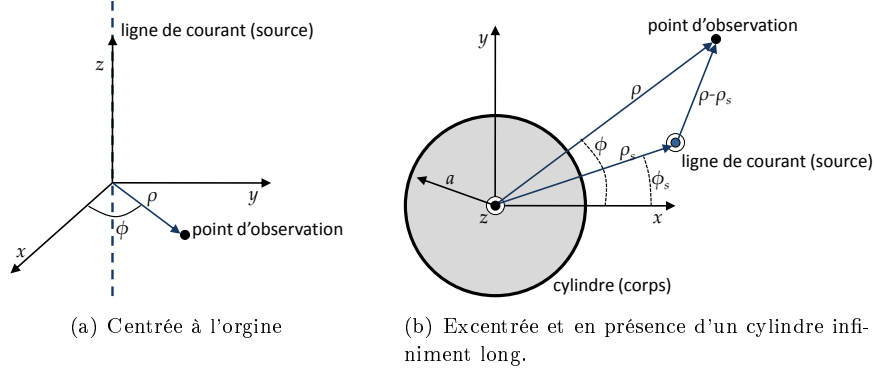


FIGURE B.1 – Géométrie pour une ligne de courant infinie.

$$A_z^i = \mu_0 \frac{I_e}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-j\beta_0 \sqrt{\rho^2 + z^2}}}{\sqrt{\rho^2 + z^2}} dz \quad (\text{B.1})$$

où $\sqrt{\rho^2 + z^2}$ est la distance entre le point d'observation et l'élément de courant électrique $I_e dz$. D'après [117], (B.1) peut être intégré plus aisément par un changement de variable $\sqrt{\rho^2 + z^2} = \rho \cosh \alpha$. La relation devient successivement :

$$A_z^i = \mu_0 \frac{I_e}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\beta_0 \rho \cosh \alpha} d\alpha \quad (\text{B.2})$$

$$= -jI_e \frac{\mu_0}{4} H_0^{(2)}(\beta_0 \rho) \quad (\text{B.3})$$

Dans (B.3), l'intégration fait apparaître $H_m^{(2)}$, qui représente le m^{e} ordre de la fonction de Hankel de seconde espèce [118]. Une telle fonction décrit des ondes cylindriques progressives, qui se dirigent vers l'extérieur.

Les expressions des champs électrique et magnétique s'obtiennent en combinant (B.3) avec (A.2) et (A.3). Il en résulte que seules les composantes E_z et H_ϕ sont non-nulles et valent respectivement :

$$E_z^i = -I_e \frac{\beta_0^2}{4\omega\epsilon_0} H_0^{(2)}(\beta_0 \rho) \quad (\text{B.4})$$

$$H_\phi^i = jI_e \frac{\beta_0}{4} H_0^{(2),\cdot}(\beta_0 \rho) = -jI_e \frac{\beta_0}{4} H_1^{(2)}(\beta_0 \rho) \quad (\text{B.5})$$

Dans (B.5), $(\cdot)^{\cdot}$ représente l'opérateur $\frac{\partial(\cdot)}{\partial(\beta_0 \rho)}$, et $H_m^{(1)}$ définit le m^{e} ordre de la fonction de Hankel de première espèce [118]. Cette dernière décrit des ondes

cylindriques qui se propagent, cette fois-ci, vers l'intérieur.

(B.4) et (B.5) sont les expressions d'ondes polarisées verticalement. Ces champs sont proportionnels à des fonctions de Hankel dont les arguments sont, quant à eux, proportionnels à la distance entre la source de courant et le point d'observation.

B.1.1.2 Ligne excentrée de l'origine

Suite à la dernière constatation, tout changement de repère ne doit entraîner aucune modification des valeurs des champs électrique et magnétique. Réciproquement, si la ligne est placée en un point (ρ_s, ϕ_s) , comme représenté à la figure B.1 en (b), les champs doivent rester proportionnels à la distance entre la source et le point d'observation. Cette distance correspond à $\sqrt{\rho^2 + \rho_s^2 - 2\rho\rho_s \cos(\phi - \phi_s)}$ par construction géométrique. Les expressions (B.4) et (B.5) deviennent alors :

$$E_z^i = -I_e \frac{\beta_0^2}{4\omega\epsilon_0} H_0^{(2)}(\beta_0 \sqrt{\rho^2 + \rho_s^2 - 2\rho\rho_s \cos(\phi - \phi_s)}) \quad (\text{B.6})$$

$$H_\phi^i = -jI_e \frac{\beta_0}{4} H_1^{(2)}(\beta_0 \sqrt{\rho^2 + \rho_s^2 - 2\rho\rho_s \cos(\phi - \phi_s)}) \quad (\text{B.7})$$

Ces deux expressions sont difficilement exploitables. Il est dès lors utile de les transformer en appliquant le théorème de l'addition des fonctions cylindriques [118]. Schématisé à la figure B.2, celui-ci stipule qu'une harmonique cylindrique excentrée peut s'exprimer par la superposition linéaire d'harmoniques cylindriques centrées à l'origine. En particulier, le champ électrique émis par la source se développe en :

$$E_z^i = -I_e \frac{\beta_0^2}{4\omega\epsilon_0} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\beta_0\rho_s) H_m^{(2)}(\beta_0\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > \rho_s \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} H_m^{(2)}(\beta_0\rho_s) J_m(\beta_0\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq \rho_s \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Les raisons d'un tel développement en (B.8) s'articulent autour des arguments suivants :

