



HAL
open science

Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO

Julien Guillet

► **To cite this version:**

Julien Guillet. Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO. domain_stic.theo. INSA de Rennes, 2004. Français. NNT: . tel-00008011

HAL Id: tel-00008011

<https://theses.hal.science/tel-00008011>

Submitted on 11 Jan 2005

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

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



N° d'ordre : D 04 – 08



Thèse

présentée devant

l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

pour obtenir le titre de

Docteur

spécialité : *Électronique*

Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO

par

Julien Guillet

Soutenue le 13 Juillet 2004 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	M. SYLVAIN	Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée
	J-F DIOURIS	Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
Examineurs	M. LIENARD	Maître de conférences - HDR à l'Université de Lille
	R. VAUZELLE	Maître de conférences - HDR à l'Université de Poitiers
	J-P BARBOT	Maître de conférences à l'E.N.S. de CACHAN
	J. CITERNE	Professeur à l'INSA de Rennes
	G. EL ZEIN	Professeur à l'INSA de Rennes

Institut National des Sciences Appliquées, Rennes
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
Groupe Système-Propagation-Radar

Remerciements

Je remercie tout d'abord Jacques Citerne de m'avoir accueilli au sein de l'IETR à l'INSA de Rennes. Je remercie également Ghaïb El Zein, mon directeur de thèse, pour la confiance et l'autonomie qu'il m'a accordées en me proposant ce sujet de recherche.

Je tiens à remercier Michel Sylvain, Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée, et Jean-François Diouris, Professeur à l'École Polytechnique de l'Université de Nantes, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire. Je remercie aussi les autres membres du jury pour avoir examiné les résultats de mes recherches et en particulier Rodolphe Vauzelle, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers et Jean-Pierre Barbot, Maître de Conférences à l'ENS de Cachan, pour leur participation à ma soutenance de thèse.

Il serait impossible que le nom de Ronan Cosquer ne figure pas dans cette page. Je le remercie tout particulièrement pour son accompagnement et les passionnantes discussions que nous avons eues tout au long de ces 5 années. Son formidable optimisme et son dynamisme ont très largement contribué au bon déroulement de ces années de recherche.

A ce travail, ont aussi participé des stagiaires de DEA et de fin d'étude ingénieur INSA, Cyril Jolly et Julien Maugendre. Je les en remercie.

Pour leur bonne humeur et l'ambiance chaleureuse à laquelle ils ont participé, je remercie les thésards et personnels du laboratoire et en particulier les habitants de la "Grotte Verte", Stéphane le corsaire malouin, Stéphane Boubou, Jean-Yves l'ornithologue choriste, Sébastien dit Gonzo, Sébastien le bigouden, Jean-Michel, le plus chaleureux d'entre nous, ainsi que Philippe notre Mary Higgins Clarks du MIMO. J'exprime également ma sympathie aux derniers arrivants, stagiaires et thésards et leur souhaite bon courage dans l'accomplissement de leur thèse.

Table des matières

Remerciements	iii
Table des matières	v
Introduction	1
Contexte de l'étude	1
Objectifs et plan de l'étude	2
1 Les communications sans fil	5
1.1 Introduction	5
1.2 Historique de la transmission de l'information et des communications sans fil	5
1.2.1 Electricité, magnétisme et ondes électromagnétiques	6
1.2.2 Les communications filaires électriques	6
1.2.3 Les communications sans fil par ondes radioélectriques	7
1.2.4 Théorie des communications	9
1.2.5 Les communications radiomobiles et cellulaires	11
1.3 Une chaîne de communication numérique	13
1.3.1 Le système de communication numérique	14
1.3.2 Le milieu de transmission	18
1.3.3 La notion de canal de transmission	21
1.3.4 Les dégradations affectant la transmission	22
1.3.4.1 Les sources physiques des signaux non-désirés	22
1.3.4.2 Les sources physiques des distorsions subies par le signal	25
1.4 Les techniques de communications	27
1.4.1 Concepts de base	28
1.4.2 L'étalement de spectre	29
1.4.3 Les techniques de multiplexage mono-utilisateur	29
1.4.4 Les techniques d'accès multiple	30
1.4.5 L'égalisation	31
1.4.6 Les techniques de diversité	33
1.5 L'exploitation du domaine spatial dans les systèmes de communication sans fil	33
1.5.1 Les besoins	34
1.5.2 Les contraintes	35
1.5.3 L'exploitation du domaine spatial	35

1.5.3.1	Traitement temporel et traitement spatial	36
1.5.3.2	Les premières études et exploitations du domaine spatial	38
1.5.3.3	L'étude des réseaux à diversité dans un contexte multi-utilisateur	39
1.5.3.4	L'exploitation de la structure spatiale pour les stations de base des systèmes cellulaires	40
1.5.3.5	L'exploitation du domaine spatial simultanément en émission et en réception : systèmes MIMO	42
1.6	Conclusion	46
2	L'étude du canal de transmission dans le contexte cellulaire	47
2.1	Introduction	47
2.1.1	Les principales approches pour l'étude du canal	47
2.1.2	Bref historique	48
2.2	Les travaux pionniers	49
2.3	Les études sur les évanouissements temporels et le spectre Doppler	50
2.4	Les études expérimentales dans le contexte de la diversité spatiale	52
2.5	Les études à large bande	54
2.5.1	Les macrocellules	55
2.5.2	L'intérieur des bâtiments	57
2.5.3	Les microcellules	60
2.5.4	Les liaisons fixe à fixe à l'extérieur des bâtiments	62
2.5.5	Les méthodes de modélisation et de simulation temporelle	64
2.6	Les études angulaires et multicapteurs	65
2.6.1	Généralités sur la mesure et la caractérisation	66
2.6.2	Les macrocellules	67
2.6.3	L'intérieur des bâtiments	71
2.6.4	Les microcellules	73
2.6.5	Les études analytiques liées au profil de puissance angulaire	75
2.6.6	Les modèles de simulation du canal de propagation	79
2.7	Les études du canal dans le contexte MIMO	81
2.7.1	La mesure et la caractérisation	82
2.7.2	La modélisation du canal	87
2.8	Conclusion	90
3	Propagation et rayonnement des OEM	93
3.1	Introduction	93
3.2	Les équations de Maxwell	93
3.3	Equation d'onde et solutions	95
3.3.1	L'équation d'onde	96
3.3.2	Généralités sur les ondes planes	96
3.3.3	Onde plane réelle	98
3.3.4	Onde plane complexe	98
3.3.5	Onde plane complexe uniforme	99
3.3.6	Onde plane non-uniforme	100
3.3.7	Onde sphérique	101
3.3.8	Solutions, ondes composées et base de Maxwell	102

3.4	Les phénomènes de propagation	103
3.4.1	Effet Doppler	103
3.4.2	Dispersion fréquentielle	104
3.4.3	Interactions obstacles-OEM	105
3.4.3.1	Réflexion et réfraction	105
3.4.3.2	Diffraction	107
3.4.3.3	Diffusion	107
3.5	Antennes et rayonnement électromagnétique	107
3.5.1	Caractérisation du rayonnement des antennes	108
3.5.2	Rotation d'antenne	111
3.5.3	Réseaux d'antennes	112
3.6	Conclusion	116
4	Modélisation physique du canal de propagation et du canal de transmission	119
4.1	Introduction	119
4.2	Définition du canal de propagation dans le domaine spatial	120
4.3	Décomposition en trajets élémentaires	124
4.3.1	Expression générale d'un trajet	125
4.3.2	La longueur de trajet	126
4.3.3	La matrice de dépolarisation	129
4.3.4	Modélisation physique des fonctions introduites	130
4.4	Description et modèle en zone locale	133
4.4.1	Zone spatiale onde plane	134
4.4.2	Modèle en zone locale à large bande	138
4.4.2.1	Conditions sur la longueur de trajet	138
4.4.2.2	Conditions sur les amplitudes	141
4.4.2.3	Définition de la zone globale	142
4.4.3	Modèle en zone locale à bande étroite	143
4.5	Déplacement du ou des deux sites	146
4.6	Prise en compte des antennes et canal de transmission	148
4.6.1	Forme générale	149
4.6.2	Formes simplifiées	150
4.6.3	Plusieurs types d'échantillonnage	151
4.7	Conclusion	152
5	Caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation sans fil	155
5.1	Introduction	155
5.2	Le signal vectoriel spatio-temporel	156
5.2.1	Cas général 3D	157
5.2.2	Cas général 1D	159
5.2.3	Signal spatio-temporel constitué d'ondes planes réelles	160
5.2.4	Signal spatio-temporel bande étroite constitué d'ondes planes réelles	164
5.2.5	Signal spatio-temporel constitué d'ondes planes réelles transverses	164
5.2.6	Caractérisation conjointe position-angle	165
5.3	Représentations mathématiques et caractérisation déterministe du canal .	166
5.3.1	Généralités	167

5.3.2	Domaine spatial	168
5.3.3	Domaine temporel	173
5.3.4	Comparaison du domaine spatial et du domaine temporel	176
5.3.4.1	Remarque sur les différences entre les 2 domaines	178
5.3.4.2	Justification du choix sur la forme utilisée pour chaque domaine	178
5.3.5	Structure simplifiée des fonctions dans le domaine spatial	180
5.3.6	Prise en compte des antennes	184
5.3.6.1	Caractérisation scalaire du canal	185
5.3.6.2	Réseau d'antennes, vecteur signal et signal spatial	186
5.3.6.3	Canal de transmission	187
5.3.7	Synthèse - Domaine spatio-temporel	188
5.4	Caractérisation stochastique	191
5.4.1	Domaine temporel	192
5.4.1.1	Cas général	192
5.4.1.2	Cas stationnaire et modèle WSSUS	194
5.4.1.3	Caractérisation simplifiée et paramètres synthétiques	195
5.4.2	Domaine spatial	198
5.4.2.1	Cas général	198
5.4.2.2	Caractérisation position-direction	200
5.4.2.3	Hypothèses de stationnarité	203
5.4.2.4	Caractérisation simplifiée et paramètres synthétiques	205
5.4.3	Canal ST-WSSUS et caractérisation à partir de mesures	211
5.5	Conclusion	212
6	Modélisation et simulation du canal de transmission MIMO	215
6.1	Introduction	215
6.2	Modèle générique et simulation du canal	216
6.2.1	Généralités	216
6.2.2	Le modèle à rayons	217
6.2.2.1	Description	217
6.2.2.2	Paramétrage du modèle	218
6.2.3	Simulation numérique	219
6.2.3.1	Structure du simulateur	219
6.2.3.2	Canal de transmission MIMO analogique	222
6.2.3.3	Canal de transmission MIMO discret	224
6.2.3.4	Simulation d'une chaîne de transmission	227
6.3	Modélisation stochastique des paramètres de rayons	229
6.3.1	Approche générale	229
6.3.1.1	Notion d'échelle	230
6.3.1.2	Notion de groupe de trajets	232
6.3.2	Expression générale de la fonction d'étalement du modèle à groupe de trajets	233
6.3.3	Modélisation des fonctions d'étalement de groupe	235
6.3.4	Modélisation des paramètres associés aux fonctions de diffusion de groupe	242
6.3.4.1	Positions moyennes de groupe	244

6.3.4.2	Dispersions RMS et puissance de groupe	245
6.3.4.3	Forme des groupes	246
6.3.5	Variations des paramètres au cours du temps	247
6.3.5.1	Variations des paramètres de groupe	248
6.3.5.2	Variations des paramètres de rayons	251
6.3.6	Structure de simulation des paramètres de rayons	255
6.4	Conclusion	256
7	Exploitation de mesures pour la modélisation du canal	259
7.1	Introduction	259
7.1.1	Remarques sur les outils statistiques utilisés	260
7.2	Description des mesures et prétraitement	260
7.2.1	Environnement de mesure	260
7.2.2	Système de mesure et format des réponses	261
7.2.2.1	Sondeur	261
7.2.2.2	Domaine temporel et domaine spatial à la station mobile (MS)	261
7.2.3	Estimation des fonctions caractéristiques	262
7.2.3.1	Tri des mesures	262
7.2.3.2	Estimation des fonctions caractéristiques d'ordre 2 du canal	263
7.2.3.3	Exemples de fonctions estimées	264
7.2.3.4	Mise en forme des données	264
7.3	Définition des modèles analytiques des profils de puissance de groupe	269
7.3.1	Identification des groupes	269
7.3.2	Extraction des paramètres caractéristiques de groupe	270
7.3.3	Choix des modèles à évaluer	271
7.3.4	Evaluation et choix des modèles à retenir	272
7.4	Nombre de groupes	275
7.5	Positions moyennes, dispersions et puissance de groupe	275
7.5.1	Premiers groupes	276
7.5.2	Groupes secondaires	282
7.6	Modélisation des formes de profil de puissance de groupes	290
7.6.1	Modèle sur les formes analytiques	290
7.6.2	Domaine des retards	293
7.6.3	Domaine angulaire	295
7.6.4	Domaine Doppler	295
7.6.4.1	Modèle de Von Mises	296
7.6.4.2	Modèle de Von Mises double	299
7.7	Conclusion	308
	Conclusion	311
	Annexe	315
A.1	Repère spatial et systèmes de coordonnées	315
A.2	Modélisation des antennes et réseaux d'antennes	319
A.2.1	Modèles d'antennes élémentaires	320
A.2.1.1	Antenne linéaire	320

A.2.1.2	Antenne à boucle	321
A.2.2	Modèles de réseaux d'antennes	322
A.2.2.1	Réseau linéaire uniforme	323
A.2.2.2	Réseau rectangulaire uniforme	324
A.2.2.3	Réseau circulaire uniforme	324
A.2.2.4	Réseau cylindrique uniforme	326
A.2.2.5	Réseau sphérique uniforme	326
A.2.2.6	Réseau à diversité de polarisation	328
A.2.2.7	Réseaux à diversité de position et/ou de direction et de polarisation	328
A.2.3	Modèle de couplage entre antennes	329
A.3	Matrices de transformation de coordonnées de polarisation	330
A.4	Lois de probabilité et de profil de puissance	330
A.4.1	Loi gaussienne	331
A.4.2	Loi lognormale	331
A.4.3	Loi laplacienne	332
A.4.4	Loi Gamma	332
A.4.5	Loi de Von Mises	334
	Symboles et abréviations	339
	Liste des tableaux	341
	Liste des figures	343
	Bibliographie	349

Introduction

Contexte de l'étude

Depuis l'apparition des premiers réseaux radiomobiles cellulaires analogiques au début des années 70, nous avons assisté à une explosion de la demande en systèmes de communication sans fil. Si hier, les systèmes se cantonnaient essentiellement à la transmission de la parole, le développement des systèmes de communications numériques aidant, les services se sont depuis étendus à la transmission de données et aux applications multimédia. Par rapport aux transmissions filaires, les télécommunications sans fil permettent d'assurer un accès permanent aux réseaux locaux tout en simplifiant leurs infrastructures. Cependant, le succès de ces nouveaux systèmes conduit à une grande surcharge du spectre radioélectrique et pose un réel problème de cohabitation. De plus, ces nouveaux services nécessitant des débits de plus en plus importants, tout en garantissant une certaine qualité de service, il est nécessaire d'envisager de nouvelles techniques de transmission à très forte efficacité spectrale et/ou utilisant des fréquences porteuses de plus en plus élevées. Parmi les nouvelles techniques candidates, on retrouve les transmissions dites à Ultra Large Bande (ULB) ou les transmissions aux fréquences millimétriques, par exemple à 60 GHz. Parallèlement à ces approches, des systèmes de télécommunication sans fil, connus sous le nom de systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) [1], sont également envisagés. En utilisant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, ces systèmes exploitent la dimension spatiale pour la transmission de l'information. Ainsi la mise en oeuvre de ces techniques permet d'aboutir à une amélioration substantielle des débits et/ou des performances des liaisons numériques.

Ces techniques MIMO révolutionnent, aujourd'hui le monde des radiocommunications et constituent une forte activité au sein des différentes équipes de recherche nationales et internationales. Comme dans toutes les études systèmes, une analyse approfondie du canal de transmission et des mécanismes de propagation associés s'avère indispensable. Si dans un contexte classique, la caractérisation et la modélisation du canal peut se limiter au domaine temporel, il est nécessaire pour les systèmes MIMO de considérer la dimension spatiale au même niveau que la dimension temporelle. Une modélisation précise et réaliste du canal dans le domaine spatial est d'autant plus importante dans un contexte MIMO, puisque le gain par rapport à un système classique en terme de débit et/ou de performance est largement tributaire des propriétés spatiales du canal. C'est dans ce contexte que s'inscrit le travail présenté dans ce document.

Objectifs et plan de l'étude

Le sujet de cette étude porte sur la caractérisation et la modélisation spatio-temporelles du canal de transmission MIMO. Il a été mené au sein du groupe Systèmes – Propagation – Radar de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR). Cette équipe a acquis une expérience reconnue dans le domaine de la caractérisation et de la modélisation de la propagation des ondes. Les travaux de l'équipe balayaient un large spectre de fréquences pour différents types de canaux (troposphérique, radiomobile, intra-bâtiment) [2–9]. Depuis quelques années, l'équipe s'intéresse aux différents aspects des techniques MIMO (codage et modulation temps-espace, réseaux et traitement d'antennes, canal de propagation). Le travail, présenté ici, a été mené en bonne partie dans le cadre de deux projets. Le premier est un projet national RNRT, intitulé "SIMPAA" et porte sur l'étude et la réalisation d'un simulateur de canal pour les applications multicapteurs de la troisième génération (UMTS). Le second est un projet régional ANVAR, intitulé "Accès radio" et concerne l'étude des techniques MIMO pour les applications de type boucle locale radio (3,5 GHz). Dans ces deux projets, l'objectif central consistait à aboutir à des modélisation réalistes du canal de propagation dans un contexte MIMO.

Ce document a pour double objectif d'approfondir la connaissance sur les aspects théoriques de la caractérisation et de la modélisation spatio-temporelles du canal de transmission MIMO et de parvenir à un modèle de canal réaliste basé sur des résultats de mesures. Ce document peut être séparé en trois grandes parties.

Les deux premiers chapitres présentent une synthèse sur les systèmes de communication et le canal de transmission dans un contexte cellulaire en s'appuyant sur un grand nombre de références bibliographiques. Ces deux chapitres sont à caractère didactique. Le chapitre 1 présente une description critique des différentes avancées scientifiques ayant permis l'établissement de systèmes de télécommunication sans fil de plus en plus performants et se termine par une introduction des techniques actuelles et en particulier celles basées sur le traitement spatio-temporel. Le chapitre 2 fait une synthèse des différentes études menées sur le canal de transmission cellulaire depuis les années 60 et met l'accent sur leur évolution.

Dans les trois chapitres suivants, on s'intéresse plus particulièrement à définir un cadre théorique sur la caractérisation et la modélisation spatio-temporelles du canal dans un contexte MIMO. Le chapitre 3 rappelle les principales bases physiques sur les phénomènes de propagation des ondes radioélectriques et sur les antennes en appuyant sur la notion de réseau d'antennes, composante essentielle des systèmes MIMO. Le chapitre 4 propose une approche physique de modélisation paramétrique du canal à trajets multiples, prenant en compte les dimensions spatiales, polarisation incluse, d'émission et de réception. Les chapitres 3 et 4 permettent de mieux cerner le lien entre les phénomènes physiques et le canal de transmission MIMO. Ils permettent donc de mieux appréhender le chapitre 5, qui lui est dédié à une approche plutôt orientée signal. En effet, le chapitre 5 montre comment à partir des connaissances simples sur le signal transmis, on peut développer un cadre théorique de caractérisation du canal MIMO du même type que celui de Bello [10], mais en mettant sur un pied d'égalité le domaine spatial et le domaine temporel.

Contrairement aux autres chapitres plutôt théoriques, les deux derniers donnent des résultats concernant la modélisation et la simulation du canal de transmission MIMO et s'inscrivent plus directement dans le projet SIMPAA. Le chapitre 6 présente une approche de simulation mettant l'accent sur l'implémentation numérique. Il décrit aussi la génération des paramètres nécessaires à cette simulation. Le chapitre 7 présente une méthodologie permettant de paramétrer le modèle de canal, présenté dans le chapitre 6, à partir d'une campagne de mesures menée par FTR&D Belfort dans un milieu suburbain de type macro-cellulaire.

Enfin, une conclusion générale dresse un bilan de ce travail et propose quelques perspectives de recherche.

Chapitre 1

Les communications sans fil

1.1 Introduction

Ce chapitre dresse un historique des communications sans fil allant jusqu'aux premiers systèmes radiomobiles cellulaires. Il rappelle ce qu'est une chaîne de communication numérique et introduit les différentes techniques sur lesquelles sont basées les communications multi-utilisateurs sur canal sélectif à trajets multiples. Enfin, il est montré comment l'exploitation du domaine spatial peut permettre de répondre aux besoins actuels. Ce chapitre décrit les concepts théoriques et les applications possibles. L'objectif n'étant pas de rentrer dans les détails mais plutôt de donner une vision générale sur les communications sans fil, en évitant des développements mathématiques qui pourront être trouvés dans les références citées.

1.2 Historique de la transmission de l'information et des communications sans fil

Les transmissions à distance ne sont pas aussi nouvelles que l'on pourrait le penser. En effet, la communication orale entre les humains est un exemple de communication sans fil à distance utilisant les ondes acoustiques comme support physique de l'information, le souffle et les cordes vocales comme émetteur et le système auditif comme récepteur. Cette dernière est naturelle mais on retrouve aussi des inventions humaines de transmission à distance datant des temps les plus reculés. En effet, les hommes de l'antiquité se servaient de la lumière émise par un feu pour communiquer des événements importants ou donner l'alarme. A la fin de l'ère antique, il existait même des alphabets lumineux. En 1791, Chappe inventa le premier télégraphe optique : de grands leviers au sommet de tours envoyaient, selon un code, les messages. Néanmoins, toutes ces méthodes sont basées sur une réception purement naturelle par l'oeil ou l'oreille de l'homme et seul l'émetteur est un système artificiel. Les systèmes artificiels d'émission-réception de l'information n'arriveront réellement qu'avec la découverte et l'étude de tout ce qui se rapporte à

l'électricité. Si la transmission de l'information est très ancienne, la théorie la décrivant appelée théorie de l'information ou théorie des communications est très récente puisqu'elle date des années 1940-50, c'est à dire bien après les premiers systèmes de communications artificiels.

A partir de la fin du 18^{ième} siècle, les études théoriques et expérimentales sur l'électricité et le magnétisme ont permis le développement de systèmes de communication électriques filaires et sans fil. Au début du 20^{ième} siècle, l'engouement pour ces systèmes de communication a suscité le besoin d'établir les fondements théoriques qui les sous-tendaient. Face à la congestion spectrale des systèmes radiomobiles, le concept cellulaire fût proposé au début des années 50 et appliqué à partir des années 80.

1.2.1 Electricité, magnétisme et ondes électromagnétiques

Les premiers travaux concernant l'électrostatique (travaux de Poisson et de Coulomb) et la magnéto-statique (travaux de Gauss et de Weber) datent de la fin du 18^{ième} siècle. A cette époque les phénomènes électriques et magnétiques apparaissaient comme deux phénomènes indépendants. L'invention de la batterie électrique de Alessandro Volta en 1799 va entraîner une explosion des expériences concernant l'électricité et le magnétisme. En 1820, Oersted met en évidence les effets magnétiques de l'électricité (un courant électrique produit un champ magnétique) qui seront décrits quantitativement par Ampère. L'électromagnétisme était né. A l'inverse de ce qu'Oersted avait mis en évidence, Faraday et Henry ont découvert et décrit les effets électriques du magnétisme (la variation d'un champ magnétique produit un champ électrique) en 1831 [11]. Ces deux théories ont permis l'élaboration du télégraphe et plus tard de la téléphonie filaire avec l'invention par Graham Bell du microphone. La théorie électromagnétique en 1850 est considérée incomplète car elle comporte des équations qui, si elles sont suffisantes pour les problèmes statiques, sont insuffisantes pour les problèmes concernant l'électromagnétisme dynamique. A la suite des travaux de Lord Kelvin, en 1853, sur les décharges oscillantes et les circuits accordés, James Clerk Maxwell unifie en 1864 les phénomènes électriques, magnétiques et la lumière en proposant la théorie dynamique du champ électromagnétique [12]. Cette théorie lui permet de prédire l'existence des ondes électromagnétiques (OEM). En 1866, Loomis propose et démontre la possibilité de transmettre de l'information par ondes radioélectriques. La théorie de Maxwell est alors décrite par 20 équations à 20 inconnues souffrant d'un manque de symétrie formelle. Il faudra attendre 1886, pour qu'Heaviside déduise les 4 équations sous la forme vectorielle que l'on connaît aujourd'hui et élimine par là même les problèmes de manque de symétrie. Enfin, en 1888, Hertz confirme expérimentalement l'existence des OEM (émission et détection d'onde de longueur 5 m et 50 cm) [13] ce qui allait ouvrir l'ère des radiocommunications.

1.2.2 Les communications filaires électriques

L'invention du télégraphe électrique, souvent attribuée à S. Morse, est en fait le fruit des travaux de J. Henry [14]. En effet, il démontra au public en 1831 par une liaison de

1500 m à Albany dans l'état de New-York, la faisabilité du télégraphe électrique et ce fut S. Morse qui le breveta lors d'une démonstration pratique en 1837. La première liaison télégraphique liant Washington et Baltimore fut opérationnelle en 1844 (transmission du message "*What hath God wrought?*" le 24 Mai) et permettait de transmettre des caractères sous la forme du code de Morse. Ce code, inventé par Alfred Lewis Vail, associant un mot court pour les caractères les plus fréquents, fut le précurseur des méthodes de codage de source à longueur variable. Il est intéressant de remarquer que cette première forme de communication électrique constitue une communication numérique ternaire (trois états constitués par un contact de courte durée, un contact de longue durée et un intervalle). En 1858, le premier câble télégraphique reliant l'Europe aux Etats-Unis fut installé. En 1876, l'ère de la téléphonie commença avec Graham Bell qui fonda la *Bell Telephone Company*. Plusieurs composants, comme le microphone en carbone, l'amplificateur triode inventés par Lee DeForest en 1906, permirent d'améliorer considérablement la qualité du téléphone au début du vingtième siècle et de rendre opérationnelle la première liaison téléphonique transcontinentale. Le premier commutateur automatique (électromécanique) a été développé en 1897 par Strowger et a été utilisé pendant plusieurs décennies pour enfin laisser place, grâce à l'invention du transistor, au commutateur électronique, beaucoup plus économique, utilisé pour la première fois en juin 1960 dans l'Illinois. En 1956, le premier câble transatlantique téléphonique était opérationnel. Durant les 40 dernières années, les fibres optiques ont largement remplacé les paires torsadées et l'évolution de l'électronique a permis une miniaturisation et un moindre coût des équipements.

1.2.3 Les communications sans fil par ondes radioélectriques

Les communications sans fil utilisent comme support les OEM ou les ondes acoustiques. Les ondes acoustiques sont mieux adaptées aux communications sous-marines alors que les OEM sont au contraire mieux adaptées aux communications dans les airs. On ne présente ici que les communications sans fil par OEM et plus précisément par ondes radioélectriques.

En 1890, Edward Branly invente le tube à limaille (lorsqu'une étincelle est émise à proximité du tube, il devient conducteur) qu'il appelle le radioconducteur et qui sera nommé cohéreur par Lodge en 1894 [15]. La détection des ondes devient possible mais, pas plus que Hertz, Branly ne semble avoir prévu l'application de sa découverte à la réception des signaux transmis sans fil. En 1892, William Crookes, le découvreur des rayons X, a l'idée de la télégraphie sans fil sur de longues distances par ondes radioélectriques utilisant un émetteur et un récepteur bien accordés [14]. Lodge et Muirhead démontrent en 1894 la possibilité de communiquer en Morse par ondes radioélectriques en transmettant des signaux longs et courts, sur une distance relativement petite, à travers deux murs en pierre. En 1895, Alexander Popov mène des expériences de détection d'orage avec le radiodétecteur de Branly. La même année, Guglielmo Marconi réalise une communication télégraphique sans fil par onde radioélectrique de 2,4 km à l'aide d'une bobine Ruhmkorf dans l'émetteur et d'un cohéreur dans le récepteur et en 1897, une transmission de 18 miles entre un bateau et Needles sur l'île de Wight. Il quitte l'Italie pour fonder en Angleterre la première compagnie de transmission sans fil, appelée d'abord *Wireless Te-*

Telegraph and Signal Company Ltd., puis *Marconi's wireless Telegraph Co. Ltd.* en 1900. La collaboration entre l'industriel français Ducretet et Popov conduit à la production d'appareils permettant d'améliorer les performances et les conditions d'exploitation de ce qu'on appelle désormais la *télégraphie sans fil* ou *radiotélégraphie*. Brown propose en 1899 de mettre en réseau plusieurs antennes espacées d'une demi longueur d'onde afin d'obtenir des transmissions directives et invente l'antenne parabolique. La même année, Fessenden réalise la première transmission de la parole par voie radioélectrique à une fréquence porteuse de 10 kHz.

Le 12 Décembre 1901, Marconi reçoit un signal radio d'une longueur d'onde de 800 m, à Signal Hill en Terre Neuve, ayant été émis de Cornouailles en Angleterre à une distance de 1700 miles. C'est la première véritable liaison sans fil à grande distance. En fait, Marconi a surtout deviné les potentialités de la nouvelle technique pour les communications à longue distance. Les premières applications de la télégraphie sans fil concernent les bateaux mais ce n'est qu'à partir du naufrage du *Titanic* en 1912 que l'on en saisit l'importance. En 1902, Heaviside et Kennelly aux Etats-Unis, suggéraient que les ondes pouvaient contourner la terre par réflexion ionosphérique à des fréquences inférieures à 30 MHz. Cette hypothèse, défendue en France par Blondel et Poincaré, sera vérifiée quelques années plus tard et sera à la base du développement des télécommunications intercontinentales pendant un demi-siècle. La même année, Ehret invente un système permettant de transmettre et recevoir des signaux codés ou de la parole. En 1905, Fessenden démontre la *téléphonie sans fil* ou *radiotéléphonie* en transmettant la parole et la musique sur un canal radio au moyen d'ondes entretenues par des alternateurs et d'une modulation d'amplitude (MA). En 1907, Pickard développe un système de recherche de direction d'arrivée qui équipera les bateaux de guerre de la première guerre mondiale : c'est le début des systèmes radar. Fessenden utilise pour la première fois le terme *modulation* dans un article de 1907, terme qui sera réutilisé par Pierce et Fleming dans un livre publié en 1910. Un émetteur permettant de transmettre de la musique à plus de 500 miles est monté en haut de la tour Eiffel. En 1916, Roger découvre qu'il est possible de communiquer par ondes de sol dans la gamme des moyennes fréquences (entre 30 kHz et 3 MHz). En 1921, Armstrong invente la modulation de fréquence (MF). Carson analyse les modulations MA et MF d'un point de vue théorique et montre que la MF utilise une largeur de bande supérieure à la MA [16], contrairement à ce qui était pensé auparavant. Pendant la première moitié du 20^{ième} siècle les radiocommunications et la radiodiffusion intercontinentales se feront par réflexion ionosphérique à des fréquences généralement inférieures à 30 MHz. Les applications radiomobiles apparaissent pour la première fois en 1921 (voir section 1.2.5). La seconde guerre mondiale, en accélérant le progrès technique, donnera naissance à de nouveaux moyens de radiocommunication tels que les faisceaux hertziens en visibilité dont la technique est issue du domaine du radar.

Les inventions du transistor par Walter Brattain, John Bardeen et William Shockley en 1947, du circuit intégré par Jack Kilby et Robert Noyce et du Laser par Townes et Schawlow en 1958, vont rendre possible le développement de circuits électroniques rapides de petite taille, de faible consommation et de faible poids, utilisés dans les systèmes micro-ondes à large bande et les satellites. Les premiers téléphones mobiles commercialisables apparaissent en 1947 (Bell system) dans la ville de St Louis [17]. A partir de la fin des années 50, l'analyse de la propagation va se diversifier et les techniques vont permettre

d'émettre des puissances de l'ordre du kW à des fréquences de plus de 1000 MHz [18]. Cela va permettre l'émergence de nouveaux types de liaisons comme les liaisons transhorizons par diffusion troposphérique [5, 18, 19]. La première liaison de ce type date de 1953 et permettait de transmettre 60 canaux téléphoniques sur 300 km à des fréquences variant de 400 MHz à 900 MHz. Le concept cellulaire, imaginé au début des années 50 par les laboratoires Bell pour faire face à un nombre important d'utilisateurs ne sera utilisé qu'au début des années 80. En juillet 1962, la première liaison de télécommunication par satellite (avec *Telstar I*) entre Pleumeur Bodou et Andover va marquer le commencement d'une nouvelle ère dans les communications à très grande distance. Les gammes de fréquence utilisées allaient considérablement augmenter.

En définitive, on peut séparer en trois grandes périodes, l'histoire des radiocommunications. Une première période expérimentale durant la dernière décennie du 19^{ième} siècle où plusieurs liaisons de plus ou moins courte distance sont testées et où quelques appareils permettant celles-ci sont développés. Une deuxième période commençant au début du 20^{ième} siècle et s'étalant jusqu'à la fin de la deuxième guerre mondiale avec l'esprit entrepreneur de Marconi qui va donner lieu à une exploitation pratique voire commerciale des radiocommunications (radiodiffusion, communication entre bateaux ...). Durant cette période, les techniques de modulation analogique sont mises au point et étudiées. Des applications de recherche de direction d'arrivée et de radar voient le jour. Les fréquences utilisées sont alors généralement inférieures à 30 MHz et la propagation par réflexion ionosphérique est largement utilisée. Enfin, une dernière période où l'invention du transistor, du circuit intégré et du laser couplé à une théorie des communications digne de ce nom vont favoriser l'étude et le développement de nouveaux types de liaisons sans fil (troposphérique, satellite, radiomobile, cellulaire, ...).

1.2.4 Théorie des communications

La théorie des communications est une théorie mathématique faisant abstraction du milieu physique et du système concernés par la transmission. Les premiers travaux portant sur la théorie des communications remontent aux travaux de Carson en 1922 [16] sur l'analyse théorique des modulations. Les débuts des communications numériques modernes sont le fruit des travaux de Nyquist et Küpfmüller, où ils déterminent chacun de leur côté le débit maximal d'un signal qui peut être transmis sans interférence entre symboles (IES) pour une largeur de bande donnée [20–22]. Ce débit est aujourd'hui appelé le débit de Nyquist et est égal à $2W$ impulsions par seconde où W représente la largeur de bande en Hz. Nyquist et Hartley [22, 23] établissent le théorème du débit maximal en bit/s dans un canal sans bruit comme $2W \times \log_2(L)$ où L est le nombre de niveaux discrets du signal. Nyquist décrit aussi les conditions sur les formes d'ondes permettant d'éviter les IES. Le théorème de Nyquist est l'équivalent du théorème d'échantillonnage pour des signaux à bande limitée précisé en 1948 par C.E. Shannon [24, 25]. Une autre avancée significative dans le domaine des communications peut être attribuée à Wiener [26, 27]. On lui doit le travail sur l'analyse harmonique généralisée (analyse spectrale des signaux déterministes et aléatoires) et, en particulier, sur le problème de l'estimation d'un signal utile en présence d'un bruit additif (théorie de la détection). En 1942, Wiener a déter-

miné le filtre linéaire dont la sortie minimise l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) avec le signal utile. Ce filtre porte le nom de filtre linéaire optimal ou filtre de Wiener. Ce problème de filtrage est à la base des problèmes de démodulation et plus particulièrement des problèmes d'égalisation linéaire. C'est Wiener qui le premier a introduit le terme *information* dans le contexte des communications et a développé, parallèlement à Shannon, la théorie de l'information. Un autre type de filtrage, appelé filtrage adapté, a été analysé par North en 1943 dans le contexte du radar [28, 29]. Le filtre qui en découle permet de maximiser le rapport de la puissance du signal sur celle du bruit (RSB) à sa sortie. Il est à la base des techniques de diversité, du récepteur Rake et des méthodes de détection dans un contexte radar. En 1946, Gabor présente une nouvelle méthode d'analyse des signaux dans laquelle temps et fréquence jouent un rôle symétrique et qui contient comme cas particulier l'analyse temporelle et l'analyse fréquentielle [30]. Il généralise par là même la notion de fréquence introduite par J. Fourier (le concept de fréquence généralisée a été proposé par Carson en 1922 et rebaptisé en 1937 *fréquence instantanée* par Carson et T.C. Fry dans le contexte de la MF). Sa méthode permet d'établir une meilleure interprétation physique que celle offerte par la transformée de Fourier (TF) pour tous les signaux dont la fréquence instantanée varie comme, par exemple, les signaux utilisés en MF. Il démontre dans [30], en se basant sur les travaux effectués en physique quantique, que les domaines temporel et fréquentiel sont reliés par une relation d'incertitude. Les travaux de Gabor, et en particulier la transformée qui porte son nom, sont à la base des méthodes d'analyse et de synthèse temps-fréquence et temps-échelle.

En 1948, C.E. Shannon présente un papier de référence sur la théorie des communications en présence de bruit additif [24]. Il établit les fondements mathématiques de la théorie de l'information et dérive les limites fondamentales pour un système de communication numérique (qui par application du théorème d'échantillonnage peut s'appliquer aux communications analogiques). C'est une extension des travaux de Hartley et Nyquist prenant en compte le bruit additif et l'aspect aléatoire intrinsèque aux communications. Il a formulé le problème de la transmission efficace de l'information en termes statistiques en utilisant un modèle probabiliste de la source d'information et du canal de communication. Il a démontré que les effets de contrainte de puissance et de largeur de bande sur un émetteur, ainsi que la présence de bruit, peuvent être associés à un canal donné en incorporant un seul paramètre appelé *capacité du canal* et égal à $C = W \times \log_2(1 + \text{RSB})$ en bit/s. La signification de cette capacité est la suivante : si le débit d'une source est inférieur à la capacité, il est théoriquement possible d'obtenir une transmission efficace, c'est à dire une transmission sans erreur, avec un codage approprié. Par contre, si le débit est supérieur à la capacité, il est impossible, quels que soient les traitements utilisés en émission et en réception, d'obtenir une transmission sans erreur. Si Shannon fournit les limites théoriques, il ne donne pas les moyens pour obtenir de tels codes. Sa théorie est donc plutôt une ouverture posant les bases théoriques dans le domaine des communications numériques qu'une finalité. Sa théorie n'aura un réel impact sur la conception des systèmes de communication qu'à partir des années 1960 pour des raisons essentiellement technologiques. Le travail de Kotelnikov [31] en 1947 représente aussi une importante contribution dans la théorie des communications où il propose une analyse de divers systèmes de communication basée sur une approche géométrique. Cette approche sera, en 1965, développée par Wozencraft et Jacobs [32].

A la suite des travaux de Wiener, Shannon et Kotelnikov, le travail s'est porté sur la recherche de codes efficaces permettant d'approcher la limite de Shannon. On peut citer les premiers travaux sur les codes détecteurs et correcteurs d'erreurs permettant de combattre les effets du canal à bruit additif effectué par Hamming en 1950 [33]. Le travail sur la théorie de l'information n'a cessé de se développer [34] et a permis la conception des systèmes de communication actuels devant faire face aux canaux à évanouissements [35].

1.2.5 Les communications radiomobiles et cellulaires

Les communications radiomobiles ont commencé dès le début du 20^{ième} siècle, pour les applications de télégraphie sans fil dédiées aux bateaux, puis dans les années 20 pour la téléphonie sans fil. Des expérimentations de téléphones sans fil sur des bateaux ont été menées à partir de 1919, puis en 1929, un système commercialisable apparaissait. Ces systèmes étaient très volumineux et gourmands en énergie mais cela n'était pas pour les navires une grosse contrainte. Par contre, réduire la taille tout en gardant une certaine robustesse du système pour les véhicules terrestres était beaucoup plus difficile. En 1921, le service de police de Détroit, sous la direction de Rutledge, effectue des mesures de champ reçu dans la bande des 2 MHz afin d'équiper ses véhicules d'un système de radio-communication [17, 36]. Suite à des problèmes de taille et de sensibilité aux mouvements des récepteurs, qui furent résolus par le développement d'un récepteur superhétérodyne, ce système ne fonctionna qu'en 1928 : ce fut le premier système radiomobile de téléphonie sur véhicules terrestres [36]. Dans le début des années 30, des émetteurs-récepteurs mobiles furent développés et rendirent opérationnels un système bilatéral pour la première fois dans le service de police de Bayonne, dans le New Jersey. Cependant, l'utilisation d'un récepteur très sensible proche d'un émetteur très puissant ne rendait possible la transmission qu'en alternat. Les phénomènes de propagation, comme les évanouissements ou les zones d'ombre déjà connus des systèmes fixes à fixes, devenaient avec les systèmes radiomobiles beaucoup plus rapides et les performances n'étaient pas toujours satisfaisantes. Ceci n'empêcha pas le rapide développement de ce type de systèmes pour la police et les services d'incendie si bien que les premières congestions spectrales nécessitèrent l'attribution de nouveaux canaux. Une grande révolution dans les communications radiomobiles est due au développement par Armstrong de la MF. En effet, ce type de modulation est plus robuste que la MA vis à vis des variations de puissance dues au canal et nécessite une puissance émise moindre. Ces deux atouts sont particulièrement adaptés aux contraintes radiomobiles qui nécessitent des émetteurs peu encombrants et font subir des évanouissements rapides de la puissance du signal reçu. La MF permet aussi une plus grande robustesse face aux interférences présentes dans la même bande et une discrétion accrue ; ce qui intéressera l'industrie militaire américaine pendant la seconde guerre mondiale. Notons la similarité des propriétés de la MF avec celles de l'étalement de spectre.

Jusqu'à la seconde guerre mondiale, il n'y a pas d'exploitation réellement commerciale des communications radiomobiles : ces techniques sont réservées à la police, aux pompiers ou à l'armée. L'ouverture au domaine public va entraîner une augmentation du nombre d'utilisateurs (quelques milliers en 1940 à 86000 en 1948, 695000 en 1958 et à peu près 1,4 millions en 1963 aux Etats-Unis [36]) qui va nécessiter d'une part une réduction

des largeurs de bande par canal (augmentation du nombre de canaux) et d'autre part l'introduction du partage automatique des ressources, c'est à dire des fréquences. Les premiers téléphones mobiles commercialisables apparaissent en 1946 (*Bell system*) dans la ville de St Louis [17] et en moins d'une année, plus de 25 villes américaines sont équipées permettant ainsi à n'importe qui d'envoyer ou de recevoir un appel téléphonique d'une voiture en mouvement. Il n'y a alors qu'un seul émetteur de forte puissance pour chaque métropole ayant une portée de l'ordre de 80 km. Le premier service téléphonique entièrement automatique est mis en service en 1948 à Richmond dans l'Indiana. La MF telle qu'elle était utilisée à ce moment (120 kHz d'espacement pour une largeur de bande utile estimée à 3.5 kHz pour la voix) allait montrer ses limites vis à vis de sa faible efficacité spectrale et par la même du faible nombre de canaux pour une même station de base. Cette efficacité spectrale fut quadruplée entre la fin de la guerre et le début des années 60 en diminuant l'espacement entre canaux à 25-30 kHz. Ceci a nécessité un réel effort dans la conception des récepteurs MF. Ces efforts ont largement contribué au développement cellulaire des années 60. Dans les premiers systèmes radio, l'émetteur et le récepteur étaient tous deux conçus pour opérer sur une fréquence fixe spécifique. L'autre amélioration technologique réside dans les systèmes radios à ressources partagées, où tous les canaux de fréquence peuvent être accessibles à tous les utilisateurs, ce qui permet d'augmenter considérablement le nombre d'utilisateurs. En effet un canal est loin d'être occupé continuellement par un même utilisateur. La mise en oeuvre de tels systèmes a nécessité une évolution technologique des émetteurs et des récepteurs. Les systèmes utilisant deux quartz calés sur deux fréquences différentes ont laissé la place aux synthèses de fréquence électroniques vers la fin des années 60. Dans le milieu des années 60, un ensemble de possibilités étendues, réunissant le partage de la ressource automatique, la numération directe et le service duplex, fut proposé sous le nom d'*Improved Mobile Telephone Service* (IMTS). L'IMTS fut le sommet de trois décennies de développements de la MF analogique et le précurseur de la radio cellulaire.

La radiocellulaire n'est pas à proprement parler une nouvelle technologie mais plutôt un nouveau concept, puisque les parties radios utilisées sont les mêmes que pour les autres systèmes radiomobiles. C'est une idée qui ne nécessita pas, pour sa mise en place, un changement fondamental de la technologie utilisée dans l'IMTS mais simplement une meilleure utilisation des mêmes ressources. L'idée cellulaire apparaît dans les laboratoires *Bell system* vers la fin des années 40 dans l'esprit de ceux qui devaient faire face aux problèmes de congestion de spectre. Contrairement aux systèmes précédents, où l'approche consistait, comme dans les systèmes de radiodiffusion ou de télévision, à placer un émetteur de forte puissance au sommet du plus haut point de la zone pour obtenir la portée la plus grande possible, il fallait au contraire utiliser un émetteur de faible puissance de manière à réduire la portée maximale à quelques kilomètres. En créant de multiples cellules, il devenait alors possible de réutiliser les mêmes ressources spectrales, à part dans les cellules adjacentes afin d'éviter les problèmes d'interférence entre cellules. En fait, la réutilisation spectrale était déjà appliquée pour la radiodiffusion et la télévision, mais il faut bien noter que le but était bien différent voire opposé puisqu'il consistait à réduire le nombre d'émetteurs en augmentant la portée et non pas à augmenter le nombre de canaux. Avec ce nouveau concept, il était toujours possible de réduire la taille des cellules afin d'augmenter le nombre de canaux par MHz et par kilomètre au carré. Seul le coût devenait une contrainte et c'est pourquoi on a proposé la division cellulaire qui

permet, selon les circonstances, d'augmenter le nombre de cellules en réduisant leur puissance d'émission et donc leur taille. Ceci amène à l'idée de plusieurs cellules de différentes tailles (macro, micro et picocellule) selon la densité d'utilisateurs par unité de surface. Les automobiles se déplaçant de cellules en cellules, on inventa le transfert automatique de cellule, encore appelé handover en anglais. Ceci nécessita la création d'une couche réseau au-dessus des cellules individuelles. Le transfert automatique de cellule devait permettre une commutation, la plus transparente possible pour l'utilisateur, vers la station de base permettant le meilleur bilan de puissance.

Si l'idée cellulaire est vieille, sa mise en place commerciale fut longue suite à des conflits d'allocation de fréquence avec les services de télévision. Le développement commercial de tels systèmes ne pouvait se faire jusqu'à ce que la FCC ne décide, en 1970, l'allocation de 75 MHz dans la bande des 840 MHz pour les services mobiles. *AT&T* a mis en place une série de propositions techniques sous le nom d'AMPS pour *Advance Mobile Phone Service* décrivant l'architecture d'un réseau radiomobile. *Motorola* de son côté avait le quasi monopole des équipements mobiles. Les chercheurs de *Bell system* ont quant à eux développé des systèmes de communications numériques pouvant remplacer les systèmes traditionnels basés sur la MF. Suite aux querelles politiques entre les acteurs industriels pendant les années 70, les premiers systèmes cellulaires analogiques opérationnels n'apparurent qu'à partir du début les années 80. Tous ces systèmes étaient basés sur l'Accès Multiple par Répartition de Fréquence (AMRF), le duplex par division de fréquence (FDD), la MF pour la parole, et la modulation par déplacement de fréquence (MDF) pour la signalisation. En France, ce système démarra en 1986 sous le nom de *Radiocom 2000* avec 512 canaux espacés de 12.5 KHz dans la bande des 420 MHz. Les systèmes numériques apparurent dans les années 90 avec le GSM (*Global System for Mobile communication*) et le D-AMPS (Digital AMPS) ou IS-136 aux Etats-Unis en 1991. L'IS-95 apparut aux Etats-Unis et en Asie en 1995. Ces systèmes fonctionnent dans la gamme des 900 MHz et dernièrement dans la gamme des 1800 MHz avec le DCS (*Digital Communication System*).

1.3 Une chaîne de communication numérique

Le but d'un système de communication est de transmettre de l'information ou des messages d'un point à un ou plusieurs autres. Ces points sont généralement séparés géographiquement.

La source peut être de différentes natures telles que la voix, l'image, le texte, ou plus généralement des données informatiques. La sortie d'une source est par nature aléatoire, puisqu'elle n'est pas connue a priori par le destinataire. Néanmoins certains messages déterministes, comme les séquences pilotes, peuvent être générés dans l'émetteur afin de servir au bon fonctionnement du récepteur. A part pour les données informatiques, un transducteur est généralement indispensable afin de transformer la grandeur de sortie de la source en grandeur adéquate à l'émetteur, dans notre cas en signal électrique. Par exemple, un microphone transforme un signal de nature acoustique en un signal de nature électrique et le haut-parleur joue le rôle inverse. De plus pour les systèmes numériques,

des opérations de quantification et d'échantillonnage sont nécessaires. Dans la suite, on appelle source d'information la sortie du transducteur si celui-ci existe.

D'une manière générale, un système de communication comprend un émetteur, un récepteur et un support ou milieu de transmission appelé *canal de transmission*. L'émetteur est chargé d'adapter la source au milieu de transmission alors que le récepteur effectue l'opération inverse à partir du signal reçu. Dans le cas de transmission sans fil par voie radioélectrique, il s'agit d'adapter le signal électrique au milieu de propagation par le biais de différents traitements puis d'un transducteur transformant le signal électrique en ODM, en l'occurrence une ou plusieurs antennes. Les opérations duales sont effectuées au niveau du récepteur afin de tenter de retrouver le message d'origine à partir du champ électromagnétique reçu. Cette description est très générale et il convient de séparer les différents systèmes de transmission selon la nature des signaux considérés dans l'émetteur et le récepteur.

Les signaux rencontrés en pratique peuvent être considérés à puissance ou à énergie finie. En plus de cette caractéristique, il est possible de discerner quatre classes de signaux selon le caractère discret ou continu de l'axe temporel et de l'amplitude de la grandeur transmise [37]. Les deux classes les plus communes sont les transmissions analogiques (variation continue de l'amplitude) et numériques (axe temporel et amplitude discrets). Il faut noter que la distinction ne porte ni sur la nature de la source ni sur celle du signal porteur d'information. En effet, toute source analogique à bande finie peut être transformée en source numérique par la double opération d'échantillonnage et de quantification adéquate en respectant le théorème de Shannon. N'importe quelle source, qu'elle soit naturellement numérique (télégraphe ou données informatiques par exemple) ou analogique, peut donc être transmise par le biais d'une communication numérique. Le milieu de transmission physique autorise uniquement la transmission de signaux analogiques, ce qui nécessite de convertir l'information numérique en un signal analogique avant sa transmission effective à travers le milieu. On s'intéresse, dans la suite, aux systèmes de communication numérique qui peuvent être représentés par le diagramme de blocs fonctionnels montré par la figure 1.1. Notons que ces séparations en blocs tendent de plus en plus à s'effacer mais elles permettent de mieux cerner les différentes fonctions mises en jeu dans un tel système. D'ailleurs, un système ne peut être optimal que s'il considère conjointement les différentes fonctions.

1.3.1 Le système de communication numérique

Une chaîne de communication numérique est constituée de 3 grandes fonctions en émission et leurs duales en réception :

- le codage de source,
- le codage de canal,
- la modulation ou codage binaire à signal.