- le champ doit être tout autant symétrique dans le système de coordonnées centré en $(0, 0)$ que dans celui centré en (ρ_s, ϕ_s) ,
- le champ doit être borné en $\rho = 0$ et périodique sur 2π en ϕ . Les fonctions J_m de Bessel de première espèce d'ordre m , couplées à $e^{jm(\phi-\phi_s)}$, satisfont cette condition. Ces fonctions de Bessel s'interprètent comme les expressions d'ondes stationnaires,

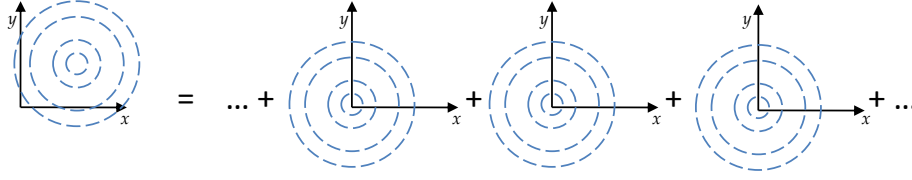


FIGURE B.2 – Illustration du théorème de l'addition pour les fonctions cylindriques. Une fonction cylindrique excentrée peut être décomposée en une série infinie de fonctions cylindriques centrées.

- le champ doit être périodique sur 2π en ϕ et rester borné lorsque ρ tend vers l'infini. Les ondes doivent également progresser vers l'extérieur. Les harmoniques $H_m^{(2)}(\beta_0\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)}$ répondent à cette attente,
- le champ doit être continu en (ρ_s, ϕ_s) . Cette dernière condition explique les coefficients des différentes harmoniques.

En combinant (B.8), (A.2) et (A.3), le champ magnétique incident radial H_ρ^i et transverse H_ϕ^i se dérivent en :

$$H_\rho^i = -\frac{1}{j\omega\mu_0\rho} \frac{\partial E_z^i}{\partial \phi} \quad (\text{B.9})$$

$$= I_e \frac{1}{4\rho} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} m J_m(\beta_0\rho_s) H_m^{(2)}(\beta_0\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > \rho_s \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} m H_m^{(2)}(\beta_0\rho_s) J_m(\beta_0\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq \rho_s \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

$$H_\phi^i = \frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{\partial E_z^i}{\partial \rho} \quad (\text{B.11})$$

$$= jI_e \frac{\beta_0}{4} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\beta_0\rho_s) H_m^{(2)'}(\beta_0\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > \rho_s \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} H_m^{(2)}(\beta_0\rho_s) J_m'(\beta_0\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq \rho_s \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

B.1.2 Champs engendrés par un cylindre

Sous l'excitation des champs incidents, des champs transmis, quand $\rho \leq a$, et des champs réfléchis, quand $\rho > a$, vont apparaître dans et à partir du cylindre. En toute généralité, la composante verticale du champ électrique, E_z^c ,

engendrée par le cylindre peut s'écrire sous la forme de :

$$E_z^c = \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m H_m^{(2)}(\beta_0 \rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > a \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m J_m(\beta_1 \rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

Dans (B.13), le nombre d'onde β_1 est défini à partir de la permittivité ε_1 et de la perméabilité μ_1 du cylindre. Les harmoniques $H_m^{(2)}$ traduisent les ondes réfléchies qui s'éloignent du cylindre, alors que les harmoniques J_m sont finies en $\rho = 0$.

Concernant les composantes du champ magnétique H_ρ^c et H_ϕ^c , qui sont associées à cette définition de E_z^c , elles sont estimées en (B.15) et (B.17), à partir de (A.2) et (A.3).

$$H_\rho^c = -\frac{1}{j\omega\rho} \begin{cases} \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_z^c}{\partial \phi} & \rho > a \\ \frac{1}{\mu_1} \frac{\partial E_z^c}{\partial \phi} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.14})$$

$$= \frac{1}{\omega\rho} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m \frac{m}{\mu_0} H_m^{(2)}(\beta_0 \rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > a \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m \frac{m}{\mu_0} J_m(\beta_1 \rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

$$H_\phi^c = \frac{1}{j\omega} \begin{cases} \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_z^c}{\partial \rho} & \rho > a \\ \frac{1}{\mu_1} \frac{\partial E_z^c}{\partial \rho} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.16})$$

$$= \frac{1}{j} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} H_m^{(2)'}(\beta_0 \rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > a \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} J_m'(\beta_1 \rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.17})$$

Les coefficients a_m et b_m dans (B.13) sont déterminés en satisfaisant les conditions aux limites à la surface du cylindre, c-à-d en $\rho = a$. Ces conditions spécifient que les composantes tangentielles des champs électrique et magnétique sont continues à l'interface des deux milieux. Puisque ces conditions doivent être rencontrées sur l'ensemble des harmoniques des champs¹, il se crée, pour chaque harmonique m , le système d'équations linéaires :

1. Il est supposé que la source est située à une distance $\rho_s > a$.

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} H_m^{(2)}(\beta_0 a) & -J_m(\beta_1 a) \\ \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} H_m^{(2)'}(\beta_0 a) & -\sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\mu_1}} J_m'(\beta_1 a) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_m \end{pmatrix} \\
& = I_e \frac{\beta_0^2}{4\omega\varepsilon_0} H_m^{(2)}(\beta_0 \rho_s) \begin{pmatrix} J_m(\beta_0 a) \\ \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} J_m'(\beta_0 a) \end{pmatrix} \quad (\text{B.18})
\end{aligned}$$

B.2 Ligne de courant magnétique

Bien que les sources magnétiques ne soient pas physiquement plausibles, elles peuvent être un atout pour représenter des sources virtuelles dans des modèles équivalents. Dans un système d'équations de Maxwell symétrisé, *i.e.* où des densités de courants magnétiques et des charges magnétiques sont introduites, le théorème de dualité est applicable [118]. Ce théorème permet de transposer les solutions, dérivées pour une ligne de courant électrique, aux problèmes posés par une ligne de courant magnétique.

Le champ magnétique rayonné par une ligne parcourue par un courant magnétique I_m est directement obtenu à partir de (B.6) et (B.8). Il vaut :

$$H_z^i = -I_m \frac{\beta_0^2}{4\omega\mu_0} H_0^{(2)}(\beta_0 \sqrt{\rho^2 + \rho_s^2 - 2\rho\rho_s \cos(\phi - \phi_s)}) \quad (\text{B.19})$$

$$= -I_m \frac{\beta_0^2}{4\omega\mu_0} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_m(\beta_0 \rho_s) H_m^{(2)}(\beta_0 \rho) e^{jm(\phi - \phi_s)} & \rho > \rho_s \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} H_m^{(2)}(\beta_0 \rho_s) J_m(\beta_0 \rho) e^{jm(\phi - \phi_s)} & \rho \leq \rho_s \end{cases} \quad (\text{B.20})$$

En suivant une procédure similaire à celle de la section B.1, il est construit la composante H_z^c suivant :

$$H_z^c = \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_m H_m^{(2)}(\beta_0 \rho) e^{jm(\phi - \phi_s)} & \rho > a \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} d_m J_m(\beta_1 \rho) e^{jm(\phi - \phi_s)} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.21})$$

Les coefficients c_m et d_m s'obtiennent en satisfaisant les mêmes conditions aux limites à la surface du cylindre. Pour ce faire, il est d'abord nécessaire d'identifier les composantes du champ électrique total à l'intérieur et à l'extérieur du cylindre.

$$E_\rho^c = \frac{1}{j\omega\rho} \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon_0} \frac{\partial(H_z^i + H_z^c)}{\partial\phi} & \rho > a \\ \frac{1}{\varepsilon_1} \frac{\partial H_z^c}{\partial\phi} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.22})$$

$$= \frac{1}{\omega\rho} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{m}{\varepsilon_0} \left(-I_m \frac{\beta_0^2}{4\omega\mu_0} H_m^{(2)}(\beta_0\rho_s) J_m(\beta_0\rho) + c_m H_m^{(2)}(\beta_0\rho) \right) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > a \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{m}{\varepsilon_1} d_m J_m(\beta_1\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.23})$$

$$E_\phi^c = -\frac{1}{j\omega} \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon_0} \frac{\partial(H_z^i + H_z^c)}{\partial\rho} & \rho > a \\ \frac{1}{\varepsilon_1} \frac{\partial H_z^c}{\partial\rho} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.24})$$

$$= -\frac{1}{j\omega} \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{\beta_0}{\varepsilon_0} \left(-I_m \frac{\beta_0^2}{4\omega\mu_0} H_m^{(2)}(\beta_0\rho_s) J'_m(\beta_0\rho) + c_m H_m^{(2)'}(\beta_0\rho) \right) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho > a \\ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{\beta_1}{\varepsilon_1} d_m J'_m(\beta_1\rho) e^{jm(\phi-\phi_s)} & \rho \leq a \end{cases} \quad (\text{B.25})$$

Ensuite, en établissant la continuité des champs tangentiels électrique et magnétique à la surface du cylindre, il est obtenu le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} H_m^{(2)}(\beta_0 a) & -J_m(\beta_1 a) \\ \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} H_m^{(2)'}(\beta_0 a) & -\sqrt{\frac{\mu_1}{\varepsilon_1}} J'_m(\beta_1 a) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_m \\ d_m \end{pmatrix} \\ = I_m \frac{\beta_0^2}{4\omega\mu_0} H_m^{(2)}(\beta_0\rho_s) \begin{pmatrix} J_m(\beta_0 a) \\ \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} J'_m(\beta_0 a) \end{pmatrix} \quad (\text{B.26})$$

B.3 Paramètres de simulation

Les paramètres de simulation de la figure 2.2 sont repris au tableau B.1. Les paramètres sont expliqués à la section B.