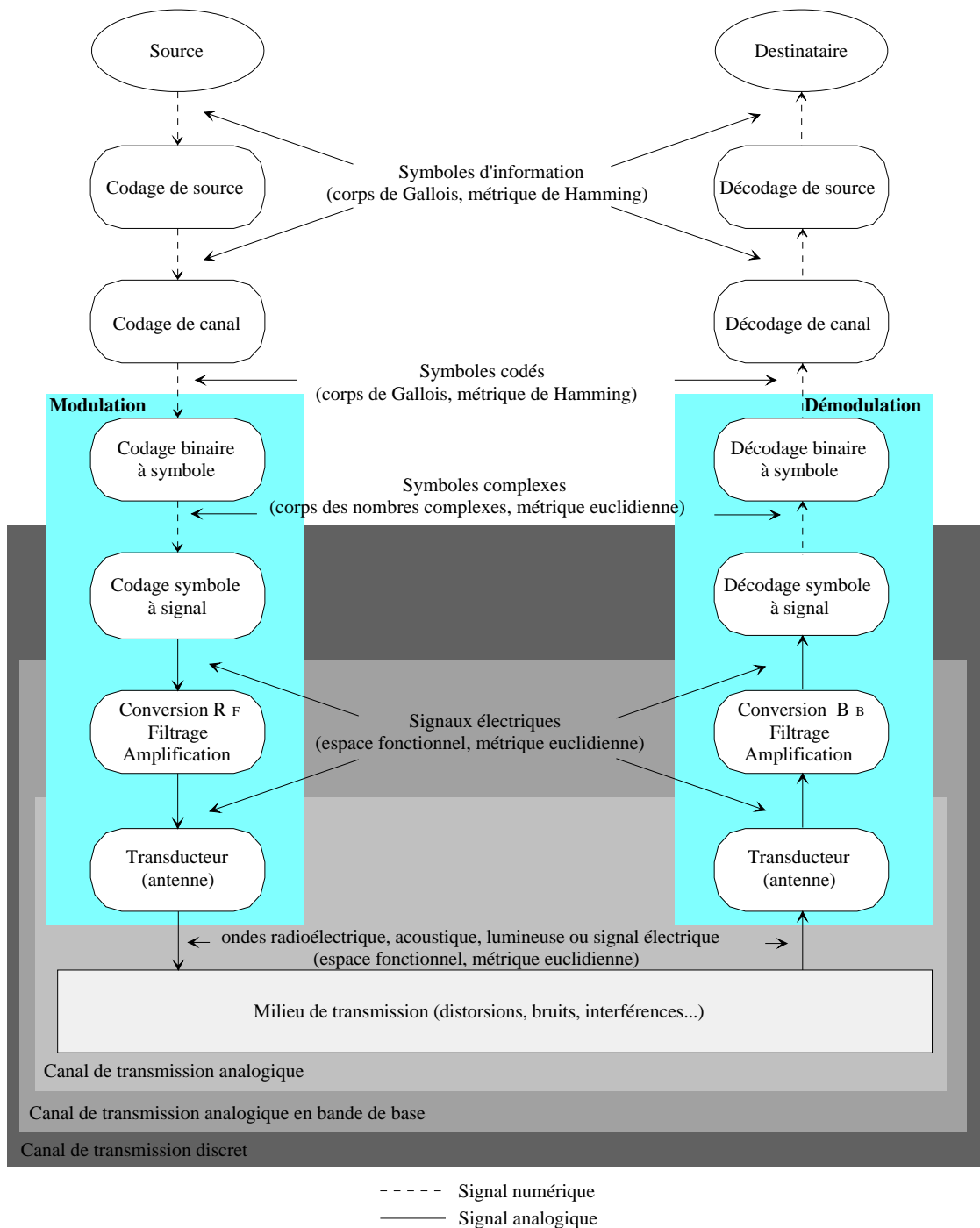


FIG. 1.1 – Schéma de principe d'une chaîne de communication numérique

D'une manière générale, la source délivre des symboles prenant leurs valeurs dans un alphabet fini. La source est souvent binaire et l'alphabet ne contient alors que deux éléments notés par convention 0 et 1. Si l'alphabet comporte M éléments, on parlera de source M -aire. La source est caractérisée par un débit alphabétique exprimé en symboles par seconde (ou Bauds) et un débit d'information en Shannon par seconde (ou bit/s) [38]. Si une source délivre des symboles indépendants dont les valeurs sont équiprobables, on dit que la source est idéale dans le sens où elle maximise le débit d'information. Ainsi une source binaire idéale est caractérisée par un débit d'information égal au débit alphabétique. Dans la suite, on traite le cas de source binaire. Le but du codage de source est de représenter la source, qu'elle soit analogique ou numérique, avec un minimum de bits sans en diminuer la quantité d'information, c'est à dire de délivrer une source aussi proche que possible d'une source idéale. Cette séquence binaire en sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Notons que le code utilisé doit permettre d'effectuer l'opération inverse de décodage dans le récepteur. Cette séquence d'information est caractérisée par ce que l'on appelle le débit numérique $D = 1/T_b$ bit/s (où T_b est le temps bit en s) et son entropie mesurant à partir de la probabilité respective des éléments de l'alphabet, la quantité d'information (l'entropie est toujours comprise entre 0 et 1).

Après cette opération de réduction du nombre de données, le codage de canal introduit au contraire de la redondance afin de rendre la transmission plus robuste. En effet, cette redondance pourra être utilisée en réception pour faire face aux différentes sources de bruit et d'interférence afin de détecter voire corriger les erreurs commises. Afin de quantifier cette redondance on définit le rendement du code, c'est à dire le rapport entre le nombre d'éléments binaires en entrée et le nombre d'éléments binaires en sortie. Cette valeur est donc toujours inférieure ou égale à 1 et le cas particulier d'une valeur égale à 1 signifie qu'il n'y a pas de codage c'est à dire aucune redondance. Il existe deux grandes familles de codes correcteurs d'erreurs, les codes en bloc et les codes convolutifs [27]. Les codes en bloc, étudiés pour la première fois par Hamming en 1950 [39], où les blocs de sortie sont indépendants les uns des autres (pas d'effet de mémoire) sont plus efficaces dans le cas d'erreurs par paquets. A l'inverse, les codes convolutifs, étudiés pour la première fois par Elias 1955 [39], engendrent un effet de mémoire qui les rend au contraire plus efficaces contre des erreurs indépendantes. Pour certains types de canaux dits à mémoire, les erreurs de transmission sont corrélées et arrivent par paquets. Afin d'améliorer le pouvoir correctif des codes, il est possible de modifier les statistiques d'apparition par des techniques d'entrelacement/désentrelacement en blocs ou convolutives. On peut aussi envisager la concaténation, en série ou en parallèle, de différents codes. Les turbocodes basés sur ce principe et sur le décodage itératif ont permis d'atteindre des performances jusqu'alors inégalées avec une complexité acceptable [40,41]. Plus récemment, en 1998, les codes temps-espace [39,42] adaptés aux communications sans fil multi-antennes et leurs critères de construction ont fait leur apparition avec, en particulier les travaux, de Tarock et Alamouti. Ceux-ci permettent d'obtenir un gain de codage et/ou un gain de diversité (spatiale). Pour plus de détails sur le codage et son historique, on peut se reporter à [43].

L'opération de modulation numérique a pour fonction d'associer au message numérique un signal analogique dont les caractéristiques sont adaptées au milieu de transmission et plus généralement aux conditions de la transmission. Elle doit tenir compte de la possible utilisation du milieu de transmission par d'autres systèmes ou par d'autres

liaisons dans le cas d'un système multi-utilisateur. Cette opération est appelée modulation car les données numériques sont transmises en modulant un ou plusieurs paramètres d'un signal analogique (amplitude, phase et/ou fréquence). On peut classer les modulations en 4 classes : les modulations à mémoire ou sans mémoire, linéaires ou non-linéaires (NL) [44]. On peut citer comme modulation linéaire sans mémoire, les modulations MDP (Modulation par Déplacement de Phase), MDA (Modulation par Déplacement d'Amplitude) ou MAQ (Modulation d'Amplitude en Quadrature), comme modulation NL sans mémoire, la MDF, comme modulation linéaire à mémoire, les modulations différentielles, et enfin comme modulations NL à mémoire, les MPC (Modulations à Phase Continue). La modulation numérique comporte une opération de codage binaire à symbole (CBS), une opération de codage symbole à signal (CSS) et enfin des organes d'électronique analogique et un transducteur. Souvent, le terme de modulation numérique n'englobe que le CBS et le CSS, les transformations engendrées par les organes d'électronique analogique n'étant pas propres aux modulations numériques.

Le CBS vise à associer à un ensemble donné de n bits un mot parmi $M = 2^n$ souvent représenté dans le plan complexe (dans le cas des MDF, par exemple, des axes supplémentaires correspondants aux différentes valeurs de fréquence doivent être utilisés dans la représentation). On parle alors de modulation M -aire. On associe à cette modulation le débit symbole, encore appelé rapidité de modulation, égal à $R = 1/T_s = D/n$ Bauds (où T_s est le temps symbole en s). Le CSS associe à chaque symbole une forme d'onde particulière. Cet étage comprend généralement des opérations d'adaptation du rythme d'échantillonnage, de filtrage et de conversion numérique analogique (CNA). Les formes d'ondes doivent être choisies de manière à ce qu'elles soient orthogonales pour deux symboles différents dans la séquence d'un même utilisateur (ou de deux symboles appartenant à deux utilisateurs différents dans le cas de systèmes multi-utilisateurs). La forme d'onde la plus naturelle serait la fonction porte de largeur T_s puisqu'elle n'engendre aucune superposition des symboles et ne nécessite pas de dispositif complexe de synchronisation des instants d'échantillonnage. La contre-partie de ce type de fonction aux variations brutales réside dans son grand encombrement spectral. En fait, il s'agit de trouver des formes d'onde permettant de limiter la largeur de bande tout en vérifiant le critère de Nyquist [38] (forme d'onde pouvant s'étaler sur plusieurs T_s pourvu qu'elle soit nulle aux instants d'échantillonnage, afin d'éviter les IES). Ce choix doit tenir compte de la complexité de réalisation mais aussi de la sensibilité à l'instant d'échantillonnage. Une fonction assez souple répondant à ces critères, et en conséquence souvent utilisée, est la fonction en cosinus surélevé. Remarquons que le critère de Nyquist doit être respecté sur l'ensemble de la chaîne et c'est pourquoi on utilise généralement deux filtres en racine de Nyquist, un pour l'émission et un pour la réception. La répartition optimale de ces filtres en présence de bruit est l'équirépartition entre l'émission et la réception [38, 45]. L'utilisation de certaines techniques telles que l'étalement de spectre, ou les modulations multiporteuses nécessitent des traitements supplémentaires avant la CNA.

Le signal analogique ainsi généré subi généralement des opérations de transposition de fréquence, d'amplification, et de filtrage. Le signal modulé en sortie est alors un signal analogique électrique et un dernier étage de transduction est nécessaire afin de transformer cette grandeur électrique en une grandeur adaptée au milieu de transmission. Dans le cas des transmissions sans fil par voie radioélectrique, on utilise une antenne (ou un

réseau d'antennes). L'antenne permet de transformer les signaux électriques analogiques en un signal spatio-temporel, c'est à dire en une OEM dans le cas d'une liaison radio-électrique. Elle effectue une mise en forme spatiale du signal. Ces organes indispensables d'électronique analogique et leurs duaux en réception provoquent des dégradations sur le signal transmis, notamment sur la forme d'onde, entraînant ainsi des écarts par rapport au système théorique.

Le signal émis se propage ensuite à travers le milieu de transmission ce qui a pour effet d'introduire des distorsions et du bruit. Les dégradations engendrées sur le signal transmis par le milieu et les organes analogiques d'émission/réception seront présentées ultérieurement.

Les opérations effectuées en réception sont les duales des opérations effectuées à l'émission. D'abord, la démodulation consiste à partir du signal reçu, qui est un signal spatio-temporel sous forme d'OEM dans le cas d'une liaison sans fil par voie radioélectrique, à reconstituer au mieux la séquence numérique émise. Le transducteur de réception sert d'interface entre le milieu et le récepteur. C'est une antenne qui joue ce rôle dans le cas des liaisons par voie radioélectrique. Elle sert dans ce cas d'échantillonneur spatial. La démodulation est généralement plus complexe car elle fait intervenir des opérations d'estimation et de détection devant faire face, dans le cas cellulaire, à la contrainte multi-utilisateurs. Elle peut être constituée, en plus des opérations duales des étages présents dans l'émission, d'étages de récupération de porteuse et de rythme d'échantillonnage, d'estimation des distorsions subies lors de la transmission, de filtrage (filtre adapté à la forme d'onde, égalisation ...) et/ou de détection des symboles/bits. Les informations de redondance ajoutées par le codage de canal sont ensuite exploitées pour détecter et généralement corriger les erreurs de transmission. Le message numérique résultant est finalement passé à travers le décodeur de source (et un transducteur) rendant ainsi un signal compatible avec son traitement par le destinataire.

Si la dimension spatiale n'apparaît pas explicitement dans la figure 1.1, notons qu'elle est de plus en plus prise en compte dans les fonctions de modulation voire de codage de canal. Le codage de canal peut être considéré comme partie intégrante de la modulation en ce sens qu'il a aussi une fonction d'adaptation au canal. Dans ce sens, les modulations codées en treillis (MCT) [43] sont un exemple d'une opération conjointe de modulation et de codage. Ce type de technique est largement utilisé pour le codage temps-espace. De même, des opérations conjointes de codage de source et de canal sont envisageables.

1.3.2 Le milieu de transmission

Le milieu de transmission est l'interface entre l'émetteur et le récepteur. Il peut être artificiel comme pour les supports guidés (câble, paire torsadée ou fibre optique) ou naturel dans le cas des communications sans fil. Une caractéristique commune des milieux de transmission est l'atténuation de la puissance du signal : plus la distance entre l'émetteur et le récepteur (la longueur de guide dans le cas guidé) est grande, plus l'atténuation est élevée. Les variations d'atténuation en fonction de la distance des liaisons guidées sont généralement plus élevées que celles en espace libre (ce qui explique l'emploi fréquent

de répéteurs dans les liaisons guidées). En effet, les matériaux utilisés pour les liaisons guidées provoquent des pertes exponentielles en fonction de la distance alors que celles en espace libre, à des distances suffisamment importantes par rapport à la taille des antennes, sont polynomiales (en d^2) où d est la distance. Cette différence s'explique par le fait que pour une propagation en espace libre, l'atténuation n'est pas due à des pertes d'énergie (au moins dans le vide) mais à une répartition de l'énergie sur une sphère dont la surface augmente en d^2 . Que ce soit dans le cas guidé ou non-guidé, les propriétés et les phénomènes physiques impliqués dans le transport de l'information sont largement dépendants de la gamme de fréquence. En particulier les atténuations sont globalement croissantes avec la fréquence (pour un même milieu physique de liaison).

Dans le cas guidé, on utilise généralement des lignes filaires pour les liaisons en dessous de 300 kHz, des câbles coaxiaux entre 300 kHz et 1 GHz, des guides d'onde entre 1 GHz et 300 GHz, et enfin des fibres optiques dans le domaine de la lumière visible entre 30 THz et 3 PHz. Plus les gammes de fréquence sont élevées, plus les largeurs de bande utilisables peuvent être grandes. Les distorsions d'amplitude et de phase sont alors dépendantes de la fréquence (d'une manière généralement monotone croissante pour l'amplitude) mais très peu du temps (ou sur de très longues durées). Pour les lignes filaires, et en particulier les paires torsadées on peut assister à des phénomènes de diaphonie (télédiaphonie et paradiaphonie) et de bruits impulsifs [46].

Dans le cas de liaisons non-guidées par OEM (propagation libre), on nomme les ondes s'étendant jusqu'à environ 300 GHz, ondes radioélectriques et celles s'étendant de 30 THz à 3 PHz, ondes lumineuses (de l'infrarouge à l'ultraviolet). Il est possible de séparer en trois grands modes la propagation des ondes radioélectriques, la propagation par ondes ionosphériques, la propagation par ondes troposphériques et la propagation par ondes de sol (ondes de surface et d'espace réfléchies ou directes) [19, 47]. Les modes de propagation dépendent étroitement de la gamme de fréquences utilisée.

Dans les très basses fréquences, entre 3 et 30 kHz (longueurs d'ondes entre 100 et 10 km), la terre et l'ionosphère forment un guide d'onde permettant aux ondes de faire le tour du globe. Ces fréquences sont donc naturellement utilisées pour les communications à très grande distance et à bas débit (télégraphie et systèmes de navigation) ou pour les communications avec les sous-marins (lorsqu'ils sont proches de la surface), où les fréquences supérieures ne sont plus utilisables du fait de la trop forte atténuation dans l'eau.

Dans les basses et moyennes fréquences, entre 30 kHz et 3 MHz, le mode dominant est la propagation par onde de sol où la terre a une influence importante sur le rayonnement. Ces fréquences sont utilisées pour des liaisons de grande distance et nécessitent des antennes de grandes tailles et des puissances élevées en particulier à cause des parasites atmosphériques et du bruit industriel. Les fréquences de l'ordre du MHz sont bien adaptées à la radiodiffusion AM (largeur de bande utilisable suffisante). La nuit, les ondes de l'ordre du MHz peuvent se propager par réflexion sur la couche basse de l'ionosphère (couche D), ce qui peut créer en addition aux ondes de sol des interférences constructives ou destructives variant sur des périodes de quelques dizaines de secondes dues aux changements de hauteur de la couche D.

Dans les hautes fréquences, entre 3 et 30 MHz, les ondes de sol ne constituent plus le mécanisme dominant. Le mode de propagation prépondérant est la réflexion ionosphérique sur des couches allant jusqu'à quelques centaines de km (couches D, E et F). Les hauteurs des différentes couches varient en fonction de la position géographique sur le globe mais aussi en fonction de l'heure du jour et des saisons de l'année. A ces fréquences, les ondes peuvent faire le tour de la terre et sont donc naturellement utilisées pour la radiodiffusion internationale.

Dans les très hautes et ultra hautes fréquences, entre 30 MHz et 3 GHz, la propagation ne se fait plus par l'ionosphère mais essentiellement par des ondes de sol. Les ondes d'espace sont négligeables dans les fréquences plus basses mais sont le mode prédominant à ces fréquences. Les antennes ont des tailles raisonnables et peuvent être montées à quelques longueurs d'ondes du sol. Les largeurs de bandes disponibles permettent la radiodiffusion MF de haute qualité et la télédiffusion. La couverture est dans ce cas locale car le couple émetteur/récepteur doit être en visibilité directe. L'analyse des ondes d'espace doit prendre en compte les phénomènes de réflexions (spéculaire et diffuse) sur le sol et sur les obstacles naturels et humains, de diffraction sur des buttes naturelles ou des bâtiments mais aussi la réfraction dans la troposphère. Dans les fréquences hautes, on retrouve, en particulier les applications radiomobiles ou les faisceaux hertziens.

Dans les supers hautes fréquences, entre 3 et 30 GHz, appelées aussi micro-ondes, les liaisons nécessitent une visibilité directe. Dans le cas contraire, les atténuations peuvent être très élevées. A ces fréquences, il est possible de concevoir des antennes de petite taille tout en étant assez directives. Les micro-ondes sont utilisées pour les communications satellites (peu d'effet lors de la traversée de l'ionosphère), les liaisons terrestres point à point comme la boucle locale radio ou les faisceaux hertziens, les radars et les communications à faibles distances comme les réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments.

Dans les extra hautes fréquences, entre 30 et 300 GHz, appelées aussi ondes millimétriques, les réflexions sur le sol sont très marginales et la propagation d'un point à l'autre se fait essentiellement par trajet direct. Une caractéristique importante à ces fréquences est l'atténuation par les molécules d'eau et de l'oxygène présentes dans l'air ambiant (pics d'atténuation en particulier aux alentours de 22 et 60 GHz). Ceci entraîne, en particulier, des liaisons de très petites distances en extérieur et en intérieur avec pour conséquence une réutilisation spectrale efficace dans un contexte de réseau cellulaire. Certaines applications de communication entre satellites, entre véhicules et pour les réseaux locaux domestiques sont à l'étude dans ces gammes de fréquence [48, 49].

Les ondes acoustiques constituent un autre exemple de support physique pour le transport de l'information non guidé (généralement utilisées pour les communications sous-marines). Dans la plupart des cas précédents, la présence possible de plusieurs trajets de propagation et le mouvement des émetteurs, des récepteurs et/ou des obstacles peuvent faire apparaître des variations sélectives de l'amplitude et de la phase du signal reçu en fonction des positions de l'émetteur et du récepteur, du temps et de la fréquence.

1.3.3 La notion de canal de transmission

Il n'existe pas une définition commune du canal de transmission. En effet, celle-ci dépend essentiellement du point de vue adopté comme le montre la figure 1.1.

Ainsi, au sens de la théorie de l'information, le canal est défini comme englobant les organes de modulation, de démodulation et le milieu de transmission. L'entrée et la sortie du canal sont donc constituées d'un alphabet fini d'entrée et d'un alphabet fini de sortie généralement équivalent à celui d'entrée. Une matrice de transition détermine les probabilités des valeurs du symbole de sortie conditionnellement aux valeurs du symbole d'entrée. Le formalisme mathématique est alors basé sur le corps de Galois et la mesure utilisée sera la métrique de Hamming.

A l'opposé, si on se place du point de vue de la propagation, seul le milieu de transmission est considéré comme partie intégrante du canal et non les organes du système. Dans ce cas, on le nomme *canal de propagation* et il est décrit dans un espace fonctionnel en utilisant la métrique euclidienne. Notons que si ce canal n'inclut pas le système, seuls les phénomènes pouvant avoir une influence sur la transmission du système en question suffiront à le décrire dans une optique d'étude système. Par exemple, les phénomènes de propagation ne seront décrits que dans la bande spectrale du système en question. Ceci se comprend bien quand on remarque la grande diversité des phénomènes de propagation selon les gammes de fréquence.

Au sens de la théorie des communications portant sur les techniques de modulation numérique (CBS et CSS), le canal peut contenir certains organes du système avec les imperfections qui peuvent leur être attribuées. Ces imperfections sont considérées comme telles relativement à un modèle théorique de l'émetteur et du récepteur. Autrement dit, elles reflètent la différence entre le modèle théorique que l'on a pour cible et sa réalisation pratique. On peut ainsi inclure dans le canal, le milieu, les transducteurs d'émission et de réception (antennes par exemple), la transposition de fréquence, les amplificateurs et autres organes électroniques analogiques ; on nomme ce canal, *canal de transmission analogique*. A ce niveau, les signaux mis en jeu sont des signaux électriques et sont donc décrits par des fonctions temporelles continues. Si on inclut en plus les organes de numérisation (CNA et CAN) et le filtre de mise en forme, on le nomme *canal de transmission discret*. Le canal ainsi défini relie la séquence de nombre appartenant au corps complexe d'entrée (les symboles) à la séquence complexe de sortie. C'est souvent ce qui est entendu comme le canal de transmission dans le contexte de l'étude des communications numériques.

Que ce soit du point de vue de la propagation ou de la théorie des communications, le canal peut être représenté par son équivalent discret en bande de base [44]. Dans le contexte de la simulation numérique, c'est ce type de représentation qui est utilisé que le canal intègre ou pas les défauts des organes électroniques analogiques, des fonctions d'échantillonnage et/ou de quantification.

1.3.4 Les dégradations affectant la transmission

Les dégradations affectant une communication sont de différentes natures et se traduisent par deux effets, la distorsion (linéaire et non linéaire) du signal et l'addition de signaux non désirés au cours de son passage à travers les différentes parties d'une chaîne de communication. De plus, on peut séparer les dégradations propres au système, dites *dégradations internes* et les dégradations engendrées dans le milieu de propagation dites, *dégradations externes*. Les dégradations externes sont présentées dans le contexte des communications sans fil radioélectriques.

1.3.4.1 Les sources physiques des signaux non-désirés

Dans le contexte des systèmes de communication sans fil, on peut définir trois types de signaux non désirés : le bruit de fond, présent en continu, les parasites, présents exceptionnellement ainsi que les brouilleurs ou interférences qui peuvent être de nature intentionnelle ou pas et sont généralement porteurs d'informations utiles [19]. Notons que cette séparation est totalement arbitraire. En effet, le rayonnement d'origine extraterrestre est considéré comme porteur d'information pour les radioastronomes, alors qu'il est considéré comme du bruit par ceux qui travaillent sur les systèmes de communication sans fil.

Une classification des signaux non-désirés est proposée par la figure 1.2. La puissance du bruit est souvent exprimée indirectement par sa température équivalente de bruit T avec $P = k.T.\Delta f$ où k est la constante de Boltzman ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$) et Δf , la largeur de bande. Cette température est généralement dépendante de la fréquence. Elle représente la température physique d'une résistance aux bornes de laquelle apparaîtrait la puissance de bruit P sur une largeur de bande Δf .

Les sources physiques externes de dégradation liées aux communications sans fil radioélectriques peuvent être séparées en sources terrestres et extraterrestres [19].

A part le bruit cosmologique, qui est isotrope dans l'espace et constant selon la fréquence (température équivalente de $2,76 \text{ K}$), la plupart des autres sources de bruit extraterrestre présente des températures décroissantes avec la fréquence. Le bruit de notre galaxie, par exemple, tend vers le plancher du bruit cosmologique à partir d'une dizaine de GHz et décroît très rapidement avec la fréquence (en $f^{-2.6}$) jusqu'à environ 1 GHz pour arriver à une température de l'ordre de 10 K à cette fréquence. Le bruit produit par les radiosources (quasars, supernovas, radiogalaxies) n'a une influence, de surcroît très faible, uniquement lorsque des antennes très directives sont pointées sur les astres respectifs (bruit fortement anisotrope). Du point de vue des astres du système solaire, seuls la lune et le soleil, de par leur diamètre apparent notable, dans des conditions de pointage adéquats, peuvent avoir une influence notable. Jusqu'à 200 MHz l'influence du soleil peut être élevée et est relativement faible à partir d'une dizaine de GHz.

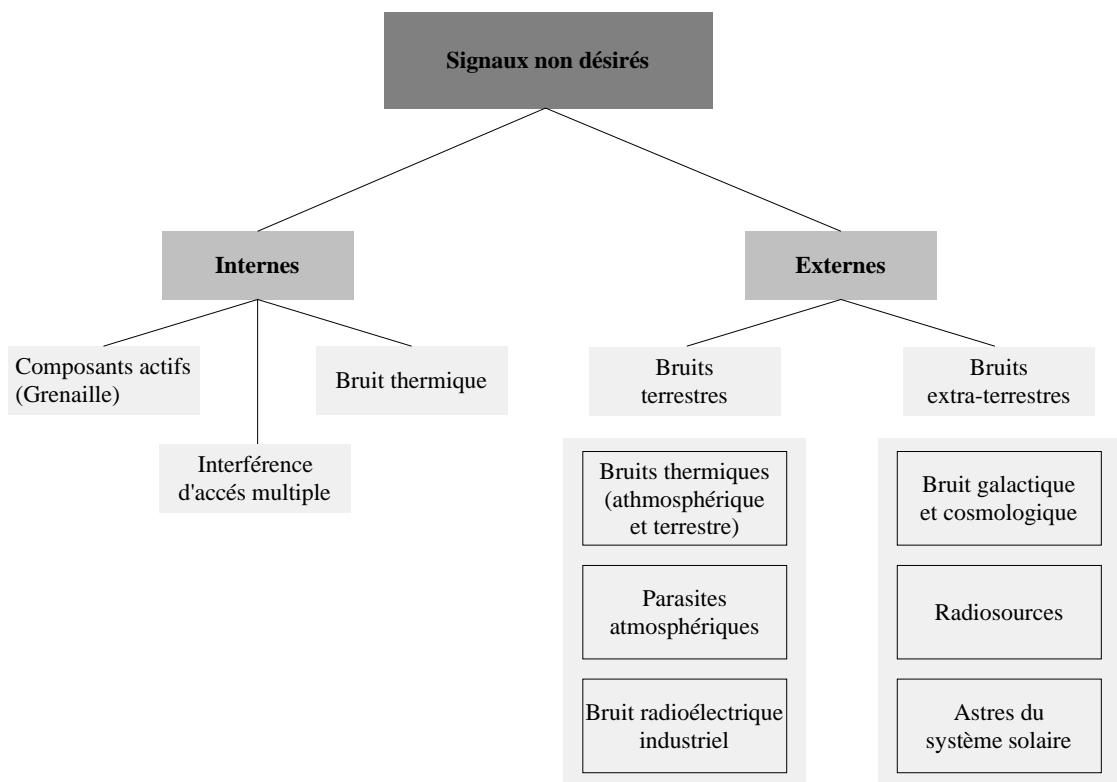


FIG. 1.2 – Les sources physiques des signaux non-désirés

Le bruit thermique atmosphérique est lié à l'absorption des ondes par certains constituants de l'atmosphère (oxygène, vapeur d'eau, brouillard, nuages, pluie). Ces effets sont surtout à prendre en compte pour les micro-ondes au dessus d'une dizaine de GHz.

Les parasites atmosphériques causés par les décharges orageuses sont à prendre en compte pour des fréquences inférieures à 1 MHz, et au-delà de 20 MHz, l'influence de ces parasites devient négligeable, à part dans le cas d'orages locaux.

Les bruits de nature industrielle dépendent largement de l'environnement. En milieu rural, ces bruits sont beaucoup plus faibles qu'en milieu urbain ou commercial. Ils sont principalement dus aux moteurs électriques à collecteurs, aux interrupteurs, à l'allumage des moteurs à explosion (bougies), aux lignes à haute tension, aux tubes de télévision, à certains appareils médicaux ainsi qu'à d'autres éléments électriques. Ces bruits peuvent être guidés par le réseau d'alimentation électrique et des dispositifs de filtrage/découplage doivent être installés sur tous les appareils électriques afin de respecter les normes en vigueur. La densité spectrale de puissance (DSP) de ces bruits est assez similaire à celle des bruits galactiques avec des niveaux un peu supérieurs en milieu urbain. Ils deviennent insignifiants à partir de quelques centaines de MHz. On peut aussi citer les brouilleurs qu'ils soient intentionnels (par exemple, dans certains lieux publics afin d'empêcher les communications par téléphone portable) ou pas (d'autres systèmes peuvent coexister avec un certain empiètement des spectres même si cela est rare du fait de la réglementation). Dans cette catégorie, on peut ajouter les bruits de nature impulsive mais ceux-ci sont surtout importants à prendre en compte à des fréquences relativement basses comme celles employées dans les paires torsadées. Les bruits artificiels d'origine externe sont amenés à changer avec le temps. Par exemple, les systèmes ultra large bande (ULB) [50] sont à l'étude et pourraient bien cohabiter dans la même bande avec les systèmes existants du fait de leur faible DSP. Leurs effets radioélectriques viendraient alors s'ajouter aux autres sources de bruits.

D'un point de vue interne à l'émetteur et au récepteur, le bruit provient essentiellement des amplificateurs, mélangeurs et autres composants analogiques. Les deux types de bruit interne ayant le plus d'impact sont le bruit de grenaille et le bruit thermique. Le bruit thermique est le fruit de l'agitation aléatoire des porteurs de charge dans les conducteurs et les semi-conducteurs et, comme son nom l'indique, dépend de la température. Le bruit de grenaille, présent dans les semi-conducteurs dépend quant à lui du courant mais pas de la température. La puissance de ce type de bruit augmente légèrement avec la fréquence. Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification [51]. Il apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage/quantification permettant de transformer le signal analogique en un signal numérique.

Les interférences multi-utilisateur (IMU) présentes dans les systèmes cellulaires sont considérées comme des signaux non-désirés internes puisqu'elles appartiennent au système global même si elles ne sont pas générées par le récepteur. Elles peuvent provenir d'un débordement de spectre ou de la réutilisation de fréquence, d'un débordement temporel, ou plus généralement d'un défaut d'orthogonalité entre les formes d'ondes associées aux différents utilisateurs. L'apparition de fréquences gênantes par les non-linéarités du système de réception constitue aussi une cause d'interférence.

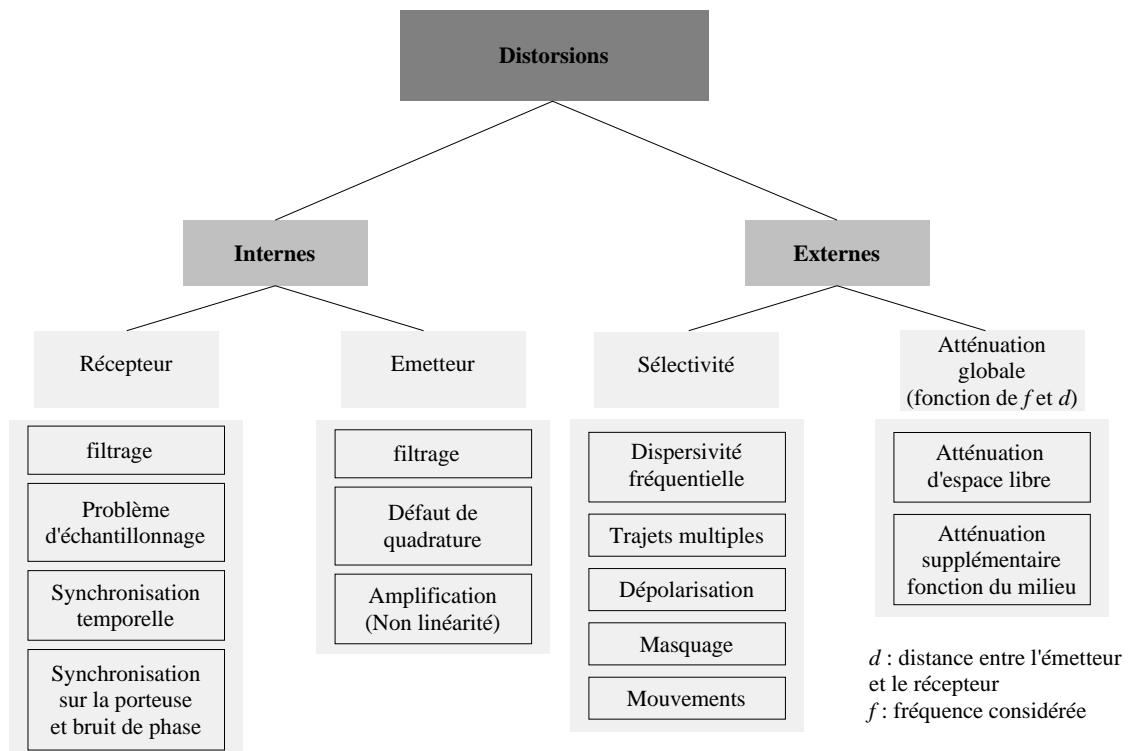


FIG. 1.3 – Les sources physiques des distorsions subies par le signal

A part les IMU qui peuvent parfois être prises en compte explicitement dans l'étude des systèmes de communications, l'ensemble des bruits précités est généralement modélisé par un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG), complexe circulaire lorsqu'il est exprimé en bande de base. Ce modèle reste acceptable pour des largeurs de bande relativement étroites par rapport à la fréquence porteuse. Aux fréquences supérieures au GHz et dans un environnement terrestre, les bruits internes au récepteur sont prépondérants par rapport aux autres sources de bruit et sont donc souvent les seuls à être pris en compte dans le calcul du niveau de bruit.

1.3.4.2 Les sources physiques des distorsions subies par le signal

De même que précédemment, on peut séparer les distorsions d'origine interne et les distorsions d'origine externe comme représenté sur la *figure 1.3*.

En ce qui concerne les distorsions introduites par le milieu, on a tout d'abord les atténuations globales de la puissance d'autant plus grandes, que la distance est élevée et la fréquence élevée. Pour un type de configuration donné, l'atténuation de puissance augmente avec la distance exprimée en nombre de longueurs d'onde (c'est à dire avec $d/\lambda = d.f/c$ où f est la fréquence, d la distance entre l'émetteur et le récepteur, c la vitesse de l'onde dans le milieu et λ , la longueur d'onde). Pour certaines liaisons, la

présence de plusieurs trajets de propagation pris par l'onde, la dispersivité en fréquence, l'inhomogénéité spatiale du milieu et les mouvements présents dans le milieu (émetteur et récepteur inclus), provoquent des distorsions fréquentielles, des phénomènes de masquage sélectifs en temps et/ou en espace, ainsi que des variations de l'atténuation et de la phase à petite échelle (effet Doppler entraînant des variations temporelles et variations spatiales sur quelques longueurs d'onde). Ces distorsions ont un comportement linéaire avec les puissances d'émission concernées. Elles peuvent considérablement dégrader la transmission. Dans la suite, on appelle canal sélectif un canal variant dans le temps, en fréquence et selon la position de l'émetteur et du récepteur. Lorsque la sélectivité ne concerne pas tous les domaines de variation précités, on le précisera.

Dans le système proprement dit, on peut séparer les dégradations par distorsions produites dans l'émetteur de celles produites dans le récepteur. Ces dégradations sont causées par des problèmes de réalisations pratiques des différents organes du système de communication et sont, par conséquent, liées à des limites technologiques et de coût contrairement au milieu qui lui, est imposé par l'application. Ces différents défauts nécessitent de changer les modèles mathématiques qui s'attachent généralement à ne refléter que la fonction utile d'un organe mais pas ses défauts. La plupart des défauts apparaissent entre la numérisation et le transducteur couplant le signal électrique au milieu.

Nombre de ces défauts peuvent être en partie corrigés d'une manière numérique, ce qui est un avantage du numérique. Des parties analogiques se rapprochant le plus possible des fonctions théoriques sont néanmoins souhaitables puisqu'elles améliorent de toute façon les performances du système. Un compromis entre complexité numérique et analogique doit souvent être fait.

En émission, on retrouve des problèmes de quadrature, de mise en forme du signal et des défauts au niveau de la transposition de fréquence. Les problèmes de quadrature proviennent d'un déséquilibre entre les voies en phase et en quadrature. Les problèmes de mise en forme proviennent du fait qu'un filtre de Nyquist (ou en racine de Nyquist) théorique n'est pas pratiquement réalisable, du fait de sa non-causalité et de son extension temporelle infinie ainsi que des différents filtres traversés par le signal. Le problème de transposition de fréquence provient des oscillateurs non parfaits (décalage de porteuse et bruit de phase). L'étage d'amplification peut produire des distorsions NL surtout pour les signaux à grande valeur de puissance crête sur puissance moyenne. En effet, ces amplificateurs, devant fournir des puissances assez élevées, sont utilisés en limite de compression pour des raisons de coût contrairement à l'amplificateur du récepteur qui lui est dimensionné pour des puissances beaucoup plus faibles.

En réception, on retrouve 3 principaux problèmes : le problème de synchronisation fréquentielle lors de la transposition, le problème de synchronisation temporelle lors de l'opération d'échantillonnage et les problèmes de filtres mal adaptés (passe-bande et/ou passe-bas). Le problème de récupération de porteuse (fréquence et phase) est surtout important pour les démodulateurs cohérents alors que pour les démodulateurs différentiels c'est plutôt la longueur de la ligne à retard qui va être contraignante [52]. Dans ces deux cas, les bruits de phase [53] des oscillateurs peuvent poser des problèmes de démodulation. La mauvaise adaptation des filtres peut dégrader le RSB et provoquer des IES. Enfin, les

problèmes de synchronisation temporelle vont jouer sur l'instant d'échantillonnage qui, s'il est mal choisi, est une source d'IES. Les dispositifs de récupération de porteuse nécessitent la mise en place de boucles à verrouillage de phase alors que les problèmes de déformation de signal et les défauts sur les instants d'échantillonnage peuvent se régler en numérique par des opérations d'égalisation [54].

A part les effets NL de l'amplificateur d'émission, l'ensemble des défauts peut être modélisé par un filtre linéaire variant dans le temps FLVT pour chaque couple antenne émission - antenne réception. Généralement, le bruit de phase est modélisé séparément [53].

1.4 Les techniques de communications

Selon les contraintes imposées par le canal (évanouissements temporels ou pas, sélectivité fréquentielle ou pas, ...) et par l'application visée, plusieurs techniques permettent d'établir des systèmes de communication fiables répondant à la contrainte multi-utilisateur. Elle repose sur la nécessité de transmettre plusieurs données le plus indépendamment possible les unes des autres.

On peut séparer deux grands types de technique, les techniques de multiplexage permettant de transmettre plusieurs données indépendantes dans le même milieu (qu'elles appartiennent au même utilisateur ou à différents utilisateurs) et les techniques de diversité qui consistent à exploiter plusieurs versions d'une même donnée, ayant subies des modifications les plus indépendantes possibles, afin de lutter contre les évanouissements du RSB. Les techniques de multiplexage doivent intégrer des techniques d'égalisation lorsque des dégradations sont engendrées par les distorsions du canal (dépendance entre les données causée par des IES) afin d'améliorer la qualité de transmission. Les techniques de détection multi-utilisateurs permettent quant à elles de supprimer au maximum les IMU. Ces trois techniques (exploitation de la diversité, égalisation et détection multi-utilisateur) tendent à éliminer le plus possible la sélectivité du canal et les IMU afin de faire tendre chaque liaison (associée à chaque utilisateur) vers une transmission sur canal plat à BBAG mono-utilisateur.

Pour des ressources (spectrale, temporelle, et spatiale) équivalentes, les techniques de diversité tendent à améliorer la qualité de la liaison au prix d'une efficacité spectrale moindre alors que les techniques de multiplexage tendent à augmenter l'efficacité spectrale au prix d'une qualité de liaison moindre. Le type de technique utilisé, que ce soit de multiplexage ou de diversité, dépend étroitement des propriétés du canal de propagation et de la complexité acceptée dans l'émetteur et le récepteur.

Après avoir défini les dimensions utilisables pour le multiplexage des données, on introduit les techniques d'étalement de spectre, de multiplexage mono-utilisateur et multi-utilisateur pour enfin présenter les techniques d'égalisation et de diversité permettant de lutter contre les distorsions introduites au cours de la transmission, en particulier dans le milieu de propagation.

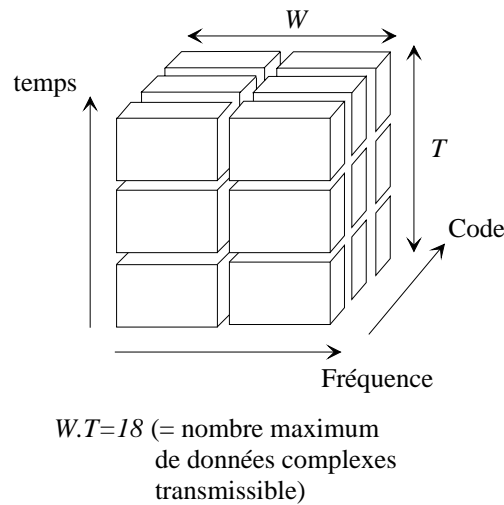
1.4.1 Concepts de base

On utilise pour ces techniques, les domaines de variation offerts par le système et le milieu de transmission comme axes d'abscisse des fonctions devant être associées aux données. Dans le cas des communications filaires, seul le domaine temporel (au sens large comprenant aussi le domaine fréquentiel) est à disposition (le multiplexage par mode dans les guides d'onde permet, en plus, d'exploiter la dimension polarisation) mais dans le cas des communications sans fil, la dimension spatiale (au sens large comprenant, la polarisation, les positions et les directions) devient aussi exploitable par l'emploi de plusieurs antennes à l'émission et/ou à la réception. Afin de simplifier, on présente les concepts généraux dans le domaine temporel. Par analogie, ceux-ci sont transposables, au moins dans leurs principes, au domaine spatial, domaine qui sera traité dans la prochaine section.

Pour transmettre des données d'une manière indépendante dans un même milieu, il faut associer aux différents symboles de la séquence des fonctions orthogonales. L'énergie de ce type de fonction est généralement localisée dans le domaine temporel, fréquentiel ou tempo-fréquentiel. Il est aussi possible de définir des fonctions orthogonales dont l'énergie se superpose dans les deux domaines (fonctions non localisées). Ce dernier type de fonction constitue la dimension code et sous-entend les techniques de modulation à étalement de spectre [55]. Dans tous les cas, le nombre de symboles complexes maximal pouvant être transmis est égal au produit de la durée temporelle utilisée par la largeur de bande utilisée [22,30]. Il est alors possible de représenter les données complexes d'une séquence à émettre dans un repère à trois dimensions comme sur la figure 1.4. Dans cet exemple, une largeur de bande W et une durée T sont exploitées et permettent de transmettre au maximum 18 données complexes. Elles sont dans ce cas multiplexées selon les 3 dimensions, mais avec des découpages partiels n'utilisant pas les 3 dimensions (temps et fréquence par exemple), un total de $2^3 = 8$ possibilités différentes de multiplexage sont envisageables pour transmettre ces 18 données complexes dans une largeur de bande W et sur une durée T .

Ces différentes dimensions doivent être partagées entre les techniques d'accès multiple, les techniques de multiplexage de données et de diversité d'un même utilisateur ainsi que le duplex (liaison montante et descendante). Si en pratique les données consécutives (d'un même utilisateur) sont voisines en temps et en fréquence, il reste envisageable de les entrelacer afin d'éviter les paquets d'erreurs lors de la démodulation sur un canal sélectif. Notons que certaines modulations comme la MDF n'utilisent pas seulement les voies en phase et en quadrature pour le codage du symbole mais aussi la dimension fréquentielle et elles diminuent donc les ressources dédiées à la séquence de symboles.

La dimension spatiale offerte par les communications sans fil peut être exploitée par l'emploi de plusieurs antennes en émission et/ou en réception et il conviendrait d'ajouter 2 dimensions dans la figure 1.4. Le multiplexage spatial des données d'un même utilisateur nécessite plusieurs antennes en émission et en réception alors que l'exploitation de la diversité spatiale exige plusieurs antennes sur seulement un des deux sites.

FIG. 1.4 – *Le multiplexage des données avec un signal temporel*

1.4.2 L'étalement de spectre

L'étalement de spectre n'est pas seulement une technique de multiplexage dans le domaine temporel mais aussi une technique de diversité dite implicite. Elle généralise les modulations temporelles classiques en effectuant un étalement fréquentiel par l'intermédiaire d'un code [55]. Sa principale caractéristique réside dans le fait que le produit de la largeur de bande W occupée par le temps symbole T_s est largement supérieur à 1 et dépend de la longueur du code mais contrairement à la MF, l'étalement ne dépend pas des données transmises. C'est cette caractéristique qui explique une efficacité spectrale moindre au profit d'un gain de RSB (gain possible en réception lorsque le code est connu). Pour cette raison, c'est une technique bien adaptée aux canaux sélectifs et/ou à la présence de brouilleurs. Sa qualité vis à vis des canaux sélectifs en fréquence à évanouissements temporels vient de la possible exploitation par un récepteur de type Rake [56,57] de la diversité implicite offerte par les trajets multiples. Le code doit avoir de bonnes propriétés d'autocorrélation afin d'exploiter au maximum les trajets multiples et d'offrir le gain maximal de RSB. On peut citer plusieurs autres avantages tels que la discrétion ou la cohabitation avec d'autres systèmes dans la même bande. Il est possible d'y associer n'importe quelle technique de modulation classique numérique ou pas. Ces systèmes longtemps utilisés exclusivement par les militaires, pour leurs propriétés, sont maintenant utilisés dans les systèmes commerciaux grand public.

1.4.3 Les techniques de multiplexage mono-utilisateur

On entend par techniques de multiplexage mono-utilisateur, les techniques permettant de multiplexer les données d'un même utilisateur, ce qui ne les empêche pas d'être associées à des techniques d'accès multiple.

Les modulations classiques utilisent naturellement le multiplexage temporel. Pour le multiplexage des données d'un même utilisateur, cette dimension est évidemment toujours utilisée, néanmoins, on peut ajouter le multiplexage fréquentiel. Ce type de modulation est une généralisation des modulations classiques consistant à séparer le flux temporel de données sur plusieurs porteuses. On les appelle naturellement les modulations multi-porteuses. Historiquement, ces modulations ont été proposées dans les années 50 afin de combattre efficacement les évanouissements fréquentiels d'un canal sélectif. Au début, les spectres de chaque porteuse devaient être disjoints, ce qui diminuait considérablement l'efficacité spectrale.

En 1966, R.W. Chang, ingénieur aux Laboratoires Bell, mit en évidence les conditions d'orthogonalité entre les sous-porteuses permettant ainsi le recouvrement des spectres respectifs (ces conditions sont en fait l'équivalent dans le domaine fréquentiel du critère de Nyquist). Dès lors, ce multiplexage fréquentiel prit le nom de multiplexage par division fréquentielle orthogonale (OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplex) [58–60]. Cette technique a démontré toute son importance par sa simplicité de réalisation numérique notamment avec la Transformée de Fourier Rapide (TFR). L'avantage de cette technique réside essentiellement dans la facilité d'égalisation (multiplication complexe dans le domaine fréquentiel) et dans sa forte efficacité spectrale. Par contre, les variations temporelles doivent être suffisamment lentes afin d'éviter l'interférence entre porteuses due à l'étalement Doppler. Notons que si la complexité du numérique est moindre, elle se reporte sur les parties radiofréquences (RF) d'amplification (sensibilité aux NL) et de synchronisation de porteuse.

Récemment des techniques de multiplexage spatial sont à l'étude. Contrairement aux techniques temporelles, elles nécessitent un canal riche en trajets multiples, c'est à dire un mauvais canal du point de vue des techniques temporelles ainsi que plusieurs antennes en émission et plusieurs antennes en réception (MIMO pour Multiple Input Multiple Output).

1.4.4 Les techniques d'accès multiple

Le choix d'une technique d'accès multiple est fortement liée aux contraintes du canal, aux contraintes matérielles, mais aussi au type de liaison multi-utilisateur, en particulier à l'aspect synchrone ou asynchrone.

Des trois dimensions représentées sur la figure 1.4 découlent naturellement 3 types de technique d'accès multiple, la technique d'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT), la technique d'accès multiple à répartition en fréquence (AMRF) et la technique d'accès multiple à répartition de code (AMRC) [61] basée sur l'étalement de spectre. L'exploitation du domaine spatial au niveau de la station de base permet aussi de mettre en oeuvre l'accès multiple par répartition spatiale (AMRS). L'AMRS est basé sur le fait que plusieurs utilisateurs peuvent être vus sous des angles différents par la station de base. Les performances de l'AMRS sont donc tributaires de la position des utilisateurs et plus exactement de la direction des ondes incidentes associées aux différents utilisateurs.

A part l'AMRC qui nécessite une modulation par étalement de spectre, les autres techniques d'accès multiple, au moins dans leur principe, n'imposent pas une modulation particulière. Les performances de l'AMRC dépendent essentiellement des propriétés d'intercorrélation des codes associés aux différents utilisateurs. Il s'agit donc de trouver un bon compromis entre les propriétés d'autocorrélation (aspect mono-utilisateur) et d'intercorrélation (aspect multi-utilisateur) des codes. Contrairement à l'AMRF et l'AMRT, les performances de l'AMRC sont forcément dépendantes du facteur de charge, c'est à dire du nombre d'utilisateurs considéré. A pleine charge (nombre d'utilisateurs égal au nombre de codes), les techniques AMRC atteignent la même efficacité spectrale que les autres techniques tout en conservant leurs avantages de diversité offerts par les trajets multiples, néanmoins le niveau d'interférence devient de plus en plus élevé.

Les systèmes d'accès multiple et plus particulièrement l'AMRC nécessitent l'implémentation de techniques de détection multi-utilisateur [62] afin de lutter efficacement contre les IMU. Ces IMU sont causées par les cellules voisines (interférences co-canal) et la dispersion temporelle du canal pour l'AMRT, et la dispersion fréquentielle du canal (dispersion Doppler) pour l'AMRF. Pour l'AMRC, les IMU sont dues à la perte d'orthogonalité des codes due, en particulier, à la sélectivité du canal et au caractère asynchrone des communications en voie montante ainsi qu'à l'effet proche/lointain (near/far effect en anglais).

Les techniques de duplexage des voies montante et descendante se font soit dans le temps (TDD pour Time Division Duplex) soit en fréquence (FDD).

Récemment, les modulations multiporteuses à étalement de spectre ont fait leurs apparitions [63, 64]. Elles prennent parties des avantages respectifs de ces deux techniques. Ce sont les techniques de modulations les plus générales lorsque l'on considère le seul domaine temporel (utilisation des axes temps, code et fréquence): les dimensions temporelles et fréquentielles sont utilisées pour le multiplexage des données d'un même utilisateur alors que l'axe code est utilisé pour l'accès multiple.