Paramètre	Valeur	Unité
Position de la source (ρ_s)	15.5	cm
Position de la source (ϕ_s)	0	rad
Rayon du cylindre/corps (a)	15	cm
Distance entre les antennes et le corps	0.5	cm
Distance entre le corps et les bras	6	cm
Rayon des cylindres/bras	3.8	cm
Permittivité des cylindres (ε_1)	(2.3) avec peau sèche	C/Vm
Perméabilité des cylindres (μ_1)	μ_0	H/m

TABLEAU B.1 – Paramètres de simulation pour les modèles à un cylindre unique et à cylindres multiples.

Matrices du canal disjointes en amplitude et en phase

Une modélisation analytique classique du canal $\mathbf{H}$ fait appel à une variable aléatoire gaussienne complexe multidimensionnelle.

Si $\mathbf{H}$ est circulaire, ou, de manière équivalente, si la relation :

$$\mathcal{E}\{(\mathbf{H} - \mathcal{E}\{\mathbf{H}\}) \cdot (\mathbf{H} - \mathcal{E}\{\mathbf{H}\})^T\} = 0 \quad (\text{C.1})$$

est vérifiée, alors la matrice $\mathbf{H}$ peut non seulement être modélisée par la décomposition de ses parties réelle et imaginaire, mais également par l'étude disjointe de son module et de son argument. Il suffit alors de caractériser cette amplitude $|\mathbf{H}|$ et de lui adjoindre une phase aléatoire équipartie sur le segment $(0, 2\pi]$.

Cette idée de modéliser séparément l'amplitude et la phase du canal est précieuse. En effet, cette approche peut être appliquée directement à toute autre distribution du canal que celle gaussienne complexe. En particulier, elle est vraiment pertinente lorsque l'amplitude du canal suit une loi lognormale. Dans un tel cas, l'étude de $|\mathbf{H}|$ est conduite dans le domaine logarithmique, pour retrouver une distribution gaussienne et pour reprendre les résultats que nous venons de développer. Ainsi, il est obtenu :

$$\text{vec}(|\mathbf{H}|_{\text{dB}}) = \mathbf{C}_{\text{dB}}^{1/2} \cdot \mathcal{N}(0, 1) + \text{vec}(\mathbf{M}_{\text{dB}}) \quad (\text{C.2})$$

avec $\mathbf{M}_{\text{dB}} = \mathcal{E}\{|\mathbf{H}|_{\text{dB}}\}$

Bibliographie

- [1] P. S. Hall and Y. Hao, *Antennas And Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 2006. 4, 6, 42
- [2] “Code of federal regulations (CFR), title 47 part 2, section 2.1093, radiofrequency radiation exposure evaluation : portable devices,” Federal Communications Commision (FCC), Tech. Rep., 2005. 10
- [3] “IEC 62209-1 : 2005 human exposure to radio frequency fields from hand-held and body-mounted wireless communication devices - human models, instrumentation, and procedures. Part 1.” International Electrotechnical Commission (IEC), Tech. Rep., 2005. 10
- [4] “IEC 62209-2 :2010 human exposure to radio frequency fields from hand-held and body-mounted wireless communication devices - human models, instrumentation, and procedures. Part 2.” International Electrotechnical Commission (IEC), Tech. Rep., 2010. 10
- [5] IEEE 802.15 Working Group for WPAN. Dernière consultation en décembre 2010. [Online]. Available : <http://www.ieee802.org/15/> 11, 12
- [6] World Health organization (WHO). Dernière consultation en septembre 2010. [Online]. Available : <http://www.who.int> 3
- [7] WPAN, “TG6 technical requirements document,” IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks, Tech. Rep. IEEE P802.15-08-0644-07-0006, November 2008. 5
- [8] M. Hanson, H. Powell, A. Barth, K. Ringgenberg, B. Calhoun, J. Aylor, and J. Lach, “Body area sensor networks : Challenges and opportunities,” *Computer*, vol. 42, no. 1, pp. 58–65, January 2009. 5
- [9] G. B. Giannakis, “Distributed detection-estimation using wireless sensor networks,” in *Graduate School on Multimedia, Silicon, Communications, Security : Electrical and Electronics Engineering (MUSICS)*, June 2007. 7
- [10] Federal Communications Commision (FCC). Dernière consultation en septembre 2010. [Online]. Available : <http://www.fcc.gov> 8
- [11] International Telecommunications Union - Radiocommunications (ITU-R). Dernière consultation en septembre 2010. [Online]. Available : <http://www.itu.int/home> 8

- [12] J. Herveg, "Introduction to data protection principles," in *Graduate School on MUltimedia, Silicon, Communications, Security : Electrical and Electronics Engineering (MUSICS)*, November 2007. 9
- [13] Europa - Portail de l'Union européenne. Dernière consultation en septembre 2010. [Online]. Available : <http://europa.eu/documentation/official-docs/> 9
- [14] E. Adair and R. Petersen, "Biological effects of radiofrequency/microwave radiation," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 953–962, March 2002. 9
- [15] "IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to electromagnetic fields, 0-3 kHz," IEEE, Tech. Rep., 2006. 10
- [16] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (IC-NIRP), "Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic and electromagnetic fields up to 300 GHz," *Health Physics*, vol. 74, no. 4, pp. 494–522, 1998. 10
- [17] "Biological effects and exposure criteria for radiofrequency electromagnetic fields : (Report No. 86)," National Council on Radiation Protection and Measurements (NCRP), Tech. Rep., 1986. 10
- [18] M. de la Région de Bruxelles-Capitale, "Ordonnance relative à la protection de l'environnement contre les éventuels effets nocifs et nuisances provoqués par les radiations non ionisantes," Moniteur du 1 mars 2007, Tech. Rep., 2007. 10
- [19] WiMedia Alliance. Dernière consultation en décembre 2010. [Online]. Available : <http://www.wimedia.org> 13
- [20] UWB Forum. Dernière consultation en décembre 2010. [Online]. Available : <http://www.uwbforum.org> 13
- [21] "IEEE standard part 15.4 : Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (LR-WPANs) : Amendment to add alternate PHY (amendment of IEEE Std 802.15.4)," IEEE, Tech. Rep., 2007. 13
- [22] K. Siwiak and D. McKeown, *Ultra-Wideband Radio Technology*. John Wiley & Sons, 2004. 14
- [23] T. W. Barrett, "History of ultra wideband (UWB) radar and communications : Pioneers and innovators," in *Progress in Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000)*, Cambridge, MA, 2000. 15
- [24] R. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," in *Military Communications Conference, 1993. MILCOM '93. Conference*

- record. 'Communications on the Move', *IEEE*, vol. 2, October 1993, pp. 447–450 vol.2. 15
- [25] R. A. Scholtz and M. Z. Win, *Wireless communications : TDMA versus CDMA*. Kluwer Academic, 1997, ch. Impulse Radio, pp. 1677–1683. 15
- [26] "First report and order, revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," Federal Communications Commission (FCC), Tech. Rep., 2002. 15, 16
- [27] "Harmonized standard (302 065) for ultra-wideband technologies," European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Tech. Rep., 2008. 16
- [28] "Decision ECC/DEC/(06)04," European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep., 2007. 16
- [29] "Decision ECC/DEC/(06)12," European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Tech. Rep., 2008. 16
- [30] "2009/343/ec : Commission decision of 21 april 2009 amending decision 2007/131/ec on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the community," Official Journal of the European Union, Tech. Rep., 2009. 17
- [31] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology : potential and challenges ahead," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 41, no. 7, pp. 66–74, July 2003. 17
- [32] L. Yang and G. Giannakis, "Ultra-wideband communications : an idea whose time has come," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 21, no. 6, pp. 26–54, November 2004. 17
- [33] C. Shannon, "Communication in the presence of noise," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 9, pp. 1192–1201, September 1984. 19
- [34] J. Salz, "Digital transmission over cross-coupled linear channels," *AT T Technical Journal*, vol. 64, pp. 1147–1159, August 1985. 20
- [35] J. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 5, no. 5, pp. 871–878, June 1987. 20
- [36] A. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception," United States of America Patent 5 345 599, 1994. 20
- [37] R. Roy and B. Ottersten, "Spatial division multiple access wireless communication systems," United States of America Patent 5 515 378, 1996. 20

- [38] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Laboratories Technical Journal*, pp. 41–59, 1996. 20
- [39] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998. 20
- [40] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 2, pp. 744 –765, March 1998. 20
- [41] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456–1467, 1999. 20
- [42] G. Raleigh and J. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communications," in *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 3, November 1996, pp. 1809 –1814 vol.3. 20
- [43] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998. 20
- [44] "802.11n-2009 - IEEE standard for local and metropolitan area networks - telecommunications and information exchange between systems – local and metropolitan area networks – specific requirements part 11 : Wireless lan medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications amendment 5 : Enhancements for higher throughput)," IEEE, Tech. Rep., 2009. 20
- [45] M. Sauter, *Beyond 3G - Bringing Networks, Terminals and the Web Together : LTE, WIMAX, IMS, 4G Devices and the Mobile Web 2.0*. Wiley Publishing, 2009. 20
- [46] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. New York, NY, USA : Cambridge University Press, 2008. 20
- [47] A. Fort, C. Desset, P. De Doncker, P. Wambacq, and L. Van Biesen, "An ultra-wideband body area propagation channel model-from statistics to implementation," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 1820–1826, June 2006. 22, 37, 110
- [48] L. Liu, S. van Roy, P. De Doncker, and C. Oestges, "Azimuth radiation pattern characterization of the antennas near a human body," in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA '99), Turino, Italy*, September 2009. 28, 32, 33