1.4.5 L'égalisation

La traversée du canal de transmission provoque des distorsions fréquentielles et temporelles ainsi que des problèmes de synchronisation qui peuvent altérer l'orthogonalité entre les fonctions associées aux différents symboles. Chaque échantillon discret reçu est alors une combinaison linéaire de plusieurs échantillons émis par un ou plusieurs utilisateurs. La principale difficulté réside alors dans la restauration du message de chaque utilisateur. L'opération d'égalisation vise à supprimer les IES et éventuellement les IMU (techniques d'égalisation multi-utilisateur). Les techniques d'égalisation [54, 65, 66] dépendent grandement des propriétés du canal, en particulier des caractéristiques des zéros dans la fonction de transfert et du nombre de symboles d'étalement de la réponse impulsionnelle.

Le récepteur optimal (celui qui minimise la probabilité d'erreur) est basé sur le critère du maximum à postèriori (MAP) qui se traduit par le critère du maximum de vraisemblance (MV) lorsque les symboles émis sont indépendants et identiquement distribués.

L'algorithme de Viterbi permet d'effectuer l'opération d'égalisation selon ce critère mais dès que l'étalement (en nombre de symboles) du canal devient trop important son implémentation devient trop complexe et on préfère utiliser des méthodes sous-optimales.

Ces méthodes sous-optimales sont basées sur la notion de filtrage inverse justifiée par le fait que le canal de transmission agit comme un filtre (généralement linéaire). On peut alors classer les techniques d'égalisation numérique selon 3 qualités :

- critère utilisé,
- structure de filtrage,
- calcul des paramètres du filtre.

Les deux principaux critères sont le critère du forçage à zéro (ZF pour Zero Forcing) et le critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM). Le premier est optimal dans un canal sans bruit puisqu'il vise seulement à éliminer les IES (dans un canal bruité, le bruit peut alors être fortement amplifié), alors que le deuxième critère permet de minimiser les effets des IES conjointement à ceux du bruit. D'une manière générale, en présence de bruit additif, on ne peut pas affirmer théoriquement que le critère EQMM est optimal du point de vue de la probabilité d'erreur mais en pratique, il s'avère que plus l'EQM est faible plus la probabilité d'erreur l'est. Sous la forme d'un récepteur linéaire, l'optimisation du critère EQMM aboutit au filtre de Wiener.

Les structures de filtrage sont de deux grands types, linéaires et NL. En ce qui concerne les récepteurs linéaires, le filtre utilisé est généralement transverse pour des raisons de stabilité et de simplicité de réalisation. La difficulté réside dans le choix de la longueur de ce filtre puisqu'elle ne dépend pas seulement de la longueur de la réponse du canal de transmission mais aussi de sa structure (profondeur des zéros par exemple). La deuxième structure, de type NL, utilise, en plus de la structure transverse précédent l'organe de décision, les décisions préalables sur les symboles à l'aide d'une structure récursive dont l'entrée est la séquence de symboles estimés. Cet égaliseur est nommé égaliseur à retour de décision. Il peut entraîner des dégradations importantes notamment lorsque le rapport signal à bruit est faible (propagation des erreurs au cours du temps). Pour cette raison, on trouve souvent des méthodes mixtes. L'opération d'égalisation est généralement effectuée après une opération de filtrage adapté (à l'ensemble forme d'onde émise et canal) ainsi qu'un échantillonnage au rythme symbole. Sachant que cette opération de filtrage analogique adapté n'est pas aisément réalisable, il est possible d'envisager l'égalisation conjointement au filtrage adapté en numérique. On parle alors d'égalisation fractionnée [54]. En effet, l'opération se fait alors à un rythme supérieur au rythme symbole. Le facteur de suréchantillonnage dépend de la largeur de bande occupée par le filtre de mise en forme ; ainsi pour un filtre en cosinus surélevé, un facteur de suréchantillonnage de 2 est suffisant.

Le calcul des coefficients peut être décrit selon quatre critères. Il peut être direct (estimation du filtre égaliseur) ou indirect (estimation du canal), adaptatif ou pas. Le traitement des données peut être séquentiel ou peut se faire par blocs. Enfin, il peut être itératif (utilisation d'un algorithme de descente) ou singulier (méthode analytique).

Généralement, du fait du grand nombre de configurations auquel un système de communication doit faire face (par exemple dans un contexte cellulaire), le calcul est souvent adaptatif.

Deux grands types d'égalisation sont envisageables : l'égalisation autodidacte (dite aussi aveugle ou non-supervisée) [66] et l'égalisation supervisée (avec séquence d'apprentissage ou séquence pilote) [54]. La première est plus complexe mais permet, en particulier des débits utiles plus élevés. Historiquement, les techniques autodidactes ont été largement étudiées dans le contexte de la sismologie et de la géophysique. Elles sont basées sur les propriétés connues de la séquence émise (répartition statistique des symboles, fonction de mise en forme, propriétés de cyclostationnarité, ...) voire du canal (canal à phase maximale, minimale ou à phase mixte). Les statistiques d'ordre supérieur sont d'une grande utilité dans le cas de signaux émis non-gaussiens et de canal à phase mixte.

1.4.6 Les techniques de diversité

Les techniques de diversité peuvent être envisagées dans les mêmes domaines que ceux utilisés pour le multiplexage. Néanmoins, contrairement au multiplexage où on transmet des symboles indépendants, on cherche, au contraire dans les techniques de diversité, à transmettre plusieurs versions d'un même symbole ayant subi, dans le milieu, des perturbations les plus indépendantes possibles. La première étude théorique dans le contexte des communications sans fil remonte à la fin des années 50 [56, 67]. Il existe des techniques dites explicites (diversité de fréquence, temporelle, d'espace, angulaire, de polarisation et plus généralement diversité d'antenne) et d'autres dites implicites (exploitation de la diversité de trajets multiples par le récepteur Rake par exemple) [5, 68, 69].

Le dimensionnement des techniques de diversité dépend fortement du milieu de propagation. En ce qui concerne les systèmes à diversité explicite, il faut choisir des distances (temporelles, fréquentielles et/ou spatiales) entre les différents signaux de manière à avoir des versions les plus décorrélatées possibles entre elles. La corrélation entre les différentes versions issues des différentes branches de diversité tend à réduire les performances du système [70–72]. Plusieurs types de combinaisons de ces différentes versions existent : combinaison à gain égal, sélection du maximum de puissance, combinaison à gain maximal. Les méthodes de diversité permettent de réduire la profondeur des évanouissements et, selon la technique de combinaison, d'augmenter le RSB. L'amélioration de la qualité de la liaison dépendra beaucoup du rapport entre les caractéristiques du canal et celles de la diversité utilisée.

1.5 L'exploitation du domaine spatial dans les systèmes de communication sans fil

On peut distinguer deux types de réseaux cellulaires sans fil : les réseaux radiomobiles initialement prévus pour la téléphonie mobile et les réseaux locaux sans fil.

Dans les réseaux radiomobiles, les terminaux mobiles sont susceptibles d'être en mouvement pendant la communication. Ces réseaux sont basés sur des découpages en pico-micro- et macro-cellules avec des stations de base placées essentiellement à l'extérieur des bâtiments. Ces réseaux avaient, jusqu'à maintenant, pour principal objectif la transmission de la parole en temps réel (téléphonie) et la transmission de données à bas débit tels que les messages texto.

Les réseaux locaux sans fil sont quant à eux prévus pour remplacer certains réseaux locaux filaires afin de limiter les contraintes liées au câblage et de les rendre plus souples d'utilisation. Dans ce cas, les stations terminales ne sont généralement pas en mouvement pendant la communication mais doivent pouvoir être placées à n'importe quel moment, à n'importe quelle position dans les limites de couverture imposées par le système. Les variations du canal au cours d'une communication sont alors essentiellement le fait des mouvements présents dans le milieu de propagation. Les réseaux locaux sans fil sont basés sur des pico- ou micro-cellules souvent à l'échelle d'un seul bâtiment ou d'un petit ensemble de bâtiments.

1.5.1 Les besoins

Les demandes actuelles en terme de communication sans fil peuvent se résumer par : "services de plus en plus divers, nombre d'utilisateurs de plus en plus élevé, environnements d'utilisation de plus en plus hétérogènes avec mobilité possible".

Si auparavant les services se limitaient à la téléphonie et à la transmission de données à bas débit (texto par exemple), les services actuels et futurs concernent aussi la transmission de données audio, vidéo et d'une manière générale les données multimédia. Ceci explique l'augmentation considérable du débit par utilisateur et la convergence vers un système commun transparent au type de données transmises (systèmes 4-G [73–75]). Cette augmentation de débit doit aussi s'accompagner d'une qualité de service suffisante (faible probabilité d'erreurs et délai de transmission acceptable) selon l'application visée. Cette augmentation de débit et de qualité de service implique pour la conception et l'évaluation des performances des systèmes de communication des connaissances précises sur le comportement du canal.

Les systèmes de communication sans fil sont amenés à fonctionner dans tous les environnements possibles, c'est à dire dans une ville, à la campagne, en milieu montagnoux, en milieu marin, à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments, en voiture, en train voire en avion. Les vitesses de déplacement mises en jeu peuvent être très grandes et les variations du canal assez rapides. La conception des systèmes de communication étant très dépendante du milieu de propagation, on entrevoit le besoin en terme de caractérisation et de modélisation du canal de transmission dans toute sorte d'environnement.

1.5.2 Les contraintes

Les contraintes sont de 4 natures : les contraintes liées à la régulation sur l'utilisation du spectre radioélectrique, les contraintes naturelles, les contraintes technologiques et les contraintes de coût ; les deux dernières contraintes étant souvent liées.

Les contraintes liées à la régulation sur l'utilisation du spectre radioélectrique imposent des ressources spectrales limitées (cohabitation entre les systèmes) et des puissances d'émission limitées (effets biologiques des OEM en particulier).

Les contraintes technologiques concernent essentiellement la taille et la consommation des systèmes (surtout pour les terminaux) qui sont eux-même liés à la complexité de calcul et à la largeur de bande.

Les contraintes de coût sont à prendre en compte et sont étroitement liées aux choix technologiques permettant d'aboutir au système désiré. Il faut alors chercher des solutions détenant un bon compromis complexité/performances. La grande tendance actuelle vise à reporter les difficultés liées aux parties radiofréquences sur les parties numériques.

En plus de ces trois contraintes, le milieu de propagation peut être considéré comme une contrainte en ce sens qu'il est ce qu'il est et non ce que l'on voudrait qu'il soit (le système est artificiel alors que le milieu est naturel). L'élaboration d'un système doit tenir compte des milieux dans lesquels il doit fonctionner.

1.5.3 L'exploitation du domaine spatial

L'augmentation des débits par utilisateur et du nombre d'utilisateurs tout en conservant la qualité de service peut s'envisager de différentes manières. Tout d'abord, par l'augmentation de la puissance d'émission. Mais cette solution va à l'encontre du principe cellulaire, de la contrainte sur la taille et la capacité des batteries et surtout des règles de sécurité concernant les effets biologiques du rayonnement électromagnétique.

Il est aussi possible d'augmenter la largeur de bande mais cette alternative dépend fortement des allocations spectrales attribuées aux différents systèmes. Certains systèmes pourraient se servir des bandes millimétriques non encore utilisées, ce qui à ces fréquences (de l'ordre de 60 GHz) offre des largeurs de bandes de l'ordre du GHz beaucoup plus grandes qu'aux fréquences actuelles. Dans ce sens, des réseaux locaux à courte distance fonctionnant à 60 GHz sont actuellement à l'étude [9, 48]. Ils permettraient à l'intérieur d'un bâtiment, vraisemblablement avec une station de base par pièce, d'établir des communications à plusieurs centaines de Mbit/s. L'ULB [50] est une autre solution actuellement à l'étude. Le principe est basé sur l'étalement de spectre : on transmet sur une bande de fréquence très large avec une très faible DSP. Grâce à cette très faible DSP, ces systèmes pourraient cohabiter avec les systèmes déjà existants et permettre des débits très élevés (actuellement de l'ordre du Gbit/s). Dans ce type de systèmes, il n'y a pas de transposition sur fréquence porteuse, le signal temporel composé d'impulsions de très courte durée est émis directement en bande de base. Ces 2 types de systèmes,

basés sur l'exploitation d'une grande largeur de bande, sont particulièrement adaptés à des systèmes fonctionnant avec des petites cellules tels que les réseaux locaux mais pas au cas des communications radiomobiles devant opérer à l'extérieur des bâtiments. De plus, il est nécessaire de trouver des solutions pour les normes existantes (GSM, IS-54, IS-95, UMTS, HIPERLAN, ...) dont les gammes de fréquence sont fixées.

En considérant que la largeur de bande allouée est fixée, il est envisageable de réduire la taille des cellules (augmentation de l'efficacité spectrale par unité de surface), mais cela nécessite un nombre plus important de stations de base, ce qui est coûteux. Une autre solution réside dans l'augmentation de la réutilisation spectrale [17] (diminution du nombre de cellules par motif) mais cela entraîne une augmentation des interférences entre cellules et donc une baisse de qualité de transmission. Avec la même largeur de bande et le même nombre de stations de base, il est encore possible d'exploiter d'une manière plus optimale la dimension spatiale en utilisant plusieurs antennes sur les stations de base et/ou sur les stations terminales. Ces techniques sont les plus prometteuses car elles permettent de pallier aux limites de la capacité offerte dans le domaine temporel. Contrairement aux techniques de communications classiques (n'exploitant que le domaine temporel), ces techniques utilisent les propriétés intrinsèques du milieu sans fil et ne sont donc applicables qu'aux communications sans fil. Dans un système filaire, on augmenterait le nombre de câbles pour augmenter l'efficacité spectrale globale, ce qui revient à une notion de séparation spatiale de flux tempo-fréquentiels.

L'utilisation d'antennes directives pour minimiser l'effet des interférents et augmenter le rapport signal à bruit est utilisé depuis le début des communications sans fil fixe à fixe mono-utilisateur. Dans le contexte cellulaire, de telles antennes sont utilisées afin de séparer les cellules en plusieurs secteurs angulaires (généralement 3 secteurs de 120° ou 4 de 90°). On peut comparer, par analogie au domaine temporel, cette technique de séparation spatiale à l'AMRF où le filtre associé à un canal donné est figé. Cette méthode permet d'augmenter l'efficacité spectrale mais, par son aspect figé, est loin d'une utilisation optimale du domaine spatial (les positions des terminaux sont au contraire non-figées dans le contexte radiomobile). On cherche alors à exploiter simultanément plusieurs signaux issus d'un réseau constitué de plusieurs antennes afin de pouvoir effectuer un filtrage spatial adaptatif (s'adaptant à la position des terminaux et à la diversité des conditions de propagation rencontrées).

Dans les paragraphes suivants, on donne tout d'abord les similitudes et différences entre les traitements spatiaux et temporels ainsi que le vocabulaire traditionnellement utilisé dans le contexte du traitement spatial puis, d'une manière historique, les concepts ainsi que les techniques spatiales adaptatives ayant été étudiés dans le contexte des communications sans fil et plus particulièrement dans le contexte des réseaux cellulaires.

1.5.3.1 Traitement temporel et traitement spatial

Les méthodes appliquées dans le domaine spatial par l'intermédiaire de plusieurs antennes mises en réseaux ne sont pas fondamentalement différentes de celles appliquées dans le domaine temporel. Le traitement spatial ou spatio-temporel utilise les différents

signaux temporels pour aboutir aux mêmes objectifs que dans le domaine temporel, c'est à dire, dans le contexte des communications numériques, à une estimation correcte des symboles émis par les différents utilisateurs. Le traitement spatial permet en plus du traitement temporel et sous certaines conditions sur la configuration de l'échantillonnage spatial, d'obtenir des informations de position des terminaux notamment grâce à l'estimation des directions d'arrivée des OEM. Les performances ne peuvent être que meilleures si l'exploitation des signaux reçus se fait dans les deux domaines spatiaux et temporels, mais avec généralement une complexité supérieure. Les techniques spatiales permettent, comme les techniques temporelles, de multiplexer les données et de lutter contre les dégradations engendrées par le canal (augmentation du RSB, limitation des évanouissements temporels par des techniques de diversité et/ou opérations de réjection d'interférences telles que les IES ou les IMU).

Les critères d'optimisation adoptés sont généralement basés sur la maximisation du RSB pour l'exploitation de la diversité (optimale lorsqu'il n'y a ni IES ni IMU), la maximisation du rapport signal à interférent RSI pour l'annulation de signaux interférents issus d'un même utilisateur et/ou de plusieurs utilisateurs (technique optimale lorsqu'il y a de l'IES et/ou de l'IMU mais pas de bruit), ou la maximisation du rapport signal à interférent plus bruit (RSIB). On retrouve, par exemple, dans la classe des critères de maximisation du RSIB, le critère de minimisation de l'EQM, classiquement utilisé lorsqu'une séquence de référence temporelle est disponible et le critère de variance minimale en sortie lorsque la structure spatiale est connue [76]. Dans le contexte des communications numériques, il est aussi possible d'adopter le critère du MAP [44] pour l'estimation optimale des symboles (minimisation de la probabilité d'erreur) à partir des échantillons spatio-temporels.

Les algorithmes et les critères utilisés dépendront de la présence ou non de séquence pilote, du type de réseau d'antennes utilisé (caractéristiques de l'échantillonnage spatial) ainsi que des connaissances de la structure spatiale et/ou temporelle de l'émetteur ou du récepteur. De même, qu'il est possible de considérer une structure temporelle particulière, il est aussi possible de considérer une structure spatiale particulière. Notons à ce sujet, que du point de vue des caractéristiques physiques traitées, la fréquence temporelle et le temps d'une onde sont duaux de la même façon que la direction et la position spatiale d'une onde le sont.

En fonction des caractéristiques du canal et des réseaux d'antennes considérés, les techniques spatiales peuvent être séparées en deux grandes catégories : les réseaux déphaseurs ou plus généralement réseaux à formation de faisceaux et les réseaux à diversité.

Lorsqu'on parle de réseaux à formation de faisceaux, on suppose une structure spatiale donnée, considérée comme valable et étant explicitement basée sur les phénomènes physiques, c'est à dire sur la théorie de propagation des ondes, et en particulier, sur la notion de direction des sources. Le modèle alors utilisé suppose généralement des sources ponctuelles en nombre inférieure ou égal au nombre d'antennes et des antennes uniformément réparties et connues, selon une topologie donnée (par exemple, circulaire, linéaire ou triangulaire) respectant le théorème d'échantillonnage (échantillonnage spatial permettant d'éviter les ambiguïtés angulaires) [77]. Selon que la source ponctuelle est en champ lointain ou en champ proche, à large bande ou à bande étroite (relativement à l'inverse du

temps de propagation d'un bout à l'autre du réseau et donc à la dimension du réseau), 4 types de modèles se déduisent [77]. Les techniques de traitement de signal utilisées sur ce type de réseau sont naturellement appelées formation de faisceaux adaptative. Ce type de modèles et les techniques associées ont initialement été utilisés et étudiés dans le contexte du radar et du sonar mais sont maintenant mis en oeuvre dans des applications assez variées [78].

Lorsqu'on parle de réseaux à diversité, on ne sous-entend pas explicitement de structure de réseau particulière. De plus on ne considère pas que la source détient une structure spatiale particulière. Le modèle de vecteur du signal reçu ne présente donc pas une structure particulière : les signaux issus des différents capteurs et engendrés par une même source (un même terminal) sont plus ou moins décorrélés en amplitude et en phase. On parle alors de traitement par combinaison optimale adaptative et les critères et techniques sont identiques à ceux classiquement utilisés dans le domaine temporel.

Dans le contexte des communications cellulaires sans fil, la présence d'un grand nombre de trajets multiples relativement au nombre d'antennes constituant le réseau, ne permet pas de parler de sources ponctuelles, ce qui justifie généralement un modèle intermédiaire à ces deux types (entre la parfaite indépendance des signaux issus des différentes antennes et leur dépendance complète) et des techniques adaptées à ce type d'application.

1.5.3.2 Les premières études et exploitations du domaine spatial

L'utilisation de plusieurs antennes en réception, permettant de lutter contre les évanouissements temporels en exploitant la diversité spatiale, a été expérimentée dès 1927. La sélection du récepteur collectant le signal le plus puissant se faisait alors manuellement. La polarisation pouvait aussi être exploitée pour les liaisons en duplex et en visibilité. Des études plus poussées sur la diversité de position et de polarisation et leurs implications sur les systèmes ont commencé à être menées après la seconde guerre mondiale dans les gammes de fréquence de 3 à 300 MHz [68, 79]. Concernant les systèmes radiomobiles, les premières études datent du début des années 60 et visent essentiellement à caractériser la diversité spatiale [68] au niveau de la station de base. Ces études se font dans le contexte des réseaux à diversité utilisés dans le but de maximiser le RSB (critère optimal en mono-utilisateur sur canal plat en fréquence) et de réduire les évanouissements temporels. L'emploi de tels réseaux à diversité de position et/ou de polarisation, typiquement à 2 antennes, sur la station de base est largement répandu dans les systèmes cellulaires actuels.

L'augmentation du nombre d'utilisateurs, pressentie à partir du début des années 80, entraînent, l'étude de nouvelles techniques spatiales dans le contexte cellulaire permettant de prendre en compte les interférences (interférence entre cellules, IMU et/ou IES) par des méthodes de séparation de sources (maximisation du RSIB plutôt que du RSB).

1.5.3.3 L'étude des réseaux à diversité dans un contexte multi-utilisateur

L'étude des techniques d'antennes adaptatives dans un contexte radiomobile, avec la prise en compte de l'aspect multi-utilisateur, a commencé au début des années 80 [80–82]. La grande différence par rapport aux techniques spatiales pour les communications radiomobiles étudiées auparavant [68] réside dans le fait que l'objectif n'est plus seulement d'améliorer la qualité de la liaison par diversité mais aussi d'augmenter directement l'efficacité spectrale (maximisation du RSIB plutôt que du RSB).

Les études théoriques des années 80 ont porté sur les performances et la capacité obtenues grâce à la combinaison optimale utilisée au niveau de la station de base, dans un canal plat en fréquence à interférence d'accès multiple, bruité et à évanouissements de Rayleigh à l'extérieur des bâtiments [80, 81] et à l'intérieur des bâtiments [82]. Dans ces études, les signaux associés aux différents utilisateurs et aux différents capteurs sont considérés entièrement décorrelés (réseaux à diversité parfaite).

G. Vaughan étudia en 1988, la combinaison optimale avec l'utilisation d'un réseau d'antennes au niveau de la station mobile. Il donna une interprétation physique en mettant en valeur les différences avec le traitement d'antenne utilisé pour la formation de faisceau et estima les implications sur la complexité numérique en prenant en compte diverses méthodes d'adaptation.

Dans les cas décrits précédemment, la séparation des signaux des différents utilisateurs ne se fait ni exclusivement dans le domaine des positions (chaque capteur reçoit les signaux de tous les utilisateurs), ni exclusivement dans le domaine angulaire (les spectres angulaires des signaux associés aux différents utilisateurs peuvent se chevaucher). Même si les signaux associés à différents utilisateurs se superposent dans le domaine des positions et des directions, la diversité des positions des terminaux et donc l'indépendance entre leurs canaux respectifs permettent d'obtenir des signatures spatiales (associées aux différents terminaux) orthogonales. Ceci peut être comparé, par analogie au domaine temporel, à l'AMRC qui permet de séparer des signaux se superposant en temps et en fréquence. La différence réside dans le fait que le "code spatial" n'est pas connu a priori mais dépend des positions spatiales des terminaux ainsi que des propriétés du canal.

En 1994, J.H. Winters démontra théoriquement l'augmentation des performances et de la capacité obtenues dans un système cellulaire à l'aide de réseaux multicapteurs et des traitements adéquats [83, 84]. Avec $N + K$ antennes, en supposant le modèle précédent de décorrélation parfaite et de même puissance moyenne entre capteurs et entre utilisateurs, il est possible de séparer $N - 1$ utilisateurs et d'obtenir une amélioration de l'ordre de diversité de $K + 1$ pour chaque utilisateur tant dans le cas sélectif que plat en fréquence. Ceci est une limite supérieure qui ne peut être atteinte que sous certaines conditions sur les canaux associés aux différents utilisateurs. L'impact de la corrélation entre les évanouissements (les évanouissements affectant les signaux issus des différentes antennes) engendrés par le modèle de diffusion locale [68, 85] sur la technique de combinaison à gain optimal a été étudié dans [86] : plus la corrélation est élevée (faible dispersion angulaire et/ou faible écart entre antennes) plus les performances se dégradent, car il devient plus probable d'obtenir des signatures spatiales corrélées entre utilisateurs et le gain de di-

versité par utilisateur est réduit. Ces méthodes ne sous-entendent pas explicitement de référence spatiale comme, par exemple les directions d'arrivée des ondes, mais plutôt une référence temporelle comme, par exemple, une séquence pilote.

1.5.3.4 L'exploitation de la structure spatiale pour les stations de base des systèmes cellulaires

Dans les années 60, le traitement adaptatif d'antennes [76–78, 87] se développe essentiellement dans un contexte radar et sonar avec des applications dans le domaine militaire, géophysique (sismologie) ou de la radioastronomie. Les traitements sont généralement basés sur la direction d'arrivée des OEM ce qui sous-entend le modèle correspondant aux réseaux à formation de faisceaux. Ces méthodes permettent, en particulier, d'annuler des interférents et d'augmenter le RSB par filtrage spatial et plus explicitement angulaire.

L'estimation des paramètres physiques d'une source (direction de la source "vue" par le réseau par exemple) nécessite, de par la contrainte de taille limitée de certains réseaux, des approches paramétriques à haute résolution [87–89] plutôt que des approches basées sur l'analyse de Fourier classique. On retrouve les méthodes spectrales basées sur des pseudo-spectres comme la méthode de Capon [90] ou la méthode MUSIC [91], les méthodes paramétriques basées sur un modèle de signal paramétrique comme ESPRIT [92], les méthodes paramétriques déterministes, basées essentiellement sur le MV comme l'algorithme EM (Expectation and Maximization) [93]. Ces techniques seront à la base des techniques d'estimation multidimensionnelle, utilisées dans les systèmes de communication sans fil et pour le sondage de canal. L'association des techniques d'estimation basées sur la structure spatiale et des techniques de modulation/démodulation va être largement étudiée dans le contexte des communications cellulaires sans fil à partir du début des années 90.

L'utilisation d'antennes multifaisceaux (plusieurs antennes directives pointant dans différentes directions), dans un environnement de type macro-cellulaire, a initialement été étudiée à la fin des années 80 [94], en considérant un modèle de source ponctuelle en champ lointain pour chaque utilisateur ainsi que des interférences entre cellules. La première étude portant sur l'utilisation d'un réseau linéaire uniforme au niveau de la station de base, associée à une technique d'estimation paramétrique angulaire, date de 1991 [95]. Dans cette étude, le modèle associé à un terminal n'est ni un modèle de source ponctuelle en champ lointain (corrélation totale entre les signaux issus des différents capteurs et d'un même utilisateur), ni un modèle de décorrélation totale entre les signaux issus des différents capteurs, mais un modèle intermédiaire (hypothèse de diffusion locale circulaire autour de la station mobile [68, 85]) permettant ainsi d'obtenir une corrélation plus réaliste. La plupart des modèles utilisés par la suite pour les macro-cellules, sont basés sur cette hypothèse, qui est justifiée par le fait que les stations de base sont élevées par rapport aux obstacles dans ce contexte. L'avantage de ce type de modèle réside dans sa signification physique faisant intervenir explicitement la notion angulaire. La matrice de corrélation entre les signaux issus des différents capteurs dépend alors de plusieurs paramètres physiques tels que le rayon de diffusion, la position du terminal relativement à la station de base et les caractéristiques du réseau d'antennes (géométrie et diagramme

de rayonnement des antennes). Ce modèle est particulièrement bien adapté à l'étude des méthodes basées sur l'estimation paramétrique angulaire pour le calcul des pondérations à appliquer aux signaux issus des différentes antennes. Ces méthodes basées sur les angles d'arrivée nécessitent des réseaux, dont les caractéristiques sont connues, avec des antennes suffisamment proches afin d'éviter les ambiguïtés angulaires mais ne nécessitent pas de séquence pilote pour l'adaptation. On peut parler de méthodes spatiales "aveugles".

Ce modèle de diffusion locale nécessita l'étude de nouvelles méthodes de formation de faisceaux, par rapport à celles développées dans le cas de sources ponctuelles. On peut citer, dans ce sens, l'étude menée par M. Bengston [96, 97] qui traite de la formation de faisceaux, avec pour information la direction moyenne et la dispersion angulaire des sources. Une forme analytique de réponse de réseau à une source diffuse à faible dispersion angulaire, s'appuyant sur un développement en série de Taylor, a été établie et a permis de développer des méthodes d'estimation fiables des directions moyennes des sources dans [98–100].

Ce modèle a permis d'effectuer des études plus réalistes des différentes techniques de formation de faisceaux adaptatives multi-utilisateurs dans un contexte macro-cellulaire sans visibilité directe entre le terminal et la station de base. On peut citer, pour exemple, les références [101–104], où des résultats en terme d'efficacité spectrale et de performances sont donnés pour différentes techniques essentiellement dans un contexte GSM. Ces techniques permettent d'augmenter l'efficacité spectrale mais ne permettent pas d'obtenir des gains de diversité élevés, du fait de la corrélation entre les signaux issus des différents capteurs (cette corrélation est liée à la proximité des capteurs propre au réseau à formation de faisceau et à la dispersion angulaire limitée par utilisateur).

On discerne deux grandes techniques spatiales multi-utilisateurs, le filtrage spatial à annulation d'interférence et l'AMRS. Le filtrage spatial à annulation d'interférence n'augmente pas directement l'efficacité spectrale (l'accès multiple ne repose pas sur le domaine spatial) mais permet d'améliorer le RSIB. Il peut permettre d'augmenter la couverture, ce qui peut être un avantage dans les endroits à faible densité d'utilisateurs, de réduire la puissance émise, de lutter contre les évanouissements, de lutter contre les IES et les IMU et/ou de diminuer la probabilité de blocage de la communication [104]. Dans un système AMRC, il permet de réduire l'effet proche/lointain (near/far effect). L'efficacité spectrale peut donc être indirectement augmentée par cette méthode en augmentant la réutilisation spectrale. L'AMRS permet, par contre, d'augmenter directement l'efficacité spectrale d'un système cellulaire en utilisant la dimension spatiale afin d'augmenter le nombre de canaux (la densité d'utilisateurs) par station de base. Cette technique est particulièrement adaptée aux endroits à forte densité d'utilisation. Elle nécessite néanmoins des changements sur les protocoles d'accès multiples, contrairement au filtrage spatial à annulation d'interférence.

Les techniques de traitement temporel et de traitement spatial ont naturellement évolué vers des techniques de traitement conjoint temps-espace [105, 106] dès les années 93-94. On parle alors de filtrage spatio-temporel. Typiquement, ce type de traitement est envisagé dans les systèmes à large bande (canal sélectif en fréquence) tels que les systèmes AMRC. On retrouve ainsi le récepteur RAKE-2D [107–114] qui est une extension

du récepteur RAKE temporel et l'égaliseur spatio-temporel [115–117]. Récemment des travaux ont porté sur l'utilisation des techniques multi-antennes tant au niveau de la station de base [118] qu'au niveau du mobile [119] dans le contexte de l'UMTS (systèmes AMRC).

Sur le plan Européen, des projets comme TSUNAMI (I et II) [120–122] ou SUNBEAM (<http://www.project-sunbeam.org/>) ont permis d'étudier et de vérifier expérimentalement la faisabilité de techniques de formation de faisceaux pour des systèmes de deuxième génération (GSM, DECT, DCS) et de troisième génération (UMTS). On pourra trouver des synthèses sur l'utilisation des antennes adaptatives et les traitements envisageables dans un contexte cellulaire dans [88, 105, 106, 123–126].

1.5.3.5 L'exploitation du domaine spatial simultanément en émission et en réception : systèmes MIMO

Les systèmes MIMO dans le contexte actuel des communications sans fil englobent les systèmes qui utilisent conjointement à l'émission et à la réception un réseau d'antennes. Les signaux émis et reçus ne sont alors plus seulement variants dans le temps mais aussi dans l'espace. Ils présentent un intérêt dans les milieux à trajets multiples. Les deux dimensions utilisées, spatiale et temporelle, doivent alors permettre, au moins avec un canal favorable, d'augmenter la capacité par utilisateur (création virtuelle de plusieurs canaux temporels indépendants) par rapport à un système à 1 seule antenne sur chaque site, utilisant les mêmes ressources spectrale et temporelle. La différence majeure avec les systèmes exploitant le domaine spatial sur un seul des deux sites, provient du fait que les systèmes MIMO peuvent exploiter bénéfiquement les trajets multiples alors que les autres systèmes cherchent à lutter contre les trajets multiples et leurs effets sur le système. C'est en particulier pour cette raison que la recherche de modèles de canaux réalistes est un enjeu encore plus important pour l'étude des systèmes MIMO que pour les autres systèmes.

Les travaux de J.H. Winter [127] constituent la première analyse théorique de la capacité MIMO dans le contexte des communications sans fil. A partir de 1995, les travaux de I.E. Telatar [128], de G.J. Foschini et M.J. Gans [129] et de G.G. Raleigh [130] ont permis de montrer le potentiel de telles techniques en déduisant, du point de vue de la théorie de l'information, la formule de capacité d'un canal gaussien à évanouissements prenant en compte la matrice du canal MIMO. Dans [128, 129], le modèle de canal considéré est une matrice aléatoire gaussienne complexe et de moyenne nulle, reliant les échantillons spatiaux d'entrée à ceux de sortie, dont les éléments sont indépendants et identiquement distribués (IID). Dans [129], la matrice de canal est connue du récepteur mais pas de l'émetteur qui ne connaît que sa distribution. Dans [130], G.G. Raleigh propose un système combinant le multiplexage fréquentiel (l'OFDM) et le multiplexage spatial. En s'appuyant sur un modèle paramétrique de canal comportant L trajets multiples spéculaires décorrélés entre eux, il en déduit que le nombre de flux de données tempo-fréquentiel est inférieur au minimum entre le nombre d'antennes à l'émission, le nombre d'antennes à la réception et le nombre de trajets. Ces premiers résultats ont provoqué un engouement important pour l'étude théorique et pratique des systèmes MIMO.

Les études théoriques sur la capacité des canaux MIMO vont ensuite prendre en compte des modèles de matrice de canal plus réalistes : moyenne non nulle aboutissant au canal de Rice [131], corrélation entre les éléments de la matrice [132–134], variation rapide et lente au cours du temps [135]. L'étude de l'impact de la corrélation entre les éléments de la matrice de canal sur la capacité peut s'envisager principalement de deux façons : les méthodes basées sur la répartition des valeurs propres [132–134] et celles basées sur la matrice de corrélation du canal [136, 137]. Les méthodes basées sur la matrice de corrélation du canal permettent en particulier d'obtenir des bornes supérieures de la capacité d'une manière analytique assez simple, comparées aux méthodes basées sur la répartition des valeurs propres (qui néanmoins donnent des résultats plus exacts et pas seulement des bornes supérieures). D'autre part, en plus des contraintes de puissance et de largeur de bande finies, des contraintes sur le niveau de connaissance de la matrice de canal par l'émetteur et/ou le récepteur peuvent être prises en compte pour le calcul de la capacité.

Dans [128, 129, 131], seul le récepteur connaît cette matrice alors que dans [135], ni l'émetteur ni le récepteur ne la connaissent. Dans ce cas, l'allocation de puissance optimale en entrée correspond à un niveau de puissance égal sur toutes les antennes d'émission (si toutes les antennes d'émission sont identiques et ont le même gain) et une décorrélation entre les signaux émis sur les différentes antennes d'émission, ce qui sous-entend une matrice de covariance du signal émis proportionnelle à la matrice identité. La capacité pour une puissance totale émise fixée est alors différente selon le sens de la liaison lorsque le nombre d'antennes sur chacun des deux sites d'émission et réception est différent : elle est plus grande lorsque l'émetteur détient moins d'antennes que le récepteur que pour le cas inverse.

Dans [128, 130, 133, 134, 138], l'émetteur et le récepteur connaissent parfaitement la matrice de canal. La connaissance au niveau des deux sites entraîne une allocation optimale de puissance non forcément uniforme à l'émission appelée *waterfilling* (remplissage équilibré des modes). Celle-ci est obtenue par maximisation de l'information mutuelle sur l'ensemble des distributions du vecteur de signal, toujours en imposant une contrainte de puissance totale finie. Le gain apporté par la connaissance du canal en émission en terme de capacité est notable pour de faibles RSB, lorsqu'il y a de la corrélation entre les éléments de la matrice de canal et/ou dans le cas de la présence d'une composante prédominante (canal de Rice). A forts RSB, les capacités avec ou sans connaissance du canal tendent à être égales. L'étude de la capacité obtenue dans le cas d'un système MIMO-OFDM a été effectuée dans [139] et permet de prendre en compte la sélectivité fréquentielle du canal dans le calcul de la capacité et en particulier sur sa répartition statistique (capacité de coupure ou *outage capacity*). L'allocation optimale se fait alors conjointement dans le domaine spatial et le domaine fréquentiel. Dans [139], il est montré que la sélectivité fréquentielle participe aussi à l'augmentation de la capacité MIMO en réduisant les variations de la capacité au cours du temps.

Si la plupart des modèles utilisés pour les premières études théoriques sur la capacité MIMO sont basés sur une matrice aléatoire gaussienne complexe décrite par sa matrice de corrélation, d'autres modèles de canaux plus réalistes basés sur des interprétations physiques vont permettre d'obtenir des formules de capacité plus réalistes et reliées ex-

pliquement aux caractéristiques physiques du canal et des réseaux d'antennes utilisés. Ces modèles sont généralement basés sur le modèle géométrique à 2 rebonds (diffuseurs locaux à l'émetteur et diffuseurs locaux au récepteur) et sont particulièrement adaptés à des liaisons extérieures aux bâtiments [140–145]. Ils permettent, en particulier, de générer de la corrélation entre les éléments de la matrice du canal mais aussi de mettre en évidence l'effet "pin-hole" appelé aussi "key-hole" dans [146] (en français, "goulot d'étranglement"). Notons que dans ces études, les matrices aléatoires ne sont pas gaussiennes et ne correspondent donc ni à des répartitions de Rayleigh ni à des répartitions de Rice sur le module (somme de multiplications de deux variables aléatoires gaussiennes complexes).

Des études permettant de faire abstraction du type de réseaux d'antennes utilisé en employant des modèles propres à la propagation des OEM, permettent d'obtenir des formes analytiques de capacité, où les contraintes de nombre d'antennes en émission et en réception sont remplacées par des contraintes de volumes occupés en émission et en réception [147, 148]. Les capacités alors obtenues faisant abstraction du système entier, c'est à dire tant dans le domaine spatial que temporel, ne peuvent être atteintes que pour certaines configurations de réseaux d'antennes (géométrie, nombre et diagramme des antennes...) [147]. Une formule de capacité limite pour des volumes d'émission et de réception donnés, prenant en compte les propriétés des OEM et de leur propagation, peut être déduite. De plus, cette capacité peut être déduite pour un canal donné ou sur l'ensemble des canaux possibles en maximisant l'information mutuelle non seulement sur tous les signaux d'entrée possibles mais aussi sur toutes les matrices de canal autorisées par les équations de Maxwell [148]. A partir de ce formalisme physique, il est possible d'introduire la notion de capacité spatiale en bit/s/Hz/m^3 [148] qui permet de placer le domaine spatial au même rang que le domaine tempo-fréquentiel dans la formule de capacité.

Des études sur les systèmes MIMO dans un contexte cellulaire multi-utilisateur sont reportées dans [149–151]. En plus des effets microscopique (répartition de Rayleigh/Rice sur le module) à petite échelle sont pris en compte les effets macroscopiques à moyenne échelle, (répartition lognormale de la puissance moyenne) et les pertes de puissance moyenne en fonction de la distance dans [149, 151]. Des résultats plus généraux, basés sur la théorie de l'information sont présentés dans [152].

Récemment, la capacité MIMO dans le cas de la norme UMTS (canal sélectif en fréquence et corrélation entre les éléments de la matrice de canal) a été étudiée [153, 154], en particulier sur la base de modèles de canaux réalistes en s'appuyant sur des mesures issues du projet METRA.

Afin de se rapprocher au mieux des performances et de la capacité escomptées avec les systèmes MIMO, différentes techniques sont à l'étude. Précisons que les techniques maximisant la capacité ne sont pas forcément celles qui maximisent le TEB pour une efficacité spectrale donnée. Les techniques de codage temps-espace [39, 42], initialement étudiées par Tarock [155] et Alamouti [156] pour les systèmes MISO (Multiple Input Single Output), permettent d'exploiter efficacement la diversité spatiale offerte en émission lorsque la matrice de canal n'est pas connue à l'émission. Ces techniques de codage

sont facilement applicables au cas MIMO, ce qui permet d'ajouter la diversité offerte par les différentes antennes du réseaux de réception. Les techniques de multiplexage spatial, comme par exemple le système V-BLAST [157], permettent de transmettre plusieurs flux de données ayant la même ressource tempo-fréquentielle. Le système V-BLAST est adapté au cas où l'émetteur ne connaît pas la matrice du canal. En réception, des techniques adéquates de séparation des flux de données doivent être utilisées. De même que pour les techniques de séparation multi-utilisateurs, on retrouve des techniques linéaires ou non-linéaires. L'algorithme V-Blast fonctionne quant à lui sur une séparation successive des flux en commençant par le plus puissant jusqu'au plus faible. Les méthodes de multiplexage permettent d'augmenter directement le débit symbole par la création de sous-canaux, contrairement au codage temps-espace qui lui permet d'améliorer la qualité et donc permet d'augmenter le nombre d'états de la modulation (augmentation du débit numérique mais pas du débit symbole). Les techniques doivent être étudiées et choisies en fonction du type de canal rencontré, de la complexité au niveau de l'émetteur et du récepteur et évidemment des contraintes imposées par le système en question. Notons à ce sujet que le volume occupé par les réseaux d'antennes est de moins en moins un problème lorsque la fréquence porteuse augmente (par exemple à 60 GHz, $\lambda \approx 5$ mm). En particulier, des compromis entre codage (redondance de l'information) et multiplexage spatial doivent être trouvés [158, 159], afin de maximiser l'efficacité spectrale tout en conservant des performances suffisantes.

L'utilisation de réseaux d'antennes simultanément à l'émission et à la réception permet de multiplexer plusieurs flux de données ayant les mêmes ressources spectrales et temporelles (gain en débit maximal de $\min(M, N)$ avec M antennes à l'émission et N à la réception), d'exploiter la diversité offerte par le domaine spatial sur chaque site (gain de diversité maximal de MN , alors qu'avec $M + N$ antennes sur l'un des deux sites et une seule antenne sur l'autre site, il n'est que de $M + N$) et d'augmenter le RSB par ce que l'on appelle le gain de réseau [138, 160]. Lorsque l'émetteur ne connaît pas la matrice du canal, le réseau d'émission ne participe pas au gain de réseau, ce qui est le cas, par exemple, des techniques de codage temps-espace.

Actuellement, ces techniques sont à l'étude dans le contexte des normes actuelles telles que l'UMTS ou les réseaux locaux sans fil de type HIPERLAN et IEEE 802.11a,b,c. On trouvera dans [159] et dans la revue correspondante, un état de l'art récent sur la théorie et les techniques associées aux systèmes MIMO.

Les techniques spatiales permettent de répondre aux besoins cités précédemment mais la complexité accrue des systèmes (la multiplication des voies radiofréquences et la puissance de calcul pour les parties numériques), les contraintes de limite volumique (en particulier des terminaux) et l'adéquation avec les normes actuelles des systèmes sans fil doivent être prises en compte dans le choix des techniques. De plus, si d'une manière générale des modèles de canaux réalistes sont indispensables, ceci est d'autant plus vrai pour l'étude des systèmes exploitant le domaine spatial.

1.6 Conclusion

Ce chapitre a pour but de présenter une synthèse concernant les communications sans fil. Nous avons dressé un historique des sujets concernant les communications sans fil et proposé une synthèse qualitative sur les communications numériques, les techniques qui s’y rattachent et, plus précisément, les techniques exploitant le domaine spatial. Nous nous sommes penchés tant sur l’aspect physique du support de transmission que sur l’aspect système.

L’historique a permis de mettre en évidence la succession des découvertes théoriques et des réalisations expérimentales de systèmes de transmission sans fil depuis le 19^{ème} siècle jusqu’aux premiers systèmes radiomobiles. Nous avons pu remarquer que si les premiers systèmes de transmission filaire sont apparus suite aux découvertes sur l’électricité et sur le magnétisme dès le premier quart du 19^{ème} siècle (télégraphie sans fil), l’idée de systèmes de transmission sans fil est arrivée à la fin du 19^{ème} siècle, une vingtaine d’années après la découverte des ODM. Des expériences de propagation et la mise au point de systèmes de transmission ont par la suite été conduites pour des applications de télégraphie et de téléphonie. Le développement de théories régissant les communications commença à partir des années 20, après l’élaboration des premiers systèmes de transmission opérationnels.

La description d’une chaîne de communication numérique a permis de définir non-seulement les différents organes physiques d’une chaîne mais aussi les opérations généralement effectuées. Le milieu de transmission sans fil et les dégradations qu’il peut engendrer ont été décrits. Nous avons vu que plusieurs définitions du canal de transmission pouvaient être posées selon le point de vue adopté. Les contraintes imposées à un système de communications sans fil comme la présence de plusieurs utilisateurs ou les dégradations engendrées par le milieu nécessitent l’utilisation de techniques de communications évoluées. Les principales techniques de communications mono et multi-utilisateurs ont été présentées. Elles sont basées sur les deux concepts de base que sont le multiplexage des informations et l’exploitation de la diversité (exploitation de la redondance d’information).

Les communications sans fil font intervenir une dimension supplémentaire par rapport aux communications filaires, la dimension spatiale. Cette dimension peut être exploitée en plus de la dimension temporelle. La dernière partie traite plus spécifiquement de ce thème et des techniques qui s’y rattachent. Les premières techniques remontant au début du siècle exploitaient la diversité offerte par la réception de signaux issus de différentes antennes. Plus récemment, l’idée de séparer spatialement les utilisateurs par formation de faisceaux et/ou d’éliminer les interférences, a fait son apparition dans le contexte réseaux sans fil. Enfin, depuis la fin des années 90, des techniques permettant de transmettre des informations par l’intermédiaire de signaux spatio-temporels ont fait leurs apparitions. Ces techniques nécessitent l’utilisation de plusieurs antennes en émission et en réception et sont connues sous le terme de techniques MIMO.

Chapitre 2

L'étude du canal de transmission dans le contexte cellulaire

2.1 Introduction

La connaissance du canal de transmission dans un contexte radiomobile est très importante pour le développement des méthodes et des techniques de transmission adaptées aux réseaux cellulaires. Elle est aussi très difficile à obtenir, du fait de la grande diversité des situations rencontrées. Pour cette raison, on utilise des méthodes statistiques, tant pour l'analyse que pour la modélisation. L'analyse et la modélisation du canal de transmission sont basées sur un formalisme mathématique le décrivant, sur les principes physiques de la propagation des OEM, ainsi que sur les organes d'émission et de réception tels que les antennes, entrant en interaction avec les OEM. Le canal de transmission est généralement représenté mathématiquement par un filtre linéaire variant dans le temps.

2.1.1 Les principales approches pour l'étude du canal

Deux grandes approches peuvent être distinguées : l'approche théorique déterministe nécessitant un maximum de renseignements sur le milieu de propagation (modèle de terrain) et l'approche expérimentale. L'approche théorique déterministe est basée sur la théorie physique de la propagation des ondes définie par les équations de Maxwell (résolution numérique par FDTD par exemple) ou par l'optique géométrique (phénomènes de réflexion, diffusion, réfraction et diffraction) basée sur la notion de rayon. L'approche expérimentale nécessite l'utilisation d'un sondeur afin de mesurer le canal de transmission. Notons que la mesure du canal de transmission est indispensable, en ce sens qu'elle permet aussi de valider les méthodes théoriques. Comme les méthodes basées sur la mesure du canal de transmission, la résolution des équations de Maxwell ne fournit pas directement de signification physique car tous les phénomènes sont pris en compte simultanément. Il est alors utile d'effectuer des traitements afin de mieux comprendre et discerner les phé-

nomènes physiques de propagation. Au contraire, les méthodes basées sur l'optique géométrique, faisant intervenir directement des phénomènes physiques dissociés, permettent de comprendre plus simplement la propagation et sa relation à l'environnement physique.

Ces deux méthodes, théorique et expérimentale, permettent d'obtenir des données déterministes sur le canal de transmission liées à une configuration particulière. Si l'objectif est de développer un système de communication pour une liaison bien particulière, les données propres à cette liaison seront très utiles mais, le plus souvent, il s'agit d'étudier et de mettre au point un système devant s'adapter à un ensemble de configurations plus ou moins différentes les unes des autres. Il est alors plus judicieux d'utiliser une caractérisation et une modélisation statistique à partir des données issues d'un ensemble de mesures ou d'une méthode théorique préalablement validée. Les modèles déduits sont alors de type empirique. L'analyse peut également être basée sur un modèle mathématique, généralement probabiliste, déduit d'un raisonnement physique (comme par exemple le modèle de Rayleigh sur le module des évanouissements à petite échelle). Ce type de modèle devra être confronté à des données issues de la mesure et/ou de méthodes théoriques afin de le vérifier et de le paramétrer. Ces modèles sont importants puisqu'ils peuvent être utilisés, non seulement dans un contexte de simulation mais aussi dans un contexte d'étude analytique. Il s'agit dans ce dernier cas de trouver un bon compromis entre réalité physique et simplicité analytique.

2.1.2 Bref historique

Dans la suite, on s'intéresse à l'historique de l'analyse et de la modélisation du canal de transmission dans la gamme des micro-ondes (de quelques centaines de MHz à quelques GHz) et pour des liaisons à courtes distances (au maximum de l'ordre de la dizaine de kilomètres). On ne s'intéresse pas directement aux méthodes théoriques déterministes ou aux systèmes de mesure mais aux résultats de propagation qu'ils permettent d'obtenir. On ne s'intéresse pas non plus aux études concernant les pertes de puissance moyenne à grande échelle en fonction de la distance. On pourra se reporter pour ce dernier point à [161–165].

Les changements ayant ponctué l'analyse du canal de transmission concernent les gammes de fréquence, le type de liaison et milieu de propagation ainsi que les dimensions étudiées (temporelle, fréquentielle, spatiale). La présentation historique ne pouvant se décliner simultanément selon ces trois critères, les parties principales de ce chapitre seront séparées arbitrairement selon les dimensions étudiées. L'évolution du type d'étude du canal de transmission est très liée à l'étude et aux besoins pressentis des systèmes (d'abord étude à bande étroite, puis utilisation de la diversité spatiale et/ou fréquentielle d'ordre 2, augmentation des largeurs de bande, extension des liaisons radiomobiles à l'intérieur des bâtiments, exploitation du domaine spatial au niveau de la station de base pour la formation de faisceaux et enfin les systèmes MIMO). En effet, au début, les communications radiomobiles étaient dédiées à la téléphonie mobile, ce qui ne nécessitait qu'une caractérisation à bande étroite. L'idée de transmettre des données numériques à haut débit et pour un nombre croissant d'utilisateurs entraîna les études du canal à large bande puis les études précises du canal dans le domaine spatial.

Six dates ont marqué l'analyse et la modélisation du canal de transmission :

- à partir des années 50 : premières mesures essentiellement à bande étroite en milieu urbain macrocellulaire (pertes de puissance, répartition statistique des amplitudes des évanouissements, vérification des lois de Rayleigh et de Rice...),
- à partir des années 60 : mesures et études à bande étroite visant à caractériser les évanouissements temporels et spatiaux au niveau du mobile (direction d'arrivée au niveau du mobile, spectre Doppler, fonction de corrélation temporelle et spatiale au niveau du mobile), prédiction à partir de modèles mathématiques des caractéristiques de la diversité fréquentielle, spatiale au niveau du mobile et au niveau de la station de base dans des milieux urbains et suburbains macrocellulaires,
- à partir des années 70 : mesures et études à large bande permettant d'étudier simultanément le domaine Doppler (sélectivité temporelle) et le domaine des retards (sélectivité fréquentielle), études expérimentales de la diversité d'ordre 2 de position et de polarisation,
- à partir des années 80 : études de la propagation à l'intérieur des bâtiments,
- à partir des années 90 : études de la propagation dans un contexte microcellulaire,
- à partir de 1994 : études et mesures des directions d'arrivée au niveau de la station de base et caractérisation/modélisation spatio-temporelle,
- à partir de 2000 : mesures conjointes espace à l'émission et espace à la réception (canaux de transmission MIMO).

Parallèlement, les bandes de fréquences considérées ont évolué avec le temps en fonction des normes à l'étude. Il est toutefois possible de noter une augmentation générale de ces fréquences en passant de la gamme des 400-900 MHz, pour les premières et secondes générations, à la gamme des 2 GHz pour les troisièmes génération et récemment la gammes des 5 GHz et des 17-60 GHz pour les futurs systèmes.

2.2 Les travaux pionniers

Les premières analyses du canal de transmission multitrajets remontent à la fin des années 40 et concernent essentiellement la distribution statistique de l'amplitude du champ reçu à petite échelle et à bande étroite. S.O. Rice [166] généralise la distribution de Rayleigh, en ajoutant à la partie aléatoire une composante déterministe, modélisant physiquement le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur lorsque ceux-ci sont en visibilité (LOS pour Line Of Sight). M. Nakagami [167] propose aussi une autre distribution, permettant de prendre en compte une composante prépondérante dans un environnement diffus, qui englobe comme la loi de Rice la distribution de Rayleigh.

Les premières mesures de propagation dans un contexte cellulaire radiomobile ont eu lieu à New York et remontent à 1950 [168, 169]. Ces mesures à des fréquences allant de 150 à 3700 MHz ont permis de vérifier la loi de Rayleigh sur la distribution de l'amplitude au cours du temps dans des configurations où émetteur et récepteur sont en non-visibilité

(NLOS pour Non Line Of Sight). De plus, ces mesures ont montré une diminution de la puissance moyenne reçue en fonction de la distance plus importante que celle prédite dans le cas d'une terre plane ainsi qu'une grande dépendance de la puissance à la fréquence. La composante aléatoire de la puissance moyenne reçue due aux phénomènes de masquage a été qualitativement mise en évidence. Dans [168], l'analyse à large bande autour de 450 MHz (émission d'impulsions temporelles) a permis de caractériser les trajets multiples. Il ressort de cette étude que plus les retards des trajets sont élevés, moins la présence de trajets est probable, ce qui va en faveur de la loi de répartition exponentielle décroissante souvent utilisée dans ce contexte. Ces études sont le point de départ des analyses extensives du canal de transmission dans des environnements urbains puis à l'intérieur des bâtiments.

2.3 Les études sur les évanouissements temporels et le spectre Doppler

Les premiers systèmes utilisés étant à bande étroite (téléphonie mobile analogique) par rapport à la bande de cohérence des canaux rencontrés en pratique, la plupart des études de propagation ont, entre 1960 et 1970, porté sur les évanouissements temporels à bande étroite (direction d'arrivée des ondes au niveau du mobile, spectre Doppler, fonction de corrélation). Notons que ces études permettent de caractériser les évanouissements spatiaux au niveau du mobile puisqu'elles considèrent que les évanouissements temporels sont causés par le mouvement du mobile.

En ce qui concerne la répartition de l'amplitude du champ reçu sur de petites zones, des mesures en environnement suburbain/rural ont confirmé l'adéquation du modèle de distribution de Rayleigh dans la grande majorité des cas, à des fréquences comprises entre 50 et 300 MHz dans [170], à 836 MHz et 11200 MHz, dans [171]. Dans certains cas, en particulier dans le cas LOS, la loi de Rice est mieux adaptée.

Les principales mesures, ayant conduit à une caractérisation à l'ordre 2 des évanouissements temporels, ont été effectuées par J.F. Ossanna [172] pour l'étude du spectre Doppler et de la corrélation entre deux porteuses espacées de 0.1 à 2 MHz autour de 860 MHz et par W.C.Y. Lee pour l'étude de la corrélation temporelle et de l'influence d'antennes directives au niveau du mobile à 836 MHz [173]. Il apparaît que les antennes directives tendent à diminuer la durée moyenne des évanouissements, ce qui confirme les études théoriques.

Le premier modèle mathématique de spectre Doppler a été proposé par J.F. Ossanna en 1964 [172]. Il est basé sur la réception par le mobile d'un ensemble d'ondes planes ayant subi des réflexions spéculaires sur les parois des bâtiments l'environnant et d'une onde plane correspondant au trajet direct. La confrontation de ce modèle à des mesures effectuées en milieu suburbain a montré qu'il n'était pas très adéquat pour les basses fréquences du spectre Doppler.

Des généralisations de ce modèle au cas de réflexions diffuses ont été proposées successivement par E.N. Gilbert [174], puis par R.H. Clarkes [175]. La notion de densité de probabilité des angles et des amplitudes des composantes a été introduite. Ce modèle a permis d'étudier l'autocorrélation temporelle des évanouissements en fonction des antennes utilisées au mobile. Le spectre angulaire considéré est un spectre uniforme dans le plan horizontal. A partir de ce modèle, la corrélation entre signaux à différentes fréquences a pu être calculée et confrontée aux mesures de J.F. Ossanna [172] et de W.R. Young [168]. A partir d'un modèle plus général ne considérant pas forcément une somme d'ondes planes, mais plutôt un spectre de puissance en fonction des angles, M.J. Gans a étudié l'impact de son modèle sur la corrélation temporelle, spatiale au niveau du mobile mais aussi spatiale au niveau de la station de base [176].

Ces modèles de diffusion locale autour du mobile ont été déduits de considérations physiques puis confrontés à des mesures. Néanmoins, certaines mesures ne présentent pas les propriétés prédites par ce type de modèle. En effet, si ce modèle est valide à grande échelle, les ondes ne sont pas forcément uniformément réparties pour une zone locale donnée [177–179]. Dans [178], les mesures d'angle d'arrivée au niveau du mobile montrent que 3 ou 4 trajets prédominants, pouvant facilement être prédits par l'optique géométrique (réflexions sur les bâtiments), arrivent en supplément à la diffusion circulairement uniforme. Afin d'obtenir une forme analytique plus souple du spectre de puissance Doppler et de la fonction de corrélation pour un déplacement linéaire, une distribution anisotrope du spectre angulaire, appelée distribution de Von Mises, a été proposée dans [179]. Des mesures ont démontré sa bonne adéquation et les deux paramètres (3 lorsqu'on utilise la superposition de la distribution de Von Mises et la distribution uniforme) ont été estimés [179]. D'autre part, le modèle de Clarkes ne prend en compte que la propagation dans le plan azimutal. A ce sujet, W.C.Y Lee a montré expérimentalement que les ondes arrivaient avec une certaine élévation, inférieure à 16° dans [180], plus grande en environnement urbain que suburbain [181]. Dans ce contexte, des modèles mathématiques de spectre Doppler en milieu urbain, prenant en compte la propagation dans les trois dimensions spatiales (3D), sont développés par la suite [182–184]. Ces modèles ont été construits sur la base d'un raisonnement physique, mais aussi dans le but d'obtenir un traitement analytique suffisamment simple afin de permettre le calcul du spectre Doppler et de la fonction de corrélation temporelle associés aux évanouissements temporels. Notons que les modèles 3D permettent aussi de calculer la corrélation entre plusieurs antennes placées dans le plan vertical et plus généralement séparées dans l'espace 3D [183].

La plupart des études admettant comme hypothèse une propagation dans le plan horizontal ont été présentées dans l'ouvrage de Jakes [68]. Dans [47, 181, 183], on retrouve quelques études faisant intervenir la propagation dans les 3 dimensions au niveau du mobile. Ces études ont permis d'analyser l'influence du canal de transmission sur les signaux bande étroite après détection d'enveloppe ou sur les signaux modulés en fréquence [68, 176] dans différentes configurations (avec différentes techniques de diversité). L'intérêt se portait alors essentiellement sur des techniques de diversité (spatiale ou fréquentielle). L'ordre de diversité envisagé étant généralement de deux, la modélisation ne nécessitait pas une grande précision, c'est à dire pas la nécessité de considérer explicitement des trajets multiples discriminables. La forme des profils de puissance n'était que

peu importante et c'était plutôt l'étalement (des retards, angulaire) qu'il était important de connaître.

2.4 Les études expérimentales dans le contexte de la diversité spatiale

Les études sur la diversité spatiale présupposent généralement deux branches de diversité. Les signaux sont issus de deux antennes positionnées différemment, pointant dans différentes directions, de polarisations différentes et/ou de diagrammes différents. Les études sont généralement faites à bande étroite. Le gain de diversité se caractérise par la comparaison des fonctions de répartition de l'enveloppe (ou de certains de ses paramètres comme les quantiles à n % souvent avec $n = 90$ et/ou 99) selon le nombre de branches utilisées et la combinaison utilisée. Une étude plus précise pouvant être utile à la caractérisation et à la modélisation consiste à considérer la corrélation entre les amplitudes issues des différentes branches et le rapport des puissances moyennes entre les signaux issus des différentes branches. Rappelons que les études expérimentales et théoriques sur le spectre Doppler permettent aussi d'examiner la diversité spatiale au niveau du mobile.

Quelques mesures de propagation datant de 1972 [185] avaient déjà montré que les deux polarisations, verticale et horizontale, permettaient de recevoir des signaux assez décorrélés au niveau du mobile. L'étude théorique de la corrélation spatiale (de position selon une ligne dans le plan horizontal), au niveau d'une station de base en milieu urbain macrocellulaire, a commencé avec les travaux de [68, 176]. Les premières études expérimentales de corrélation spatiale au niveau de la station de base remontent à 1973 [186]. Dans cette étude, W.C.Y. Lee a confronté un modèle de diffusion locale circulairement uniforme autour du mobile à des mesures de diversité d'espace au niveau de la station de base, ce qui a permis d'estimer le rayon de la zone de diffusion (celle-ci pouvant être aussi estimée à partir de l'étalement des retards [68]). En 1977, W.C.Y. Lee effectue une étude du même type mais en fonction de la hauteur du site de station de base : plus le site est haut, plus les antennes doivent être écartées pour conserver une même corrélation entre signaux. Durant les années 80, des mesures portant sur la corrélation spatiale au niveau de la station de base permettront dans [187] de montrer qu'un spectre angulaire gaussien dans le plan azimutal est bien adapté. Dans [188], des résultats concernant la corrélation dans le plan vertical sont donnés. Des résultats de ce type, à 1,9 GHz en environnement urbain et suburbain [189], avec un grand réseau d'antennes (8 m), montrent que la distance de cohérence dans le plan horizontal est plus petite que celle obtenue dans le plan vertical.

L'impact de l'orientation aléatoire de l'antenne d'un mobile portable a été étudié par D.C. Cox en 1986 [190]. L'étude est basée sur des mesures à 800 MHz en environnement suburbain avec l'émetteur (représentant le mobile) à différentes positions autour de 8 maisons et à l'intérieur de 2 grands centres commerciaux et le récepteur (représentant la station de base) à l'extérieur des bâtiments. Ces études ont montré que la puissance des signaux reçus est à peu près équivalente sur les deux polarisations, horizontale et verticale [190]. Ces résultats signifient que l'orientation aléatoire des mobiles portables ne cause pas

de dégradation sur la transmission. L'étude de la corrélation entre les deux composantes de polarisation pour cette campagne de mesure est présentée par S.A. Bergmann dans [191]. Elle a montré que l'utilisation de la diversité de polarisation au niveau du mobile permettait dans le cas LOS, de lutter contre l'effet de l'orientation aléatoire et dans le cas NLOS de lutter, en plus, contre les évanouissements temporels.

Au contraire, les études [192, 193] portent sur la caractérisation de la polarisation au niveau de la station de base dans des environnements urbains et suburbains à 900 et 450 MHz. Dans [192], les antennes sont polarisées à $\pm 45^\circ$ et les résultats montrent des niveaux de puissance assez similaires et une corrélation assez élevée. Dans [193], les antennes sont polarisées horizontalement et verticalement. La puissance moyenne reçue en polarisation verticale est plus grande que celle reçue en polarisation horizontale (7 dB de différence en milieu urbain et 12 dB en milieu suburbain) tandis que les signaux issus des deux polarisations sont décorrélés. Il existe un compromis entre un rapport des puissances moyennes se rapprochant de 1 et un niveau de corrélation se rapprochant de 0 [193]. Les résultats des deux études vont dans le même sens et la différence apparente ne vient que de la rotation de 45° des deux dipôles orthogonaux.

Au début des années 90, des études ont porté sur la comparaison entre différents types de diversité. En particulier, une comparaison entre la diversité de position (0,75 à 2 longueurs d'onde de séparation), de polarisation (verticale et horizontale) et de fréquence (entre 1 et 20 MHz de séparation) à l'intérieur des bâtiments et à 900 MHz, est menée dans [194]. La décorrélation est obtenue pour une séparation fréquentielle de 5 à 10 MHz, pour une séparation de 0,75 longueur d'onde. La diversité de polarisation étant aussi performante que les deux autres (pour les séparations spécifiées), elle sera préférée à la diversité de position pour son économie de place et à la diversité fréquentielle pour son économie de largeur de bande occupée. Dans [195], une étude avec quatre branches de diversité, dans les domaines fréquentiel et spatial (deux fréquences différentes et deux positions différentes) à l'intérieur des bâtiments à 1,75 GHz, montre qu'il est possible d'obtenir des résultats similaires à ceux obtenus avec quatre branches indépendantes pour un écart supérieur à 0,25 longueur d'onde en espace et à 5 MHz en fréquence.

Récemment, des études du même type ont été effectuées mais dans la gamme des 2 GHz [196, 197]. Dans [196], une comparaison entre la diversité de position et de polarisation au niveau de la station de base (deux antennes) en environnement urbain, suburbain, rural et sur autoroute, est présentée. À partir des mesures, une relation empirique entre gain de diversité, corrélation entre les enveloppes de chacun des deux signaux et différence de puissance sur chacune des branches, est proposée pour différentes techniques de combinaison. Dans [198], des mesures à 850 MHz en milieu urbain et rural permettent de caractériser les gains de diversité dans 3 cas différents de diversité spatiale et angulaire. Dans un cas, il y a 12 faisceaux de 15° d'ouverture chacun, dans l'autre, il y a 24 faisceaux de 30° et dans le dernier cas, deux antennes ayant une ouverture de 92° sont espacées de 10 longueurs d'onde et placées sur chacun des 3 secteurs de 120° . Cette étude, montre qu'avec une méthode de réception par sélection de la branche la plus puissante, les performances en diversité angulaire sont équivalentes à celles en diversité spatiale dans le cas urbain mais moins bonnes dans le cas rural. Cela provient du fait que la dispersion angulaire est plus faible et le coefficient de Rice plus grand en milieu rural. Dans [199],

une comparaison du même type (diversité de polarisation, de position et de direction), sur une station de base en milieu urbain à 900 MHz, montre que la diversité de polarisation est plus efficace que les autres lorsque l'orientation du mobile portable est aléatoire et en particulier lorsque la polarisation de son antenne est horizontale. Des mesures à 1920 MHz en environnement suburbain avec 4 antennes (largeur du réseau de 10 longueurs d'onde) sont menées dans [200]. Des études sur plusieurs bandes de fréquence (19,6 kHz jusqu'à 10 MHz) permettent de montrer que le gain apporté par la diversité spatiale est d'autant moins élevé que la largeur de bande est élevée.

Dans [197], les auteurs dressent une comparaison des diversités de position, de polarisation et de diagramme (diversité angulaire) au niveau d'un mobile portable dans des environnements urbain, suburbain, rural et à l'intérieur des bâtiments. Ces études montrent des améliorations notables pour toutes les formes de diversité avec des distances entre éléments pour la diversité de position pouvant être de l'ordre du dixième de longueur d'onde.

Des études visant à caractériser simultanément la polarisation à l'émission et à la réception (matrice de polarisation liant les composantes verticales et horizontales d'émission et de réception) ont été entreprises en 1999 par T. Neubauer et P.C.F. Eggers dans une rue et dans un couloir à une fréquence de 1900 MHz [201]. Les corrélations entre les niveaux de puissance des différents éléments de la matrice de transfert sont toutes inférieures à 0.5 et même à 0.2 dans la rue. La puissance transmise en polarisation verticale est plus grande que celle transmise en polarisation horizontale et les composantes de polarisation croisée (verticale vers horizontale et vice versa) sont de même niveau moyen. Des études du même type ont été faites en forêt à 400 et 1900 MHz dans [202] et dans des bâtiments à 1.95 GHz dans [203]. Les résultats de mesures sont confrontés à un modèle basé sur la méthode des images dans [203].

Dans [204], des mesures avec une antenne à trois polarisations orthogonales montrent que cette dernière permet d'obtenir une amélioration notable par rapport à une antenne à double polarisation.

2.5 Les études à large bande

Les études dites à large bande permettent d'obtenir une description, généralement statistique, de la réponse impulsionnelle (RI). Le terme *large bande* signifie, donc dans ce contexte, que la largeur de bande du signal transmis permet de mettre en évidence la sélectivité en fréquence et donc les trajets multiples dans le domaine des retards (la largeur de bande est supérieure à la bande de cohérence du canal contrairement aux cas précédents à bande étroite). Du point de vue de la mesure, cela revient à sonder le canal non pas avec une porteuse pure mais avec une impulsion temporelle ou plus généralement avec un signal dont la fonction de corrélation temporelle laisse apparaître des impulsions dont la durée est inférieure à l'étalement des retards du milieu considéré.

L'étalement des retards dans un environnement urbain étant assez important (entre 1 et 10 μs généralement), l'utilisation de largeur de bande de l'ordre du MHz et plus permettent de discriminer plusieurs trajets dans le domaine des retards (en pratique la largeur de bande utilisée dans ce cas est de l'ordre de la dizaine de MHz). Par contre, à l'intérieur des bâtiments, l'étalement des retards étant beaucoup plus faible (de 100 ns à 1 μs généralement), il faudra une largeur de bande au moins supérieure à 10 MHz afin de pouvoir discriminer plusieurs trajets dans le domaine des retards (en pratique les largeurs de bande sont souvent aux alentours de la centaine de MHz). Cette nécessité de bande supérieure va aussi de pair avec le fait que les systèmes de communication fonctionnant à l'intérieur des bâtiments peuvent utiliser des largeurs de bande supérieures à celles des systèmes prévus pour l'extérieur des bâtiments.

Rappelons que les premières mesures à large bande, permettant de mettre en évidence les trajets dans le domaine des retards dans un contexte radiomobile en milieu suburbain, datent de 1950, mais que ces mesures ont plutôt servi à mettre en évidence les phénomènes d'un point de vue qualitatif. La première formulation mathématique d'un modèle de canal paramétrique faisant intervenir explicitement la notion de trajets discriminés dans le domaine des retards est proposée dans [205]. Les paramètres d'amplitude, de phase et de retard associés aux trajets sont, dans ce modèle, considérés comme des variables aléatoires qu'il est nécessaire de caractériser. Il sera largement utilisé par la suite et servira de base à beaucoup d'études sur le canal de transmission.

Les premières liaisons étudiées sont les liaisons correspondant aux macrocellules caractérisées par une station de base au moins au-dessus du niveau (moyen) des toits et pouvant couvrir des distances pouvant aller jusqu'à 20 km. en milieu rural. La plupart des études ont porté sur le milieu urbain et suburbain du fait de la relative simplicité du milieu rural. Des études de propagation à l'intérieur des bâtiments, dans le contexte des réseaux locaux sans fil et de la réception par un téléphone mobile à l'intérieur des bâtiments, ont été menées à partir du début des années 80. L'augmentation du nombre d'utilisateurs nécessita l'étude de propagation pour des microcellules à partir des années 90 où, contrairement aux macrocellules, l'antenne de station de base est en dessous du niveau des toits. Les réseaux locaux de distribution sans fil caractérisés par des liaisons fixe à fixe, généralement en visibilité et avec des antennes directives ont fait leurs apparitions dans le courant des années 90 [206].

2.5.1 Les macrocellules

On s'intéresse dans ce paragraphe aux premières études large bande durant les années 70, c'est à dire aux études en milieu urbain extérieur aux bâtiments.

Les premières campagnes de mesures extensives à large bande ayant permis une analyse précise de la propagation datent de 1972. D.C. Cox a effectué des mesures à 910 MHz [207, 208] dans les villes de New Jersey et New-York alors que G.L. Turin a effectué des mesures à 488, 1280 et 2920 MHz dans les villes de San Francisco, Oakland et Berkeley [209]. En Angleterre, A.S. Bajwa a effectué des mesures à Birmingham en environnement urbain et suburbain à la fin des années 70 [210, 211].

Les mesures de G.L. Turin ont permis d'aboutir à des modèles de plus en plus réalistes [209, 212, 213]. Ils sont basés sur l'analyse statistique de la RI et plus exactement de la forme paramétrique donnée dans [205]. Ces mesures permettent d'analyser les dépendances entre les paramètres des trajets à un même instant, mais aussi la dépendance des paramètres d'un même trajet à des instants différents. Dans [209], il apparaît que le processus de Poisson, déduit d'une répartition entièrement aléatoire des diffuseurs dans la zone spatiale de propagation, pour la distribution des retards n'est pas très adéquat. Une justification physique possible réside dans le fait que les diffuseurs sont généralement regroupés dans l'espace, ce qui engendre aussi des regroupements de trajets dans le domaine des retards et cause ainsi une certaine dépendance entre les retards de certains trajets. Un modèle basé sur une loi de Poisson modifiée est étudié dans [212] et sera adapté pour la simulation du canal dans [213]. Il apparaît que la puissance des trajets suit une répartition lognormale (ce qui peut s'expliquer par le fait que les statistiques sont étudiées sur des zones géographiques assez grandes au niveau du mobile) dont la moyenne diminue avec l'augmentation des retards et qu'elles sont assez corrélées pour deux trajets consécutifs (ce qui peut montrer la proximité des diffuseurs engendrant ces deux trajets). La corrélation des paramètres en fonction du temps a été modélisée par une loi exponentielle décroissante dans [212, 213]. Dans [213], le modèle sera amélioré et adapté à la simulation par ordinateur de la RI et de sa variation au cours du temps.

Alors que les études basées sur les mesures de G.L. Turin [209] sont basées sur une vision dans les domaines temps absolu-temps de retard, les études basées sur les mesures de D.C. Cox [207, 208] et de [210, 211] sont basées sur une caractérisation simultanée dans les domaines retards-Doppler, c'est à dire sur la fonction de diffusion du canal [10]. Ces auteurs ont confirmé que le canal pouvait être considéré comme WSSUS (Wide Sense Stationary and Uncorrelated Scattering) sur des zones suffisamment petites. Cette caractérisation permet d'obtenir une description entièrement basée sur la notion de trajets multiples, en étudiant conjointement les statistiques à grande échelle géographique des paramètres d'amplitude, de phase, de retard mais aussi de décalage Doppler associés aux trajets. Il apparaît des différences notables entre les mesures de D.C. Cox effectuées à New-York et celles de A.S. Bajwa effectuées à Birmingham. Elles sont probablement liées à la grande différence structurelle des deux villes. Notons que l'approche basée sur la fonction de diffusion retard-Doppler permet la discrimination d'un plus grand nombre de trajets que l'approche basée sur des séquences de RI du fait de la dimension supplémentaire utilisée (la dimension Doppler).

En France, des mesures à large bande effectuées à Rennes [2, 214] ont permis de caractériser la fonction de diffusion Retard-Doppler pour cette ville par une approche du même type que celle de Bajwa. Elles ont permis d'interpréter physiquement et géométriquement la fonction de diffusion et ainsi mettre en évidence certaines relations entre cette dernière et l'environnement physique, en particulier avec les bâtiments environnants le mobile. Ces études ont abouti à un modèle de canal prenant en compte l'environnement du mobile et permettant ainsi de prédire la fonction de diffusion pour une configuration donnée [2, 215]. Ce modèle est une extension du modèle de A.S. Bajwa [216] permettant de prendre en compte la surface des bâtiments (et pas seulement leurs extensions dans le plan azimutal) par l'introduction de la surface équivalente radar pour le calcul des co-

efficaces de réflexion. D'autres mesures de propagation dans différentes villes françaises ont été effectuées durant les années 80 [2].

Du point de vue européen, le premier groupe de travail du projet COST207 [161] a eu pour objectif l'étude du canal de transmission pour des applications GSM à l'extérieur des bâtiments dans divers environnements (milieu urbain, suburbain et rural). Des modèles de fonction de diffusion retard-Doppler (modèles WSSUS) ont été établis. Les principaux résultats montrent que le spectre des retards est assez bien décrit par une fonction exponentielle décroissante ou une double loi exponentielle pour les milieux urbains irréguliers. Le spectre Doppler est bien modélisé par le spectre classique (spectre de Clarke) pour de faibles retards mais un spectre gaussien est mieux adapté pour les retards élevés (spectre angulaire anisotropique au niveau du mobile). Plus tard, le projet COST231 [162] a étendu les études de propagation à des fréquences dans la bande des 2 GHz, en particulier, pour le DECT, le DCS et l'UMTS.

Si beaucoup de modèles ont été établis à partir de campagnes de mesures, il existe aussi des modèles de canaux basés sur les raisonnements physiques de propagation [217, 218]. Ces modèles s'appuient sur une analyse géométrique à un seul rebond et sur les propriétés spatiales et électromagnétiques des diffuseurs. Le travail présenté dans [217], permet de développer les grandes propriétés du modèle sur des arguments physiques et d'adapter ses paramètres à des mesures de fonction de diffusion retard-Doppler. Dans [218], une forme analytique générale de la fonction de diffusion est proposée sur la base d'un champ de diffuseurs poissonien.

Dans [219], un modèle statistique, reliant la dispersion des retards et les pertes de puissance moyenne et ces deux paramètres en fonction de la distance, a été établi à partir d'un grand nombre de campagnes de mesures dans des environnements de type urbain, suburbain et rural. Les deux paramètres sont de répartition lognormale et leur moyenne augmente avec la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur. Concernant l'étalement des retards (différence entre le retard maximal et le retard minimal), une loi de répartition basée sur une analyse théorique est proposée et semble bien correspondre aux mesures. Cette loi de répartition est paramétrée par sa moyenne et son écart-type.

Récemment, un modèle synthétique gaussien WSSUS a été proposé [220]. Sa principale caractéristique est de modéliser le spectre Doppler d'une manière plus réaliste que les modèles synthétiques normalisés puisque chaque trajet détient son propre spectre Doppler qui est représenté par une série de 4 coefficients complexes décrivant un filtre autorégressif. Ces modèles considèrent entre 1 et 8 trajets selon l'environnement modélisé (rural, urbain et suburbain).

2.5.2 L'intérieur des bâtiments

Les études de propagation sur le milieu indoor ont commencé au début des années 80 avec l'étude des pertes de puissance, dans le cas de pénétration de l'extérieur à l'intérieur des bâtiments par D.C. Cox et al. [221, 222] et dans le cas où émetteur et récepteur sont tous les deux situés à l'intérieur d'un bâtiment par S.E. Alexander [223].

Les premières mesures à large bande à l'intérieur des bâtiments ont été effectuées dans deux bâtiments de tailles différentes des laboratoires AT&T Bell Labs par D.M.J. Devasirvatham à 850 MHz [224, 225]. Une comparaison des dispersions des retards et de leurs dépendances aux pertes de puissance moyenne entre les deux bâtiments est donnée dans [225]. Dans les deux bâtiments, il apparaît que plus les valeurs de pertes de puissance sont élevées, plus les dispersions des retards ont tendance à être élevées. Des études du même type mais dans des environnements de type industriels sont reportées dans [226–228].

Afin d'obtenir un modèle du canal de transmission à large bande, il ne faut pas seulement caractériser les dispersions des retards mais aussi la forme des RI. On essaye alors de caractériser statistiquement la forme des RI sur un ensemble représentatif de positions du couple émetteur-récepteur dans le bâtiment ou la zone d'étude. Généralement, la phase des RI n'est pas mesurée du fait de l'utilisation d'une détection d'enveloppe des impulsions émises et elle est donc considérée comme uniformément répartie sur $[0, 2\pi[$.

La forme analytique de RI utilisée dans [229–233] est celle proposée par Turin dans [205]. Il s'agit alors de modéliser statistiquement les retards, amplitudes et phases des trajets. Les mesures utilisées dans [231, 232] proviennent de la même campagne que dans [226, 227].

Les études de propagation à l'intérieur des bâtiments portent principalement sur deux types de milieu, le milieu bureautique [229, 230, 233] et le milieu industriel [230–232]. Dans la plupart de ces mesures, des groupes de trajets sont observés dans les RI et un simple processus de Poisson ne permet pas de les modéliser correctement. Afin de prendre en compte ce phénomène de groupes de trajets, une double loi de Poisson sur les retards des trajets à l'intérieur des groupes et sur les groupes est proposée dans [229] alors que dans [230, 233], une loi de Poisson modifiée similaire à celle développée dans [212, 213] est proposée. Notons que le nombre de trajets par RI dépend fortement de la largeur de bande, ce qui signifie que, dans la plupart des cas, un trajet observé est en fait une superposition de plusieurs trajets physiques. Contrairement aux modèles présentés dans [229, 232], les modèles [231, 233] prennent en compte les statistiques d'ordre 2 selon les positions spatiales au sein d'une zone spatiale locale. Il apparaît que dans ce type de milieu, la corrélation diminue assez vite avec la distance. Localement, il apparaît que la distribution d'amplitude des trajets la mieux adaptée est la distribution de Rayleigh dans [229], alors que dans [231–233] la distribution lognormale paraît mieux adaptée. Une méthode d'estimation à haute résolution des caractéristiques des trajets associées à des réponses impulsionnelles mesurées à l'intérieur des bâtiments est proposée dans [234, 235]. Cette méthode permet d'obtenir les caractéristiques des trajets (nombre, amplitude, retard) et de la réponse (retard moyen, dispersion des retards) d'une manière plus précise.

Contrairement aux approches précédentes basées sur la mesure et la modélisation de la RI, S.J. Howard and K. Pahlavan ont mesuré le canal de transmission large bande dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de réseau. A partir de leurs mesures [236], ils ont établi un modèle permettant de simuler la fonction de transfert du canal, et donc la RI par TF inverse [237–239]. Cette méthode est basée sur le filtrage d'un bruit blanc par un filtre autorégressif. La sortie du filtre est alors une réalisation de la fonction de

transfert. Il s'agit alors, à partir des mesures, d'estimer les coefficients du filtre pour plusieurs zones locales [237] et leurs répartitions statistiques [238]. Le nombre de pôles du filtre correspondant au nombre de groupes de trajets, ce modèle présente l'avantage de ne contenir que très peu de paramètres. Ce modèle étant basé sur la fonction de transfert, les valeurs de bande de cohérence générées sont plus proches de la mesure que les valeurs de dispersion des retards. L'ensemble de ces travaux pour différents environnements est présenté dans [239].

Pour une présentation exhaustive des études de propagation à l'intérieur des bâtiments durant les années 80, on pourra se reporter aux articles de synthèse D. Molkdar [240] et de H. Hashemi [241].

Un modèle basé sur l'optique géométrique, permettant de prédire la fonction de diffusion retard-Doppler pour une liaison en visibilité dans un couloir, est proposé dans [242]. Des mesures à 900 MHz confirment l'adéquation de ce modèle. Dans [243, 244], les mécanismes de propagation sont analysés dans le but de quantifier les phénomènes importants devant être pris en compte par les méthodes déterministes.

Suite à l'idée de communication sans fil à l'intérieur des bâtiments (CT2, DECT puis UMTS) et de réseaux locaux sans fil [48, 206], les études de propagation allaient s'élargir à des gammes de fréquence plus élevées (bandes ISM, 2-3 GHz, 5-6 GHz, bandes millimétriques à 17, 40 et 60 GHz) durant les années 90.

Des études de propagation dans la gamme des 2 GHz (essentiellement 1,9 GHz et 2,4 GHz) sont rapportées dans [7, 245–253]. Les études de propagation en bande millimétrique à l'intérieur des bâtiments ont commencé durant les années 90; citons pour exemple les travaux pionniers à 60 GHz de P.F.M. Smulders [254] ou T. Manabe [255, 256]. Par la suite plusieurs études ont été menées; dans [257] à 17 GHz, dans [258–261] à 40 GHz, et dans [49, 262–272] à 60 GHz. Les études dans la gamme des 5 GHz ont commencé à la fin des années 1990 [7, 248, 262, 273–279].

Des études comparatives à différentes fréquences porteuses ont été menées dans [248, 259, 262, 280]. Si les bandes millimétriques présentent des dispersions des retards beaucoup plus faibles que la bande des 900 MHz [259], les dispersions des retards mesurées dans [248] pour des fréquences porteuses allant de 450 MHz à 5,8 GHz ne font pas apparaître de dépendance particulière à la fréquence. D'un point de vue général, plus la fréquence porteuse est élevée, plus la dispersion des retards est faible.

L'influence de la position verticale des antennes d'émission et de réception sur la dispersion des retards et les pertes de puissance moyenne a été étudiée dans [4, 7, 245]. Plus la (les) antenne(s) sont en hauteur, moins la dispersion des retards est grande [7]. Dans [7, 256, 258, 261, 280], des études sur l'influence du type d'antenne utilisée montrent que l'utilisation d'antennes directives et/ou à polarisation circulaire permet de diminuer notablement la dispersion des retards.

L'influence du mouvement des personnes dans le milieu de propagation sur les paramètres du canal a été étudiée dans [281] à 910 MHz, dans [282] à 1300 MHz, dans [7, 247] à 1800 MHz, dans [250] à 900 et 1800 MHz, dans [275] à 5,2 GHz, dans [252, 262] à 2,45

GHz, 5,7 GHz et à 62 GHz, dans [260] à 37 GHz et dans [49, 271] à 60 GHz. Ces études montrent que le mouvement des personnes entraîne des variations importantes, souvent de caractères ponctuels [271], sur les paramètres caractéristiques du canal. Dans [272], une étude sur l'influence des objets présents dans un milieu résidentiel à 60 GHz montre que ceux-ci augmentent le nombre de trajets et l'étalement des retards dans le cas d'une visibilité directe dans une même pièce et l'inverse dans le cas NLOS dans des pièces séparées.

Des mesures à 2 GHz [246] dans un laboratoire et un parking sous-terrain montrent que l'hypothèse WSSUS est valide dans la grande majorité des cas, que la distribution de l'amplitude des trajets est bien de type Rice/Rayleigh à petite échelle (zone locale de quelques longueurs d'onde) et de type lognormale à grande échelle. La corrélation spatiale des trajets sur une zone locale est bien modélisée par une fonction exponentielle (de décroissance plus lente pour le premier trajet que pour les trajets secondaires).

Un modèle basé sur la fonction de transfert et un modèle de réponse impulsionnelle ont été développés dans [7]. Le modèle autorégressif de fonction de transfert initialement proposé par Howard et Pahlavan [239] présente de bons résultats sur les mesures reportées dans [7]. Ce modèle et sa comparaison aux mesures sont présentés dans [6].

Dans la gamme des 5 GHz, des modèles synthétiques WSSUS à 4 trajets (retards, puissance et spectre Doppler pour chaque trajet) sont déduits d'une campagne de mesure à 5,3 GHz dans [278].

Dans la gamme des 60 GHz, des modèles statistiques de réponse impulsionnelle (nombre, phases, amplitudes et retards des trajets) basés sur des mesures sont proposés dans [263, 264].

2.5.3 Les microcellules

Du fait du placement des antennes en dessous du niveau des toits dans le contexte microcellulaire, les caractéristiques du canal de propagation sont très différentes de celles rencontrées dans le cas macrocellulaire. Si les structures présentes à l'extérieur des bâtiments sont d'un autre ordre de grandeur que celles présentes à l'intérieur des bâtiments, des phénomènes de propagation dans le cas microcellulaire peuvent se rapprocher, qualitativement de ceux concernant l'intérieur des bâtiments. Citons, par exemple, l'effet de guidage pouvant être présent dans une rue ou dans un couloir. Un intérêt s'est porté sur ce type de cellule durant les années 80.

L'analyse du canal large bande dans ce contexte a commencé dès le début des années 90 avec, dans la gamme des 450 MHz [283], dans la gamme des 900 MHz [283–288] et dans la gamme des 2 GHz [283, 289, 290]. Dans la plupart de ces travaux, des valeurs de dispersions des retards et des pertes de puissance en fonction de la distance émetteur-récepteur sont données. Dans [286–288] des modèles de canal basés sur des arguments physiques d'optique géométrique (guidage des ondes) sont donnés pour une configuration LOS dans une rue. Dans [285], une analyse précise des trajets permet de quantifier la

section équivalente radar de plusieurs obstacles. Dans [283] et [289], les analyses sont faites pour plusieurs hauteurs d'antenne de station de base, tant dans le cas LOS (mobile et station de base dans la même rue) que NLOS (mobile et station de base dans deux rues perpendiculaires). A partir des résultats de pertes de puissance moyenne et de dispersion des retards, il apparaît deux zones de couverture de grandeur différente selon la visibilité ou non entre le mobile et la station de base. U. Dersch effectue dans [290] une analyse théorique des mécanismes de propagation (diffusion/réflexion, nombre de rebonds, ...) dans plusieurs configurations (LOS, NLOS, passage d'une intersection). Il confronte un modèle déterministe avec des mesures à 1920 MHz. Le fait de considérer les domaines retard et Doppler permet une analyse fine des mécanismes prépondérants présents dans ce type de liaison. Quelques modèles de réponses sont donnés sous la forme de séries d'amplitudes, de retards et de Dopplers associés à l'ensemble des trajets formant les réponses.

Dans [291], des réponses impulsionnelles et dispersions des retards associées sont estimées à partir d'une méthode de lancer de rayons et de mesures. Dans [292], une méthode déterministe de prédiction en 3D, appliquée à un environnement fait de bâtiments uniformément répartis (milieu de type Manhattan), permet d'étudier l'impact des hauteurs d'antennes et de bâtiments, ainsi que les largeurs de rue sur le coefficient de Rice et la dispersion des retards dans la gamme des 2 GHz.

Des mesures dans la gamme des 2 GHz ont permis dans [293] de caractériser les paramètres de propagation et les profils moyens de puissance des retards. Une méthode de simulation de système à sauts de fréquence permettant de rejouer des mesures jugées représentatives de l'environnement est développée.

Dans [294,295] des modèles de profils de puissance des retards moyens (forme, perte de puissance moyenne et dispersion des retards), en fonction de la distance de séparation de l'émetteur et du récepteur, basés sur une campagne de mesure à 2,6 GHz, sont proposés. La forme du profil de puissance des retards moyens dans [294] est décrite non par une loi exponentielle décroissante mais par une loi du même type que celle décrivant les atténuations de puissance moyenne. Dans [295], le modèle est basé sur des arguments physiques d'optique géométrique et peut s'appliquer à une liaison en visibilité dans une rue. Alors que dans [294,295], ce sont les profils de puissance des retards moyens qui sont modélisés, dans [296], ce sont les profils instantanés de puissance des retards qui le sont. Ce modèle permet de rendre dépendant les paramètres liés au profil des retards avec les pertes de puissance moyenne à la distance émetteur-récepteur d'une manière statistique, et ce toujours dans le cas d'une liaison en visibilité dans une rue.

Récemment, des études dans un contexte microcellulaire ont porté sur l'analyse de la dispersion des retards et de la bande de cohérence dans un environnement de type suburbain à 1,9 GHz [297]. Un modèle sur la relation inverse entre dispersion des retards et bande de cohérence est proposé.

D'un point de vue général, ce type de liaison introduit des dispersions de retards inférieures à celles d'une liaison de type macrocellule urbaine. Le principal mécanisme de propagation étant le guidage dans les rues, la réponse impulsionnelle est dense en trajets.

2.5.4 Les liaisons fixe à fixe à l'extérieur des bâtiments

Durant les années 90, un intérêt particulier s'est porté sur les communications fixe à fixe (LMDS : Local Multipoint Distribution Service, FWA : Fixed Wireless Access, PTMT : Point To MultiPoint, MMDS : Multipoint Multichannel Distribution Service...) visant à transmettre des données internet, de la vidéo mais aussi de la voix pour la téléphonie (BLL : Boucle Locale Radio) [206]. Ces systèmes sont généralement prévus comme une alternative aux liaisons câblées pour leurs avantages infrastructurels sur ces dernières.

Généralement, ce type de liaison est constitué d'une antenne directive, au moins au niveau du terminal, qui pointe vers une station de base particulière, qui est placée assez haute afin de permettre la visibilité directe. Plusieurs gammes de fréquence sont envisagées (2 GHz, 3,5 GHz, 5 GHz, 26 GHz et 40 GHz).

Des campagnes de mesures à 1,9 GHz dans deux régions différentes, exploitant des antennes directives, ont permis d'établir un modèle statistique sur les profils de puissance des retards moyens (profils moyennés sur 5 mn pour un couple de positions fixes émetteur-récepteur) [298]. Le modèle est constitué d'un trajet direct et d'un profil exponentiel décroissant.

Dans [299], des mesures à 2,2 GHz et 3,5 GHz dans le contexte de la BLL, effectuées dans la ville de Mulhouse ont permis de quantifier l'influence de la hauteur de l'antenne du terminal (4,7 et 10 m alors que l'antenne de station de base est à 15 m au-dessus du niveau des toits) et du diagramme d'antenne du terminal sur les paramètres de sélectivité large bande (dispersion des retards, intervalle et fenêtre des retards ainsi que bande de cohérence).

L'influence des arbres entre l'émetteur et le récepteur à 3 et 5,8 GHz a été étudiée dans [300]. Il y a peu de différence entre les deux gammes de fréquence en ce qui concerne la dispersion des retards mais il y a quelques dB de différence en ce qui concerne l'atténuation de puissance propre aux arbres (quelques dB supplémentaires pour 5,8 GHz). Les feuilles des arbres n'ont que peu d'effets et c'est donc plutôt le tronc et les branches qui engendrent des modifications sur les paramètres de propagation.

Dans [301, 302] deux modèles différents de réponse impulsionnelle (et de pertes de puissance moyenne) à 5 GHz sont proposés sur la base de mesures en environnement suburbain respectivement à Tokyo et à Helsinki. Différentes distances entre émetteur et récepteur et différentes hauteurs d'antenne sont prises en compte. Dans [301], la station de base est placée à 18 m (9 m au-dessus du niveau moyen des toits) et la station terminale placée entre 5 et 11 m au dessus du sol. Comme dans [295], les composantes du profil des retards sont séparées en 3 parties : le trajet direct, les trajets primaires (de puissances assez importantes ne subissant qu'un seul rebond) et enfin les autres trajets (plusieurs rebonds et diffractions). Un modèle géométrique à un seul rebond permet de décrire les caractéristiques des trajets primaires en prenant en compte la distance de séparation mais aussi les hauteurs d'antennes. Il apparaît que plus les antennes sont hautes, plus les pertes de puissance sont faibles et les dispersions des retards élevées. Dans [302], les hauteurs d'antennes sont 5 ou 8 m pour des hauteurs de maisons comprises entre 5 et

8 m. Un modèle synthétique à 10 trajets est proposé. L'amplitude du premier trajet est modélisé par une distribution de Rice avec un coefficient de Rice de 7 dB. Les dispersions des retards dans le premier modèle peuvent atteindre 400 ns, alors que dans le deuxième, elles sont inférieures à 100 ns dans plus de 90 % des cas et inférieures à 45 ns dans 50 % des cas. Dans [303], un modèle du profil de puissance moyen des retards est proposé sur la base de mesures dans un environnement ouvert (parc sans arbres), dans une allée avec beaucoup d'arbres et dans des parcs fournis en arbres et en végétation. Les hauteurs d'antennes sont de 1,6 et 1,2 m pour le terminal et 5 et 3 m pour la station de base. Le modèle consiste en une double fonction exponentielle décroissante dont les 3 paramètres sont déduits des mesures pour chaque environnement.

Dans [304], une étude pour deux hauteurs d'antennes de station de base est menée dans différents scénarios à 26 GHz en milieu urbain. Des antennes avec des polarisations verticales et horizontales, des ouvertures à - 3dB de 45° et 90° à la station de base et une ouverture de 5° au terminal sont utilisées. Différents scénaris en fonction de l'occupation de la première zone de Fresnel et de l'obstruction par des arbres sont analysés. Les atténuations supplémentaires de puissance causées par les arbres sont beaucoup plus importantes qu'aux fréquences centimétriques [300] (jusqu'à 28 dB supplémentaires) alors que la dispersion des retards reste à peu près la même. La dispersion des retards est largement supérieure en polarisation horizontale et ce d'autant plus en non-visibilité. Un modèle dans la gamme des 26 GHz est proposé dans [305]. Il est basé sur des mesures en environnement urbain, suburbain et rural avec des distances émetteur-récepteur pouvant aller jusqu'à 5 km. La station de base est placée dans chaque environnement sur un bâtiment assez élevé et la station terminale sur différents toits dans chaque environnement. Les liaisons sont classifiées selon le degré d'obstruction (visibilité, végétation, ou bâtiments). Plusieurs modèles synthétiques à trajets (entre 3 et 14 trajets espacés au minimum de 20 ns) sont proposés. Des études sur l'influence du mouvement des voitures et des arbres ont été menées dans [306] à une fréquence de 29 GHz. L'effet du passage des véhicules provoquent des chutes importantes de la puissance (une dizaine de dB) dont la durée dépend de la vitesse du véhicule. Plus le véhicule est proche de l'un des deux sites, moins l'atténuation de puissance est grande. Le passage des véhicules provoque des évanouissements de type non-stationnaire épisodique alors que le mouvement des arbres provoque une variation continue facilement modélisable par une densité spectrale de puissance Doppler (phénomène stationnaire). En automne, les variations dues aux arbres sont plus importantes. La répartition de l'enveloppe des variations est modélisable par une loi de Rice dans 95 % des cas et par une loi de Rayleigh dans 80 % des cas pour le mouvement des arbres, alors qu'elle n'est modélisable par une loi de Rayleigh ou Rice que dans 40 % des cas pour le passage de véhicule, ce qui s'explique par l'aspect non-stationnaire des évanouissements provoqués par le mouvement des véhicules.

Dans la plupart des cas, dans la gamme des 26 GHz, la dispersion des retards est inférieure à 40 ns, mais peut atteindre dans certains cas extrêmes des valeurs supérieures à 100 ns.

Dans [307], des mesures à 38 GHz ont permis de mettre en évidence l'influence de la pluie et des arbres sur les pertes de puissance moyenne et le profil de puissance des retards. Ces effets ont été modélisés séparément. Il apparaît que plus l'intensité de la

pluie (en unité de longueur par unité de temps) est élevée, plus le coefficient de Rice est faible et plus le nombre de trajets est grand, c'est à dire que la partie diffuse de la réponse devient prépondérante.

2.5.5 Les méthodes de modélisation et de simulation temporelle

Un modèle général assez répandu dans le contexte de la simulation du canal est le modèle GWSSUS. Généralement, plusieurs trajets spéculaires sont considérés dans le domaine des retards et pour chaque trajet, une DSP Doppler particulière correspondant à la partie diffuse et/ou une composante déterministe (composante de Rice) sont associées. Dans [308], une méthode d'estimation des paramètres à partir de mesures large bande est proposée. Elle permet en particulier de définir le nombre de trajets (pour une largeur de bande donnée), leurs retards et leurs puissances. Les évanouissements temporels sont ensuite simulés par un bruit blanc gaussien filtré par un filtre autorégressif dont les coefficients sont estimés à partir de la mesure. Dans [309], une autre méthode d'estimation de ce type de modèle est proposée. Elle permet d'obtenir un modèle synthétique ayant un nombre fixé a priori de trajets, ce qui est intéressant pour les simulateurs matériels qui sont effectivement limités en nombre de trajets. Pour chaque trajet, l'estimation de la DSP Doppler permet d'établir un filtre particulier qui servira à filtrer un bruit blanc dans le contexte de la simulation. Ce type de modèle est utilisé dans [220, 278] ainsi que dans les organismes de normalisation. Dans [310], plusieurs méthodes d'optimisation (associées à différents critères) permettant de générer les paramètres retard et puissance d'un nombre de trajets prédéterminé, à partir d'un profil de puissance des retards donné, sont proposées et analysées.

Le modèle GWSSUS est aussi la base d'une méthode de simulation dans [311]. Cette méthode permet de générer un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie variant dans le temps, adapté au rythme d'échantillonnage du système à simuler. La fonction à spécifier est la fonction de diffusion retard-Doppler. Un nombre important de rayons (de manière à ce qu'ils soient non discriminables par le système à simuler), ayant tous la même puissance, est généré. Les phases sont aléatoires et uniformément réparties entre 0 et 360° . La densité de probabilité conjointe des retards et décalages Doppler des rayons est égale (à un coefficient près) à la fonction de diffusion. Le grand nombre de rayons permet d'obtenir les propriétés GWSSUS sur le canal discret. Ce type de modèle est particulièrement bien adapté aux canaux présentant des fonctions de diffusion continues (continuum de trajets).

Dans [312, 313], la réponse impulsionnelle est représentée par la forme canonique déduite du théorème d'échantillonnage (un coefficient tous les $1/B$ où B est la largeur de bande du système à simuler). Selon la densité de trajets et la largeur de bande, les coefficients ne sont pas forcément décorrélés et ce même si les amplitudes des trajets le sont entre elles (hypothèse de diffuseurs décorrélés). Afin de prendre en compte cette éventualité, une méthode permettant de générer des évanouissements partiellement corrélés, notamment à partir des paramètres des trajets spéculaires, est proposée dans [312]. Dans [313], la grande densité de trajets considérés justifie le fait que les coefficients du FIR soient décorrélés. Plusieurs méthodes de génération des évanouissements rapides sont

comparées et une méthode mixte déterministe et statistique est proposée. Elle est basée sur la génération de plusieurs bruits blancs gaussiens par trajet modulés par des porteuses pures. Ce type de modèle est particulièrement adapté à la simulation des systèmes larges bandes et dont la réponse du canal est dense en trajets (continuum de trajets).

Une autre méthode de simulation du canal consiste à rejouer la mesure en adaptant l'échantillonnage de cette dernière au signal transmis [293]. Cette méthode reste valide tant que la largeur de bande du système à simuler est inférieure ou égale à celle de la mesure. Les contraintes résident dans le choix des réponses mesurées (jugées comme typiques ou au contraire atypiques) et dans le fait que la durée de simulation est limitée par le temps de la mesure. Par contre, elle a l'avantage de ne faire aucune hypothèse sur le canal notamment quant à sa stationnarité statistique.

Une autre méthode de génération des évanouissements rapides de Rayleigh et notamment ceux qui correspondent au spectre Doppler classique [175, 176], initialement proposé par Jakes [68], est basée sur la somme de sinusoides dont les valeurs de fréquence, de phase et d'amplitude sont à optimiser selon un critère donné. Cette méthode est donc, contrairement à [311], déterministe puisque les paramètres des sinusoides sont connus a priori. Les statistiques (densité de probabilité des amplitudes, propriétés de corrélation, durée moyenne d'évanouissement,...) sur les évanouissements rapides engendrés par ces méthodes déterministes ont été analysées dans [314–316]. Après avoir mis en évidence dans [316–318] que les propriétés statistiques du processus généré par ces méthodes déterministes ne correspondaient pas à celles du modèle de référence (problème de stationnarité même lorsque le nombre de sinusoides tend vers l'infini), des modifications, notamment en introduisant des phases aléatoires, y ont été apportées. Dans le contexte de la simulation du canal à large bande, on a souvent besoin de générer plusieurs séquences d'évanouissement rapide devant rester les plus décorrélées possibles (par exemple une séquence d'évanouissement par trajet). Dans cette optique, des modifications ont été apportées à cette méthode dans [319, 320]. Ce type de simulateur est intéressant car il évite la génération de nombres aléatoires.