- [49] D. Ma and W. Zhang, "Analytic propagation model for body area network channel based on impedance boundary condition," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, pp. 974–978. 28
- [50] A. Fort, F. Keshmiri, G. Crusats, C. Craeye, and C. Oestges, "A body area propagation model derived from fundamental principles : Analytical analysis and comparison with measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 503–514, February 2010. 28
- [51] C. C. Johnson and A. W. Guy, "Nonionizing electromagnetic wave effects in biological materials and systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 6, pp. 692–718, June 1972. 29
- [52] S. Gabriel, R. Lau, and E. Corthout, "The dielectric properties of biological tissues : I. Literature survey," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, pp. 2231–2249, 1996. 30
- [53] —, "The dielectric properties of biological tissues : II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, pp. 2251–2269, 1996. 30
- [54] —, "The dielectric properties of biological tissues : III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, pp. 2271–2293, 1996. 30
- [55] "Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM) ; radio equipment in the frequency range 402 MHz to 405 MHz for ultra low power active medical implants and accessories : Part 1 : Technical characteristics, including electromagnetic compatibility requirements, and test methods (EN 301 839-1)," European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Tech. Rep., 2002. 35
- [56] J. Ryckaert, P. De Doncker, R. Meys, A. de Le Hove, and S. Donnay, "Channel model for wireless communication around human body," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 9, pp. 543–544, 2004. 37
- [57] A. Alomainy, Y. Hao, X. Hu, C. Parini, and P. Hall, "Uwb on-body radio propagation and system modelling for wireless body-centric networks," *Communications, IEE Proceedings-*, vol. 153, no. 1, pp. 107–114, 2006. 37
- [58] P. Hall, Y. Hao, Y. Nechayev, A. Alomainy, C. Constantinou, C. Parini, M. Kamarudin, T. Salim, D. Hee, R. Dubrovka, A. Owadally, W. Song, A. Serra, P. Nepa, M. Gallo, and M. Bozzetti, "Antennas and propagation for on-body communication systems," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 49, no. 3, pp. 41–58, June 2007. 37

- [59] R. Vaughan, A. Lea, P. Hui, and J. Ollikainen, "Theory of propagation for direct on-body wireless sensor communications," in *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, 2009 2nd IET Seminar on*, 2009, pp. 1–5. 37
- [60] J. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel, 2nd Edition*. John Wiley & Sons, 2000. 38
- [61] A. Lea, P. Hui, J. Ollikainen, and R. Vaughan, "Propagation between on-body antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 3619–3627, November 2009. 38
- [62] A. Gupta and T. Abhayapala, "Body area networks : Radio channel modelling and propagation characteristics," in *Communications Theory Workshop, 2008. AusCTW 2008. Australian*, January 2008, pp. 58–63. 38
- [63] L.Liu, P. D. Doncker, and C. Oestges, "Time-variant on-body channel fading characterization and modeling at 2.45GHz in wireless body area networks," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Submitted in 2010. 39
- [64] T. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice, 2nd Edition*. Prentice-Hall, Inc., 2001. 39, 61
- [65] R. D'Errico and L. Ouvry, "Time-variant ban channel characterization," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on*, Semptember 2009, pp. 3000 –3004. 42
- [66] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design, 3rd Edition*. John Wiley & Sons, 1997. 42
- [67] F. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE Trans. Comm. Syst.*, vol. 11, pp. 360–393, 1963. 48
- [68] J. Guillet, "Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radio électrique dans le contexte MIMO," Ph.D. dissertation, INSA-Rennes, 2004. 49
- [69] A. F. Molisch, *Wireless Communications*. John Wilet and Sons, LTD, 2005. 52
- [70] N. Czink, "The random-cluster model," Ph.D. dissertation, Vienna University of Technology, 2007. 55
- [71] W. Malik, D. Edwards, and C. Stevens, "Frequency-dependent pathloss in the ultrawideband indoor channel," in *Communications, 2006. ICC '06. IEEE International Conference on*, vol. 12, June 2006, pp. 5546–5551. 61

- [72] C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications : From Real-world Propagation to Space-time Code Design*. Academic Press, 2007. 63
- [73] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell Systems Technical Journal*, vol. 47, pp. 957–1000, 1968. 65
- [74] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987. 68, 101
- [75] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. John Wiley & Sons Inc., 2005. 73
- [76] F. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, January 1978. 75
- [77] SkyCross. Dernière consultation en décembre 2010. [Online]. Available : <http://www.skycross.com/> 75
- [78] A. Richter, "Estimation of radio channel parameters : Models and algorithms," Ph.D. dissertation, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, Germany, 2005. 87
- [79] J. Capon, "High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, August 1969. 89
- [80] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, March 1986. 89
- [81] R. Roy and T. Kailath, "Esprit estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 7, pp. 984–995, July 1989. 89
- [82] M. Pesavento, A. Gershman, and K. Wong, "Direction finding in partly calibrated sensor arrays composed of multiple subarrays," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 9, pp. 2103–2115, September 2002. 89
- [83] B. Fleury, D. Dahlhaus, R. Heddergott, and M. Tschudin, "Wideband angle of arrival estimation using the SAGE algorithm," in *Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium on*, vol. 1, September 1996, pp. 79–85 vol.1. 89
- [84] B. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. Ingeman Pedersen, "Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, no. 3, pp. 434–450, March 1999. 89