2.6 Les études angulaires et multicateurs

Les études théoriques et expérimentales, prenant en compte le domaine spatial au niveau du mobile et ayant permis la caractérisation et la modélisation des évanouissements temporels d'un mobile se déplaçant en ligne droite, ne sont pas récentes puisqu'elles remontent au début des études sur le canal de propagation. En revanche, les études concernant le domaine spatial au niveau de la station de base en particulier à large bande sont assez récentes. Les premières études portant sur les techniques de diversité spatiale à bande étroite au niveau de la station de base s'appuyaient généralement sur le même type de modèles que celui utilisé pour l'étude du spectre Doppler (zone de diffusion uniforme autour du mobile) [68, 176, 186]. Les paramètres supplémentaires qu'il convient alors d'ajouter sont le rayon de la zone de diffusion et la distance entre la station mobile et la station de base. Ces deux paramètres permettent de fixer l'étalement angulaire. Avec, en plus, une expression analytique du spectre angulaire au niveau de la station de base

ainsi que la géométrie et les caractéristiques du réseau d'antennes utilisé, il est possible de déduire la corrélation spatiale et donc la corrélation entre les différents signaux issus des différentes antennes. Ce type de modèle a largement servi à l'étude des systèmes multicateurs.

Les premières études prenant en compte le domaine spatial ont été faites dans le contexte des techniques de diversité et ne prennent généralement en compte, que l'enveloppe ou la puissance de l'enveloppe des signaux reçus sur les différentes branches. Les études systèmes portant sur le filtrage spatial (formation de faisceaux, AMRS) nécessitent quant à elles une caractérisation complexe des amplitudes et plus particulièrement une caractérisation angulaire. En complément aux études présentées, on pourra se reporter aux coopérations européennes COST231 [162], COST259 [321] et COST273 ainsi qu'au projet METAMORP. Dans [321], on trouvera une description des principales campagnes de mesures européennes et des sondeurs de canaux spatio-temporels utilisés.

Après avoir présenté succinctement les techniques de mesure et les métriques de caractérisation utilisées dans ce contexte, on présente les études de propagation successivement pour les différents types de cellule.

2.6.1 Généralités sur la mesure et la caractérisation

Plusieurs méthodes de mesures et d'estimation angulaire sont envisageables. Il est possible d'échantillonner soit le domaine spatial (par exemple avec un réseau linéaire), soit le domaine angulaire (par exemple avec une antenne directive tournante), soit les deux simultanément (par exemple avec un réseau circulaire ou sphérique formé d'antennes directives). Il est possible de n'utiliser qu'une seule antenne et de la déplacer ou d'utiliser un réseau de capteurs et d'échantillonner simultanément sur toutes les antennes (ou presque si une seule chaîne de réception et un commutateur sont utilisés). Si l'échantillonnage angulaire donne directement le spectre angulaire, il faut dans le cas de l'échantillonnage spatial effectuer une estimation du spectre angulaire. Pour cela, deux types d'estimation, spectrale ou paramétrique, permettent d'obtenir deux types de modèle de réponse angulaire. Le choix des techniques dépend principalement du milieu de propagation et de la configuration de la liaison à l'étude mais peut aussi être fait selon des critères de coûts et de complexité. Par exemple, l'utilisation d'une seule antenne que l'on déplace élimine tous les problèmes liés à la différence des caractéristiques des éléments d'un véritable réseau, ainsi qu'aux effets de couplage. Par contre, elle ne peut être utilisée que pour des canaux ne variant pas ou très lentement dans le temps.

Cette caractérisation angulaire, permet non seulement d'établir des modèles spatio-temporels mais aussi de mieux comprendre, identifier et analyser les phénomènes de propagation et ce en relation avec l'environnement. En effet, la direction des ondes permet d'identifier les diffuseurs et leur impact dans la transmission. Ceci peut être d'une grande importance pour l'établissement des méthodes déterministes, basées sur l'optique géométrique. Récemment, l'étude conjointe des directions de propagation des ondes au niveau des deux sites d'émission et de réception, en plus de la longueur de trajet (temps de retard) permet d'obtenir une description très fine des phénomènes de propagation. Ce

dernier type de mesure est également important dans le domaine de la modélisation du canal pour les systèmes MIMO.

Afin d'étudier le domaine angulaire, il est utile d'introduire des métriques adéquates. On retrouve des métriques portant directement sur le vecteur de signaux reçus et pouvant donc inclure les imperfections des antennes [322, 323] ou des métriques en lien plus direct avec la dimension angulaire [187, 324–330]. La particularité du domaine angulaire réside dans sa caractéristique cyclique qui nécessite des redéfinitions des paramètres caractéristiques utilisés pour le domaine des retards ou le domaine Doppler. Dans [187, 324, 325], des définitions de paramètres et leur signification concernant l'étalement angulaire sont données. Dans [328, 329], le développement en série de Fourier du spectre angulaire permet d'introduire un paramètre d'étalement compris entre 0 et 1, qu'il est assez simple de mettre en relation avec les évanouissements spatiaux de l'enveloppe du signal. Dans [326], une analogie entre le domaine angulaire et le domaine temporel permet de définir des fonctions spatio-temporelles à l'aide de la transformée de Fourier du spectre angulaire. Cette étude est particulièrement utile aux techniques de caractérisation par antenne tournante (convolution dans le domaine angulaire), mais peu pour les techniques de caractérisation par réseau linéaire où dans ce cas les travaux reportés dans [331] seront mieux adaptés. M. Steinbauer propose dans [330] un paramètre permettant de caractériser la séparation entre les trajets multiples en prenant en compte le domaine spatial et le domaine temporel.

2.6.2 Les macrocellules

A part l'étude de F. Ikegami en 1980 [178] visant à caractériser finement les phénomènes de propagation pour un nombre limité de situations, la plupart des études angulaires expérimentales ont commencé à partir de 1995.

Des études expérimentales à bande étroite sur le campus de l'université d'Austin au Texas ont permis de caractériser les variations (au cours du temps et du déplacement du mobile à petite échelle) de la signature spatiale associée à un réseau linéaire à 900 MHz dans [322, 323, 332] et à 1800 MHz dans [333–336]. Il apparaît que la signature spatiale varie notablement avec le déplacement du mobile mais que la/les direction(s) de propagation varie(nt) peu pour des déplacements du mobile de quelques longueurs d'onde. Dans [335, 337], l'influence de la hauteur de la station de base sur l'étalement angulaire dans le plan azimutal est caractérisée. Il apparaît que plus le réseau est proche du sol, plus l'étalement angulaire est élevé, ce qui va dans le même sens que les études [181, 338].

Des mesures angulaires à large bande dans la gamme des 1,8 GHz (contexte du DCS), se basant sur une antenne tournante au niveau de la station de base [324, 339–343] ont permis d'obtenir des spectres de puissance retard-angle dans plusieurs types d'environnements (rural, suburbain, urbain et à l'intérieur des bâtiments) et d'en déduire des valeurs de dispersion angulaire. Ces études ont aussi permis dans [324, 339], d'étudier l'impact du filtrage spatial sur la réduction de la dispersion des retards. Dans [341], un modèle basé sur les distributions conjointes et marginales des retards et des angles dans trois types d'environnements (rural, suburbain et urbain) est proposé. Dans ces études, les méca-

nismes de propagation tels que les phénomènes de diffraction, de réflexion (diffuse ou spéculaire), de guidage dans les rues sont identifiés par comparaison à l'environnement de mesure. Ces études ont largement été menées dans le cadre des projets européens COST231 [162] et TSUNAMI [324]. En particulier, ces mesures ont montré que dans la très grande majorité des cas la fenêtre angulaire dans laquelle arrive les ondes pour une macrocellule est inférieur à 120° . Ceci justifiera, par la suite l'emploi de réseaux linéaires ayant une ouverture de l'ordre de 120° pour ce type de mesure.

A partir de 1997, les études spatio-temporelles du canal macrocellulaire commencent à se faire à partir d'un réseau linéaire [344–349] ou circulaire [350]. Les méthodes de mesure utilisées dans [346, 350] étant basées sur des réseaux virtuels, l'environnement doit rester statique (diffuseurs statiques et pas de mouvement du mobile). Le grand nombre de mesures effectuées ont permis d'analyser les statistiques des paramètres du canal (dispersions des retards et dispersions angulaires, pertes de puissance moyenne) notamment en fonction de la distance émetteur-récepteur. Des analyses plus précises des trajets ont permis de les mettre en relation avec l'environnement physique de propagation et ainsi d'offrir une meilleure compréhension des phénomènes. Les mesures étudiées dans [344, 345] concernent un campus universitaire, celles étudiées dans [346], le milieu urbain macrocellulaire, celles étudiées dans [350], le milieu urbain et rural macrocellulaire et urbain microcellulaire, celles étudiées dans [347], le milieu urbain et suburbain avec deux hauteurs d'antennes, celles étudiées dans [348, 349], le milieu suburbain et urbain dense. Dans [344], des résultats sur les profils de puissance angle-retard permettent de mettre en évidence les mécanismes de propagation des trajets par comparaison à l'environnement de mesure. Dans [345], l'analyse des variations au cours du déplacement du mobile des paramètres de dispersion montrent que, lorsque le trajet direct disparaît, les dispersions des retards et dispersions angulaires augmentent. Les études menées dans [346, 350] ont permis d'établir des modèles synthétiques à trajets de cas typiques pour un environnement urbain macrocellulaire. Dans [350], les dispersions angulaires vues par la station de base sont assez élevées par rapport aux résultats d'autres campagnes de mesures dans ce même type d'environnement (17° pour la valeur médiane alors que généralement les valeurs sont inférieures à 10°), ce qui peut s'expliquer par le fait que l'antenne de station de base est juste au niveau des toits. Dans [349], les paramètres sont étudiés pour chacune des polarisations, $\pm 45^\circ$, au niveau de la station de base. Les valeurs du coefficient de corrélation entre dispersion angulaire et dispersion des retards sont estimées entre 0,8 et 0,95 dans [345] et à 0,4 dans [348].

Des campagnes de mesures larges bandes (5 MHz) effectuées au sein du projet TSUNAMI-II à l'aide d'un système dans la gamme des 1,8 GHz et d'un réseau linéaire à double polarisation ($\pm 45^\circ$), ont permis différentes analyses du canal, non seulement sur les paramètres caractéristiques (dispersion angulaire, dispersion des retards, pertes de puissance moyenne dues au phénomène de masquage) [351, 352], mais aussi sur la forme des profils de puissance dans le domaine retard, angle et Doppler [353–356]. Ces mesures ont eu lieu dans plusieurs villes du Danemark et de la Suède pour plusieurs hauteurs d'antenne au niveau de la station de base. L'analyse précise de la répartition des caractéristiques des trajets (puissance, coefficient de Rice, retard et angle d'arrivée), et de la forme des profils de puissance moyens, a pu être envisagée grâce à l'estimation paramétrique des caractéristiques des trajets par la méthode SAGE [357]. Dans [353], il apparaît

qu'un profil de puissance Laplacien est mieux adapté qu'un profil de puissance gaussien pour la grande majorité des cas. Par contre, la distribution angulaire des trajets est bien décrite par une distribution gaussienne [354, 356]. Sur ces bases, un modèle statistique spatio-temporel à double polarisation ($\pm 45^\circ$) est développé et une méthode de simulation permettant de prendre en compte les apparitions et disparitions de trajets au cours du temps est proposée dans [355]. Il faut noter que ce modèle est valide lorsqu'il n'y a qu'une seule zone de diffusion alors que, dans certains cas, des mesures à plusieurs zones de diffusion (correspondant à plusieurs groupes de trajets) ont été identifiées. Les études à grande échelle des paramètres caractéristiques ont permis de développer un modèle statistique à l'ordre 2 (selon la distance parcourue) liant entre elles, les dispersions de retards, les dispersions angulaires et les pertes de masquage [352].

Toujours au sein du projet TSUNAMI-II, des mesures ont permis d'extraire les dispersions des retards et les dispersions angulaires [358], et de valider un modèle géométrique à 3 dimensions, prenant en compte la hauteur d'antenne de la station de base.

Plus récemment, une campagne de mesure à Paris [359, 360], dans la gamme des 2 GHz et pour deux hauteurs de station de base (2 et 7 m au-dessus du niveau moyen des toits), a permis d'étudier les répartitions des pertes de puissance moyenne, des dispersions des retards et des dispersions angulaires en fonction de la distance. Il apparaît une augmentation de la dispersion des retards avec la distance émetteur-récepteur bien décrite par le modèle proposé dans [219], et une diminution des dispersions angulaires toujours avec la distance émetteur-récepteur (valeur médiane de 7° à 700 m, 9° à 500 m, 13° à 300 m et 19° à 100 m). Des profils de puissance retard-angle sont choisis comme étant représentatifs d'une certaine catégorie (petite ou grande dispersion des retards, petite ou grande dispersion angulaire et cas typiques). Ces profils sont ensuite mis en relation avec un modèle géométrique, ce qui permet ensuite de générer des réponses impulsives multicapteurs variant dans le temps pour un simulateur.

Le système UMTS utilisant des porteuses différentes pour la voie montante et la voie descendante (mode FDD), il est important de connaître la différence sur les profils angulaires obtenus pour deux fréquences porteuses différentes. Dans [351], l'étude du canal en liaison montante et descendante (écart de 68 MHz autour de 1750 MHz), sur une bande de 5 MHz, montre qu'il n'y a que peu de différence sur les DSP angulaires et que les directions moyennes et dispersions angulaires peuvent être considérées identiques dans la plupart des cas. Cette constatation est confirmée par l'étude menée dans [361] pour des porteuses de 1935 et 2125 MHz (5 MHz de largeur de bande). Dans [362], une analyse statistique des dispersions angulaires au niveau du mobile, estimées à partir de mesures à 1920 MHz et 2120 MHz montre que ce paramètre est aussi très corrélé. Les dispersions angulaires élevées, 75° en moyenne et supérieures à 53° dans 90 % des cas vont dans le sens des modèles de diffusion uniforme autour du mobile utilisés pour obtenir le spectre Doppler.

Une autre méthode pour caractériser le canal consiste à utiliser des méthodes déterministes de lancer ou tracé de rayons. Dans [363, 364], plusieurs facteurs tels que les hauteurs de bâtiments et leurs répartitions ou la hauteur d'antenne sont étudiés dans plusieurs villes (Seoul, Munich et Rosslyn) afin d'obtenir les tendances générales des pro-

propriétés statistiques du canal de propagation en milieu urbain à 900 MHz. Les coefficients de corrélation entre dispersions des retards et dispersions angulaires sont faibles (inférieures à 0.5). Les dispersions de retards augmentent et les dispersions angulaires restent globalement constantes avec la distance émetteur-récepteur. La dispersion des retards ne dépend que peu de la distribution des hauteurs de bâtiments contrairement à la dispersion angulaire qui y est très sensible. Globalement la dispersion angulaire augmente avec la diminution de la hauteur d'antenne de station de base. Les résultats de [363] montrent, comme [353], que le profil moyen de puissance angulaire est mieux modélisé par une fonction laplacienne que par une fonction gaussienne. Dans [365], une étude extensive pour plusieurs hauteurs d'antenne de station de base et plusieurs distances émetteur-récepteur permet d'étudier les histogrammes des caractéristiques des réponses tels que le nombre de groupes de rayons et le nombre de rayons par groupe, des caractéristiques des trajets telles que les angles d'azimut, d'élévation, les retards. A partir de ces résultats, des modèles statistiques de réponses impulsives spatio-temporelles peuvent être établis et validés par comparaison des paramètres caractéristiques générés par le modèle statistique et générés par le tracé de rayons.

Les études précédentes ne caractérisent les directions que dans le plan azimutal. Néanmoins la caractérisation 3D (azimut et élévation) peut être importante, en particulier lorsqu'on veut identifier les objets et le type d'interaction responsables du dernier rebond. Ceci est d'autant plus justifié dans le cas de mesures de direction au niveau du mobile, où les ondes se propagent avec une élévation qui peut être importante.

Des études à large bande des directions en 3D au niveau du mobile sont effectuées à l'aide d'un réseau rectangulaire synthétique à Paris dans [104, 366, 367] et à l'aide d'un réseau sphérique à double polarisation à Helsinki dans [368–371]. Le réseau sphérique étant un réseau à commutateur, il permet d'effectuer des mesures avec le mobile en déplacement. De plus, il permet de déterminer toutes les directions alors que le réseau rectangulaire ne peut déterminer les directions que dans la demi-sphère supérieure. Le système de mesure avec le réseau sphérique à double polarisation est décrit dans [372]. Des études en 3D à double polarisation au niveau de la station de base ont été effectuées à l'aide d'un réseau vertical de 8 éléments se déplaçant horizontalement sur 29 longueurs d'onde dans [371, 373–375]. A part dans [104, 366, 367] où les mesures sont faites à 900 MHz, les autres mesures concernent la gamme des 2 GHz. Dans [371], des mesures directives 3D au niveau du mobile et directives 3D au niveau de la station de base ont été effectuées séquentiellement pour les mêmes positions émetteur-récepteur, ce qui a permis une description et une compréhension plus précise des phénomènes. Ce type d'étude, bi-directionnelle, est aussi utile pour la caractérisation MIMO. La plupart de ces études ont pour but d'identifier et de quantifier les principaux mécanismes de propagation (diffraction au-dessus des toits, guidage des ondes, nombre de rebonds, ...) pour différentes hauteurs d'antennes.

Dans [374], une analyse statistique prenant en compte les groupes de trajets est menée. Les groupes sont identifiés à partir de l'environnement et de la mesure et sont définis comme provenant d'un même obstacle (bâtiment en visibilité de la station de base) ou d'un même phénomène (guidage dans les rues ou diffraction au-dessus des toits par exemple). Jusqu'à 4 groupes sont identifiés par réponse et leurs propriétés (puissance

relative, puissance en fonction des retards, nombre) sont analysées. Ces études montrent qu'une part importante de l'énergie est transmise par diffraction au-dessus des toits et par guidage dans les rues. De plus, les réflexions/diffractions multiples sont fréquentes et le modèle géométrique à un rebond est donc critiquable.

Les résultats de [367], montrent que la distribution des diffuseurs autour du mobile est composée d'une zone circulaire pour les obstacles proches (faibles retards et élévations au niveau du mobile assez importantes) et d'une zone rectangulaire pour le guidage dans la rue (retards élevés et élévations au niveau du mobile souvent faibles). Cette conclusion est confirmée dans [371]. Le spectre angulaire au niveau de la station de base est assez indépendant de l'environnement proche du mobile au moins lorsque le mobile est assez proche de la station de base [373]. Trois grands types de phénomènes de propagation sont identifiés dans [373] : la propagation par guidage dans les rues, la propagation par diffraction par dessus les toits et la propagation par diffusion sur les grands bâtiments en visibilité de la station de base.

L'étude menée dans [368] montre que l'élévation au niveau du mobile est très dépendante de la hauteur des bâtiments situés dans l'environnement proche du mobile et de la position de la station de base mais dépend peu de la polarisation (verticale ou horizontale). L'étude [369] confirme ce résultat et donne en plus des statistiques sur les valeurs de direction moyenne et de dispersion angulaire en fonction de diverses configurations (pico-, micro- et macrocellule). Plus l'antenne de la station de base est haute, plus la direction moyenne et la dispersion angulaire sont élevées en milieu urbain. Les dispersions angulaires pour la polarisation horizontale sont plus élevées de quelques dizaines de % par rapport à la polarisation verticale. Une distribution analytique acceptable devrait refléter l'aspect asymétrique du spectre en élévation ainsi qu'un étalement variable. A ce titre, une loi du type de celle proposée dans [184] serait correcte. La hauteur des bâtiments a une grande influence sur la propagation [371]. Des diffusions sur les petits objets métalliques tels que les lampes d'éclairage publique ont été observées dans [371]. Les mesures montrent que le canal de propagation et les phénomènes prépondérants (propagation par guidage, diffraction au niveau des toits, diffusion lointaine sur les grands bâtiments) peuvent changer assez rapidement avec le déplacement du mobile [369, 371].

2.6.3 L'intérieur des bâtiments

L'estimation des directions d'arrivée des ondes à partir de mesures à l'intérieur des bâtiments remontent au début des années 90. Citons, par exemple, les études de J.P. Barbot à 2,2 GHz à l'intérieur d'un centre commercial [376, 377], de Y. Ogawa dans la bande des 2 GHz [378], de A.H. Abu-Bakar à 900 MHz [379], de P.C.F. Eggers à 1,8 GHz [324, 339], ou dans les bandes millimétriques, les travaux de A. Plattner [380] à 5 et 60 GHz et de T. Manabe [255]. Dans [376, 377], c'est un réseau circulaire synthétique et un traitement par formation de faisceaux pour l'estimation du spectre angulaire qui sont utilisés. Dans [379], un réseau synthétique carré dans le plan horizontal et une technique d'estimation des directions d'arrivée en 3D basé sur l'algorithme MUSIC sont utilisées. Dans [378], un réseau synthétique linéaire et une méthode d'estimation 2D (angle d'azimut et retard) basée sur l'algorithme MUSIC sont mis en oeuvre. Alors que

les méthodes précédentes sont basées sur des réseaux virtuels, les méthodes exploitées dans [255, 339, 380] sont basées sur une antenne tournante. A part l'étude reportée dans [324, 339] (quelques résultats de dispersion angulaire et de profils angle-retard), toutes ces études sont des études de cas et n'ont donc pas comme but une caractérisation statistique du canal. Elles ont plutôt comme but l'analyse des mécanismes de propagation et leurs relations avec l'environnement. De telles études sont importantes pour l'élaboration et la validation de méthodes déterministes de lancer ou tracé de rayons. De telles comparaisons entre mesures et techniques déterministes sont effectuées dans [381] à 1,8 GHz, dans [382–385] à 5.2 GHz, et dans [267] à 60 GHz. Ces études montrent que les ondes peuvent arriver de toutes les directions (étalement angulaire élevé dû à l'aspect confiné de ce type d'environnement) et sont très dépendantes de l'environnement proche de la position de mesure.

D'un point de vue de la modélisation du canal de propagation et de son effet sur les systèmes, il est important, en plus de bien comprendre les phénomènes, de bien quantifier les paramètres caractéristiques et de trouver des modèles à grande échelle sur ceux-ci et les réponses de canal. On retrouve des études de ce type pour la gamme de fréquence des 2 GHz dans [368, 369, 381, 386–390], pour la gamme de fréquence des 5 GHz dans [273, 391–397], pour la gamme des 24 GHz dans [398, 399] et pour la gamme des 60 GHz dans [49, 265, 272, 400, 401].

La première étude à grande échelle ayant permis une description statistique de la réponse angle-retard remonte à 1997 [391, 392]. Elle a permis d'établir un modèle de propagation spatio-temporel précis prenant en compte le regroupement des trajets. Le spectre de puissance des retards des groupes et des retards relatifs à l'intérieur des groupes est de type exponentiel décroissant alors que les retards suivent une double loi de Poisson. Les angles des groupes sont répartis selon une loi uniforme sur 360° et les angles des trajets à l'intérieur des groupes sont répartis selon une loi laplacienne. Des valeurs des paramètres utiles au modèle sont données pour deux environnements différents.

Peu d'études ont permis de caractériser les directions d'arrivée des ondes en 3-D. Dans [368, 369, 390], ce type d'étude est envisagé à l'aide d'un réseau sphérique et a permis de caractériser la DSP angulaire en 3-D (azimut et élévation) et plus particulièrement le spectre en élévation. Dans [390], les mesures servent à valider un modèle statistique spatio-temporel. Dans [398, 399], un réseau virtuel cubique a permis de caractériser les directions en azimut et en élévation par la méthode d'estimation présentée dans [402]. L'étude reportée dans [398], propose un modèle sur les distributions des paramètres angulaires en azimut et en élévation et des paramètres retards ainsi que sur le profil de puissance global selon les différentes dimensions (angle d'élévation, angle d'azimut, retard). Dans [399], un modèle du même type mais incluant plusieurs groupes de trajets et non pas un seul comme dans [398] est proposé. Dans le domaine azimutal et le domaine des retards, celui-ci est du même type que celui développé dans [391, 392]. Les angles d'élévation des groupes et le spectre de puissance angulaire d'élévation sont modélisés par une double loi exponentielle (une croissante pour les angles négatifs et une autre décroissante pour les angles positifs). L'approche à différentes échelles utilisée dans [398, 399] est la même que celle utilisée dans [403, 404]. Dans [386–389], une méthode à lancer de rayons 3D est utilisée dans le but de caractériser les statistiques des paramètres (dispersions des retards

et angulaires) du canal et de modéliser sa réponse impulsionnelle spatio-temporelle à une fréquence de 2,5 GHz. Ce modèle est complet et permet de simuler le canal à moyenne échelle (apparitions/disparitions des trajets) pour un bâtiment donné. Les paramètres pour plusieurs gammes de fréquence et plusieurs bâtiments sont données dans [389].

Dans [381, 393–395], des statistiques sur les valeurs de dispersion des retards et de dispersion angulaire sont données. Dans [381], les mesures sont effectuées dans un environnement de type bureau en LOS et NLOS, dans [393], les mesures sont effectuées dans un environnement de type bureau en NLOS (émetteur et récepteur dans des pièces différentes au même étage ou à différents étages), dans [394], les mesures sont effectuées dans un hangar d'avions et une usine de voitures où beaucoup de robots sont en mouvements, et dans [395], les mesures sont effectuées dans un couloir. Notons que contrairement à la plupart des mesures à l'intérieur des bâtiments où l'émetteur, le récepteur et les objets présents dans le milieu doivent rester fixes pendant une mesure (utilisation d'un analyseur de réseau, d'un réseau d'antenne virtuel, et/ou d'une antenne tournante), les mesures [394] sont basées sur un vrai réseau d'antennes et une méthode temporelle de sondage, ce qui ne nécessite pas l'absence de mouvement. Des valeurs de dispersion angulaire assez faibles par rapport aux valeurs obtenues dans d'autres campagnes de mesures sont reportées dans [394]. En effet, elles sont comprises entre 5 et 25° dans l'usine de voiture et entre 10 et 35°, dans le hangar d'avions. De même les mesures dans un couloir [395] affichent des valeurs inférieures à 20° en LOS et inférieures à 40° en NLOS (récepteur multicapteurs dans le couloir et émetteur dans une pièce avoisinante). On pourra comparer aux valeurs comprises entre 20 et 105° dans [393] et entre 25 et 80° dans [381]. Dans [265, 400], on trouvera des valeurs d'étalement angulaire, tel qu'il a été défini dans [328] pour des mesures à 60 GHz.

Assez récemment, un modèle du type de celui développé dans [391, 392, 399] a été mis au point à partir de mesure à 5,2 GHz [396, 397]. La particularité de ce modèle est de prendre en compte la dépendance qu'il peut y avoir entre le domaine des retards et le domaine angulaire. En particulier, des densités de probabilité conjointe angle-retard des groupes et angle-retard des trajets à l'intérieur des groupes sont proposées. Les paramètres obtenus sont comparés avec des modèles du même type [392, 399].

Les études de propagation à l'intérieur des bâtiments présentées précédemment montrent que l'étalement angulaire est assez élevé par rapport aux autres types de milieux. Le canal est mieux modélisé avec plusieurs groupes de trajets et il est donc important dans la caractérisation du canal de ne pas seulement introduire la dispersion angulaire, mais aussi des paramètres relatifs aux groupes de trajets.

2.6.4 Les microcellules

La grande différence entre liaison en microcellule et liaison en macrocellule concerne la position de l'antenne de station de base: elle est au-dessus du niveau des toits pour une macrocellule alors qu'elle est en dessous dans le cas d'une microcellule. Sur le canal de propagation, cela se traduit par un étalement angulaire généralement plus élevé en microcellule qu'en macrocellule et une grande dépendance du spectre angulaire au niveau

de la station de base à l'environnement proche de cette dernière [372, 373]. Le mode principal de propagation en environnement microcellulaire est le guidage par les bâtiments bordant une rue. Dans [373], le pourcentage de puissance véhiculé par des phénomènes de guidage est de 95 %.

Plusieurs études (déjà citées dans le paragraphe précédent) ont donc caractériser l'effet de la hauteur des antennes, en particulier lorsqu'elle est un peu au-dessus du niveau des toits ou un peu en dessous [335, 337, 347, 365, 369, 372, 373, 375].

Parmi les premières études expérimentales sur l'aspect angulaire du canal en microcellule, on peut citer les travaux reportés dans [379] en 1994. Ces mesures sont faites à 870 MHz à l'aide d'un réseau virtuel rectangulaire dans le plan horizontal et on exploite la méthode MUSIC pour estimer le pseudo-spectre angulaire. Cette étude a permis de mettre en évidence le rapport entre les trajets et les modes de propagation tels que le guidage dans une rue, les trajets diffractés, les trajets issus de réflexion diffuse ou spéculaire.

Des campagnes de mesures dans la gamme des 2 GHz, avec un réseau circulaire virtuel dans [350], avec un réseau linéaire dans [347], et avec un réseau virtuel rectangulaire dans [405] ont permis de caractériser la répartition des dispersions angulaires dans le cas LOS et NLOS. Ces mesures montrent que la direction du trajet dominant correspond à la direction du mobile seulement dans le cas LOS. Dans le cas NLOS, la direction du trajet dominant correspond à l'orientation de la rue, ce qui s'explique par le fait que contrairement au cas macrocellulaire, les ondes arrivant par dessus les toits sont largement négligeables. Ceci est aussi confirmé dans [375]. Les valeurs médianes de dispersion angulaire sont de $7,5^\circ$ dans le cas LOS et de 15 à 48° dans le cas NLOS [347, 350, 405]. Dans [405], l'étude LOS, où la station de base et le mobile sont placés dans la même rue, montre que les modes de propagation comportant plus d'un rebond ne transmettent qu'une énergie négligeable. Dans le cas NLOS, des modèles simples (une seule zone de diffusion décrite par une fonction exponentielle dans le domaine des retards et gaussienne dans le domaine angulaire) sont paramétrés par des mesures dans [405].

Dans [406–408], des méthodes déterministes sont appliquées afin d'analyser les statistiques des paramètres du canal de propagation. Dans [406], un modèle simplifié des bâtiments environnant la rue (largeur de rue, position du mobile et de la station de base, position dans le plan horizontal des bâtiments) permet de calculer les rayons (subissant 1 ou plusieurs rebonds) joignant la station de base au mobile. Ce modèle permet d'obtenir les variations de la réponse angle-retard avec le déplacement du mobile et montre que les dispersions angulaires et dispersions des retards sont assez corrélées. La dispersion angulaire moyenne est de 15° et baisse avec l'augmentation de la distance de séparation. Dans [407], des simulations à l'aide d'un logiciel de tracé de rayons permettent de décrire les statistiques sur les groupes de trajets et les trajets à l'intérieur des groupes (nombre, étalement des retards et angulaire, puissance, ...) dans les cas LOS et NLOS. Dans le cas LOS, 2 groupes de trajets au plus sont identifiés, alors que dans le cas NLOS, plus de 4 groupes peuvent être identifiés. Dans [408], une comparaison entre une technique de tracé de rayons et des mesures effectuées à 8,45 GHz, dans un milieu microcellulaire suburbain est exposée. Cette comparaison permet de valider la technique de tracé de rayon et ainsi d'utiliser cette technique afin de développer un modèle statistique. Le modèle développé

prend en compte la dépendance de la dispersion angulaire et de la puissance au domaine des retards.

Dans [409, 410], des mesures au niveau du mobile avec un réseau circulaire virtuel ont permis à l'aide de l'algorithme MUSIC d'identifier les trajets et leur provenance physique afin de valider une méthode de tracé de rayons.

Dans [369], l'étude du spectre angulaire en élévation au niveau du mobile, pour plusieurs hauteurs d'antenne de station de base, montre que plus l'antenne est haute, plus la dispersion angulaire en élévation est élevée ($2,1^\circ$ pour 3 m et $5,7^\circ$ pour 13 m). Par contre le rapport de puissance entre polarisation verticale et horizontale reste le même quelle que soit la hauteur d'antenne.

Des études à des fréquences plus élevées ont aussi été entreprises afin de répondre aux besoins des réseaux multimedia extérieurs aux bâtiments. Dans ce sens, des études de propagation spatio-temporelles pour les microcellules ont été menées dans la gamme des 5 GHz [411, 412], dans la gamme des 8 GHz [413] et dans la gamme des 25 GHz [414]. Dans [412], l'effet du déplacement des voitures et en particulier le passage d'une voiture coupant le trajet direct est étudié. Un modèle permet d'obtenir la durée de masquage du trajet direct. Les variations de la puissance, de la direction, du Doppler et du retard du trajet direct, sont analysées à partir des mesures et semblent bien correspondre à ce que le modèle prédit. L'étude reportée dans [413] traite des cas LOS et NLOS. Quel que soit le cas, la corrélation entre les dispersions des retards et les dispersions angulaires est de 0,7. L'objectif de l'étude reportée dans [414] est de confirmer les méthodes de lancer de rayons en jugeant de la pertinence des trajets à l'environnement. A cette fréquence, les arbres présents dans les rues sont une source d'atténuation.

2.6.5 Les études analytiques liées au profil de puissance angulaire

Il existe plusieurs méthodes permettant d'aboutir à un modèle analytique angulaire. Les formes analytiques pourront être choisies pour leur simplicité et leur adéquation aux résultats de mesure (ou de méthodes déterministes) mais aussi pour leurs significations physiques. Il est aussi possible de déduire des formes analytiques à partir d'un raisonnement physique, par exemple géométrique. Quelle que soit la forme de la réponse du canal, continuum de trajets ou trajets spéculaires, des formes analytiques continues sont généralement utilisées en tant que fonction de densité de probabilité, par exemple, des paramètres associés aux trajets spéculaires ou en tant que DSP. Cette DSP peut représenter la DSP à petite échelle, c'est à dire représentant le canal sur une zone locale où les hypothèses de stationnarité statistiques sont valables, ou la DSP à moyenne ou grande échelle, c'est à dire sur un site donné pour un type d'environnement donné. Les distributions théoriques associées aux caractéristiques des diffuseurs (répartition spatiale et coefficient de transmission) dans un modèle géométrique ainsi que la transformation permettant de relier ces caractéristiques aux domaines retard, angle et/ou Doppler, peuvent servir à calculer ces fonctions de distribution ou DSP. Le profil de puissance angulaire calculé ou estimé par simulation peut ensuite être approché par une forme analytique (plus) simple. Il sera ensuite possible à partir d'une forme analytique sur le profil de puissance

angulaire, de déduire la forme analytique de la fonction de corrélation spatiale. Notons que ces profils analytiques ne représentent généralement qu'un groupe de trajets ou un trajet diffus alors que dans la réalité, plusieurs groupes de trajets sont présents. Il est alors possible, grâce à la linéarité du canal, d'additionner plusieurs spectres de puissance (ou plusieurs fonctions de corrélation), ayant chacun(e) leurs propres paramètres, afin d'obtenir la forme globale d'un canal comportant plusieurs groupes de trajets.

Les premières formes analytiques de spectre angulaire au mobile et à la station de base sont issues d'un modèle géométrique simple, le modèle de diffusion à un anneau autour du mobile. Il a permis de déduire la fonction de corrélation spatiale au niveau du mobile dans [175, 176] et le spectre angulaire au niveau de la station de base dans [68, 176]. Ce modèle de diffusion autour du mobile a été utilisé dans [104, 133, 415, 416] pour le calcul de fonctions analytiques liées au canal. Dans [104], ce modèle permet de déduire la fonction de corrélation fréquentielle. Ce modèle de diffusion sert de base dans [415] à l'élaboration d'une fonction de corrélation spatio-temporelle conjointe (espace à la station de base et évolution temporelle due au déplacement du mobile). Dans [133], il est utilisé dans un contexte MIMO afin de calculer la corrélation entre antennes dans différentes configurations. Dans [416], ce modèle associé au modèle de Von Mises, pour le coefficient de transmission du diffuseur en fonction de l'angle au niveau du mobile, permet de développer un modèle de corrélation conjointe, dans les domaines espace à l'émission-espace à la réception-temps, très utile pour les études MIMO à bande étroite en environnement urbain et rural.

Ce type de modèle ne donne pas de bonnes propriétés dans le contexte large bande et de plus, il génère un spectre angulaire à la station de base assez différent de ceux rencontrés en réalité. Dans ce contexte, plusieurs autres modèles sur la répartition des diffuseurs ont été proposés et analysés. La plupart de ces modèles géométriques sont soit basés sur une zone de diffusion elliptique [417, 418], soit sur une zone circulaire [418, 419]. Dans [417–419], les diffuseurs sont uniformément répartis dans l'espace dans un cas, borné par un cercle centré sur le mobile et dans l'autre, par une ellipse définissant le retard maximal et dont les foyers sont situés sur les sites de la station de base et du mobile. Dans [419], seule la fonction de densité de probabilité marginale angulaire est calculée alors que dans [417], les fonctions de densité de probabilité conjointe angle-retard et marginales sont calculées. Dans [418], toutes les densités de probabilité (marginales et conjointes) sont calculées pour les deux types de modèle, circulaire et elliptique. Les développements analytiques [417–419] ne prennent pas en compte la puissance (toutes les puissances sont considérées constantes quels que soient le retard et l'angle) mais celle-ci a pourtant un rôle non négligeable. En effet, une méthode, permettant de prendre en compte non seulement les angles d'arrivée au niveau du mobile mais aussi la puissance associée à chaque diffuseur (fonction de la longueur de trajet et donc du retard de propagation), est développée dans [420]. Elle permet d'obtenir une forme analytique du spectre Doppler pour le modèle elliptique qui dépend de la direction de déplacement du mobile et qui est donc différent du spectre de Clarkes. Le modèle elliptique est étendu au cas d'une propagation en 3D dans [358] et permet ainsi d'obtenir une densité de probabilité angle-retard dépendante des hauteurs d'antenne. De plus, ce modèle, ajoutant un degré de liberté, permet un paramétrage plus souple sur des mesures.

Ces deux modèles supposent des diffuseurs répartis uniformément dans un espace délimité fixé a priori mais d'autres types de distributions peuvent être utilisés, en particulier pour le modèle de diffusion circulaire centré sur le mobile. On retrouve par exemple des distributions coniques circulaires autour du mobile [421], une distribution gaussienne autour du mobile [104, 382, 422] ou une distribution de Rayleigh [422]. Dans [421], une méthode basée sur un changement de variable, permettant de passer de la distribution des diffuseurs centrée sur le mobile à la distribution angulaire au niveau de la station de base, est proposée. Dans [104], une forme analytique de la distribution angle-retard est déduite.

Ces modèles géométriques ont tout d'abord été utilisés pour l'étude des profils angulaires sans se soucier des profils des retards engendrés. Dans [423], l'influence de plusieurs distributions de diffuseurs (uniforme dans tout le plan horizontal, gaussienne autour du mobile et uniforme dans un cercle centré sur le mobile) sur le profil des retards est analysé. Il apparaît, contrairement à la plupart des études précédentes sur le profil de puissance des retards, que celui généré par ces modèles géométriques ne donne pas un profil exponentiel décroissant mais plutôt un profil en puissance inverse des retards [423, 424]. Le paramètre d'une loi de Poisson sur les retards des trajets dans le contexte d'un modèle géométrique elliptique varie en fonction du retard [424]. Dans [422], l'influence des différentes lois de distribution des diffuseurs (uniforme, gaussienne et Rayleigh), sur les profils de puissance des retards et profils de puissance angulaires, est analysée. Ceci permet par comparaison à des résultats de mesures de savoir quelle distribution de diffuseurs est plus adéquate pour quel profil de puissance (profil angulaire, profil angle-retard ou profil des retards). La plupart des modèles géométriques font l'hypothèse d'un seul rebond. L'analyse par simulation d'un modèle multi-rebond dans [422] montre que le profil de puissance des retards est plus proche de ceux observés dans la réalité, alors que le profil angulaire reste approximativement identique au cas où un seul rebond est considéré. Dans [218], des expressions analytiques de spectre retard-Doppler, dans le cas général où émetteur et récepteur sont en déplacement sont développées à partir d'une interprétation géométrique à 1 seul rebond. Cette étude suppose un champ poissonien de diffuseurs.

Si beaucoup d'études concernant le domaine angulaire sont conduites à partir d'une interprétation géométrique, d'autres études sont plutôt basées sur des formes analytiques de profil angulaire, ayant été considérées comme proche de celles obtenues lors de campagnes de mesures. Ces modèles analytiques de profil de puissance angulaire permettent de déduire, après calcul, la fonction de corrélation.

Le modèle de diffusion circulaire autour du mobile a été modifié dans [186] où l'auteur a introduit un spectre angulaire à la station de base en puissance de cosinus (l'exposant permettant de régler la dispersion angulaire), afin d'obtenir une meilleure adéquation à ses mesures. Malheureusement, ce spectre angulaire, s'il permet de simuler le canal dans le domaine spatial, ne se prête pas à une forme simple pour la fonction de corrélation spatiale. Des modèles plus simples mais ayant toujours une justification physique, permettant ce calcul, ont donc été proposés par la suite. On retrouve ainsi dans [187, 425], l'expression de la fonction de corrélation spatiale pour un spectre angulaire gaussien tronqué à -180° et 180° autour de la valeur moyenne, dans [104, 426], l'expression de la fonction de corrélation pour un spectre angulaire gaussien tronqué à -90° et 90° autour de la va-

leur moyenne, dans [86, 109], l'expression de la fonction de corrélation spatiale pour un spectre angulaire uniforme d'étalement quelconque (pas seulement 360° comme c'est le cas au niveau du mobile). Des simplifications sur la fonction de corrélation sont proposées dans [97, 102, 103], dans le cas où le spectre angulaire est gaussien et de faible écart-type. Il est aussi possible, pour de faibles dispersions angulaires d'exprimer la réponse spatiale par un développement en série de Taylor [97, 99].

Plus récemment, des mesures ont montré qu'un spectre angulaire laplacien était plus adéquat que le spectre angulaire gaussien [353]. Dans [356], la fonction de corrélation est calculée pour un tel spectre tronqué à -180° et 180° autour d'une valeur moyenne de 0° . Une expression prenant en compte une moyenne angulaire quelconque est donnée dans [427].

Dans [179], un spectre angulaire généralisant le spectre uniforme sur 360° , est proposé pour décrire les directions de propagation au niveau du mobile. Il est décrit par la fonction de Von Mises ou, plus généralement, par la superposition de la fonction de Von Mises et d'une loi uniforme sur 360° . Cette loi a permis dans [179], de déduire le spectre Doppler et la fonction de corrélation spatiale résultante au niveau du mobile (fonction de corrélation temporelle si le mobile est en déplacement linéaire uniforme) et de déduire une fonction de corrélation conjointe espace à l'émission- espace à la réception particulièrement adaptée au contexte MIMO dans [416]. Ce type de loi permet grâce à un paramètre lié à la dispersion angulaire d'obtenir des modèles de spectre Doppler beaucoup plus proches des mesures que le spectre Doppler de Clarkes.

Dans [428, 429], des formes analytiques de fonctions de corrélation pour des spectres angulaires uniforme, gaussien tronqué, laplacien tronqué (les deux sont tronqués à -180° et 180° autour de la moyenne) sont calculées et comparées entre elles. Dans [430], des approximations sont faites sur ces trois lois et le cas de profils de puissance angulaire comportant deux groupes de trajets (somme de deux fonctions analytiques), est traité. Des études dans le cas de profils de puissance angulaire 3D (azimut et élévation) sont menées dans [431], en particulier, la corrélation spatiale pour un spectre angulaire uniforme tant en azimut qu'en élévation. Grâce à une expansion en modes orthogonaux (somme pondérée de fonctions de Bessel) de la fonction de corrélation, les coefficients de pondération de la série représentant la corrélation peuvent être calculés à partir des coefficients de la série de Fourier appliquée au spectre angulaire [431]. Cette méthode est appliquée au spectre angulaire uniforme, au spectre angulaire de Von Mises, au spectre angulaire en puissance de cosinus, au spectre angulaire laplacien tronqué et au spectre angulaire gaussien tronqué (troncation à -90° et 90° autour de la moyenne. Le nombre de termes utiles dans la série (pour une erreur acceptée considérée comme négligeable) est d'autant plus grand que les valeurs de dispersion angulaire et valeurs d'abscisse de la fonction de corrélation (distance maximale entre antenne) sont grands.

Toutes ces études font apparaître des hypothèses, soit quant à la direction moyenne (centrée sur 0), soit quant à la troncation (à $\pm 90^\circ$ ou $\pm 180^\circ$). Dans ce contexte, une généralisation pour les lois uniforme, gaussienne tronquée, et laplacienne tronquée est proposée dans [432].

Toutes ces formules de fonction de corrélation spatiale permettent d'effectuer des études analytiques sur les performances des systèmes mais permettent aussi de calculer les paramètres d'entrée d'un simulateur spatio-temporel basé sur la décomposition de la matrice de corrélations entre canaux (différents canaux séparés spatialement).

2.6.6 Les modèles de simulation du canal de propagation

Dans cette partie, on entend par modèle de simulation les modèles permettant de générer des réponses impulsionnelles.

Peu de modèles empiriques, issus d'un traitement de mesures, existent. On retrouve des modèles où une seule DSP est fournie et considérée comme représentative de l'environnement de mesure [346, 350, 359, 360]. Dans [346, 350], ce sont le retard, la direction d'arrivée et le spectre Doppler de chaque trajet qui sont spécifiés. Dans [359, 360], les mesures sont exploitées afin de trouver le modèle géométrique équivalent [433]. Ces modèles sont gaussiens et stationnaires et ne décrivent pas les statistiques des retards, des directions d'arrivée, ou des puissances moyennes des trajets mais seulement une réalisation d'une densité spectrale de puissance correspondant à un tronçon stationnaire de mesure. Ces modèles ont leurs avantages mais il est aussi important d'établir des modèles portant sur les statistiques des profils de puissance multidimensionnels. Les modèles cités dans la suite sont de ce type et représentent donc le canal pour un environnement donné plutôt que pour une zone particulière où le canal est considéré stationnaire.

En ce qui concerne l'intérieur des bâtiments, on retrouve le modèle de Spencer [392], le modèle issu du projet Magic WAND [403, 404], le modèle de Heddergott [399], le modèle de Zwick [388, 389], le modèle de Döhler [434] et le modèle de Chong [396, 397]. Des modèles géométriques tels que ceux présentés dans [426, 435] permettent aussi de simuler le canal de propagation à l'intérieur des bâtiments.

Les modèles de Spencer, de Heddergott et de Chong sont directement issus de traitements statistiques sur des campagnes de mesures conséquentes, alors que les modèles de Zwick et Döhler proviennent de traitements statistiques de données issues de méthodes déterministes de lancer de rayons. Les modèles présentés dans [426, 435], ne sont pas issus directement de traitement de mesures, mais plutôt d'un raisonnement physique prenant en compte les connaissances préalables sur le canal de propagation.

Dans [392, 396, 397, 399, 403, 404], les modèles prennent explicitement en compte des groupes de trajets. Les spectres de puissance associés à un groupe de trajets sont de type laplacien dans le domaine angulaire et exponentiel décroissant dans le domaine des retards. Dans [396, 397], la dépendance sur les caractéristiques des trajets et des groupes entre domaine angulaire et domaine des retards, est analysée et permet d'aboutir à un modèle précis. Des dépendances de ce type sont aussi prises en compte dans [388, 389]. Le modèle présenté dans [388, 389] est le plus complet puisqu'il prend en compte les directions sur les deux sites en trois dimensions (azimut et élévation) ainsi que la polarisation. De plus, il est adapté à des fréquences de 900 MHz, 1,8 GHz, 2,5 GHz et 5,2 GHz. Généralement, les environnements proches des sites d'émission et de réception à l'intérieur

des bâtiments étant statistiquement identiques, on peut considérer que les statistiques sur le profil de puissance angulaire sont les mêmes à l'émission et à la réception.

En ce qui concerne les modèles basés directement sur des mesures à l'extérieur des bâtiments, on retrouve le modèle de Pedersen [354-356], et le modèle de Ichitsubo [436].

Le modèle de Pedersen permet de générer des réponses de canal sur une grande échelle et ceci en introduisant des phénomènes d'apparition et de disparition des trajets. Ce modèle est bien adapté à un environnement de type urbain typique macrocellulaire puisqu'il se caractérise par de faibles dispersions angulaires, de grandes dispersions des retards et surtout, un seul groupe de trajets. L'association de ce modèle avec un modèle sur les variations conjointes à moyenne échelle de la dispersion angulaire, de la dispersion des retards et des pertes de puissance moyenne [352], permet d'obtenir un modèle réaliste à petite, moyenne et grande échelle de variation. Le modèle présenté dans [437] est très proche de celui de Pedersen mais avec en plus un modèle sur les glissements et transitions des trajets dans le domaine des retards et le domaine angulaire. Il est très utile pour les études à moyenne échelle et en particulier pour l'étude de la radiolocalisation. Ces deux modèles de Pedersen et de Cabrera ont l'avantage de pouvoir être simplement paramétrés par des valeurs de dispersion (des retards et angulaires) déjà publiées ou mesurées.

Le modèle de Ichitsubo [436] est basé simultanément sur des mesures et sur un modèle géométrique à un rebond. Il permet de prendre en compte dans le calcul des profils de puissance, la distance entre station de base et mobile mais aussi la hauteur de la station de base. Les modèles sur les profils angulaires, profils des retards, et pertes de puissance moyenne en fonction de la distance de séparation, sont du même type que les modèles classiques de pertes de puissance moyenne. En ce qui concerne le domaine des retards, cela diffère un peu des profils classiques de type exponentiel décroissant mais ont déjà été reconnus comme plus adéquats dans certaines situations [294, 295]. Ces formes analytiques sont en très bonne concordance avec le modèle géométrique à un rebond et une distribution exponentielle de la distance diffuseurs-mobile (zone circulaire centrée sur le mobile). Ce modèle a l'avantage d'être réaliste puisque basé sur des mesures et d'être en relation avec certains paramètres de la liaison et de l'environnement. Il a été adapté à des mesures effectuées dans Tokyo.

Les modèles présentés dans [438, 439] permettent de simuler les évanouissements spatio-temporels à partir des propriétés de corrélation spatiale et temporelle. Dans [439], une décomposition de la matrice de corrélation permet d'estimer la transformation matricielle à appliquer au vecteur aléatoire gaussien (dont les éléments sont décorrélés). Le canal est représenté par un banc de FIR dont les coefficients varient au cours du temps.

La plupart des autres modèles ne sont pas basés directement sur des mesures mais plutôt sur une interprétation géométrique. Les modèles géométriques ont l'avantage de pouvoir générer toutes les caractéristiques des trajets (puissance, direction des ondes, retards, décalage Doppler). Ces modèles, lorsqu'un seul rebond est considéré, engendrent une dépendance statistique entre retards et angles. Les modèles géométriques se différencient par deux facteurs, la distribution des diffuseurs et le calcul des atténuations associé à chaque diffuseur. La distribution des diffuseurs peut être bornée par une ellipse dont

les foyers sont les positions de l'émetteur et du récepteur, ou par un cercle dont le centre est la position du mobile [418]. Il est possible de considérer des zones géographiques de diffusion [426, 435, 440, 441], ce qui entraîne un modèle à groupes de trajets. Un modèle mixte, intégrant plusieurs distributions de diffuseurs, est proposé dans [442]. Selon le type d'interaction à modéliser (réflexion spéculaire ou diffuse), deux types de loi d'atténuation peuvent être employés. Dans [358, 426, 443], une multiplication entre les pertes de puissance dues aux distances diffuseur-mobile, diffuseur-station de base et pertes de réflexion due aux diffuseurs, est utilisée, ce qui correspond au cas d'une réflexion diffuse alors que dans [417, 426, 440, 441], l'atténuation dépend de la longueur totale du trajet. Récemment, un modèle basé sur une interprétation géométrique en 3D, a été proposé dans [444]. Il permet d'étudier divers scénarios (nombre d'antennes variables, déplacement du mobile ou pas, disposition verticale, horizontale ou mixte des antennes). Il considère des diffuseurs dont la position permet d'obtenir le même profil des retards que dans le modèle normalisé TU-2 de l'ETSI. A la différence de la plupart des modèles géométriques, les diffuseurs ont une extension spatiale (surface rectangulaire s'apparentant à un bâtiment).

Les travaux relatifs à la modélisation du canal au sein du projet européen COST259 sont reportés dans [321, 445–449]. Ces modèles sont très complets et permettent de simuler le canal à n'importe quelle échelle de déplacement du mobile (des évanouissements rapides aux changements d'environnement) et dans la plupart des environnements. Il est, en partie, basé sur le principe du modèle géométrique à un et deux rebonds.

2.7 Les études du canal dans le contexte MIMO

Les systèmes MIMO nécessitent une connaissance simultanée des caractéristiques spatiales d'émission et de réception. Les études concernant le domaine spatial ayant été effectuées avec une antenne multicapteurs sur un seul des deux sites ne sont pas suffisantes, néanmoins elles permettent dans certaine limite de caractériser le canal MIMO. En effet, les mesures pendant lesquelles le mobile se déplace, permettent, si le mouvement des diffuseurs présents dans le milieu de propagation est négligeable, de caractériser le domaine spatial au niveau du mobile. Généralement, l'antenne au niveau du mobile étant omnidirectionnelle et le mouvement linéaire, la caractérisation angulaire ne peut s'effectuer qu'avec une ambiguïté de 180° . Si en plus du déplacement du mobile, le système de mesure comporte un réseau d'antennes au niveau de la station de base la caractérisation spatiale se fait simultanément sur les deux sites. Ceci montre que les études de propagation dans le contexte SIMO/MISO peuvent être utiles dans le contexte MIMO.

Les études basées sur les méthodes déterministes de type lancer/tracé de rayons permettent intrinsèquement de caractériser le canal MIMO. Néanmoins, l'ajout d'une dimension supplémentaire (en l'occurrence spatiale) nécessite des méthodes déterministes plus précises.

Les premières études MIMO, faisant intervenir un modèle de canal assez réaliste (des corrélations données entre les différents canaux), remontent à 1998 avec les travaux de C.N. Chuah [132, 134] basés sur des méthodes déterministes de tracé de rayons appliquées

à l'intérieur des bâtiments, ceux de P.F. Drissen [131] s'appuyant sur la méthode des images dans une rue, ou ceux de D.S. Shiu [133] basés sur un modèle géométrique à un anneau centré sur le mobile. La caractérisation MIMO par la mesure remonte quant à elle à l'année 2000. Beaucoup de ces mesures ne sont pas à large bande et ne sont pas exploitées pour l'estimation des directions conjointement sur les deux sites mais plutôt directement pour caractériser la répartition de la capacité du canal, ce qui n'est pas suffisant dans le contexte de la modélisation du canal.

Avant de présenter les modèles de canal pouvant servir à la simulation de systèmes MIMO, on présente les campagnes de mesures ayant permis de caractériser le canal et sa capacité en particulier.

2.7.1 La mesure et la caractérisation

Les mesures de propagation dans un contexte MIMO sont exploitées de deux grandes façons. Il est possible de caractériser directement la matrice de canal (généralement par la densité de probabilité des éléments de la matrice, par les corrélations entre éléments, et/ou par la répartition des valeurs singulières de cette matrice), ou d'exploiter une méthode d'estimation permettant d'obtenir une description plus physique du canal (estimation d'un spectre angulaire conjoint émission-réception ou estimation paramétrique angulaire conjointe émission-réception). Dans le premier cas, les caractéristiques des réseaux sont considérées comme parties intégrantes du canal alors que dans le deuxième cas, les réseaux d'antennes sont exclus du canal (au moins en partie) et il est donc possible d'utiliser ces résultats pour d'autres réseaux d'antennes (différentes structures, différents nombres d'antennes, différents diagrammes d'antennes).

Plusieurs campagnes de mesure ne visent pas seulement à caractériser le canal mais aussi l'influence de la structure du réseau. Dans [450–452], des mesures dans le contexte EDGE (fréquence porteuse à 1,9 GHz) avec 30 kHz de largeur de bande à l'extérieur des bâtiments en macrocellule (suburbain, autoroute, parcours piétons) ont permis de quantifier la capacité et les propriétés de corrélation pour plusieurs configurations de réseau d'antennes (diversité angulaire, spatiale, de polarisation) tant à l'émission qu'à la réception. Dans tous les cas, il y a 4 antennes d'émission et 4 antennes de réception. Des valeurs de capacité assez proches du cas théorique ont été observées tant que les niveaux de corrélation sont restés inférieurs à 0,5. Il apparaît que les diversités de position et de polarisation permettent d'obtenir une capacité plus élevée que la diversité angulaire. Des mesures du même type en environnement urbain, suburbain et de l'extérieur vers l'intérieur des bâtiments ont été effectuées dans [327] à une fréquence porteuse de 2 GHz. Plusieurs configurations de réseau d'antennes, tant à la station de base qu'à la station mobile, ont été utilisées (diversité de position et de polarisation) dans [327].

D'autres mesures de propagation à l'extérieur des bâtiments dans le contexte macrocellulaire sont reportées dans [453] à 2,11 GHz, dans [454] à 3,7 GHz et dans [455–457] à 2 GHz dans un contexte UMTS. Les mesures présentées dans [453] concernent un milieu urbain (Manhattan) et ont permis de valider l'hypothèse de modélisation consistant à séparer la corrélation dans le domaine spatial d'émission de celle de réception. A partir

de cette hypothèse, un modèle de canal simple est proposé. Ce modèle prend en compte 4 paramètres (2 polarisations et domaine spatial d'émission et de réception) correspondant aux coefficients de décroissance d'une fonction de corrélation exponentielle adaptée aux mesures. Ces 4 paramètres sont décrits à l'ordre 1 par leurs moyenne et à l'ordre 2 par la matrice de covariance de dimension 4×4 et leur répartition est considérée gaussienne. Les résultats de capacité montrent que ce modèle est correct. Dans [454], des mesures à large bande de 2 antennes d'émission vers 2 antennes de réception sont effectuées dans un environnement suburbain autour de Chicago. Le rapport des 2 valeurs singulières calculé à partir de la matrice de canal 2×2 est utilisé afin de quantifier le degré d'indépendance entre les 2 canaux virtuels et donc la capacité (plus la valeur est proche de 1 plus les canaux sont indépendants). Il apparaît que plus la dispersion des retards est grande plus cette valeur se rapproche de 1, ce qui laisse supposer que la dispersion angulaire est d'autant plus grande que la dispersion des retards l'est. Les études reportées dans [456, 457] portent sur l'analyse des valeurs propres de la matrice de corrélation du canal dans un environnement suburbain. Dans [455], des valeurs de matrice de corrélation dans le cas d'une liaison de 4 canaux (2 antennes d'émission et 2 antennes de réception) sont données dans le cas LOS et NLOS.

Toujours à l'extérieur des bâtiments mais dans un contexte fixe à fixe avec plusieurs hauteurs d'antennes, des résultats de mesures sont reportés dans [458–460] à 2,5 GHz sur une bande de 4 MHz et dans [461, 462] à 2,44 GHz. Dans [458–460], elles ont permis de caractériser la matrice de canal bande étroite ainsi que la capacité. Les réseaux d'antennes utilisés sont des réseaux soit à diversité de position soit à diversité de polarisation comportant 2 éléments à l'émission et à la réception. Ces mesures ont permis d'étudier les pertes de puissance moyenne, le facteur de Rice et le rapport de puissance entre les différentes polarisations en fonction de la distance. Ces paramètres et leurs corrélations ont servi à établir un modèle sur la matrice de canal dans [459], modèle qui a servi dans [460] à prédire la capacité et à la comparer à celle estimée par les mesures afin de le valider. Le modèle est basé sur une séparation en deux matrices 2×2 , une pour la composante principale (composante de Rice) et l'autre pour la composante diffuse. Dans [461, 462], 5 antennes d'émission et 7 de réception sont utilisées. Le réseau de réception est en croix avec des écarts de 91 cm entre antennes et le réseau d'émission est un réseau linéaire horizontal avec des écarts de 52 cm. Ces mesures sont le plus généralement en visibilité directe et sont comparées à un modèle champ proche ne prenant en compte qu'un seul trajet. Il apparaît que plus les antennes sont basses plus les pertes de puissance moyenne sont élevées et moins la corrélation est élevée. La capacité est plus grande dans le cas où l'antenne d'émission est à 5 m plutôt qu'à 10 m de hauteur.

A l'intérieur des bâtiments, on retrouve des mesures à 1,95 GHz dans [463], dans la bande UMTS à 2 GHz dans [464–468], à 2,4 GHz dans [469–472] et dans la bande des 5 GHz dans [473–485].

L'étude menée dans [463] porte sur des mesures à bande étroite (30 kHz) avec 12 antennes d'émission et 15 antennes de réception polarisées verticalement et horizontalement. Des modèles sur les pertes de puissance moyenne en fonction de la distance pour les différentes configurations de polarisation sont présentés. La capacité du canal est analysée en fonction de la distance avec et sans normalisation de la puissance moyenne et pour

les différentes configurations de polarisation. Ce type d'étude, avec et sans normalisation de la puissance moyenne, permet de séparer l'effet des pertes de puissance moyenne et du canal normalisé sur la capacité. La baisse de la capacité en fonction de la distance provient plus des pertes de puissance moyenne que du canal normalisé. Néanmoins, une faible diminution de la capacité avec l'augmentation de la distance, dans le cas où le canal est normalisé, traduit l'effet de la propagation à travers un couloir et ce, quelle que soit l'orientation des réseaux d'antennes. L'utilisation des deux polarisations sur chacun des deux sites permet d'obtenir des capacités plus élevées.

Les études menées dans [470–472] sont basées sur des mesures à bande étroite avec 4 antennes d'émission et 4 antennes de réception dans un cas, et 10 antennes d'émission et 10 antennes de réception dans l'autre cas. Contrairement à beaucoup d'études qui supposent une répartition de Rayleigh des amplitudes et une répartition uniforme sur 360° de la phase, ces hypothèses ne sont pas admises a priori mais sont vérifiées à partir des mesures. Les valeurs de corrélation sont comparées à celles obtenues par le modèle de Jakes et la répartition de la capacité est calculée dans [470,472]. Dans [471], les résultats de mesures sont comparés à ceux du modèle de Spencer (étendu au cas MIMO en considérant l'indépendance entre le domaine spatial d'émission et de réception), à ceux du modèle basé sur la séparation des fonctions de corrélation spatiale de l'enveloppe complexe en émission et en réception ainsi qu'au modèle basé sur la séparation des fonctions de corrélation spatiale de la puissance en émission et en réception (les deux derniers modèles supposent une répartition complexe gaussienne des éléments de la matrice de canal). Si le modèle de Spencer présente de bons résultats lorsque ses paramètres sont bien optimisés, les modèles gaussiens basés sur les matrices de corrélation (que ce soit de l'enveloppe complexe ou de la puissance) divergent lorsque les distances entre antennes diminuent et/ou le nombre d'antennes augmente. Dans [469], les mesures sont effectuées avec deux réseaux d'antennes identiques en émission et réception ayant chacun 16 antennes réparties uniformément dans un carré (espacement minimum d'une longueur d'onde). Les histogrammes de puissance montrent que le canal de Rayleigh est un bon modèle dans le cas NLOS, alors que le canal de Rice (facteur de Rice égal à 2) est mieux adapté dans le cas LOS. L'étude porte aussi sur l'évolution de la capacité ergodique en fonction du nombre d'antennes en émission et en réception et notamment en fonction du rapport entre le nombre d'antennes en émission et le nombre d'antennes en réception.

Les études menées dans [464–468] sont largement basées sur l'analyse des répartitions des valeurs singulières. Dans [464], la capacité par sous canaux et la capacité globale sont analysées dans un cas où il y a une grande corrélation entre les canaux, et dans un autre cas, où au contraire il y a une grande décorrélation. Plusieurs configurations de réseaux d'antennes sont utilisées (diversité de polarisation, diversité de position, nombre d'antennes en émission et en réception) pour l'analyse de la capacité. Dans [465–468], des matrices de corrélation spatiale en émission et en réception sont estimées et utilisées comme paramètres d'entrée du modèle de canal présenté dans [486]. La validité du modèle est vérifiée par comparaison de la répartition des valeurs singulières dans le cas de diversité de position sur les deux sites dans [465] et dans le cas de diversité de polarisation sur les deux sites dans [466]. A la différence de la plupart des cas en diversité de position, où les antennes ont des diagrammes identiques, les atténuations moyennes par canal, dans le cas de diversité de polarisation, peuvent être différentes et il est indispensable

de prendre en compte dans le modèle, en plus des matrices de corrélation spatiale, une pondération différente pour chacun des canaux. Notons qu'au contraire de [465, 466] où la corrélation est calculée sur la puissance, dans [467, 468], les corrélations sont calculées sur les coefficients complexes. Dans [467, 468], un modèle bande étroite assez complet faisant intervenir le spectre Doppler est présenté. Il est basé sur une description statistique des matrices de corrélation des coefficients complexes en émission et en réception. Ces études ont été effectuées dans le contexte du projet IST-METRA.

Dans la bande des 5 GHz, beaucoup d'études ont été menées, en particulier du fait que cette gamme de fréquence est prévue pour les réseaux locaux sans fil type Hiperlan. Les travaux présentés dans [473–480] ont été effectués dans le contexte du projet Européen IST SATURN. Contrairement à la plupart des études précédentes, ces études ne prennent en compte que la diversité de position à l'aide de réseaux linéaires uniformes sur les deux sites. Dans [473], des mesures ont montré, comme dans [463], qu'une relation entre les pertes de puissance moyenne et les propriétés de corrélation du canal est importante pour une bonne prédiction de la capacité. L'analyse des variations des valeurs singulières au cours du temps dans [474] caractérise l'évolution du rapport signal à bruit des canaux équivalents SISO. Les variations du canal sont causées par le mouvement des personnes présentes dans le milieu. Lorsque le canal est riche en trajets multiples (nombre de trajets multiples plus élevé que le nombre de canaux indépendants) et que ceux-ci sont suffisamment séparés angulairement, les valeurs singulières subissent des variations moins prononcées que les éléments de la matrice de canal alors que dans le cas contraire ces variations sont très proches de celles subies par les trajets multiples. Le masquage proche d'un des deux sites d'émission ou de réception provoque une diminution de toutes les valeurs singulières.

Dans [475–479], la méthode de modélisation est basée, comme dans [467, 468], sur la séparation des matrices de corrélation entre les éléments complexes de la matrice de canal en émission et en réception. Ce modèle est adéquat pour ces campagnes de mesures mais des erreurs, d'autant plus grandes (même si dans l'absolu, elles restent inférieures à 5%) que le nombre d'antennes est grand, sont à noter. La méthode d'estimation utilisée dans [475] n'est pas basée sur le calcul direct des matrices de corrélation d'émission et de réception mais par une minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre la matrice de corrélation globale des canaux mesurés et celle des canaux modélisés. Les amplitudes complexes sont considérées gaussiennes ce qui est vérifié par les mesures. Dans [475, 479], les traitements sont effectués à bande étroite tandis que dans [477, 478], ils sont effectués à large bande. Ce qui nécessite de spécifier, dans le cadre de la modélisation une matrice de corrélation par trajet discriminé dans le domaine des retards. Le profil des retards est bien modélisé par une fonction exponentielle décroissante et la vérification sur la répartition des dispersions des retards montre une bonne adéquation entre les mesures et le modèle. La capacité est donnée pour une largeur de bande de 20 MHz comme c'est le cas dans la norme Hiperlan/2. Dans [479], le modèle est établi dans le cas LOS et la composante directe est prise en compte séparément d'une manière déterministe via la réponse de réseau associée au trajet direct.

Les mesures à large bande reportées dans [480], sont utilisées pour caractériser les spectres angulaires en émission et en réception ainsi que les paramètres de dispersion

angulaire et de dispersion des retards. La répartition des coefficients de corrélation spatiale selon les deux axes, horizontal et vertical, et pour plusieurs distances de séparation est étudiée. Du fait de l'utilisation d'un réseau rectangulaire virtuel (réseau linéaire déplacé selon la verticale), les dispersions angulaires en élévation peuvent être calculées.

Les études menées dans [482] portent sur l'influence de l'orientation et de la position des réseaux sur la capacité du canal, dans le cas où un des deux réseaux est situé dans un couloir, alors que l'autre est situé dans une pièce jouxtant le couloir. L'orientation et la position du réseau situé dans la pièce ont peu d'influence sur la capacité, par contre, une orientation perpendiculaire au couloir (du réseau situé dans le couloir) entraîne une capacité plus grande que lorsque le réseau est parallèle au couloir. Dans [481], le modèle consistant à séparer les matrices de corrélation d'émission et de réception n'est pas adapté à la campagne de mesure. En effet, ce modèle donne des capacités inférieures à celles calculées directement sur les mesures.

Les études reportées dans [483–485] portent sur l'influence de la configuration des réseaux d'antennes sur la capacité et notamment dans [484, 485] sur l'utilisation d'antennes très proches les unes des autres (distance inférieure à une demi longueur d'onde). Dans [483], l'étude porte sur la diversité de polarisation. Sur un des deux sites, deux antennes (séparées spatialement) à trois polarisations orthogonales sont utilisées. Dans le cas d'un trajet direct prépondérant, la diversité de polarisation permet de créer deux canaux indépendants. Les résultats de ces études montrent que la configuration du réseau a une grande importance et que des distances entre antennes inférieures à une demi longueur d'onde permettent d'obtenir des capacités supérieures à celles prédites en théorie (sans tenir compte du couplage), et ce, du fait du couplage entre antennes qui modifie les diagrammes d'antennes. La modification de ces diagrammes d'antennes entraîne aussi un changement des réponses impulsionnelles [485] puisque la puissance des trajets est modifiée. Ceci montre l'importance d'une modélisation précise des phénomènes de couplage dans le cas où des antennes sont proches.

Quelques mesures dans la bande GSM (900 MHz) à l'intérieur d'un tunnel de métro sont reportées dans [487, 488]. Plusieurs configurations d'antennes sont analysées. Il apparaît que la capacité est plus élevée lorsque le tunnel est plus large.

Contrairement à ce qui a été présenté précédemment, où les études portent principalement sur la matrice de canal, considérée comme aléatoire, d'autres études sont basées sur une estimation paramétrique du canal. Dans ce cas, le canal est représenté par les caractéristiques des trajets qui lui sont associés. Cette approche a l'avantage de fournir une compréhension précise des phénomènes de propagation, ce qui peut servir à l'élaboration et l'amélioration des méthodes déterministes de lancer/tracé de rayons.

Dans le contexte de l'estimation multidimensionnelle appliquée à des mesures de propagation, on retrouve principalement les universités techniques de Ilmenau [489–499] et de Vienne [330, 499–503], l'université de Karlsruhe [498] et l'université de Aalborg [504, 505]. A part à Aalborg, où les mesures sont basées sur le sondeur large bande PropSound, les autres mesures sont basées sur le sondeur large bande RUSK.

Afin d'aboutir à un modèle paramétrique de canal, des méthodes d'estimation multidimensionnelles, intégrant non seulement l'estimation des décalages Doppler et des retards mais aussi l'estimation des directions de départ et d'arrivée, sont développées et analysées dans [489, 494, 496, 498, 500, 504]. Dans [489, 490, 494, 496], c'est l'algorithme ESPRIT multidimensionnel qui est utilisé alors que dans [498, 500], c'est une forme séquentielle d'estimation basée sur l'algorithme ESPRIT 1D et 2D. Dans [504, 505], c'est l'algorithme SAGE qui est utilisé. Les méthodes d'estimation présentées dans [494, 496, 505] prennent en compte la polarisation des trajets.

La plupart de ces études ne sont pas menées à grande échelle et aucune description statistique sur les paramètres des rayons, qui seraient issus de plusieurs mesures, n'est donnée. Au contraire, les paramètres des rayons issus d'une mesure particulière servent directement à simuler le canal dans [491, 493–495] d'une manière déterministe. Dans [497, 499], le modèle à rayons est directement utilisé pour le calcul de la capacité.

A part dans [498], où les mesures sont effectuées à l'intérieur des bâtiments, dans [447] où les mesures sont effectuées sur un circuit de voiture à grande vitesse de déplacement et dans [493, 495] où les mesures sont effectuées sur une autoroute, toutes les autres mesures sont effectuées dans des configurations du type microcellule/campus. A part dans [447, 501, 502] où la gamme de fréquence traitée est celle des 2 GHz (bande UMTS), toutes les autres études portent sur la gamme des 5 GHz dans le contexte Hiperlan/2.

2.7.2 La modélisation du canal

Les modèles de canal dans le contexte MIMO ne sont pas dans leurs principes différents de ceux utilisés dans le cas SIMO/MISO. Il est possible d'obtenir des modèles physiques déterministes à partir de la mesure, avec par exemple une technique d'estimation des paramètres des rayons, à partir de méthodes de lancer/tracé de rayons ou à partir d'un modèle géométrique dans lequel les positions des diffuseurs et les interactions des ondes avec ceux-ci sont spécifiées. De plus, avec plusieurs réalisations (plusieurs modèles déterministes), il est possible d'établir des modèles statistiques. Généralement, les modèles statistiques issus d'une interprétation géométrique font intervenir d'une manière statistique les répartitions spatiales des diffuseurs et l'interaction entre ceux-ci et les OEM. Ces modèles qu'ils soient déterministes ou statistiques, portent en ce qui concerne le domaine spatial, soit sur la matrice de canal, soit sur des paramètres directement liés aux trajets. Ils peuvent intégrer entièrement les antennes ou séparer l'effet des antennes de celui du milieu de propagation. Généralement, les modèles analytiques comportent un ou plusieurs paramètres qu'il s'agit généralement de spécifier à partir des résultats issus des études expérimentales.

Les modèles géométriques permettent naturellement de caractériser les dimensions spatiales simultanément en émission et en réception. Certains modèles développés dans le contexte MIMO bande étroite sont basés sur l'hypothèse d'un seul rebond, sur des diffuseurs répartis dans un cercle dont le centre est le mobile [133, 416, 506]. Dans [416], cela a permis d'obtenir une expression analytique du canal MIMO qui prend en compte une diffusion non uniforme autour du mobile. L'inconvénient du modèle géométrique à

un seul rebond réside dans le fait que, pour une direction de départ et un retard donné, une seule direction de départ est possible, ce qui dans le cas MIMO large bande peut poser un problème, puisque ce n'est pas forcément réaliste. Pour cette raison, et pour plus de facilité à fixer indépendamment les caractéristiques statistiques spatiales d'émission et de réception, les modèles géométriques à deux rebonds sont préférés pour la caractérisation, la modélisation et la simulation du canal MIMO [141–145, 507–509]. Ils permettent en particulier de fixer indépendamment les caractéristiques spatiales sur chacun des deux sites mais en plus de refléter l'effet de goulot d'étranglement [141, 146].

Dans [141–145], ces modèles ont surtout servi à mettre en valeur et à prédire les propriétés du canal MIMO bande étroite alors que dans [507–509], les modèles sont aussi basés sur une interprétation statistique des paramètres directement liés aux réponses de canal (retard, angle d'arrivée, ...) et peuvent être utilisés dans le contexte de la simulation à large bande. Le modèle présenté dans [141–143] est basé sur la spécification de l'étalement angulaire vu par chacun des deux sites et sur la matrice de transfert liant chacun des diffuseurs locaux à un site à chacun des diffuseurs locaux à l'autre site. Dans [144, 145], les zones de diffusion sont décrites par deux cercles centrés sur chacun des deux sites. En fonction du rapport du rayon de ces zones et de la distance entre émetteur et récepteur, l'effet de goulot d'étranglement peut apparaître. Dans [507], l'interaction entre diffuseur et onde, et en particulier la dépolarisation, est prise en compte d'une manière physique. Dans sa définition, le modèle permet de prendre en compte la propagation en trois dimensions. Le modèle présenté dans [508, 509] est largement basé sur les études effectuées au sein du COST259 [321] et plus récemment du COST273. Il prend en compte la polarisation ainsi que la notion de groupe de trajets d'une manière physique. Cette notion de groupe de trajets est démontré comme ayant une importance sur la capacité du canal et il est donc important de la prendre en compte [510, 511]. C'est un modèle mixte s'appuyant sur l'hypothèse d'un seul ou de deux rebonds selon le type de phénomènes à modéliser mais aussi directement sur les fonctions d'étalement associées au canal. Il peut prendre en compte le phénomène de goulot d'étranglement en particulier pour le mode de propagation par guidage. Il peut par son aspect générique s'appliquer à tout type d'environnement et dans [508, 509], les paramètres sont donnés pour des liaisons de type macrocellule et microcellule en milieu urbain.

Une autre approche de modélisation dans le contexte MIMO est celle basée sur la théorie des matrices aléatoires. Cette approche est utilisée dans [512–514]. Plutôt que de prendre en compte les caractéristiques physiques de la propagation, on s'attache à générer des matrices dont les propriétés sont réalistes et ce à partir d'hypothèse considérées comme acceptables [514]. Il est par exemple, comme dans [512], possible de vérifier que les valeurs singulières estimées sur les mesures sont identiques à celle générées par le modèle. Dans [512, 513], l'aspect large bande est pris en compte en modélisant le profil de puissance des retards. Cette approche par le biais des propriétés des matrices aléatoires est assez utile pour le développement analytique du calcul de capacité puisque ce dernier est largement basé sur la répartition des valeurs singulières.

Certaines méthodes de simulation visent à générer des matrices aléatoires (gaussiennes) dont les éléments ont de bonnes propriétés d'intercorrélation. Généralement, l'hypothèse d'indépendance entre corrélation spatiale en émission et corrélation spatiale

en réception est acceptée. Cette hypothèse a été vérifiée plusieurs fois par des mesures à l'intérieur des bâtiments comme cela a été décrit dans le paragraphe 2.7.1 sur la mesure et la caractérisation. Elle permet en particulier d'utiliser les résultats issus du contexte SIMO et MISO (une des deux matrices de corrélation est déjà fournie). Le modèle du projet METRA [465, 466, 486] repose sur la spécification des matrices de corrélation en émission et en réception portant sur la puissance des éléments et non sur leur valeur complexe. Plus tard, dans le contexte des projets I-METRA et SATURN, la corrélation complexe sera spécifiée [467, 468, 476]. Si le canal est large bande, une matrice de corrélation pour chaque trajet défini dans le domaine des retards doit être spécifiée. Notons que l'indépendance entre les évanouissements temporels et la matrice de canal représentant les évanouissements spatiaux considérée dans la simulation du canal METRA [467, 468, 486] n'est pas correct d'un point de vue physique, dès lors qu'au moins un des deux sites est en déplacement. Ces matrices de corrélation peuvent être obtenues à partir de mesures mais aussi dans le cas de diversité de position à partir des formes analytiques de corrélation comme celles données dans [432].

Un modèle basé explicitement sur l'hypothèse WSSUS appliquée à des mesures dans la gamme des 900 MHz est développé dans [515]. Il découple la modélisation dans le domaine temporel de celle dans le domaine spatial. La méthode d'estimation des retards et du spectre Doppler de chaque trajet est celle développée dans [308] et la méthode de modélisation du domaine spatial repose comme dans les études présentées précédemment sur la séparation des matrices de corrélation d'émission et de réception.

Un autre type de modèle est le modèle paramétrique dont la forme générique fut initialement proposée dans [130] pour des études dans le contexte MIMO. Plusieurs des études de ce type, aboutissant à un modèle paramétrique déterministe à partir de mesures, ont été présentées dans le paragraphe précédent. Il existe très peu d'études statistiques conjointes sur les paramètres associés aux rayons. On peut citer le modèle s'appliquant à plusieurs gammes de fréquence à l'intérieur des bâtiments, présenté dans [389]. Ce modèle, basé essentiellement sur des études par lancer de rayons, prend en compte une propagation dans les trois dimensions spatiales ainsi que la polarisation sur les deux sites.

Dans [516], un modèle paramétrique statistique, basé sur le modèle de Spencer [392] pour caractériser les directions à l'intérieur des bâtiments et les retards et un modèle géométrique à un seul rebond pour caractériser les angles au niveau de la station de base située à l'extérieur des bâtiments, est proposé. Il permet de simuler le canal pour des liaisons en pénétration de l'intérieur vers l'extérieur des bâtiments.

Récemment, des modèles MIMO compatibles avec les précédents modèles de profils de puissance des retards normalisés ont été proposés notamment au sein des organismes de normalisation 3GPP et 3GPP2 [517]. Ces modèles s'appuient, comme ceux présentés dans [518, 519], sur une séparation des trajets prédominants dans le domaine des retards. Les retards et puissances moyennes associés à chaque trajet prédominant peuvent être fixés à partir des modèles classiques de profil de puissance des retards. Chacun des trajets prédominants est non sélectif en fréquence et présente des évanouissements spatio-temporels générés par des profils de puissance angulaire en émission et en réception, dans le cas le plus général, de dispersion non nulle. Les variations temporelles des puissances

moyennes, dispersions angulaires et dispersion des retards à moyenne échelle sont générées à partir du modèle présenté dans [352] et les formes de profils de puissance angulaire sont issues des études du canal dans le domaine spatial en particulier du COST259 et du COST273.

Des synthèses sur les différents types de modèles et de mesures de canal dans le contexte des systèmes MIMO sont reportés dans [159, 520, 521].

2.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une synthèse historique retraçant les travaux, en particulier issus de méthodes expérimentales, effectuées sur l'étude du canal de propagation, dans le contexte des liaisons terrestres cellulaires. Il a permis de mieux cerner l'évolution des études de propagation en donnant une liste de références assez exhaustive. Ces études de propagation ont comme principales applications les systèmes de radiocommunication cellulaire. C'est pour cette raison que l'on observe une étroite relation entre l'évolution des études de propagation et les études systèmes.

Les études sur le canal de propagation ont réellement commencé à partir du début des années 60. Ces premières études s'attachaient à une description bande étroite pour une seule antenne d'émission et une seule antenne de réception, c'est à dire aux variations et à la répartition des atténuations à petite échelle caractéristiques des systèmes radiomobiles.

L'intérêt pour les techniques de diversité dans les systèmes de communication radiomobiles justifie les études expérimentales de propagation sur la diversité spatiale et la diversité de polarisation qui commencent dans les années à 70. L'ordre de diversité alors envisagé étant de 2, les études spatiales menées ne permirent pas d'obtenir une description précise du domaine spatial. Ce n'est donc qu'avec l'idée d'utiliser des techniques multicapteurs, en particulier de formation de faisceaux, à partir des années 90, que des études plus poussées sur le domaine spatial et en particulier le domaine angulaire apparurent.

Les largeurs de bande prévues pour les systèmes de communications augmentant, des études à large bande devinrent indispensables et des mesures de ce type commencèrent au début des années 70.

Durant les années 80, de nouvelles gammes de fréquence et de nouveaux environnements tel que l'intérieur des bâtiments, sont analysés. Ceci est lié à la démocratisation des systèmes cellulaires mais aussi à l'arrivée des réseaux locaux sans fil.

Vers le début des années 90, les fréquences centimétriques et millimétriques sont traitées et les études de propagation en environnement microcellulaire urbain (antenne de station de base placée en dessous du niveau des toits) et pour les liaisons fixes à fixes commencent. Ce type de cellule s'explique par le nombre croissant d'utilisateurs, particulièrement en ville. Dans la deuxième moitié des années 90, l'analyse multicapteur du

canal de propagation est envisagée afin de répondre aux besoins des études des systèmes à formation de faisceaux.

Depuis peu, un intérêt particulier s'est porté sur les systèmes MIMO, ce qui a entraîné une caractérisation spatiale simultanée sur les deux sites.

Actuellement l'intérêt, se porte principalement sur l'élaboration de modèles complets prenant en compte toutes les dimensions spatiales et temporelles et ce pour l'étude des futurs systèmes MIMO.

Chapitre 3

Propagation et rayonnement des OEM

3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter la base théorique sous-tendant la propagation des OEM et les antennes. Ces éléments seront utiles au chapitre suivant portant sur la description physique du canal de propagation dans un contexte cellulaire terrestre.

La propagation des OEM d'une zone de l'espace à une autre et d'un instant à l'autre est décrite par les équations de Maxwell et en particulier par l'équation d'onde, appelée aussi équation de propagation. De plus une liaison entre deux points nécessite le rayonnement et la réception du champ électromagnétique, opérations effectuées par des antennes.

Après avoir présenté les équations de Maxwell sous leurs formes générales ainsi que les simplifications qu'il est possible d'effectuer dans le contexte cellulaire terrestre, on présente l'équation d'onde et plusieurs de ses solutions élémentaires. On décrit ensuite les différents phénomènes de propagation pouvant être rencontrés dans le contexte des communications sans fil (décalage Doppler, dispersion fréquentielle et interactions obstacles-OEM). Enfin, la caractérisation des antennes, éléments incontournables d'un système de communications sans fil, est abordée. On abordera en particulier les réseaux d'antennes, éléments indispensables des systèmes MIMO ainsi que la rotation des antennes permettant ainsi de prendre en compte le mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur dans le cas radiomobile.

3.2 Les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell permettent de décrire tous les phénomènes électromagnétiques classiques. Il existe plusieurs formes des équations de Maxwell telles que la forme

différentielle, la forme intégrale ou la forme harmonique [522]. Leurs formes différentielles s'expriment dans le domaine temporel par :

$$\begin{aligned}
\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) &= -\frac{\partial}{\partial t} \vec{B}(\vec{r}, t) \\
\nabla \times \vec{H}(\vec{r}, t) &= \frac{\partial}{\partial t} \vec{D}(\vec{r}, t) + \vec{J}(\vec{r}, t) \\
\nabla \cdot \vec{D}(\vec{r}, t) &= \rho(\vec{r}, t) \\
\nabla \cdot \vec{B}(\vec{r}, t) &= 0
\end{aligned} \tag{3.1}$$

et dans le domaine fréquentiel par :

$$\begin{aligned}
\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, \omega) &= -j\omega \vec{B}(\vec{r}, \omega) \\
\nabla \times \vec{H}(\vec{r}, \omega) &= j\omega \vec{D}(\vec{r}, \omega) + \vec{J}(\vec{r}, \omega) \\
\nabla \cdot \vec{D}(\vec{r}, \omega) &= \rho(\vec{r}, \omega) \\
\nabla \cdot \vec{B}(\vec{r}, \omega) &= 0
\end{aligned} \tag{3.2}$$

où \vec{r} , t et ω représentent le vecteur de position dans l'espace 3D, le temps et la pulsation temporelle. Les vecteurs 3D \vec{E} et \vec{H} sont l'intensité du champ électrique (exprimée en *Volt/m*) et l'intensité du champ magnétique (exprimée en *Ampère/m*), \vec{D} et \vec{B} sont la densité de flux électrique ou induction électrique (vecteur 3D dont les éléments sont exprimés en *Coulomb/m³*) et la densité de flux magnétique ou induction magnétique (vecteur 3D dont les éléments sont exprimés en *Weber/m²* ou *Tesla*). La quantité ρ est la densité de charge volumique (exprimée en *Coulomb/m³*) et \vec{J} est la densité de courant électrique (vecteur 3D dont les éléments sont exprimés en *Ampère/m²*). Les deux dernières quantités peuvent être considérées comme les sources produisant le champ électromagnétique. ∇ est l'opérateur nabla ou opérateur différentiel qui permet de représenter le gradient, le rotationnel et la divergence. $\nabla \times$ est l'opérateur rotationnel et $\nabla \cdot$ est l'opérateur de divergence. Leurs expressions dépendent du système de coordonnées utilisé pour représenter les vecteurs.

Dans le contexte de la propagation des ondes, les études du champ électromagnétique se font dans les régions de l'espace sans présence de source. Dans ce cas, les deux quantités \vec{J} et ρ sont nulles, ce qui simplifie les équations 3.1 et 3.2.

Dans un milieu linéaire et isotrope tel que le milieu terrestre, les densités de flux électrique, magnétique et de courant électrique sont reliées aux intensités des champs électrique, magnétique et électrique par :

$$\begin{aligned}
\vec{D}(\vec{r}, \omega) &= \epsilon(\vec{r}, \omega) \vec{E}(\vec{r}, \omega) \\
\vec{B}(\vec{r}, \omega) &= \mu(\vec{r}, \omega) \vec{H}(\vec{r}, \omega) \\
\vec{J}(\vec{r}, \omega) &= \sigma(\vec{r}, \omega) \vec{E}(\vec{r}, \omega)
\end{aligned} \tag{3.3}$$

où $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$, $\mu = \mu' - j\mu''$ et $\sigma = \sigma' - j\sigma''$ représentent, la permittivité (exprimée en *Farad/m*), la perméabilité (exprimée en *Henry/m*) et la conductivité (exprimée en *Siemens/m*). Dans le vide, ces valeurs sont de $\epsilon = \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ *Farad/m*, $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ *Henry/m* et la conductivité est nulle. La vitesse de lumière et l'impédance

dans le vide s'expriment par $c = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ et $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 377 \text{ Ohm}$. Les parties réelles de la permittivité et de la perméabilité définissent les propriétés réfractives du milieu alors que leur partie imaginaire définissent les propriétés absorbantes, c'est à dire les pertes. Les pertes peuvent être de type diélectrique ($\epsilon'' \neq 0$), de type magnétique ($\mu'' \neq 0$) et/ou de type conductif ($\sigma \neq 0$). Dans la plupart des cas, la perméabilité est réelle et égale à celle du vide.

Lorsque le milieu est anisotrope comme ce peut être le cas dans l'ionosphère, les grandeurs ϵ , μ et σ ne sont plus des scalaires mais des tenseurs (qui peuvent être représentés par des matrices de dimension 3×3) [522, 523]. Lorsque le milieu est non linéaire, ces grandeurs dépendent elles-mêmes des intensités du champ magnétique et du champ électrique [523]. Les variations de ces paramètres avec l'espace et la fréquence dans les relations 3.3 caractérisent, respectivement un milieu non-homogène et dispersif en fréquence [522, 523]. Du point de vue du traitement du signal, ces relations correspondent à des opérations de filtrage spatio-temporel. On peut considérer l'air, d'un point de vue électromagnétique et dans le contexte des communications sans fil terrestres à courte distance comme du vide. Précisons que ceci n'est une approximation valable que dans certaines gammes de fréquences. Par exemple, dans les longueurs d'onde millimétriques, le dioxygène et l'eau constituent un milieu à pertes.

Dans la suite, on suppose que le milieu est linéaire, isotrope, homogène et non dispersif en fréquence (sur les largeurs de bande considérées en pratique). La perméabilité est considérée égale à celle du vide et la conductivité purement réelle. Dans ces conditions, en reportant les relations constitutives 3.3 dans 3.2, on obtient en régime harmonique :

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, \omega) &= -j\omega\mu\vec{H}(\vec{r}, \omega) \\ \nabla \times \vec{H}(\vec{r}, \omega) &= j\omega\epsilon_c\vec{E}(\vec{r}, \omega)\end{aligned}\quad (3.4)$$

où ϵ_c est la permittivité équivalente complexe, prenant en compte les pertes diélectriques et de conduction :

$$\epsilon_c = \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega} = \epsilon' - j\left(\epsilon'' + \frac{\sigma}{\omega}\right)\quad (3.5)$$

3.3 Equation d'onde et solutions

L'objectif de cette partie est de présenter l'équation d'onde et ses solutions élémentaires qui, rappelons le, ne sont pas des solutions physiques mais des solutions théoriques utiles aux développements mathématiques et à la représentation des phénomènes. Celles-ci se déduisent des équations de Maxwell. Le type de solution dépend essentiellement du milieu de propagation et donc des valeurs de perméabilité, de permittivité et de conduction. L'onde peut être complexe ou réelle selon que le vecteur d'onde est lui-même complexe ou réel. Une onde complexe se caractérise par une atténuation exponentielle du champ. Cette atténuation est dirigée dans la direction de propagation pour des ondes uniformes (ou ondes homogènes). Les plans équi-phases sont alors orientés de la même façon que les plans équi-amplitudes. Au contraire, lorsque ces deux plans ne sont pas orientés de la même façon, on parle d'ondes non-uniformes [523].

On présentera tout d'abord les principales solutions élémentaires monochromatiques (une composante fréquentielle) ondes planes, qui constituent le type d'onde le plus utilisé dans le contexte de la propagation puis la solution élémentaire onde sphérique monochromatique. On introduira enfin, l'effet Doppler et les phénomènes de dispersion fréquentielle, phénomènes qui peuvent apparaître dans le contexte de la propagation.

3.3.1 L'équation d'onde

L'équation d'onde s'obtient à partir des équations de Maxwell (pour un milieu linéaire) en éliminant l'un des deux champs. Elle s'exprime, dans le domaine fréquentiel par :

$$\nabla^2 \vec{\Psi} + k^2 \vec{\Psi} = 0 \quad (3.6)$$

où $\vec{\Psi}$ peut représenter, le champ électrique ou le champ magnétique. ∇^2 , représenté aussi par Δ ou $(\nabla \cdot \nabla)$, est l'opérateur laplacien. Selon le système de coordonnées utilisé pour $\vec{\Psi}$, différentes formules sont à utiliser pour le laplacien. Le nombre d'onde k est défini par :

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon_c} \quad (3.7)$$

3.3.2 Généralités sur les ondes planes

La solution élémentaire d'onde plane est largement utilisée dans le contexte de la propagation en espace libre. Physiquement, cette approximation est valable dans le cas où la zone d'observation est suffisamment éloignée de la source [77]. Avant d'explicitier la condition champ lointain généralement utilisée pour valider cette approximation, on donne une définition d'une onde plane.

Definition 1 *d'une ONDE PLANE: une onde plane est une onde dont les surfaces équi-phases forment des plans.*

Quelle que soit la forme des surfaces équi-phases (par exemple sphériques ou planes), la direction de propagation de l'onde en un point est définie par la direction perpendiculaire à la surface équi-phase autour de ce point. La direction de propagation d'une onde plane est donc identique en tout point. En pratique, on l'utilise lorsque l'hypothèse champ lointain est satisfaite. L'hypothèse champ lointain signifie que les distances entre la source et les différents points du récepteur (zone locale géographique d'évaluation de l'onde) sont approximativement égales. Les différences entre ces distances doivent être largement inférieures à une longueur d'onde afin que les différences de phase soient largement inférieures à π radians. La condition champ lointain de Fraunhofer permet de définir une distance minimale entre la source et la zone d'évaluation :

$$d > d_{\text{fraun}} = \frac{2D^2}{\lambda} \text{ et } d \gg \lambda \quad (3.8)$$

où D est la dimension maximale des antennes (ou de la zone spatiale d'évaluation de l'onde), d est la distance émetteur-récepteur et λ est la longueur d'onde ($= 2\pi c/\omega$ dans le vide). Pour une zone de 3λ de côté (par exemple un réseau linéaire de 4 dipôles espacés de λ), $d_{f\text{rau}} = 2,7\text{ m}$ à 2 GHz et $d_{f\text{rau}} = 9\text{ cm}$ à 60 GHz. Ces valeurs montrent à quel point l'approximation par une onde plane est une bonne approximation dans la majorité des cas.

Lorsque l'onde est plane, il est plus simple d'utiliser les coordonnées cartésiennes pour $\vec{\Psi}$, ce qui permet de séparer les 3 composantes cartésiennes de $\vec{\Psi}$ et donc de résoudre les 3 équations correspondantes séparément en utilisant pour chaque composante :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial^2 x} + \frac{\partial^2}{\partial^2 y} + \frac{\partial^2}{\partial^2 z} \right) \Psi + k^2 \Psi = 0 \quad (3.9)$$

où $\frac{\partial}{\partial x}$ est l'opérateur de dérivation partielle par rapport à la variable x et Ψ représente une des 3 composantes cartésiennes. Précisons que cette séparation n'est possible que pour les coordonnées cartésiennes mais pas pour les coordonnées sphériques ou cylindriques.

Une des solutions possibles et très utilisée est l'onde monochromatique :

$$\vec{\Psi}(\vec{r}, t) = \vec{A} \exp \left\{ j \left(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} \right) \right\} \quad (3.10)$$

où \vec{A} est un vecteur 3D représentant la polarisation et l'amplitude du champ concerné (\vec{E}_0 ou \vec{H}_0). Le vecteur d'onde \vec{k} et le nombre d'onde k sont reliés par :

$$\vec{k} \cdot \vec{k} = k^2 \quad (3.11)$$

Afin d'obtenir plus d'information sur la polarisation des champs électrique \vec{E}_0 et magnétique \vec{H}_0 , on introduit les équations de Maxwell en rotationnel pour une onde du type 3.10 :

$$\begin{aligned} \vec{k} \times \vec{E}_0 &= \omega \mu \vec{H}_0 \\ \vec{k} \times \vec{H}_0 &= -\omega \epsilon_c \vec{E}_0 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Ceci montre que le vecteur d'onde associé au champ électrique est nécessairement le même que celui associé au champ magnétique. A partir de 3.12, il est possible de déduire les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \vec{k} \cdot \vec{E}_0 &= 0 \\ \vec{k} \cdot \vec{H}_0 &= 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Il faut préciser que, puisque \vec{k} , \vec{E}_0 et \vec{H}_0 sont en général des vecteurs complexes, les relations 3.13 n'impliquent pas obligatoirement d'orthogonalité dans l'espace. Les relations 3.10, 3.12 et 3.13 montrent que le type d'onde dépend des propriétés du vecteur

d'onde \vec{k} . On peut exprimer le vecteur d'onde par :

$$\vec{k} = \hat{\beta}\beta - j\hat{\alpha}\alpha \quad (3.14)$$

où $\hat{\beta}$ est le vecteur unitaire (ou vecteur directeur) désignant la direction de propagation (direction perpendiculaire aux plans équi-phases) et $\hat{\alpha}$ est le vecteur unitaire désignant la direction de l'atténuation spatiale (direction perpendiculaire aux plans équi-amplitudes).

3.3.3 Onde plane réelle

Une onde réelle (nécessairement uniforme) est définie pour $\alpha = 0$ et $\beta \neq 0$. Elle peut exister dans le vide et plus généralement dans un milieu sans pertes. Le vecteur d'onde s'exprime alors :

$$\vec{k} = \hat{k}k = \hat{k} \cdot \frac{\omega}{v} \quad (3.15)$$

où \hat{k} est le vecteur unitaire pointant dans la direction de propagation de l'onde et $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon'}$ est la vitesse de la lumière dans le milieu considéré (dans le vide, elle est égale à c). En considérant que la direction de propagation est orientée selon l'axe des z d'un repère orthonormé. On obtient l'expression suivante :

$$\vec{\Psi}(r_z, t) = \vec{\Psi}\left(t - \frac{r_z}{c}\right) = \vec{A} \exp\left\{j\left(\omega t - \frac{\omega}{c} \cdot r_z\right)\right\} \quad (3.16)$$

Les relations 3.12, 3.13 et 3.15 montrent que l'onde est forcément de type TEM (Transverse ElectroMagnétique), c'est à dire que les vecteurs \vec{E}_0 , \vec{H}_0 , et \vec{k} forment un triède. Le vecteur \vec{A} , qu'il représente le champ électrique ou le champ magnétique, est perpendiculaire à la direction de propagation \hat{k} . La figure 3.1 représente une onde plane réelle.

Ce modèle d'onde est largement exploité dans le contexte des communications sans fil cellulaires.

3.3.4 Onde plane complexe

Une onde complexe, définie pour $\alpha \neq 0$ et $\beta \neq 0$. Elle peut exister indifféremment dans un milieu avec ou sans pertes. Les conditions sur le vecteur d'onde font de 3.10, une fonction de base de Laplace contrairement au vecteur d'onde 3.15 qui fait de 3.10 une fonction de base de Fourier. Une onde plane complexe s'exprime donc par :

$$\vec{\Psi}(\vec{r}, t) = \overbrace{\vec{A} \exp\{-\alpha \hat{\alpha} \cdot \vec{r}\}}^{\text{Atténuation}} \cdot \overbrace{\exp\left\{j\left(\omega t - \hat{\beta} \cdot \vec{r}\right)\right\}}^{\text{Progression de phase}} \quad (3.17)$$

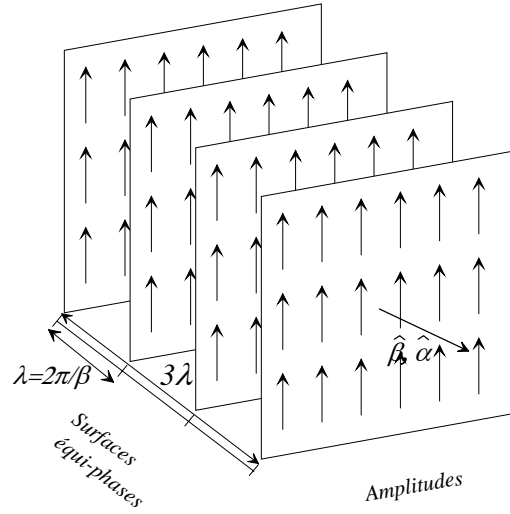


FIG. 3.1 – Fronts d'onde plane réelle

Selon l'angle entre le vecteur directeur de la partie réelle (direction de propagation perpendiculaire aux plans équi-phases) $\hat{\beta}$ du vecteur d'onde et le vecteur directeur de sa partie imaginaire (direction de l'atténuation de l'onde) $\hat{\alpha}$, on définit les ondes uniformes et non-uniformes.

3.3.5 Onde plane complexe uniforme

Une onde complexe uniforme peut exister uniquement dans un milieu à pertes (pertes de conduction et/ou pertes diélectriques, généralement). Elle se caractérise par $\alpha \neq 0$, $\beta \neq 0$ et $\hat{\beta} = \hat{\alpha} = \hat{k}$ et le vecteur d'onde peut donc se réduire à :

$$\vec{k} = \hat{k}k = \hat{k} \cdot (\beta - j\alpha) \quad (3.18)$$

En considérant que la direction de propagation est orientée selon l'axe z d'un repère orthonormé. On obtient, l'expression suivante :

$$\vec{\Psi}(r_z, t) = \vec{A} \exp(-\alpha \cdot r_z) \exp\{j(\omega t - \beta \cdot r_z)\} \quad (3.19)$$

L'onde décrite par 3.19 est, comme dans le cas précédent, aussi de type TEM. La figure 3.2 représente une onde plane complexe uniforme.

Les molécules de dioxygène et d'eau absorbent les ondes dans certaines gammes millimétriques. Dans ces gammes de fréquence, la solution 3.19 devient utile à la caractérisation de la propagation.