- [85] C. Chong, D. Laurenson, C. Tan, S. McLaughlin, M. Beach, and A. Nix, "Joint detection-estimation of directional channel parameters using the 2-D frequency domain SAGE algorithm with serial interference cancellation," in *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, vol. 2, 2002, pp. 906–910 vol.2. 89
- [86] M. Matthaiou and N. Razavi-Ghods, "Characterization of an indoor MIMO channel in frequency domain using the 3D-SAGE algorithm," in *Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on*, June 2007, pp. 5868–5872. 89
- [87] X. Yin, B. Fleury, P. Jourdan, and A. Stucki, "Polarization estimation of individual propagation paths using the SAGE algorithm," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on*, vol. 2, September 2003, pp. 1795–1799 vol.2. 89
- [88] K. Haneda and J.-I. Takada, "An application of SAGE algorithm for UWB propagation channel estimation," in *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, November 2003, pp. 483–487. 89
- [89] G. J. McLachlan and T. Krishnan, *The EM Algorithm and Extensions*. G. J. McLachlan and T. Krishnan, 2008. 90
- [90] S. van Roy, L. Liu, C. Oestges, and P. De Doncker, "An ultra-wideband SAGE algorithm for body area networks," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on*, September 2009, pp. 584–587. 98
- [91] Q. Spencer, B. Jeffs, M. Jensen, and A. Swindlehurst, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 18, no. 3, pp. 347–360, March 2000. 101
- [92] C.-C. Chong, C.-M. Tan, D. Laurenson, S. McLaughlin, M. Beach, and A. Nix, "A new statistical wideband spatio-temporal channel model for 5 GHz band WLAN systems," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 21, no. 2, pp. 139–150, February 2003. 101
- [93] N. Czink, X. Yin, H. Ozelik, M. Herdin, E. Bonek, and B. Fleury, "Cluster characteristics in a MIMO indoor propagation environment," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 4, pp. 1465–1475, April 2007. 101
- [94] D. Shutin and G. Kubin, "Cluster analysis of wireless channel impulse responses with hidden markov models," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'04)*, 2004. 101

- [95] J. Salo, J. Salmi, N. Czink, and P. Vainikainen, "Automatic clustering of nonstationary MIMO channel parameter estimates," in *ICT, Cape Town, South Africa, Cape Town, South Africa*, May 2005. 101
- [96] N. Czink, P. Cera, J. Salo, E. Bonek, J. pekka Nuutinen, and J. Ylitalo, "Automatic clustering of MIMO channel parameters using the multipath component distance measure," in *WPM*, 2005. 101
- [97] N. Czink, P. Cera, J. Salo, E. Bonek, Nuutinen, and J. Ylitalo, "Improving clustering performance using multipath component distance," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 33–35, 2006. 101, 105
- [98] M. Steinbauer, H. Özcelik, H. Hofstetter, C. F. Mecklenbräuker, and E. Bonek, "How to quantify multipath separation," in *IEICE Trans. Electron., Special Issue*, vol. E85, no. 3, March 2002, pp. 552–557. 102
- [99] R. O. Duda, P. E. Hart, and D. G. Stork, *Pattern classification (2nd edition)*. Wiley, 2001, ch. Unsupervised Learning and Clustering, Ch. 10. 103
- [100] U. Maulik and S. B, "Performance evaluation of some clustering algorithms and validity indices," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 24, pp. 1650–1654, 2002. 105
- [101] D. Kim, Y.-W. Park, and D.-J. Park, "A novel validity index for determination of the optimal number of clusters," *IEICE Trans Inf Syst*, vol. E84-D, no. 2, pp. 281–286, 2001. 106
- [102] A. Molisch, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, K. Siwiak, and M. Win, "A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 11, pp. 3151–3166, November 2006. 109, 145
- [103] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C. chin Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, and K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a channel model for boday area networks- final report. P802.15-4-0662-00-004a," IEEE 802.15 Working Group, Tech. Rep., 2006. 109
- [104] —, "Channel model for body area networks. P802.15-04-0486-00-004a," IEEE 802.15 Working Group, Tech. Rep., 2006. 110
- [105] K. Y. Yazdandoost and K. Sayrafian-Pour, "IEEE 802.15.6 model for body area network (ban) IEEE P802.15-08-0780-10-0006," IEEE P802.15 Working Group, Tech. Rep., November 2010. 110