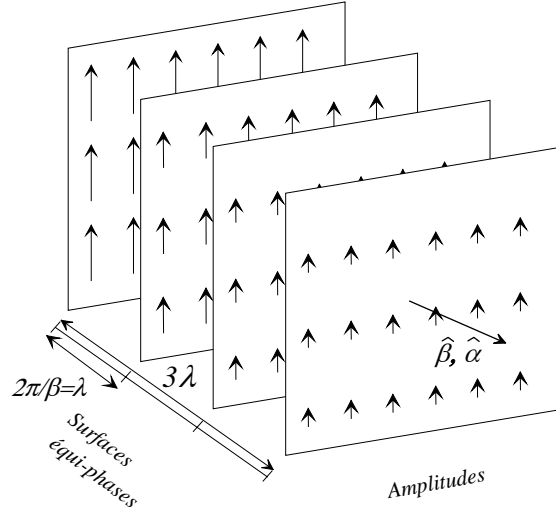


FIG. 3.2 – Fronts d'onde plane complexe uniforme

3.3.6 Onde plane non-uniforme

Une onde non-uniforme est nécessairement complexe ($\alpha \neq 0$ et $\beta \neq 0$). Ce qui caractérise une onde non-uniforme, c'est la non-collinéarité des vecteurs directeurs $\hat{\alpha}$ et $\hat{\beta}$:

$$\hat{\alpha} \cdot \hat{\beta} < 1 \quad (3.20)$$

Dans ce cas, l'onde se propageant est, dans le cas le plus général, une combinaison linéaire d'une onde transverse électrique (TE) et d'une onde transverse magnétique (TM) [524], ce qui peut être vérifié avec les relations 3.12 et 3.13. Deux cas sont à séparer : si le milieu présente des pertes, alors $\hat{\alpha} \cdot \hat{\beta} \neq 0$ et si le milieu est sans pertes, alors $\hat{\alpha} \cdot \hat{\beta} = 0$ [523, 524]. Dans le cas d'un milieu sans pertes, on obtient donc $\vec{k} \cdot \vec{k} = k^2 = \beta^2 - \alpha^2$. La longueur d'onde effective $\lambda_e = 2\pi/\beta$ est dans ce cas inférieure à la longueur d'onde dans le vide $\lambda = 2\pi/k$ et d'autant plus courte que le coefficient d'atténuation est élevé. En considérant que la direction de propagation est orienté selon l'axe z et que l'atténuation est orientée selon l'axe x . On obtient l'expression suivante :

$$\vec{\Psi}(\vec{r}, t) = \overbrace{\vec{A} \exp\{-\alpha \cdot r_x\}}^{\text{Atténuation}} \cdot \overbrace{\exp\{j(\omega t - \beta \cdot r_z)\}}^{\text{Progression de phase}} \quad (3.21)$$

Le vecteur de Poynting présente alors une composante réelle dans la direction de propagation $\hat{\beta}$ et une composante imaginaire dans la direction de l'atténuation $\hat{\alpha}$, ce qui signifie que toute la puissance réelle est transmise dans la direction de propagation (milieu sans pertes) et toute la puissance réactive (capacitive pour une onde TM et inductive pour une onde TE) est transmise dans la direction d'atténuation, perpendiculaire à la direction

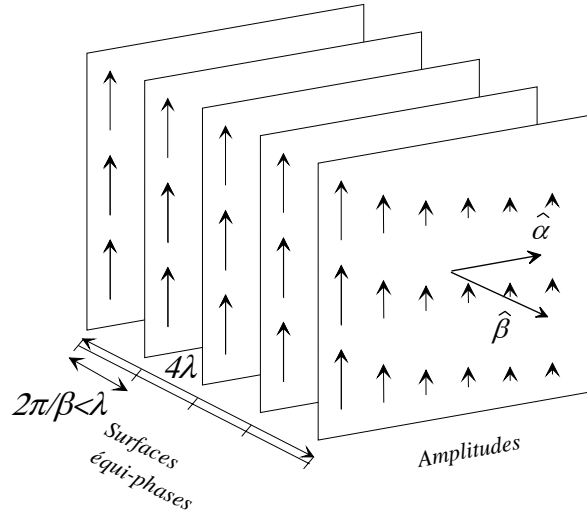


FIG. 3.3 – *Fronts d'onde plane non-uniforme (milieu sans pertes)*

de propagation. La figure 3.3 représente une onde plane non-uniforme se propageant dans un milieu sans pertes.

Ce type d'onde peut exister à proximité d'un obstacle [523, 525]. Les ondes de surface sont aussi de ce type. Les ondes planes non-uniformes étant toujours très confinées autour des obstacles [523], elles pourront être négligées dans notre contexte.

3.3.7 Onde sphérique

Pour déduire la forme analytique d'une onde sphérique, il est plus simple d'utiliser l'équation d'onde 3.6 en coordonnée sphérique. Sous sa forme vectorielle, l'opérateur laplacien en coordonnées sphériques étant trop complexe (pour cette forme, on pourra se reporter à [526]), on se limite au cas scalaire, ce qui donne [77, 522] :

$$\left(\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin(\theta)} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin(\theta) \frac{\partial}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2(\theta)} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} + k^2 \right) \Psi = 0 \quad (3.22)$$

où θ est l'angle d'azimut et ϕ est l'angle d'élévation dans le repère considéré. Plusieurs solutions basées sur les polynômes de Legendre, les fonctions sphériques de Bessel, de Hankel et/ou de Neumann peuvent être déduites [522]. Dans le cas où il y a symétrie sphérique (la solution est indépendante des angles d'azimut et d'élévation), l'équation d'onde sphérique se réduit à :

$$\left(\frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial}{\partial r} \right) + k^2 \right) \Psi = 0 \quad (3.23)$$

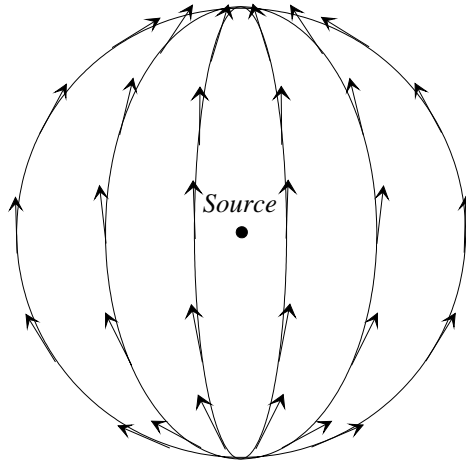


FIG. 3.4 – Front d'onde d'une onde sphérique

Une des solutions s'exprime par :

$$\Psi(r,t) = \frac{A}{r} \exp(j(\omega t - kr)) \quad (3.24)$$

La solution 3.24 n'est évidemment pas valide en $r = 0$ à cause de la singularité qui entraînerait une valeur de champ infinie, ce qui n'est pas physiquement réaliste. La figure 3.4 représente une onde sphérique à symétrie angulaire.

Dans [522], il est montré qu'une onde sphérique peut être représentée par une combinaison linéaire adéquate d'ondes élémentaires planes. Les nombres d'onde associés à ces ondes élémentaires peuvent alors être, soient distincts et réels, soient tous identiques et complexes (les directions des ondes élémentaires données par le vecteur unitaire \hat{k} sont dans les deux cas différentes deux à deux). Ceci montre qu'un modèle constitué d'ondes planes (réelles ou complexes) permet de représenter des ondes sphériques.

Les ondes sphériques peuvent être utiles à la caractérisation du canal de propagation sans fil lorsque la condition champ lointain n'est pas valable.

3.3.8 Solutions, ondes composées et base de Maxwell

L'équation d'onde et le milieu considéré étant linéaires, toutes combinaisons linéaires de n'importe lesquelles des solutions élémentaires présentées précédemment est aussi solution de l'équation d'onde (il faut évidemment que toutes ces ondes élémentaires soient compatibles avec le milieu considéré). On dit que les ondes exprimées par des sommes d'ondes élémentaires sont des solutions décomposées sur une base de Maxwell. Ce type de décomposition est très utile dans la description physique du canal de propagation puisqu'elle détient une signification physique.

Précisons que les ondes élémentaires décrites étant des fonctions mathématiques, une combinaison linéaire adéquate de celles-ci peut permettre d'obtenir un champ électromagnétique quelconque conforme à la réalité sans pour autant que chaque onde élémentaire n'ait une réelle existence physique. Il est, par exemple, possible de représenter n'importe quel signal sur une base de Fourier, ce qui signifie que n'importe quel champ électromagnétique peut être représenté par une combinaison linéaire d'ondes planes réelles sachant que ce type d'ondes constitue une base de Fourier (de la même manière, les ondes planes complexes forment une base de Laplace). Néanmoins, on essaye généralement d'utiliser des fonctions élémentaires ayant une signification (voir une existence) physique dans un contexte donné, afin de pouvoir déduire les principales propriétés du milieu étudié.

3.4 Les phénomènes de propagation

3.4.1 Effet Doppler

Le mouvement relatif de la source et du récepteur entraîne ce que l'on appelle l'effet Doppler. Cet effet est lié au changement de longueur du trajet de propagation au cours du temps. On suppose une propagation en espace libre. Supposons que la source se déplace à une vitesse constante v_s m/s, bien inférieure à la vitesse de la lumière, dans une direction faisant un angle Ψ_s avec la direction de propagation de l'onde (vecteur vitesse \vec{v}_s) et que le récepteur se déplace à une vitesse constante v_r m/s, bien inférieure à la vitesse de la lumière, dans une direction faisant un angle Ψ_r avec la direction de propagation de l'onde (vecteur vitesse \vec{v}_r). Si la source émet une onde monochromatique de fréquence f_c , la fréquence mesurée en champ lointain au niveau du récepteur est égale à $f_c + f_d$ où f_d est définie par :

$$\begin{aligned} f_d &= f_c \frac{\widehat{k}(\vec{v}_s - \vec{v}_r)}{c} \\ &= f_c \left(\frac{v_s}{c} \cos(\Psi_s) + \frac{v_r}{c} \cos(\Psi_r) \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Si la source et le récepteur se rapprochent l'un de l'autre, la fréquence du signal reçu est supérieure à celle du signal émis et si par contre ils s'éloignent l'un de l'autre, la fréquence du signal reçu est inférieure à celle du signal émis. En déplacement perpendiculaire à la direction de propagation, il n'y a pas de décalage de fréquence car la composante radiale de vitesse est nulle (pour une onde sphérique il y aurait un décalage de fréquence).

Les phénomènes de décalage Doppler sont très répandus dans le contexte radiomobile puisque le mobile et/ou les obstacles sont susceptibles d'être en mouvement.

3.4.2 Dispersion fréquentielle

Dans les solutions élémentaires précédentes, nous n'avons pas fait intervenir explicitement les dépendances à la fréquence. Les phénomènes de dispersion fréquentielle s'expriment par une variation des propriétés électromagnétiques du milieu en fonction de la fréquence. Dans un milieu sans pertes, ceci se traduit par une variation de la vitesse de propagation avec la fréquence. Dans un milieu à pertes, l'atténuation peut dépendre de la fréquence et même si la vitesse de propagation de l'onde est constante avec la fréquence, on observe des dispersions fréquentielles. Dans les deux cas, c'est la variation du nombre d'onde avec la fréquence qui caractérise la dispersion fréquentielle. A ce titre, la fonction représentant le nombre d'onde en fonction de la fréquence est appelée relation de dispersion.

Dans le premier cas, la relation de dispersion reliant la partie réelle du nombre d'onde et la fréquence n'est plus linéaire contrairement au cas non-dispersif. Plutôt que d'avoir $k = \omega/c$, on a, par exemple, dans les plasmas :

$$k(\omega) = \frac{1}{c} \sqrt{\omega^2 - \omega_p^2} \quad (3.26)$$

La pulsation temporelle de plasma ω_p dépend des propriétés et du nombre des particules élémentaires [523]. On remarque que pour des pulsations temporelles $\omega < \omega_p$, l'onde ne se propage plus puisque le nombre d'onde est purement imaginaire. Au delà $\omega > \omega_p$, elle se propage à une vitesse qui dépend de la fréquence et pour $\omega \gg \omega_p$, on a $k \simeq \omega/c$, et le milieu n'est donc plus dispersif pour les gammes de fréquences très supérieures à la fréquence de plasma. Par exemple, l'ionosphère présente une fréquence de plasma de l'ordre de 9 MHz qui dépend de la densité électronique [523], et en dessous de cette fréquence l'onde ne traverse plus l'ionosphère mais au contraire se réfléchit sur elle. Ceci explique, en partie, les gammes de fréquences utilisées pour les liaisons par réflexions ionosphériques et les liaisons de type terre-satellite.

Dans les milieux dispersifs, plusieurs vitesses de propagation peuvent être introduites, chacune ayant sa propre signification. On définit ainsi la vitesse de phase et la vitesse de groupe. La vitesse de phase se définit par $v_p = \omega/k = c \sqrt{\omega^2 / (\omega^2 - \omega_p^2)}$. Dans le cas d'un milieu non-dispersif, la relation de dispersion étant linéaire, la vitesse de phase est égale à la vitesse de la lumière dans le milieu. La vitesse de groupe est la vitesse à laquelle un groupe d'ondes de fréquences assez proches se propage. Elle s'exprime par $v_g = d\omega/dk$ et représente donc la pente de la relation de dispersion autour d'une fréquence donnée. Lorsque la fréquence considérée est supérieure à ω_p , on a $v_g < c < v_p$ et $v_p v_g = c^2$. La vitesse de phase peut donc être supérieure à la vitesse de la lumière dans le vide. Néanmoins, l'information se propage à la vitesse de groupe et non à la vitesse de phase et son transport reste donc toujours inférieure à la vitesse de la lumière dans le vide.

D'autre part, le phénomène de dispersion fréquentielle se retrouve dans les milieux à pertes et plus particulièrement lors des interactions contre des obstacles. A titre d'exemple, on pourra observer la variation des coefficients de réflexion du sol en fonction de la fré-

quence dans [19, 47, 522]. On a, dans ce cas, une atténuation dépendante de la fréquence. Ceci montre que les phénomènes de dispersion, entraînés par les interactions que l'onde a subies lors de sa propagation, se manifestent dans la forme d'onde reçue.

Quel que soit le phénomène qui engendre la dispersion en fréquence, vitesse de propagation dépendante de la fréquence (donc phase non linéaire et retard de groupe dépendant de la fréquence) et/ou atténuation dépendante de la fréquence, celui-ci a tendance à déformer les signaux transmis dans le domaine temporel.

Dans le contexte de l'ULB, il est donc important de prendre en compte la dispersion fréquentielle notamment par la dépendance de l'atténuation à la fréquence (la vitesse de groupe pouvant être considérée indépendante de la fréquence dans le contexte de liaison terrestre à courte distance). Pour les systèmes classiques, où la largeur de bande est très inférieure à la fréquence porteuse, ces variations peuvent être négligées.

3.4.3 Interactions obstacles-OEM

Le grand nombre d'obstacles et l'irrégularité du terrain caractéristique du milieu de propagation cellulaire rend l'utilisation des équations de Maxwell très peu efficace d'une part à cause de la difficulté de les résoudre mais aussi pour des raisons de compréhension des phénomènes. On préfère dans ce cas introduire les phénomènes bien connus de réflexion, de réfraction, de diffusion et de diffraction [19, 47, 522, 523]. Ces phénomènes représentent des interactions possibles entre les obstacles et le champ électromagnétique. Ils sont considérés comme les mécanismes physiques de base de la propagation dans le contexte des communications sans fil cellulaires et sont illustrés sur la figure 3.5. Ces mécanismes de propagation expliquent la possibilité de communication pour des liaisons radiomobiles où l'émetteur et le récepteur ne sont pas nécessairement en visibilité géométrique. La communication pourra alors se faire par trajets multiples.

3.4.3.1 Réflexion et réfraction

La réflexion et la réfraction ont lieu sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. La réfraction décrit l'onde transmise à travers l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, ce qui signifie que toute l'énergie est réfléchi.

Si la surface est totalement lisse, ou du moins que les irrégularités sont de dimension négligeable par rapport à la longueur d'onde, la réflexion et la réfraction sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel. Les coefficients de réflexion et de réfraction dépendent des propriétés électromagnétiques de l'obstacle, de la polarisation, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente. Notons que ces lois ne sont pas vérifiées à proximité de l'obstacle, c'est à dire qu'il existe une zone de réarrangement de quelques longueurs d'onde de part et d'autre de l'interface (à 2 GHz, elle est de 50 cm environ) [524]. L'optique géométrique ne peut s'appliquer qu'en dehors de la zone de réarrangement.

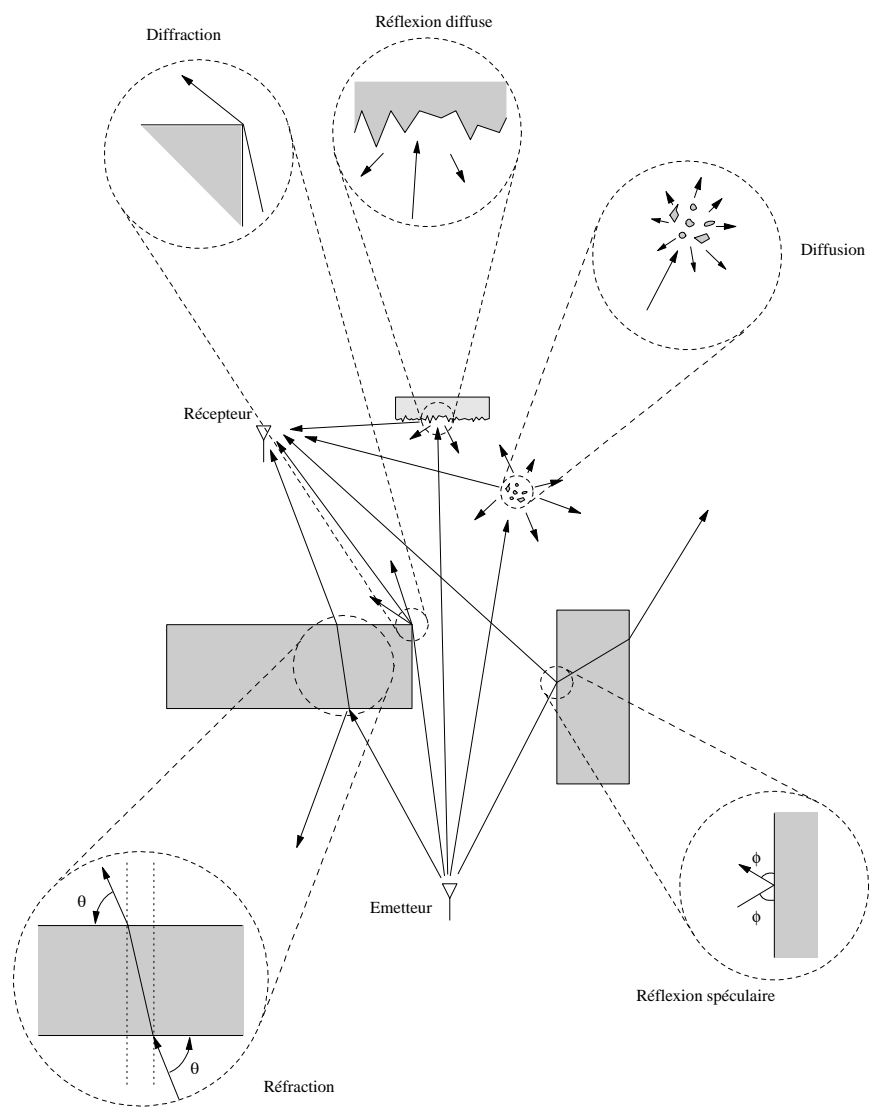


FIG. 3.5 – Les interactions des OEM avec les obstacles.

Lorsqu'il y a des irrégularités de dimension comparable voire supérieure à la longueur d'onde sur la surface de l'obstacle, la réflexion devient diffuse, et dans ce cas l'onde est réfléchiée dans plusieurs directions pour une seule direction incidente [527]. De même lorsque le plan de réflexion est de dimension finie, même s'il est lisse, la réflexion devient diffuse. On parle alors de réflexion diffuse cohérente. Des résultats concernant la réflexion sur un plan rectangulaire de dimensions finies sont donnés dans [528]. L'expression du champ rayonné prend alors la forme d'un sinus cardinal centré autour de la direction correspondante à la réflexion spéculaire. Lorsque les dimensions du plan augmentent, le lobe principal du sinus cardinal devient de plus en plus étroit et la réflexion tend donc vers une réflexion spéculaire pour des dimensions très supérieures à la longueur d'onde (c'est souvent l'hypothèse de dimensions infinies des obstacles lisses qui permet de considérer la réflexion comme spéculaire).

3.4.3.2 Diffraction

La diffraction a lieu sur l'arrête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. Le principe de Huyghens [47, 522], qui dit que chaque point éclairé de l'obstacle peut s'apparenter à une source repropageant l'onde sous forme sphérique, permet de prendre en compte et calculer la diffraction. On peut citer, par exemple, la diffraction par dessus les toits ou sur les coins des bâtiments [522]. La diffraction permet d'"éclairer" des zones qui seraient considérées comme zones d'ombre par l'optique géométrique. Généralement, l'énergie diffractée est de plus en plus faible au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'obstacle et que la fréquence devient plus grande. Beaucoup d'études sur les pertes de puissance dans le contexte radiomobile se font à partir de modèles prenant en compte la diffraction [47, 522].

3.4.3.3 Diffusion

La diffusion d'une onde a lieu lorsque celle-ci arrive dans un milieu contenant beaucoup d'obstacles de dimensions de l'ordre de la longueur d'onde. Dans ce cas, l'onde est redirigée dans toutes les directions avec différentes atténuations. L'effet sur un obstacle pris séparément relève de la diffraction mais lorsqu'on l'étudie dans une zone à fortes densité d'obstacles, on préférera utiliser une approche statistique débouchant sur le mécanisme de diffusion. On retrouve ce type de phénomènes en présence d'arbres, par exemple.

3.5 Antennes et rayonnement électromagnétique

Les antennes forment l'interface entre le champ vectoriel électromagnétique et le signal scalaire reçu (ou émis). Elles permettent de recevoir et de rayonner des signaux. Le rayonnement d'une antenne est classiquement caractérisé en champ lointain. Les antennes

sont une composante indispensable à tout système de communications sans fil et leur caractérisation et leur modélisation sont d'autant plus importante dans le contexte MIMO puisque ce sont elles qui échantillonnent spatialement le champ électromagnétique.

Dans cette partie, on introduit les fonctions générales permettant de caractériser les antennes et notamment l'influence sur ces fonctions de la rotation d'une antenne. Dans le contexte MIMO, plusieurs antennes sont utilisées sur chacun des sites. Pour cette raison les réseaux d'antennes sont abordés dans le dernier paragraphe. Les modèles d'antennes et de réseaux d'antennes, donnés en annexe A.2, pourront être utilisés en association à des modèles du canal de propagation (canal hors antennes), afin de fournir un modèle global du canal de transmission MIMO, dépendant séparément des antennes et du canal de propagation.

3.5.1 Caractérisation du rayonnement des antennes

Le rayonnement d'un champ électromagnétique est causé par une source de courant telle qu'une antenne. On définit, à partir du vecteur de densité de courant $\vec{J}(\vec{r}')$ caractérisant l'antenne, le vecteur de rayonnement :

$$\vec{F}(\vec{k}) = \int_V \vec{J}(\vec{r}') \exp(j\vec{k} \cdot \vec{r}') d^3 r' \quad (3.27)$$

où \vec{k} est un vecteur à éléments réels. La relation 3.27 s'apparente à une TF 3D sur un vecteur 3D. Cette quantité dépend de la fréquence (c'est à dire du nombre d'onde), ainsi que de la direction définie par les angles d'azimut et de coélévation. En champ lointain (les termes en $1/r^2$ et $1/r^3$ deviennent négligeables [523]), le rayonnement s'exprime par le potentiel vecteur :

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu \exp(-jkr)}{4\pi r} \vec{F}(\theta, \phi) \quad (3.28)$$

La relation 3.28 signifie qu'à tout point \vec{r} , il est possible d'associer une valeur de champ qui ne dépend que de la direction de ce point par rapport à la source. L'annexe A.1 introduit les repères spatiaux utilisés et plusieurs systèmes de coordonnées. Le vecteur \vec{F} peut s'exprimer en fonction de ses composantes sphériques par :

$$\vec{F} = \hat{a}_r F_r + \vec{F}_\perp = \hat{a}_r F_r + \hat{a}_v F_v + \hat{a}_h F_h \quad (3.29)$$

Les grandeurs utilisées dans la relation 3.29 dépendent des angles d'azimut θ et de coélévation ϕ . Notons qu'on utilise parfois les notations suivantes $\hat{a}_v = \hat{\phi}$, $F_v = F_\phi$, $\hat{a}_h = \hat{\theta}$, $F_v = F_\theta$ et $\hat{a}_r = \hat{r}$. On parle alors de composantes et coordonnées en phi et theta plutôt que de composantes et coordonnées verticales et horizontales, respectivement.

Il est possible d'exprimer les intensités du champ électrique et du champ magnétique en champ lointain, générées par une antenne, par :

$$\begin{aligned}\vec{E}(\theta, \phi, r) &= -jk\eta \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} \left(\hat{r} \times \vec{F} \right) \times \hat{r} \\ &= -jk\eta \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} [\hat{a}_v F_v(\theta, \phi) + \hat{a}_h F_h(\theta, \phi)]\end{aligned}\quad (3.30a)$$

$$\begin{aligned}\vec{H}(\theta, \phi, r) &= -jk \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} \hat{r} \times \vec{F} \\ &= -jk \frac{\exp(-jkr)}{4\pi r} [\hat{a}_v F_v(\theta, \phi) - \hat{a}_h F_h(\theta, \phi)]\end{aligned}\quad (3.30b)$$

où l'impédance du milieu est définie par $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$. Les relations 3.30a et 3.30b montrent que l'onde est polarisée dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation (elle constitue une onde TEM). Les composantes F_v et F_h représentent, respectivement, les composantes en polarisation verticale et horizontale. Ces deux composantes suffisent donc à caractériser le rayonnement champ lointain d'une antenne.

Lorsque l'antenne est utilisée en réception, on introduit une longueur effective d'antenne $\vec{h} = (\hat{a}_v F_v + \hat{a}_h F_h) / I_{in}$. La tension en Volt ainsi obtenue aux bornes de l'antenne pour un champ incident \vec{E}_i , s'exprime par $V = \vec{E}_i \cdot \vec{h}$.

A partir des composantes F_v et F_h , plusieurs fonctions caractéristiques d'antennes peuvent être déduites. En particulier, l'intensité de rayonnement, définie comme la puissance rayonnée par unité d'angle solide, s'exprime par :

$$U(\theta, \phi) = \frac{dP}{d\Omega} = \frac{\eta k^2}{32\pi^2} \left[|F_v(\theta, \phi)|^2 + |F_h(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (3.31)$$

En pratique on s'arrange souvent pour que l'orientation de l'antenne caractérisée et le repère utilisé soient tels qu'elle pointe (le gain dans la direction de pointage est maximal) dans la direction d'azimut $\theta = 0$ et de coélévation $\phi = 90^\circ$, c'est à dire dans la direction de l'axe x . La puissance totale rayonnée correspond à l'intégrale de 3.31 sur tous les angles solides de la sphère.

On introduit aussi le diagramme de rayonnement vectoriel (normalisé) :

$$\mathbf{g}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_v(\theta, \phi) \\ g_h(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{F_v(\theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_v(\theta, \phi)|^2 d\Omega + \int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_h(\theta, \phi)|^2 d\Omega \right)}} \\ \frac{F_h(\theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_v(\theta, \phi)|^2 d\Omega + \int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_h(\theta, \phi)|^2 d\Omega \right)}} \end{bmatrix}$$

Le diagramme de rayonnement vectoriel sera largement utilisé dans la modélisation physique du canal de transmission. A partir de 3.32, on peut définir le diagramme de rayonnement normalisé appelé aussi gain de directivité [523] :

$$D(\theta, \phi) = \mathbf{G}(\theta, \phi) \mathbf{G}^H(\theta, \phi) \quad (3.33)$$

L'intégration sur tous les angles solides de la sphère du gain de directivité donne 4π , ce qui pourrait correspondre à une antenne isotropique de gain unitaire dans toutes les directions. Pour cette raison, on définit la directivité d'une antenne (en dB) par $10 \log(\max\{D(\theta, \phi)\})$. Pour une antenne isotrope, cette valeur est de 0 dB. On pourrait aussi normaliser le diagramme de rayonnement par rapport à son maximum et on le nomme alors gain normalisé.

Dans le contexte de la représentation du canal de transmission, les diagrammes sont explicitement exprimés en fonction de la fréquence afin de prendre en compte l'aspect large bande. Dans ce cas, la normalisation prend en compte la fréquence et le diagramme vectoriel s'exprime par :

$$\mathbf{g}(f, \theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_v(f, \theta, \phi) \\ g_h(f, \theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{F_v(f, \theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\frac{1}{B} \int_{-B/2}^{B/2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_v(f, \theta, \phi)|^2 d\Omega df + \int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_h(f, \theta, \phi)|^2 d\Omega df \right)}} \\ \frac{F_h(f, \theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\frac{1}{B} \int_{-B/2}^{B/2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_v(f, \theta, \phi)|^2 d\Omega df + \int_{-B/2}^{B/2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F_h(f, \theta, \phi)|^2 d\Omega df \right)}} \end{bmatrix}$$

On trouvera des expressions analytiques de diagramme vectoriel pour les antennes élémentaires de type linéaire et boucle dans l'annexe A.2.

3.5.2 Rotation d'antenne

Dans le contexte radiomobile et/ou multicapteurs, les antennes peuvent subir des rotations et il est important de pouvoir caractériser ce phénomène. Tout d'abord, on s'intéresse au gain de directivité (fonction scalaire de la direction) subissant une rotation d'angle θ' en azimut et ϕ' en coélévation. On obtient le nouveau diagramme de rayonnement avec :

$$\begin{aligned}
 D_{\theta',\phi'}(\theta,\phi) &= D(\tilde{\theta},\tilde{\phi}) & (3.35) \\
 \tilde{\theta} &= \arctan\left(\frac{\tilde{k}_y}{\tilde{k}_x}\right) \\
 \tilde{\phi} &= \arccos\left(\frac{\tilde{k}_z}{k}\right) \\
 \begin{bmatrix} \tilde{k}_x \\ \tilde{k}_y \\ \tilde{k}_z \end{bmatrix} &= \mathbf{M}_{\theta',\phi'} \begin{bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{bmatrix} &= k \begin{bmatrix} \cos(\theta) \sin(\phi) \\ \sin(\theta) \sin(\phi) \\ \cos(\phi) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

où $\mathbf{M}_{\theta',\phi'}$ est la matrice de rotation définie dans l'annexe A.1 appliquée ici pour une rotation en azimut de θ' et en élévation de ϕ' . La relation 3.35 peut aussi s'appliquer à toute fonction scalaire dépendante des directions θ et ϕ . Dans le cas où on prend en compte la polarisation, il faut exprimer la relation entre les composantes verticale et horizontale de l'antenne pour une direction de référence et celles pour une rotation d'angle θ' en azimut et ϕ' en élévation. La rotation est alors appliquée à la direction mais aussi aux deux composantes de polarisation. Afin d'effectuer la rotation du vecteur de polarisation, on transforme au préalable les coordonnées sphériques verticale et horizontale en coordonnées cartésiennes. Après que la rotation en coordonnées cartésiennes ait été effectuée, une transformation des coordonnées cartésiennes en coordonnées sphériques est appliquée en prenant en compte les nouvelles directions. Cette opération de rotation du diagramme vectoriel d'antenne s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{g}_{\theta',\phi'}(\theta,\phi) \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{\tilde{\theta},\tilde{\phi}}^T \mathbf{M}_{\theta',\phi'} \mathbf{M}_{\theta,\phi} \begin{bmatrix} \mathbf{g}(\theta,\phi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

où le terme nul vient du fait que la composante radiale n'est pas considérée (rayonnement en champ lointain). Les grandeurs $\tilde{\theta}$, $\tilde{\phi}$ et $\mathbf{M}_{\theta',\phi'}$ sont identiques à celles utilisées dans la

relation 3.35. Il est possible de simplifier la transformation 3.36 par :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{g}_{\theta',\phi'}(\theta,\phi) &= \text{Rotant}_{\theta',\phi'} \{ \mathbf{g}(\theta,\phi) \} \\
 &= \begin{bmatrix} M_{\tilde{\theta},\tilde{\phi},1,1} & M_{\tilde{\theta},\tilde{\phi},2,1} \\ M_{\tilde{\theta},\tilde{\phi},1,2} & M_{\tilde{\theta},\tilde{\phi},2,2} \\ M_{\tilde{\theta},\tilde{\phi},1,3} & M_{\tilde{\theta},\tilde{\phi},2,3} \end{bmatrix}^T \mathbf{M}_{\theta',\phi'} \begin{bmatrix} M_{\theta,\phi,1,1} & M_{\theta,\phi,2,2} \\ M_{\theta,\phi,2,1} & M_{\theta,\phi,2,2} \\ M_{\theta,\phi,3,1} & M_{\theta,\phi,3,2} \end{bmatrix} \mathbf{g}(\theta,\phi)
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

Par la suite, toute fonction faisant apparaître la notation θ',ϕ' en indice signifiera que cette fonction a subi une rotation du type de celle décrite dans 3.35, 3.36 ou 3.37.

3.5.3 Réseaux d'antennes

Un réseau d'antennes est constitué comme son nom l'indique par plusieurs antennes élémentaires (appelées aussi éléments) dont les signaux issus des ports, d'entrée ou de sortie, selon le cas émission ou réception, sont utilisés en coopération. Pour l'application concernée, la disposition relative des antennes élémentaires est figée et elles sont généralement fixées sur un même support.

Le plus souvent le centre de phase de ces antennes élémentaires est situé à différentes positions. Parmi les réseaux les plus répandus, on retrouve les réseaux uniformes circulaire, sphérique, cylindrique, linéaire et rectangulaire. Pour ces réseaux, les antennes élémentaires sont généralement choisies les plus identiques possibles et ce d'autant plus dans le contexte de l'estimation des directions d'arrivée et/ou des propriétés de polarisation des ondes.

Les réseaux peuvent aussi être constitués d'antennes élémentaires colocalisées se différenciant par leurs propriétés de rayonnement. Dans cette catégorie, on retrouve des réseaux à antennes colocalisées de polarisations différentes [204], les antennes multifaisceaux [498] ou les antennes multimodales [528]. Dans ce cas, il n'y a pas à proprement parlé plusieurs antennes élémentaires mais plutôt plusieurs sorties sur une seule antenne.

Dans le contexte de la mesure, il est possible de construire l'équivalent d'un réseau d'antennes par déplacement d'une antenne élémentaire au cours du temps (réseau virtuel ou synthétique). Le temps de mesure étant plus long, il faut s'assurer que le milieu de propagation reste statique, ce qui constitue un inconvénient. L'avantage de ce type de réseau est l'absence de problèmes liés au couplage ou à la différence de rayonnement des antennes élémentaires.

Un réseau d'antennes peut être caractérisé par les diagrammes vectoriels de chacune des antennes ainsi que par les positions et les orientations relatives des antennes. Dans le cas où le couplage est négligeable, cela suffit à caractériser le réseau d'antennes. Dans toute la suite de cette partie, on suppose que le réseau comporte N antennes.

On définit l'orientation des antennes par leurs angles d'azimut $\{\theta'_n\}_{n=1 \rightarrow N}$ et de coélévation $\{\phi'_n\}_{n=1 \rightarrow N}$ dans un repère de référence. Les positions des antennes sont définies

par rapport à une origine de référence, correspondant généralement au centre de phase du réseau, par les vecteurs de position $\{\vec{r}_n\}_{n=1 \rightarrow N}$. Les diagrammes de rayonnement vectoriels des antennes prises chacune séparément sont notés $\{\mathbf{g}_n(f, \theta, \phi)\}_{n=1 \rightarrow N}$ et leurs gains par $\{c_n\}_{n=1 \rightarrow N}$ (ce coefficient est utile du fait de la normalisation des $\{\mathbf{g}_n(f, \theta, \phi)\}_{n=1 \rightarrow N}$). La mise en réseau de plusieurs antennes vient modifier leurs diagrammes vectoriels pour deux raisons : d'une, part les différentes antennes peuvent être orientées dans différentes directions et d'autre part, des phénomènes de couplage induits par la proximité des antennes peuvent apparaître. Les phénomènes de couplage sont représentés par une transformée linéaire matricielle $\mathbf{C}(f)$ (la matrice $\mathbf{C}(f)$ est de dimension $N \times N$) des sorties des antennes sans prise en compte du couplage, ce qui équivaut à modifier le diagramme de rayonnement qu'elles auraient si elles étaient considérées séparément.

Ce changement des diagrammes peut s'exprimer par la matrice résultante des diagrammes vectoriels des antennes du réseau :

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(f, \theta, \phi) &= \begin{bmatrix} \left(\mathbf{g}_1^{(res)}(f, \theta, \phi)\right)^T \\ \vdots \\ \left(\mathbf{g}_n^{(res)}(f, \theta, \phi)\right)^T \\ \vdots \\ \left(\mathbf{g}_N^{(res)}(f, \theta, \phi)\right)^T \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{C}(f) \begin{bmatrix} c_1 \mathbf{g}_{1, \theta'_1, \phi'_1}^T(f, \theta, \phi) \\ \vdots \\ c_n \mathbf{g}_{n, \theta'_n, \phi'_n}^T(f, \theta, \phi) \\ \vdots \\ c_N \mathbf{g}_{N, \theta'_N, \phi'_N}^T(f, \theta, \phi) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.38)$$

La matrice $\mathbf{G}(f, \theta, \phi)$ est de dimension $N \times 2$. $\mathbf{g}_{n, \theta'_n, \phi'_n}(f, \theta, \phi)$ représente le diagramme de rayonnement vectoriel de l'antenne n après rotation de θ'_n en azimut et ϕ'_n en élévation. La matrice de couplage $\mathbf{C}(f)$ dépend généralement de la disposition des antennes. Lorsqu'il n'y a pas de couplage, cette matrice s'identifie à une matrice identité \mathbf{I}_N . Généralement, plus les antennes sont proches, plus la matrice $\mathbf{C}(f)$ s'éloigne d'une matrice diagonale (plus deux antennes sont proches, plus la valeur de couplage entre ces deux antennes est grande). Un modèle de matrice de couplage, dans le cas d'un réseau linéaire uniforme constitué de dipôles, est donné dans l'annexe A.2.

L'orientation et la position des antennes définissent la structure géométrique du réseau. Dans le contexte de l'estimation des propriétés spatiales des ondes incidentes, il est avantageux d'utiliser des antennes les plus identiques. On peut alors considérer que les diagrammes vectoriels $\{\mathbf{g}_n(f, \theta, \phi)\}_{n=1 \rightarrow N}$ sont tous identiques. Les phénomènes de couplage et de différence de gain seront généralement corrigés sous forme logicielle (opération d'égalisation spatiale d'antennes). Des réseaux composés d'antennes élémentaires

identiques sont présentés dans l'annexe A.2 pour les structures géométriques les plus utilisées.

Dans le contexte du traitement d'antennes, on utilise souvent la réponse de réseau. Elle permet d'exprimer le lien entre une onde électromagnétique élémentaire et le vecteur de signal. La réponse de réseau inclut toutes les caractéristiques du réseau (géométrie et propriétés de rayonnement des antennes élémentaires) et présuppose un type d'onde élémentaire particulier. Elle nécessite dans la forme de l'onde élémentaire la notion de direction de l'onde.

La réponse de réseau à une onde élémentaire i prenant explicitement en compte la polarisation s'exprime par la matrice suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_i(f) &= \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{v,i}(f) & \mathbf{a}_{h,i}(f) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{G}_i(f) \odot \begin{bmatrix} \mathbf{f}_i^{(res)}(f) & \mathbf{f}_i^{(res)}(f) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.39)$$

où $\mathbf{a}_{v,i}$ et $\mathbf{a}_{h,i}$ sont, respectivement, la réponse de réseau pour la composante verticale et pour la composante horizontale. L'opérateur \odot constitue la multiplication terme à terme de deux matrices de même dimension. Les valeurs de la matrice \mathbf{G}_i et du vecteur $\mathbf{f}_i^{(res)}$ dépendent du type d'onde élémentaire (plane ou sphérique, par exemple) reçu et du réseau d'antennes. Le vecteur \mathbf{f}_i , appelé facteur de réseau, prend en compte la position du centre de phase des antennes alors que la matrice \mathbf{G}_i prend en compte les propriétés de rayonnement des antennes dans le réseau.

Le signal vectoriel en sortie du réseau pour une onde élémentaire de puissance P_i , de phase ϕ_i , d'angle auxiliaire de polarisation γ_i ($0 \leq \gamma_i < \pi/2$) et de déphasage de polarisation η_i ($-\pi \leq \eta_i < \pi$) s'exprime par :

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_i(f) &= \mathbf{a}_i(f) \sqrt{P_i} \exp(j\varphi_i) \\ \mathbf{a}_i(f) &= \mathbf{A}_i(f) \cdot \begin{bmatrix} \cos(\gamma_i) \\ \exp(j\eta_i) \sin(\gamma_i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Plutôt que la matrice \mathbf{A}_i , on introduit souvent le vecteur \mathbf{a}_i qui présuppose que la polarisation de l'onde est connue et toujours la même quelle que soit l'onde élémentaire i . Les différents types de polarisation (circulaire, elliptique, linéaire) de l'onde élémentaire dépendent des valeurs de γ_i et η_i [522,523] (par exemple, la polarisation linéaire verticale s'obtient avec $\gamma_i = 0$).

Dans le cas d'ondes élémentaires planes, la réponse de réseau dépend seulement de la direction de l'onde et s'exprime par :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(f, \theta_i, \phi_i) &= \begin{bmatrix} \mathbf{a}_v(f, \theta_i, \phi_i) & \mathbf{a}_h(f, \theta_i, \phi_i) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{G}(f, \theta_i, \phi_i) \odot \begin{bmatrix} \mathbf{f}^{(res)}(f, \theta_i, \phi_i) & \mathbf{f}^{(res)}(f, \theta_i, \phi_i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.41)$$

où le facteur de réseau $\mathbf{f}^{(res)}(\theta_i, \phi_i)$ s'exprime par :

$$\mathbf{f}^{(res)}(f, \theta_i, \phi_i) = \begin{bmatrix} \exp\left(j \frac{2\pi(f + f_c)}{c} \widehat{a}_{r,i} \cdot \vec{r}_1\right) \\ \vdots \\ \exp\left(j \frac{2\pi(f + f_c)}{c} \widehat{a}_{r,i} \cdot \vec{r}_n\right) \\ \vdots \\ \exp\left(j \frac{2\pi(f + f_c)}{c} \widehat{a}_{r,i} \cdot \vec{r}_N\right) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{\widehat{a}_{r,i} \cdot \widehat{y}}{\widehat{a}_{r,i} \cdot \widehat{x}}\right)$$

$$\phi_i = \arccos(\widehat{a}_{r,i} \cdot \widehat{z})$$

Le vecteur $\widehat{a}_{r,i}$ est le vecteur unitaire de direction de l'onde élémentaire, entièrement défini par les directions d'azimut θ_i et de coélévation ϕ_i . Lorsque les angles θ_i et ϕ_i couvrent l'ensemble des directions, on parle de motif de réseau (array manifold en anglais) et on note cette fonction matricielle $\mathbf{A}(\theta, \phi)$. Le motif de réseau caractérise entièrement la réponse de réseau à des ondes élémentaires planes.

Lorsque l'hypothèse champ lointain n'est plus valide à l'échelle du réseau et que l'onde est sphérique sur l'ensemble du réseau, la réponse de réseau dépend de la position $\vec{r}_{s,i}$ de la source i , c'est à dire pas seulement de sa direction vue par le centre de phase du réseau mais aussi de sa distance $r_{s,i}$. Dans ce cas, le facteur de réseau s'exprime par :

$$\mathbf{f}_i^{(res)}(f) = \begin{bmatrix} \frac{r_{s,i}}{\|\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_1\|} \exp\left(-j \frac{2\pi(f + f_c)}{c} (\|\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_1\| - r_{s,i})\right) \\ \vdots \\ \frac{r_{s,i}}{\|\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_n\|} \exp\left(-j \frac{2\pi(f + f_c)}{c} (\|\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_n\| - r_{s,i})\right) \\ \vdots \\ \frac{r_{s,i}}{\|\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_N\|} \exp\left(-j \frac{2\pi(f + f_c)}{c} (\|\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_N\| - r_{s,i})\right) \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

et la matrice des diagrammes vectoriels pour la source i s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{G}_i(f) &= \begin{bmatrix} \left(\mathbf{g}_1^{(res)}(f, \theta_{i,1}, \phi_{i,1}) \right)^T \\ \vdots \\ \left(\mathbf{g}_n^{(res)}(f, \theta_{i,n}, \phi_{i,n}) \right)^T \\ \vdots \\ \left(\mathbf{g}_N^{(res)}(f, \theta_{i,N}, \phi_{i,N}) \right)^T \end{bmatrix} \\
 \theta_{i,n} &= \arctan \left(\frac{(\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_n) \cdot \hat{y}}{(\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_n) \cdot \hat{x}} \right) \\
 \phi_{i,n} &= \arccos \left(\frac{(\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_n) \cdot \hat{z}}{\|\vec{r}_{s,i} - \vec{r}_n\|} \right)
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

La direction définie par $\theta_{i,n}$ et $\phi_{i,n}$ correspond à la direction de la source i vue de la position \vec{r}_n . L'arctangente dans les relations 3.44 doit prendre en compte le signe du numérateur et du dénominateur afin d'obtenir l'angle $\theta_{i,n}$ sans ambiguïté de 0 à 2π .

Un réseau peut être amené à se déplacer en translation et rotation. La nouvelle matrice des diagrammes de rayonnement $\mathbf{G}_{\theta',\phi'}(f, \theta, \phi)$ peut se calculer à partir de la relation 3.37 (en remplaçant $\mathbf{g}(\theta, \phi)$ par $\mathbf{G}^T(f, \theta, \phi)$). Le vecteur de coordonnées des nouvelles positions d'antennes dans un repère orthonormé défini par les vecteurs unitaire \hat{x} , \hat{y} et \hat{z} s'obtient par :

$$\mathbf{r}_{\theta',\phi',n} = \mathbf{M}_{\theta',\phi'} \begin{bmatrix} \hat{x} \cdot \left(\vec{r}_n - \vec{t}_r \right) \\ \hat{y} \cdot \left(\vec{r}_n - \vec{t}_r \right) \\ \hat{z} \cdot \left(\vec{r}_n - \vec{t}_r \right) \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

où \vec{t}_r est le vecteur de translation, θ' et ϕ' sont les angles d'azimut et d'élévation de rotation dans le repère défini par les vecteurs unitaires \hat{x} , \hat{y} et \hat{z} .

Les possibilités d'estimation des paramètres de l'onde élémentaire (polarisation, direction et amplitude complexe) dépendent largement du type de réseau utilisé (structure géométrique et propriétés de polarisations des antennes). Des modèles de facteur de réseau pour des ondes planes sont présentés dans l'annexe A.2.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dressé les bases théoriques concernant la propagation des OEM dans le contexte des communications sans fil. Les équations de Maxwell et leurs simplifications ont permis d'aboutir à l'équation d'onde. Différentes solutions élémentaires ont été présentées et leurs importances relatives dans le contexte de la caractérisation du

canal de propagation ont été précisées. Dans la plupart des cas, les ondes planes et sphériques réelles sont suffisantes pour une caractérisation correcte.

La dispersion fréquentielle est à prendre en compte dans le cas de l'ULB et se caractérise par une variation de l'amplitude en fonction de la fréquence. Les phénomènes de décalage Doppler et les interactions obstacles-OEM sont, quant à eux, prépondérants dans le contexte radiomobile, du fait du grand nombre d'obstacles et du mouvements éventuels de l'émetteur, du récepteur et/ou des obstacles.

La dernière partie, traitant de la caractérisation des antennes, a permis d'introduire les fonctions utiles à leur prise en compte dans un modèle de canal de transmission. Notamment, des formules de rotation de diagrammes de rayonnement prenant en compte la polarisation ont été déduites. Ces rotations sont importantes dans le contexte radiomobile où les antennes sont amenées à se déplacer. La caractérisation et la modélisation des réseaux d'antennes, éléments indispensables aux systèmes MIMO ont aussi été introduites.

Le travail présenté dans ce chapitre permet de développer dans la suite une description physique rigoureuse du canal de propagation et du canal de transmission.

Chapitre 4

Modélisation physique du canal de propagation et du canal de transmission

4.1 Introduction

L'objectif de cette partie est de décrire et de modéliser la liaison électromagnétique entre 2 zones séparées géographiquement. On définit tout d'abord le canal de propagation et le canal de transmission.

Definition 2 Canal de propagation: *Le canal de propagation est la liaison entre le champ électromagnétique de la zone d'émission et le champ électromagnétique dans la zone de réception.*

Definition 3 Canal de transmission: *Le canal de transmission est la liaison entre le(les) signal(aux) scalaire(s) émis avant la(les) antenne(s) d'émission et le(les) signal(aux) scalaire(s) reçu(s) à la sortie de la(des) antenne(s) de réception. Le canal de transmission englobe donc les antennes d'émission et de réception en plus du canal de propagation.*

Cette distinction entre canal de transmission et canal de propagation permet de découpler la modélisation du milieu de propagation de celle des organes du système tels que les antennes.

Le milieu étant constitué d'air sur les 2 zones d'émission et de réception, il s'apparente au vide. Néanmoins, la présence d'obstacles en dehors des zones d'émission et de réception entraîne, via certaines interactions obstacle-OEM décrites dans la partie 3.4.3, une somme de plusieurs ondes élémentaires au niveau des deux zones. Chaque onde élémentaire est considérée comme une source. Ainsi les ondes élémentaires, provenant des

obstacles en visibilité des zones d'émission et/ou de réception via les interactions obstacle-OEM, participant à la transmission du champ électromagnétique du site d'émission au site de réception, sont considérées comme des sources. On appelle chaque solution élémentaire, un trajet ou mode de propagation. La propagation de l'OEM d'une zone de l'espace à une autre se fait donc, dans le cas le plus général par l'intermédiaire de plusieurs trajets ou modes de propagation et c'est pourquoi on parle de propagation par trajets multiples. L'objectif de ce chapitre n'est pas de caractériser le champ électromagnétique sur les deux zones, mais de caractériser la liaison entre ces champs par l'intermédiaire des trajets ou modes de propagation.

Dans le cas le plus général, le champ électromagnétique s'exprime par 3 composantes de champ électrique et 3 composantes de champ magnétique. Pour cette raison, on a besoin, dans le cas le plus général, de deux canaux de transmission, l'un portant sur le champ magnétique et l'autre sur le champ électrique. Chacun de ces canaux peut se caractériser par une matrice 3×3 liant les 3 composantes du champ concerné d'émission à celles de réception. Précisons que dans le cas d'onde élémentaire TEM, la connaissance d'un des deux canaux est suffisante puisque les deux canaux sont totalement dépendants.

Dans ce chapitre, on choisit arbitrairement de s'intéresser au canal de propagation liant les composantes du champ électrique. On suppose que toutes les ondes élémentaires sont uniformes et TE. Ceci est acceptable d'un point de vue physique (les obstacles sont suffisamment éloignés des sites d'émission et de réception) et constitue une supposition indispensable pour la prise en compte des antennes telles que nous les avons décrites dans la partie 3.5. De plus, cette hypothèse n'engendre aucune restriction sur l'ensemble des fonctions de transfert associées au canal de transmission.

Dans un premier temps, on s'intéresse à la représentation physique du canal de propagation. Sous certaines conditions, une description locale nous permettra de simplifier les expressions liées au canal de propagation. On qualifie cette représentation de modèle en zone locale. La prise en compte du déplacement du site d'émission et/ou de réception ainsi que des antennes (ou réseaux d'antennes) nous permettra d'aboutir à une expression spécifique du canal de transmission dans la dernière partie.

4.2 Définition du canal de propagation dans le domaine spatial

Afin de se focaliser sur les grandeurs et dépendances spatiales du canal, on omet la dépendance en temps et en fréquence. La figure 4.1 introduit la configuration géométrique considérée.

Un repère orthonormé de référence $\mathfrak{R}(O, \hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ et deux repères orthonormés secondaires, $\mathfrak{R}_e(O_e, \hat{x}_e, \hat{y}_e, \hat{z}_e)$ et $\mathfrak{R}_r(O_r, \hat{x}_r, \hat{y}_r, \hat{z}_r)$, sont définis. Toutes les grandeurs spatiales sont indicées par e quand elles concernent le site d'émission et par r quand elles concernent le site de réception.

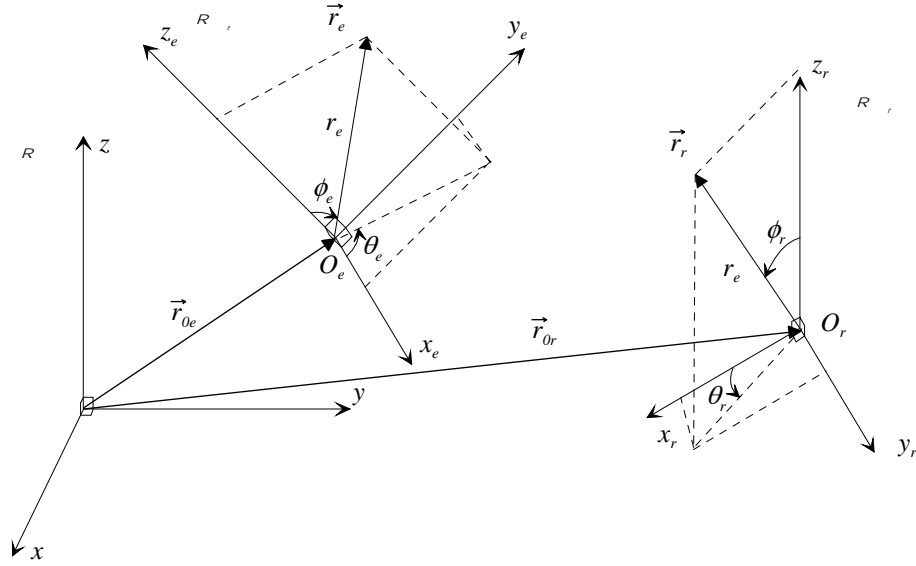


FIG. 4.1 – Situation géométrique considérée

Le canal de propagation est défini comme l'opérateur (linéaire) transformant le vecteur d'entrée $\vec{u}_e(\vec{r})$, représentant le champ électrique d'émission en fonction de la position d'émission, en vecteur de sortie $\vec{u}_r(\vec{r})$, représentant le champ électrique de réception en fonction de la position de réception. On suppose que les zones d'émission (domaine de définition $\vec{u}_e(\vec{r})$) et de réception (domaine de définition $\vec{u}_r(\vec{r})$) sont finies et disjointes, centrées respectivement sur O_e et O_r .