- [106] G. Dolmans and A. Fort, "IEEE 802.15.6 channel models wban - Holst Centre IMEC-NL IEEE P802.15-08-0418-01-0006," IEEE P802.15 Working Group, Tech. Rep., July 2008. 110
- [107] T. Aoyagi, J. ichi Takada, K. Takizawa, N. Katayama, T. Kobayashi, K. Y. Yazdandoost, H. bang Li, and R. Kohno, "IEEE 802.15.6 channel models for WBANs - NICT IEEE P802.15-08-0416-04-0006," IEEE P802.15 Working Group, Tech. Rep., November 2008. 110
- [108] H. Akaike, "A new look at the statistical model identification," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 6, pp. 716–723, December 1974. 120
- [109] D. J. Best and N. I. Fisher, "Efficient simulation of the Von Mises distribution," *Journal of the Royal Statistical Society. Series C (Applied Statistics)*, vol. 28, no. 2, pp. pp. 152–157, 1979. [Online]. Available : <http://www.jstor.org/stable/2346732> 133
- [110] L. Yuan and J. Kalbfleisch, "On the bessel distribution and related problems," *Annals of the Institute of Statistical Mathematics*, vol. 52, no. 3, pp. 438–447, September 2000. [Online]. Available : <http://ideas.repec.org/a/spr/aistmt/v52y2000i3p438-447.html> 133
- [111] S. van Roy, C. Oestges, F. Horlin, and P. De Doncker, "A comprehensive channel model for uwb multisensor multiantenna body area networks," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 163–170, Jan. 2010. 135
- [112] —, "On-body propagation velocity estimation using ultra-wideband frequency-domain spatial correlation analyses," *IET Electronics Letters*, vol. 43, no. 25, pp. 1405–1406, Dec. 2007. 135
- [113] A. Fort, J. Ryckaert, C. Desset, P. De Doncker, P. Wambacq, and L. Van Biesen, "Ultra-wideband channel model for communication around the human body," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 24, no. 4, pp. 927–933, April 2006. 145
- [114] K. Pedersen, P. Mogensen, and B. Fleury, "A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 2, pp. 437–447, March 2000. 163
- [115] F. Quitin, C. Oestges, F. Horlin, and P. De Doncker, "Clustered channel characterization for indoor polarized MIMO systems," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on*, September 2009, pp. 1064 –1068. 163

-
- [116] M. Bengtsson and B. Volcker, “On the estimation of azimuth distributions and azimuth spectra,” in *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, vol. 3, 2001, pp. 1612–1615. [163](#)
 - [117] E. C. Jordan and K. G. Balman, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems, 2nd Edition*, W. L. Everitt, Ed. Prentice-Hall, Inc., 1968. [186](#)
 - [118] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, 1989. [186](#), [187](#), [190](#)

Publications

Journal

1. **S. van Roy**, C. Oestges, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "On-body propagation velocity estimation using ultra-wideband frequency-domain spatial correlation analyses," *IET Electronics Letters*, vol. 43, no. 25, pp. 1405–1406, December 2007.
2. **S. van Roy**, C. Oestges, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "A comprehensive channel model for UWB multisensor multiantenna body area networks," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 163–170, January 2010.
3. J.-M. Dricot, **S. van Roy**, G. Ferrari, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "Impact of the environment and the topology on the performance of hierarchical body area networks," *Submitted to the EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2010.
4. J.-M. Dricot, **S. van Roy**, G. Ferrari, and Ph. De Doncker, "Link-level performance of indoor body area networks with centralized topologies," *Submitted to the Open Electrical And Electronic Engineering Journal*, 2010.

Conférence

1. **S. van Roy**, C. Oestges, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "Ultra-wideband spatial correlation study for multi-sensor multi-antenna body area networks," in *IET Seminar on Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, London, UK*, April 2007.
2. O. Delangre, **S. van Roy**, Ph. De Doncker, M. Lienard, and P. Degauque, "Modeling in-vehicle wideband wireless channels using reverberation chamber theory," in *2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC2007-Fall), Baltimore, USA*, September 2007, pp. 2149–2153.
3. O. Delangre, Ph. De Doncker, **S. van Roy**, M. Lienard, and P. Degauque, "Characterization of a confined environment based on acoustic and reverberation chamber theory. comparison with the case of a car," in *14th IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux, Delft, Netherlands*, 2007.

4. **S. van Roy**, C. Oestges, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "A spatially-correlated tapped delay line model for body area networks," in *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC2008-Fall), Calgary, Alberta*, September 2008.
5. **S. van Roy**, C. Oestges, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "Propagation modeling for UWB body area networks : Power decay and multi-sensor correlations," in *The 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA 2008), Bologna, Italy*, August 2008.
6. **S. van Roy**, C. Oestges, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "Ultra-wideband spatial channel characterization for body area networks," in *The second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), Edinburgh, UK*, November 2007.
7. **S. van Roy**, L. Liu, C. Oestges, and Ph. De Doncker, "An ultra-wideband SAGE algorithm for body area networks," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference, Turino, Italia*, September 2009, pp. 584 – 587.
8. L. Liu, **S. van Roy**, Ph. De Doncker, and C. Oestges, "Azimuth radiation pattern characterization of omnidirectional antennas near a human body," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference, Turino, Italia*, September 2009, pp. 461–464.
9. J.-M. Dricot, G. Ferrari, **S. van Roy**, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "Outage, local throughput, and achievable transmission rate of body area networks," in *Proc. of the COST 2100 meeting*, no. TD(09) 939, Vienna, Austria, September 2009.
10. J.-M. Dricot, G. Ferrari, **S. van Roy**, F. Horlin, and Ph. De Doncker, "On the link layer performance of narrowband body area networks," in *Proc. of the Second International Conference on Emerging Network Intelligence (EMERGING 2010), Florence, Italy*, October 2010.