La distance entre le centre de la zone d'émission, O_e , et le centre de la zone de réception, O_r , que l'on nomme distance globale de séparation et le vecteur unitaire de direction de la droite $(O_e O_r)$, que l'on nomme direction globale de l'axe émetteur-récepteur s'expriment par :

$$\begin{aligned} d &= \|\vec{r}_{0r} - \vec{r}_{0e}\| \\ \hat{d} &= \frac{\vec{r}_{0r} - \vec{r}_{0e}}{\|\vec{r}_{0r} - \vec{r}_{0e}\|} = \frac{1}{d} (d_x \hat{x} + d_y \hat{y} + d_z \hat{z}) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Selon le repère (base et point d'origine associé) choisis pour décrire les coordonnées de \vec{u}_e , \vec{u}_r et des vecteurs de positions \vec{r} (en fait seuls les vecteurs de position dépendent des bases et des points d'origine, les vecteurs de champ ne dépendant que de la base), plusieurs formes de relations entrée-sortie sont possibles. Le canal de propagation déterminé entièrement avec les coordonnées dans le repère \mathfrak{R} , est défini par la relation entrée-sortie suivante (en omettant les dépendances temporelles des vecteurs d'entrée et de sortie) :

$$\mathbf{u}_r^{\mathfrak{R}}(\mathbf{r}_{abs,r}^{\mathfrak{R}}) = \int_{R_e^3} \tilde{\mathbf{T}}^{\mathfrak{R},\mathfrak{R}}(\mathbf{r}_{abs,e}^{\mathfrak{R}}, \mathbf{r}_{abs,r}^{\mathfrak{R}}) \mathbf{u}_e^{\mathfrak{R}}(\mathbf{r}_{abs,e}^{\mathfrak{R}}) d^3 \mathbf{r}_{abs,e}^{\mathfrak{R}} \quad \text{pour } \mathbf{r}_{abs,r}^{\mathfrak{R}} \in R_r^3 \quad (4.2)$$

où R_e^3 est le domaine de définition $3D$ du vecteur d'entrée et R_r^3 est le domaine de définition $3D$ du vecteur de réception. On nomme $\widetilde{\mathbf{T}}^{\mathfrak{R}_e, \mathfrak{R}_r}(\mathbf{r}_{abs,e}, \mathbf{r}_{abs,r})$ la fonction de transfert du canal de propagation absolu. Les vecteurs de coordonnées des positions d'émission et de réception sont définis par :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{abs,e}^{\mathfrak{R}} &= \begin{pmatrix} \widehat{x} \vec{r}_{abs,e} \\ \widehat{y} \vec{r}_{abs,e} \\ \widehat{z} \vec{r}_{abs,e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{abs,e,x} \\ r_{abs,e,y} \\ r_{abs,e,z} \end{pmatrix} \\ \mathbf{r}_{abs,r}^{\mathfrak{R}} &= \begin{pmatrix} \widehat{x} \vec{r}_{abs,r} \\ \widehat{y} \vec{r}_{abs,r} \\ \widehat{z} \vec{r}_{abs,r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{abs,r,x} \\ r_{0abs,r,y} \\ r_{abs,r,z} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.3)$$

La grandeur scalaire différentielle $d^3\mathbf{r}_{abs,e}$ est définie par :

$$d^3\mathbf{r}_{abs,e}^{\mathfrak{R}} = dr_{abs,e,x}^{\mathfrak{R}} dr_{abs,e,y}^{\mathfrak{R}} dr_{abs,e,z}^{\mathfrak{R}} \quad (4.4)$$

Les vecteurs de coordonnées de la polarisation à l'émission et à la réception sont définis respectivement par :

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_e^{\mathfrak{R}}(\mathbf{r}) &= \begin{bmatrix} \widehat{x} \vec{u}_e(\mathbf{r}) \\ \widehat{y} \vec{u}_e(\mathbf{r}) \\ \widehat{z} \vec{u}_e(\mathbf{r}) \end{bmatrix} \\ \mathbf{u}_r^{\mathfrak{R}}(\mathbf{r}) &= \begin{bmatrix} \widehat{x} \vec{u}_r(\mathbf{r}) \\ \widehat{y} \vec{u}_r(\mathbf{r}) \\ \widehat{z} \vec{u}_r(\mathbf{r}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Les vecteurs de polarisation \vec{u}_e et \vec{u}_r sont exprimés dans 4.5 par leur coordonnées cartésiennes.

Plutôt que d'exprimer le canal dans un repère commun pour l'émission et la réception, on préfère utiliser le repère \mathfrak{R}_e pour les grandeurs spatiales concernant le site d'émission et le repère \mathfrak{R}_r pour les grandeurs concernant la réception. En utilisant les relations suivantes concernant les vecteurs de positions relatives et absolues :

$$\begin{aligned} \vec{r}_{abs,e} &= \vec{r}_{0e} + \vec{r}_e \\ \vec{r}_{abs,r} &= \vec{r}_{0r} + \vec{r}_r \end{aligned} \quad (4.6)$$

et les vecteurs de polarisation :

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_e^{\mathfrak{R}} &= \mathbf{M}_{\mathfrak{R}_e \rightarrow \mathfrak{R}} \mathbf{u}_e^{\mathfrak{R}_e} \\ &= \mathbf{M}_{\mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}_e}^T \mathbf{u}_e^{\mathfrak{R}_e} \\ \mathbf{u}_r^{\mathfrak{R}} &= \mathbf{M}_{\mathfrak{R}_r \rightarrow \mathfrak{R}} \mathbf{u}_r^{\mathfrak{R}_r} \\ &= \mathbf{M}_{\mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}_r}^T \mathbf{u}_r^{\mathfrak{R}_r} \end{aligned} \quad (4.7)$$

dans 4.2, on obtient la relation suivante qui est définie, dans la suite, comme étant la fonction de transfert du canal de propagation :

$$\tilde{\mathbf{T}}(\vec{r}_e, \vec{r}_r) = \tilde{\mathbf{T}}^{\mathfrak{R}_e, \mathfrak{R}_r}(\vec{r}_e, \vec{r}_r) = \mathbf{M}_{\mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}_r} \tilde{\mathbf{T}}^{\mathfrak{R}, \mathfrak{R}}(\vec{r}_{0e} + \vec{r}_e, \vec{r}_{0r} + \vec{r}_r) \mathbf{M}_{\mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}_e}^T \quad (4.8)$$

Les matrices $\mathbf{M}_{\mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}_r} = \mathbf{M}_{\theta_{rot,r}, \phi_{rot,r}}$ et $\mathbf{M}_{\mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}_e} = \mathbf{M}_{\theta_{rot,e}, \phi_{rot,e}}$ sont des matrices de rotation permettant, respectivement, de passer des vecteurs unitaires de base et des coordonnées associés au repère \mathfrak{R} à ceux associés au repère \mathfrak{R}_e et des vecteurs unitaires de base et des coordonnées associés au repère \mathfrak{R} à ceux associés au repère \mathfrak{R}_e (annexe A.1). Les angles $\theta_{rot,e}$ et $\phi_{rot,e}$ représentent donc l'angle de rotation azimutal et l'angle de rotation d'élévation du repère \mathfrak{R} permettant d'aboutir au repère \mathfrak{R}_e (de même pour $\theta_{rot,r}$ et $\phi_{rot,r}$ mais pour passer de \mathfrak{R} à \mathfrak{R}_e).

Le canal $\tilde{\mathbf{T}}$, défini dans 4.8, relie les coordonnées dans le repère \mathfrak{R}_e du vecteur de polarisation d'entrée aux coordonnées dans le repère \mathfrak{R}_r du vecteur de polarisation de sortie. Les positions d'émission sont relatives au point O_e et les positions de réception sont relatives au point O_r . Dans la suite, les repères ne seront pas indiqués explicitement dans les notations relatives au canal. On peut écrire la nouvelle relation entrée-sortie :

$$\mathbf{u}_r(\mathbf{r}_r) = \int_{R_e^3} \tilde{\mathbf{T}}(\mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) \mathbf{u}_e(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \text{ pour } \mathbf{r}_r \in R_r^3 \quad (4.9)$$

On notera la fonction de transfert du canal de propagation indifféremment par $\tilde{\mathbf{T}}(\mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)$ ou $\tilde{\mathbf{T}}(\vec{r}_e, \vec{r}_r)$ sachant que \mathbf{r}_e et \mathbf{r}_e sont des vecteurs contenant respectivement, les coordonnées des positions d'émission dans le repère \mathfrak{R}_e et les coordonnées des positions de réception dans le repère \mathfrak{R}_r , c'est à dire :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_e &= \begin{pmatrix} \hat{x}_e \vec{r}_e \\ \hat{y}_e \vec{r}_e \\ \hat{z}_e \vec{r}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{e,x} \\ r_{e,y} \\ r_{e,z} \end{pmatrix} \\ \mathbf{r}_r &= \begin{pmatrix} \hat{x}_r \vec{r}_r \\ \hat{y}_r \vec{r}_r \\ \hat{z}_r \vec{r}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{r,x} \\ r_{r,y} \\ r_{r,z} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Généralement, l'axe des z , l'axe des z_e et l'axe des z_r seront orientés vers l'extérieur de la surface de la terre (vers le haut) afin que les angles d'azimut θ_e et de coélévation ϕ_e représente bien des directions dans le plan horizontal et dans le plan vertical, respectivement. Puisque les liaisons sont à courtes distances à l'échelle du rayon terrestre, la courbure sur la distance émetteur-récepteur est négligeable, ce qui permet d'affirmer que l'axe des z , l'axe des z_e et l'axe des z_r sont orientés dans la même direction, c'est à dire vers le haut (vers l'extérieur de la surface terrestre). On s'arrangera généralement pour que l'axe des x_e soit orienté dans la direction azimutal du point O_r et l'axe des x_r pointe

dans la direction azimutal du point O_e . Dans ce cas, on a :

$$\begin{aligned}\widehat{z}_e &= \widehat{z}_r = \widehat{z} \\ \widehat{x}_e &= -\widehat{x}_r = \frac{1}{\sqrt{d_z^2 + d_y^2}} (d_x \widehat{x} + d_y \widehat{y}) \\ \widehat{y}_e &= -\widehat{y}_r = \widehat{x}_e \times \widehat{z}_e\end{aligned}\quad (4.11)$$

Dans le cas où en plus les points O_r et O_e sont à la même altitude, les angles d'azimut et d'élévation (au point O_r ou O_e) correspondent à la différence angulaire dans le plan horizontal et vertical, respectivement avec la direction de la droite ($O_e O_r$) (direction d'un hypothétique trajet direct).

4.3 Décomposition en trajets élémentaires

Dans cette partie, on s'intéresse à une description spatiale et temporelle complète du canal de propagation en terme de trajets élémentaires. On discerne deux types de milieu de propagation, le milieu statique et le milieu dynamique. Dans le cas d'un milieu statique, il n'y a pas d'objets en mouvements. Au contraire, dans le cas dynamique, des objets peuvent être en mouvement et le canal de propagation varie dans le temps. Dans le cas statique, la fonction de transfert du canal de propagation $\widetilde{\mathbf{T}}(\bullet)$, peut se mettre sous la forme suivante :

$$\widetilde{\mathbf{T}}(f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \sum_{i=1}^{N(\vec{r}_e, \vec{r}_r)} \widetilde{\mathbf{T}}_i(f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \quad (4.12)$$

Dans le cas dynamique, le canal de propagation dépend aussi du temps et sa fonction de transfert s'exprime par :

$$\widetilde{\mathbf{T}}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \sum_{i=1}^{N(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)} \widetilde{\mathbf{T}}_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \quad (4.13)$$

où $N(\bullet)$ est le nombre de trajets dépendant des positions au niveau des deux sites et du temps dans le cas d'un milieu dynamique. La variable scalaire t est la variable temps relative à une référence quelconque. La variable scalaire f représente la fréquence relative à la fréquence de référence f_c aussi appelée fréquence centrale ou fréquence porteuse dans le cas des modulations classiques. Les dépendances aux fréquence, temps et positions (d'émission et de réception) de référence ainsi que les bases des repères spatiaux ne sont pas explicitement incluses dans la notation pour plus de lisibilité. Par souci de généralité, on considère le milieu dynamique.

4.3.1 Expression générale d'un trajet

On s'intéresse dans toute la suite à la caractérisation et la modélisation détaillées des trajets. Sous les hypothèses d'ondes uniformes réelles et transverses au niveau des deux sites, un trajet peut se mettre sous la forme :

$$\tilde{\mathbf{T}}_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \exp\left(-j2\pi \frac{f c}{c} (L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r))\right) \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} & \times \underbrace{\alpha_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)}_{\text{Atténuation}} \underbrace{\chi_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)}_{\text{Dépolarisation}} \\ & \times \exp\left(-j2\pi \frac{f}{c} (L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r))\right) \\ L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) &= L_i(0, \vec{0}, \vec{0}) + L_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \\ &= L_i + L_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \\ &= c\left(\tau_i + \tau_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)\right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Les fonctions $L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$, $\alpha_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ et $\chi_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ caractérisant le trajet i sont continues selon toutes leurs variables et dans la zone d'existence finie de ce trajet. Si des cassures apparaissaient, cela traduirait un changement de trajet (pour autant que $\alpha_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ ne s'annule pas). La zone d'existence d'un trajet est le domaine de définition des fonctions $L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$, $\alpha_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ et $\chi_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$, domaine défini selon la dimension temporelle, la dimension fréquentielle, les 3 dimensions spatiales d'émission et les 3 dimensions spatiales de réception. Ce domaine de définition est fini et fermé. Cette définition d'un trajet a le double avantage d'être stricte d'un point de vue mathématique et d'avoir une signification physique intuitive. Une représentation géométrique d'un trajet est proposée par la figure 4.2.

La relation 4.14 présente quatre parties.

La première partie, concerne le déphasage à bande étroite à une fréquence f_c entraîné par la longueur du trajet i , qui dépend elle-même du temps, de la position de l'émetteur et de la position du récepteur.

La seconde partie, $\alpha_i(\bullet)$, concerne l'atténuation complexe du trajet i engendrée par les interactions contre les obstacles rencontrés par ce trajet et par la distance parcourue par ce trajet. D'une manière générale, cette atténuation dépend du temps, de la fréquence, de la position en émission et de la position en réception. Les variations fréquentielles de l'atténuation sont dues au caractère éventuellement dispersif des obstacles. Les variations temporelles et spatiales de l'atténuation sont liées au changement de la configuration géométrique.

La troisième partie, $\chi_i(\bullet)$, traduit la dépolarisation entre le site d'émission et le site de réception.

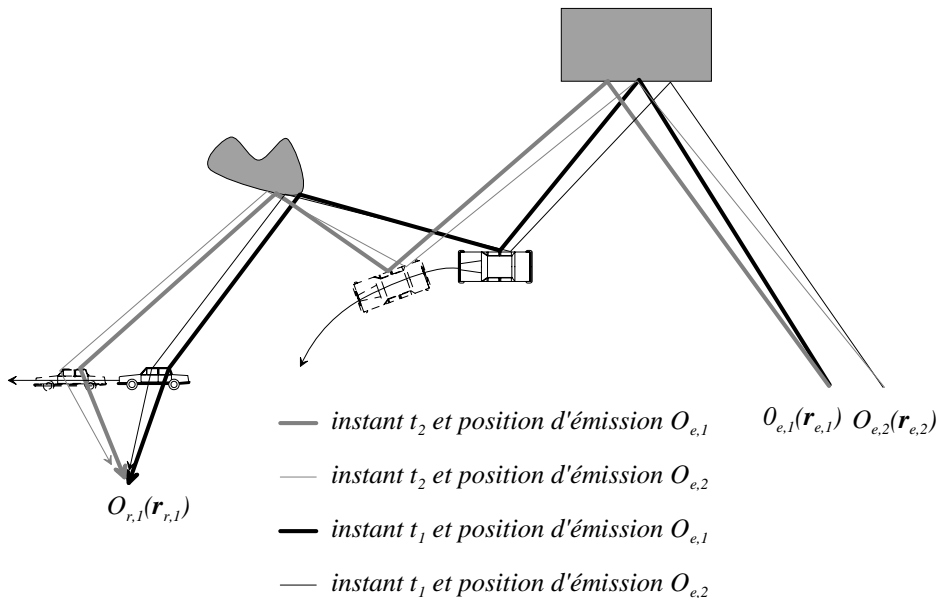


FIG. 4.2 – Représentation géométrique d'un trajet et de la variation de sa longueur

La quatrième partie concerne le déphasage en fonction de la fréquence relative f et de la longueur du trajet. Dans 4.15, la longueur L_i représente la longueur du trajet pour les positions de référence d'émission \vec{r}_{0e} et de réception \vec{r}_{0r} ainsi que l'instant de référence, ce qui signifie que $L_i^{(var)}(0, \vec{0}, \vec{0}) = 0$. La deuxième égalité de 4.15 fait intervenir le retard de propagation du trajet i , $\tau_i + \tau_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ (en s) plus souvent utilisé que la longueur de trajet dans le contexte des communications sans fil. Précisons que pour que L_i ait un sens physique, il faut que sa variation temporelle (vitesse d'élongation) soit bien inférieure (en valeur absolue) à la vitesse de la lumière (approximation non-relativiste valide), ce qui est bien entendu vérifié dans notre contexte. De même, la valeur absolue de la variation de $L_i^{(var)}$ en fonction de la position d'émission ou de réception ne doit pas être trop élevée (inférieure à 1 puisqu'un déplacement de d m ne peut engendrer une élongation supérieure à d m).

En introduisant le nombre d'onde, $k(f) = 2\pi(f + f_c)/c$ (relation valide pour une onde plane réelle se propageant dans le vide), l'expression de phase de la première partie et de la quatrième partie de 4.14 peuvent s'unifier pour donner $\exp(-jk(f)(L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)))$.

4.3.2 La longueur de trajet

L'expression de la longueur de trajet doit permettre de représenter n'importe quel type d'ondes réelles uniformes et en particulier, les ondes planes et sphériques. Il est, de plus, avantageux de prendre en compte la notion de direction d'arrivée (ou de départ) de l'onde pour deux raisons principales. En effet, cette notion de direction de l'onde offre une description intuitive d'un trajet et est compatible avec les fonctions introduites pour la

caractérisation d'antennes telles que le diagramme de rayonnement. La prise en compte des antennes dans le canal de transmission nécessite des méthodes de caractérisation des antennes et du canal de propagation compatibles entre elles, c'est à dire qui détiennent des paramètres communs.

La longueur de trajet $L_i^{(var)}$ (●) peut s'exprimer, sans pertes de généralité, par :

$$\begin{aligned}
 L_i^{(var)}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) &= - \int_0^t V_{eff,i}(t', \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) dt' - \int_0^{\vec{r}'_e} \hat{a}_{re,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) \cdot d\vec{r}'_e \\
 &\quad - \int_0^{\vec{r}'_r} \hat{a}_{rr,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) \cdot d\vec{r}'_r \\
 &= -V_{virt,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) t - \hat{a}_{re,virt,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) \cdot \vec{r}'_e \\
 &\quad - \hat{a}_{rr,virt,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) \cdot \vec{r}'_r
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Les deux intégrales $\int_0^{\vec{r}'_e} \hat{a}_{re,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) \cdot d\vec{r}'_e$ et $\int_0^{\vec{r}'_r} \hat{a}_{rr,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) \cdot d\vec{r}'_r$ sont des intégrales curvilignes et ne dépendent donc que des points de départ et d'arrivée en l'occurrence que de \vec{r}'_e et \vec{r}'_r , respectivement, puisque les points de départ sont les origines des repères, respectivement, \mathfrak{R}_e et \mathfrak{R}_r . Ces intégrales peuvent aussi s'exprimer par la somme des intégrales selon chaque coordonnée. Pour le site d'émission, cela revient à :

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\vec{r}'_e} \hat{a}_{re,i}(\vec{r}'_e) \cdot d\vec{r}'_e &= \int_0^{\vec{r}'_x} a_{re,x,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) dr'_{ex} \\
 &\quad + \int_0^{\vec{r}'_y} a_{re,y,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) dr'_{ey} \\
 &\quad + \int_0^{\vec{r}'_z} a_{re,z,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) dr'_{ez}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

On obtient de la même manière mais en utilisant les coordonnées dans le repère \mathfrak{R}_r , l'intégrale $\int_0^{\vec{r}'_r} \hat{a}_{rr,i}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) \cdot d\vec{r}'_r$.

En utilisant les coordonnées dans \mathfrak{R}_e pour les grandeurs vectorielles propres au site d'émission (\vec{r}'_e , \vec{r}'_e et $\hat{a}_{re,i}$) et les coordonnées dans \mathfrak{R}_r pour les grandeurs vectorielles propres au site de réception (\vec{r}'_r , \vec{r}'_r et $\hat{a}_{rr,i}$), on obtient :

$$\begin{aligned}
 L_i^{(var)}(t, \vec{r}'_e, \vec{r}'_r) &= L_i^{(var)}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) \\
 &= \int_0^t V_{eff,i}(t', \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) dt' - \int_0^{\mathbf{r}_e} \hat{\mathbf{a}}_{re,i}^T(t, \mathbf{r}'_e, \mathbf{r}_r) \cdot d\mathbf{r}'_e \\
 &\quad - \int_0^{\mathbf{r}_r} \hat{\mathbf{a}}_{rr,i}^T(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}'_r) \cdot d\mathbf{r}'_r \\
 &= V_{virt,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) t - \hat{\mathbf{a}}_{re,virt,i}^T(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) \cdot \mathbf{r}_e \\
 &\quad - \hat{\mathbf{a}}_{rr,virt,i}^T(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) \cdot \mathbf{r}_r
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

où les vecteurs unitaires de direction $\widehat{\mathbf{a}}_{re,i}$ et $\widehat{\mathbf{a}}_{rr,i}$ s'expriment par :

$$\begin{aligned}\widehat{\mathbf{a}}_{re,i} &= \begin{bmatrix} a_{re,x,i} \\ a_{re,y,i} \\ a_{re,z,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{e,i}) \sin(\phi_{e,i}) \\ \sin(\theta_{e,i}) \sin(\phi_{e,i}) \\ \cos(\phi_{e,i}) \end{bmatrix} \\ \widehat{\mathbf{a}}_{rr,i} &= \begin{bmatrix} a_{rr,x,i} \\ a_{rr,y,i} \\ a_{rr,z,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r,i}) \sin(\phi_{r,i}) \\ \sin(\theta_{r,i}) \sin(\phi_{r,i}) \\ \cos(\phi_{r,i}) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (4.19)$$

Dans 4.19, les angles $\theta_{e,i}$ et $\phi_{e,i}$ représentent l'angle d'azimut et l'angle d'élévation du trajet i au niveau du site d'émission dans le repère \mathfrak{R}_e alors que les angles $\theta_{r,i}$ et $\phi_{r,i}$ représentent l'angle d'azimut et l'angle d'élévation du trajet i au niveau du site de réception dans le repère \mathfrak{R}_r . Il est possible d'exprimer les vecteurs unitaires de direction $\widehat{\mathbf{a}}_{re, virt,i}^T$ et $\widehat{\mathbf{a}}_{rr, virt,i}^T$, de la même façon que 4.19, en remplaçant $\theta_{e,i}$, $\phi_{e,i}$, $\theta_{r,i}$ et $\phi_{r,i}$, respectivement, par $\theta_{e, virt,i}$, $\phi_{e, virt,i}$, $\theta_{r, virt,i}$, $\phi_{r, virt,i}$. Les angles $\theta_{e, virt,i}$, $\phi_{e, virt,i}$, $\theta_{r, virt,i}$, $\phi_{r, virt,i}$ représentent alors des directions virtuelles. Les vecteurs différentiels spatiaux s'expriment par :

$$\begin{aligned}\mathbf{d}\mathbf{r}_e &= \begin{bmatrix} dr_{e,x} \\ dr_{e,y} \\ dr_{e,z} \end{bmatrix} \\ \mathbf{d}\mathbf{r}_r &= \begin{bmatrix} dr_{r,x} \\ dr_{r,y} \\ dr_{r,z} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (4.20)$$

Les relations 4.18, 4.19 et 4.20 permettent de retrouver l'expression 4.17.

Le scalaire réel $V_{eff,i}$ représente la vitesse effective d'élongation de trajet au cours du temps due aux mouvements éventuels des objets rencontrés par le trajet i ($V_{eff,i} \ll c$ comme cela a été dit précédemment). Pour une liaison fixe à fixe, la vitesse effective est directement reliée à une grandeur plus utilisée, le décalage Doppler $f_{d,i}$:

$$\begin{aligned}f_{d,i}(t, f, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) &= f_{d,i}^{diff}(t, f, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) \\ &= (f_c + f) \widetilde{f}_{d,i}^{diff}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) = (f_c + f) \frac{V_{eff,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)}{c}\end{aligned}\quad (4.21)$$

Les fonctions $V_{virt,i}$, $\widehat{\mathbf{a}}_{re, virt,i}$ et $\widehat{\mathbf{a}}_{rr, virt,i}$ correspondent, respectivement, à une vitesse effective virtuelle, et aux vecteurs unitaires de directions virtuelles sur le site d'émission et de réception. Dans le seul cas où ces fonctions sont constantes, les deux types de grandeur sont équivalentes. Les grandeurs $V_{eff,i}$, $\widehat{\mathbf{a}}_{re,i}$ et $\widehat{\mathbf{a}}_{rr,i}$ s'obtiennent en dérivant partiellement les grandeurs virtuelles. Pour $V_{eff,i}$, on obtiendrait :

$$V_{eff,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) = V_{virt,i}(0, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) + \frac{\partial V_{virt,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)}{\partial t} t \quad (4.22)$$

ou pour une des coordonnées du vecteur unitaire de direction d'émission, par exemple la coordonnée x , on obtiendrait :

$$a_{re,x,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) = a_{re, virt, x, i}(t, \mathbf{0}, \mathbf{r}_r) + \frac{\partial a_{re, virt, x, i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)}{\partial r_{e,x}} r_{e,x} \quad (4.23)$$

Connaisant $L_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$, il est possible de retrouver les fonctions $V_{eff,i}(t', \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)$, $\hat{\mathbf{a}}_{re,i}^T(t, \mathbf{r}'_e, \mathbf{r}_r)$ et $\hat{\mathbf{a}}_{rr,i}^T(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}'_r)$. En effet, pour $a_{re,x,i}$, on a :

$$a_{re,x,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) = \frac{\partial L_i^{(var)}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)}{\partial r_{e,x}} \quad (4.24)$$

Cette relation montre que les variations de la longueur de trajet en fonction des positions d'émission ne peuvent être trop brusques, puisque $a_{re,x,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)$ est toujours inférieur à 1.

Comme $L_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ est continue et indéfiniment dérivable, les fonctions $V_{eff,i}(t', \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)$, $\hat{\mathbf{a}}_{re,i}(t, \mathbf{r}'_e, \mathbf{r}_r)$ et $\hat{\mathbf{a}}_{rr,i}(t, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}'_r)$ existent et le sont aussi.

4.3.3 La matrice de dépolarisation

La matrice χ_i , de dimension 3×3 , est la matrice de dépolarisation du trajet i entre le site d'émission et le site de réception (c'est en fait la multiplication des matrices de dépolarisation propres à chaque obstacle rencontré par le trajet i). Elle relie les coordonnées cartésiennes du vecteur de polarisation du champ émis à celles du vecteur de polarisation du champ reçu. Sachant que les ondes sont supposées transverses, on peut exprimer cette matrice par :

$$\chi_i = \underbrace{\mathbf{M}_{r,i}}_{3 \times 2} \underbrace{\chi_i^{(TE)}}_{2 \times 2} \underbrace{\mathbf{M}_{e,i}^T}_{2 \times 3} \quad (4.25)$$

où $\chi_i^{(TE)}$ est la matrice de dépolarisation, $\mathbf{M}_{r,i}$ est entièrement définie par la direction du trajet i au niveau du site de réception et $\mathbf{M}_{e,i}$ est entièrement définie par la direction du trajet i au niveau du site d'émission :

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{r,i} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r,i}) \cos(\phi_{r,i}) & -\sin(\theta_{r,i}) \\ \sin(\theta_{r,i}) \cos(\phi_{r,i}) & \cos(\theta_{r,i}) \\ -\sin(\phi_{r,i}) & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{M}_{e,i} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_{e,i}) \cos(\phi_{e,i}) & -\sin(\theta_{e,i}) \\ \sin(\theta_{e,i}) \cos(\phi_{e,i}) & \cos(\theta_{e,i}) \\ -\sin(\phi_{e,i}) & 0 \end{bmatrix} \\ \chi_i^{(TE)} &= \begin{bmatrix} \chi_{vv,i} & \chi_{hv,i} \\ \chi_{vh,i} & \chi_{hh,i} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.26)$$

La matrice de dépolarisation $\chi_i^{(TE)}$ est, dans le cas le plus général, dépendante du temps, de la fréquence et des positions d'émission et de réception. Cette matrice dépend des différentes interactions subies par l'onde (réflexion diffuse ou spéculaire, transmission ou diffraction) et ne comportent pas de structure particulière simple. Les composantes $\chi_{vv,i}$ et $\chi_{hh,i}$ représentent les coefficients complexes de copolarisation liant les polarisations verticales d'émission et de réception d'une part et les polarisations horizontales d'autre part. Les matrices $\chi_{hv,i}$ et $\chi_{vh,i}$ représentent les coefficients complexes en polarisation croisée. Lorsque les directions des trajets sur les deux sites sont connues, il est possible d'exprimer la fonction de transfert du canal de propagation par :

$$\tilde{\mathbf{T}}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \sum_{i=1}^{N(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)} \mathbf{M}_{r,i}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \tilde{\mathbf{T}}_i^{(TE)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \mathbf{M}_{e,i}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \quad (4.27)$$

où $\tilde{\mathbf{T}}_i^{(TE)}$ est une matrice 2×2 , liant les composantes verticale et horizontale d'émission à celle de réception. Il suffit de remplacer dans 4.14, χ_i par $\chi_i^{(TE)}$ pour obtenir l'expression de $\tilde{\mathbf{T}}_i^{(TE)}$.

Toutes les grandeurs introduites dépendent, dans le cas le plus général de t, f, \vec{r}_e ou \vec{r}_r . La caractérisation par polarisation transverse permet donc non-seulement de réduire le nombre de fonctions relatives mais surtout d'être compatible avec l'utilisation des diagrammes de rayonnement vectoriels des antennes.

4.3.4 Modélisation physique des fonctions introduites

La connaissance des fonctions $\theta_{e,i}(\bullet), \phi_{e,i}(\bullet), \theta_{r,i}(\bullet), \phi_{r,i}(\bullet), \chi_i^{(TE)}(\bullet), \alpha_i(\bullet)$ et $V_{eff,i}(\bullet)$ et du paramètre constant L_i , permettent de modéliser le trajet i . Des méthodes de lancer/tracé de rayons appliquées à un environnement numérisé ou des mesures du canal de propagation, associées à des techniques d'estimation adaptées, permettraient de fixer ces fonctions. Il est aussi possible de fixer ces fonctions grâce à un raisonnement géométrique (les positions et les vecteurs vitesses des objets sont connus a priori) couplé à un raisonnement électromagnétique (la forme des objets et leurs interactions avec les ondes sont décrites) comme le montrent les figures 4.2 et 4.3. On s'intéresse à cette deuxième démarche de modélisation.

Des modèles simples supposant des objets ponctuels agissant comme des diffuseurs isotropes sont souvent utilisés. On nomme ces modèles les modèles géométriques. Dans [507, 528], des modèles plus élaborés prennent en compte des formes d'objets cylindriques, sphériques ou de surface rectangulaire. La prise en compte de la forme et de l'orientation des objets a l'avantage de permettre intrinsèquement la modélisation de la dépolarisation subie par l'onde, chose qui n'est pas possible avec des objets ponctuels. Dans tous ces modèles, les objets sont généralement considérés statiques et il faut donc, dans le cas où on veut modéliser un milieu dynamique, prendre en compte le mouvement des objets. Si ces objets sont ponctuels, leurs positions initiales et leurs déplacements en translation éventuels sont suffisants. Dans le cas d'objets non ponctuels, il faudra aussi prendre en

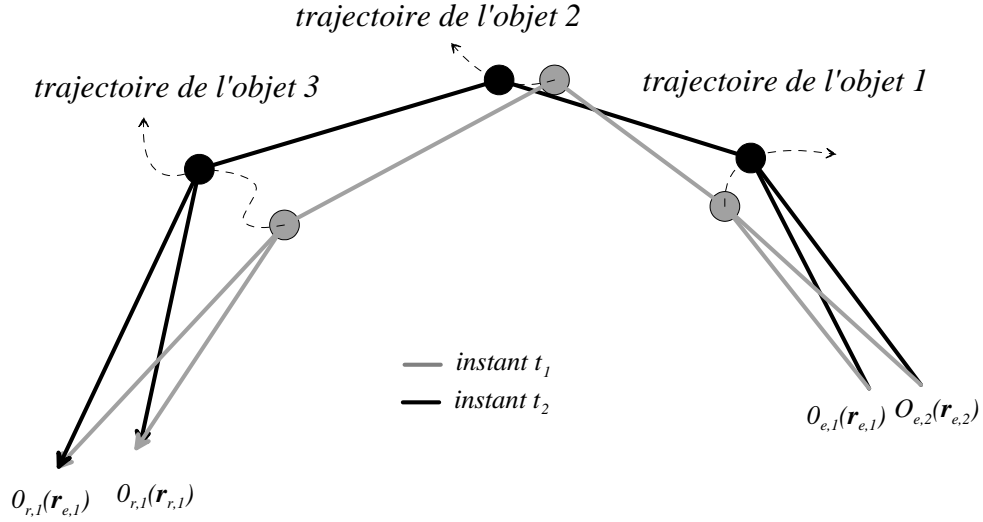


FIG. 4.3 – Modélisation des diffuseurs par des points

compte leurs orientations initiales et leurs rotations éventuelles. Quel que soit le modèle sous-tendant, il est clair que les variations temporelles et spatiales des vecteurs unitaires de direction, sont dépendants de la position, de la forme et du mouvement des objets en visibilité des sites respectifs.

On présente un modèle géométrique basé sur des objets ponctuels. Les différentes longueurs d'un trajet pour des instants et des positions d'émission et de réception différentes sont représentées sur la figure 4.3.

Pour chaque trajet, la position initiale et la trajectoire des objets rencontrés sont connues. On obtient l'expression suivante pour la longueur de trajet :

$$\begin{aligned}
L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) &= \sum_{j=1}^{Nobs_i-1} \|\vec{r}_{s,i,j+1} - \vec{r}_{s,i,j}\| + \|\vec{r}_{s,i,1} - (\vec{r}_e + \vec{r}_{0e})\| \quad (4.28) \\
&\quad + \|(\vec{r}_r + \vec{r}_{0r}) - \vec{r}_{s,i,Nobs_i}\| \\
&= \sum_{j=1}^{Nobs_i-1} \left\| \vec{r}_{s,i,j+1}^{(var)}(t) - \vec{r}_{s,i,j}^{(var)} \right\| + \left\| \vec{r}_{s,i,1}^{(var)}(t) - (\vec{r}_e + \vec{r}_{0e}) \right\| \\
&\quad + \left\| (\vec{r}_r + \vec{r}_{0r}) - \vec{r}_{s,i,Nobs_i}^{(var)}(t) \right\| \\
L_i &= L_i(0, \vec{0}, \vec{0}) = \sum_{j=1}^{Nobs_i-1} \|\vec{r}_{s,i,j+1} - \vec{r}_{s,i,j}\| + \|\vec{r}_{s,i,1} - \vec{r}_{0e}\| \\
&\quad + \|\vec{r}_{0r} - \vec{r}_{s,i,Nobs_i}\|
\end{aligned}$$

où $Nobs_i$ est le nombre d'objets rencontrés par le trajet i . L'indice $j = 1$ correspond au premier objet rencontré par le trajet i en provenance du site d'émission et l'indice

$j = Nobs_i$ correspond au dernier objet rencontré par le trajet i juste avant que l'onde arrive sur le site de réception. La position dépendante du temps de l'objet j du trajet i est définie par :

$$\begin{aligned}\vec{r}_{s,i,j}(t) &= \vec{r}_{s,i,j} + \vec{r}_{s,i,j}^{(var)}(t) \\ \vec{r}_{s,i,j} &= \vec{r}_{s,i,j}(0)\end{aligned}\quad (4.29)$$

La forme 4.28 ne fait pas apparaître les directions des trajets au niveau des sites d'émission et de réception. Dans le cas où on veut prendre en compte des antennes non-isotropes dans la modélisation du canal de transmission, ces directions sont nécessaires. Les vecteurs unitaires de direction à l'émission et à la réception s'expriment par :

$$\begin{aligned}\hat{a}_{re,i}(t, \vec{r}_e) &= \frac{\vec{r}_{s,i,1}^{(var)}(t) + \vec{r}_{s,i,1} - \vec{r}_{0e} - \vec{r}_e}{\left\| \vec{r}_{s,i,Nobs_i}^{(var)}(t) + \vec{r}_{s,i,Nobs_i} - \vec{r}_{0e} - \vec{r}_e \right\|} \\ \hat{a}_{rr,i}(t, \vec{r}_r) &= \frac{\vec{r}_{s,i,1}^{(var)}(t) + \vec{r}_{s,i,1} - \vec{r}_{0r} - \vec{r}_r}{\left\| \vec{r}_{s,i,Nobs_i}^{(var)}(t) + \vec{r}_{s,i,Nobs_i} - \vec{r}_{0r} - \vec{r}_r \right\|}\end{aligned}\quad (4.30)$$

La vitesse effective d'élongation de trajet s'exprime alors par :

$$\begin{aligned}V_{eff,i}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) &= \frac{\partial L_i(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)}{\partial t} \\ &= \sum_{j=2}^{Nobs_i-1} \vec{V}_{i,j}(t) \cdot (\hat{a}_{r,inc,i,j+1}(t) - \hat{a}_{r,inc,i,j}(t)) \\ &\quad + \vec{V}_{i,1}(t) \cdot (\hat{a}_{re,i}(t, \vec{r}_e) + \hat{a}_{r,inc,i,2}(t)) \\ &\quad + \vec{V}_{i,Nobs_i}(t) \cdot (\hat{a}_{rr,i}(t, \vec{r}_r) - \hat{a}_{r,inc,i,Nobs_i}(t))\end{aligned}\quad (4.31)$$

où $\vec{V}_{i,j}(t)$ est le vecteur vitesse de l'objet j rencontré par le trajet i et s'exprime par :

$$\vec{V}_{i,j}(t) = \frac{\partial \vec{r}_{s,i,j}^{(var)}(t)}{\partial t}\quad (4.32)$$

et le vecteur unitaire $\hat{a}_{r,inc,i,j}$ détermine la direction de l'onde incidente sur l'objet j rencontré par le trajet i . Il s'exprime par :

$$\hat{a}_{r,inc,i,j}(t) = \frac{\vec{r}_{s,i,j-1}(t)}{\|\vec{r}_{s,i,j-1}(t)\|} \text{ pour } j > 1\quad (4.33)$$

Le vecteur unitaire déterminant l'incidence sur le premier objet ($j = 1$) est égal à l'opposé de $\hat{a}_{re,i}(t, \vec{r}_e)$.

Ce modèle ne permet pas de prendre en compte la dépolarisation. Précisons que la matrice de dépolarisation pourrait être fixée indépendamment de ce modèle. Les atté-

nuations complexes peuvent se modéliser en prenant en compte la longueur de trajet ou plus généralement, les distances entre deux objets consécutifs ainsi que des coefficients d'atténuation complexes propres à chaque objet.

Deux cas particuliers de ce modèle sont souvent utilisés dans le contexte de la modélisation du canal. Le premier est le modèle géométrique classique à un rebond (un seul objet donc $Nobs_i = 1$) où les objets sont statiques ($\vec{r}_{s,i}^{(var)}(t) = 0$). Ce modèle est bien adapté au cas SISO et SIMO mais il présente le désavantage, dans le cas MIMO large bande, d'engendrer une dépendance entre le retard de propagation τ_i , la direction au niveau du site d'émission et la direction au niveau du site de réception. Pour cette raison, on utilise plus souvent le modèle géométrique à deux rebonds dans un contexte MIMO.

Afin de réduire le nombre de paramètres, on utilise généralement des formes analytiques de densité de probabilité décrivant les positions, les coefficients d'atténuation et la matrice de dépolarisation de chaque objet. Le modèle de canal de propagation devient alors un modèle stochastique.

4.4 Description et modèle en zone locale

Cette description et le modèle qui en découle a pour objectif de simplifier l'expression des trajets, en remplaçant les fonctions introduites dans 4.14, 4.15 et 4.18 par des paramètres constants sans pour autant que l'erreur sur la fonction de transfert ne soit trop élevée. Cette approximation par des paramètres constants est envisageable sur des zones fréquentielle, temporelle et spatiales d'émission et de réception suffisamment limitées. Les deux principaux modèles qui sont déduits sont connus mais par contre, aucune condition ni définition des zones dans lesquelles il est valide n'est donné. L'objectif de cette partie est de définir ces zones et leurs relations.

Ce modèle doit contenir des paramètres constants, propres à chacune des dimensions (temps, fréquence, espace à l'émission et espace à la réception). Le modèle en zone locale détient donc, en particulier, un nombre constant de trajets :

$$\tilde{\mathbf{T}}_{t_l, f_l, \vec{r}_{e,l}, \vec{r}_{r,l}}^{(z,l)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \sum_{i=1}^N \tilde{\mathbf{T}}_{t_l, f_l, \vec{r}_{e,l}, \vec{r}_{r,l}, i}^{(z,l)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \quad (4.34)$$

Ce modèle est valide localement autour de l'instant $t = t_l$, de la fréquence $f = f_l$, autour de la position d'émission $\vec{r}_e = \vec{r}_{e,l}$, et de la position de réception $\vec{r}_r = \vec{r}_{r,l}$ (l'indice l signifiant local). Afin de ne pas alourdir la notation, on omet la notation explicite $t_l, f_l, \vec{r}_{e,l}, \vec{r}_{r,l}$. Dans la suite, on choisit de fixer toutes ces valeurs à 0, c'est à dire que les modèles présentés dans la suite sont valides autour de $t_l = 0$, de $f_l = 0$, de $\vec{r}_{e,l} = \vec{0}$ et de $\vec{r}_{r,l} = \vec{0}$. On a donc par définition $N \doteq N(0, \vec{0}, \vec{0})$, le nombre de trajets. Les paramètres associés à chaque trajet sont listés dans le tableau 4.1.

Décalage Doppler relatif	$\tilde{f}_{d,i}^{diff} = f_{d,i}^{diff} \left(0, \vec{0}, \vec{0} \right)$
Angle d'azimut en émission	$\theta_{e,i} = \theta_{e,i} \left(0, \vec{0}, \vec{0} \right)$
Angle de coélévation en émission	$\phi_{e,i} = \phi_{e,i} \left(0, \vec{0}, \vec{0} \right)$
Angle d'azimut en réception	$\theta_{r,i} = \theta_{r,i} \left(0, \vec{0}, \vec{0} \right)$
Angle de coélévation en réception	$\phi_{r,i} = \phi_{r,i} \left(0, \vec{0}, \vec{0} \right)$
Angle de dépolarisation	$\chi_i^{(TE)} = \chi_i^{(TE)} \left(0, 0, \vec{0}, \vec{0} \right)$
Atténuation complexe	$\alpha_i = \alpha_i \left(0, 0, \vec{0}, \vec{0} \right)$
Retard absolu de propagation	$\tau_i = \frac{L_i}{c}$

TAB. 4.1 – Liste des paramètres (constants) utiles à la description du canal de propagation en zone locale

A partir des paramètres angulaires, il est possible d'obtenir les deux vecteurs unitaires $\hat{a}_{re,i} = \hat{a}_{re,i} \left(0, \vec{0}, \vec{0} \right)$ et $\hat{a}_{rr,i} = \hat{a}_{rr,i} \left(0, \vec{0}, \vec{0} \right)$ de direction et la matrice de dépolarisation $\chi_i = \chi_i \left(0, 0, \vec{0}, \vec{0} \right)$ (et $\chi_i^{(TE)} = \chi_i^{(TE)} \left(0, 0, \vec{0}, \vec{0} \right)$) pour chaque trajet.

Pour considérer qu'un modèle est valide, on peut utiliser comme critère l'erreur quadratique normalisée entre cette approximation et le modèle de référence. L'erreur est dans ce cas une matrice de même dimension que $\tilde{\mathbf{T}}$ et $\tilde{\mathbf{T}}^{(zl)}$, c'est à dire de dimension 3×3 . Puisque le canal s'exprime par une somme de plusieurs expressions, correspondant aux différents trajets, on préfère comparer l'expression entre chaque trajet approché afin de déterminer les conditions d'une bonne approximation pour chaque trajet. Pour définir les conditions d'une bonne approximation de la fonction de transfert du canal de propagation, on effectue une moyenne pondérée par la puissance, des zones de chaque trajet permettant ainsi de donner d'autant plus d'importance aux trajets transmettant de forte puissance.

On définit à partir de ce jeu de paramètres, deux modèles en zone locale, le modèle large bande et le modèle bande étroite. Ces modèles détiennent les mêmes paramètres mais se différencient selon l'expression des trajets. Avant de présenter, ces deux modèles et les conditions dans lesquels il peuvent être considérés valides, on détermine la zone spatiale dans laquelle une onde sphérique peut être approchée par une onde plane.

4.4.1 Zone spatiale onde plane

On omet la notation spécifiant le site, sachant que le raisonnement est applicable à l'un ou l'autre des deux sites. Puisqu'on s'intéresse uniquement à la dimension spatiale, on omet la dépendance au temps. L'objectif de cette partie est de déterminer le volume spatial dans lequel l'approximation par une onde plane est valable. Pour cela, on prend en compte une onde sphérique de rayon de sphéricité r_s . Une onde sphérique peut se mettre

sous la forme :

$$\Psi(\vec{r}) = A_0 \frac{r_s}{\|\vec{r}_s - \vec{r}\|} \exp(-jk(\|\vec{r}_s - \vec{r}\| - r_s)) \quad (4.35)$$

où \vec{r}_s est la position de la source de l'onde sphérique (en visibilité du site sur lequel l'onde est caractérisée). L'expression de la longueur de trajet en fonction de la position \vec{r} s'exprime alors par $L^{spatiale}(\vec{r}) = \|\vec{r}_s - \vec{r}\| - r_s$.

Dans le cas d'une onde plane, $\Psi(\vec{r})$ a pour expression :

$$\Psi(\vec{r}) = \exp(jkr\hat{a}_r \cdot \hat{r}) \quad (4.36)$$

où le vecteur unitaire \hat{a}_r pointe dans la direction de l'onde. Si ce vecteur unitaire pointe dans la direction de l'onde au niveau du site d'émission, on a $\hat{k}_e = \hat{a}_{re}$ et s'il pointe dans la direction de l'onde au niveau du site de réception, on a $\hat{k}_r = -\hat{a}_{rr}$. L'expression de la longueur de trajet en fonction de la position s'exprime par $L^{spatiale}(\vec{r}) = -r\hat{a}_r \cdot \hat{r}$.

Il est possible d'approcher l'onde sphérique par une onde plane dans un volume particulier, si dans ce volume, la différence de phase sur un plan perpendiculaire à la direction de la source sphérique (et délimité par le volume) est inférieure à une valeur fixée arbitraire et généralement inférieure à $\pi/8$. On exprime cette valeur par $2\pi d_{\max}/\lambda$. De plus, l'atténuation à l'intérieur de ce volume doit être approximativement la même. On nomme ce volume, zone spatiale onde plane. En considérant que la source est placée à l'origine d'un repère orthonormé et que l'on évalue la zone spatiale onde plane autour de points situés sur l'axe z , le plan perpendiculaire est formé par le plan xy , on obtient la première condition portant sur les surfaces équiphasés :

$$\begin{aligned} \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} &\leq d_{\max} + z \\ x^2 + y^2 &\leq d_{\max}^2 + 2d_{\max}z \end{aligned} \quad (4.37)$$

L'inéquation 4.37 correspond à une zone placée à l'intérieur d'un paraboloïde de révolution autour de l'axe z , dont l'origine est placée en $z = -d_{\max}$. Cette zone est représentée en 2D sur la figure 4.4.

On en déduit le rayon maximal $r_{\max,1}$ dans le plan perpendiculaire à la direction de la source en un point éloigné de $z = r_s$ de la source :

$$r_{\max,1} = \sqrt{d_{\max}^2 + 2d_{\max}r_s} \quad (4.38)$$

et lorsque $d_{\max} \ll r_s$, ce qui est généralement le cas puisque $d_{\max} \ll \lambda$, on obtient l'approximation suivante :

$$r_{\max,1} \simeq \sqrt{2d_{\max}r_s} \quad (4.39)$$

ce qui revient, en choisissant $d_{\max} = \lambda/16$ ($2\pi d_{\max}/\lambda = \pi/8$) et en posant $d_{\text{Fraun}} = r_s$ et $D = 2r_{\max,1}$, à la distance de Fraunhofer 3.8.

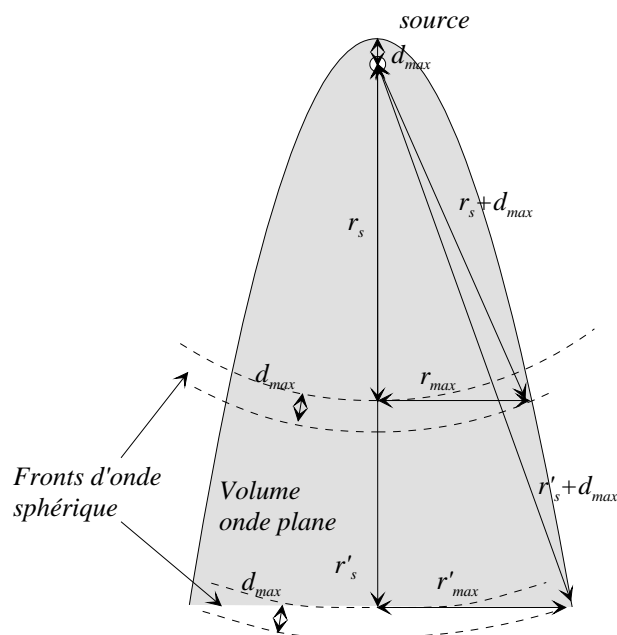


FIG. 4.4 – Illustration géométrique du volume onde plane

La deuxième condition concernant l'erreur sur le module peut s'exprimer pour une distance r_s à la source par :

$$r_s^2 (1 - \varepsilon)^2 \leq x^2 + y^2 + z^2 \leq r_s^2 (1 + \varepsilon)^2 \quad (4.40)$$

où ε est l'erreur relative absolue maximale acceptée sur le module, toujours inférieure à 1 et généralement inférieure à 10%. Les deux inéquations de 4.40 définissent une zone comprise entre deux sphères centrées sur la source, de rayon $r_s \sqrt{(1 - \varepsilon)}$ et $r_s \sqrt{(1 + \varepsilon)}$. Généralement, la moitié de la différence de rayons entre ces deux sphères, $r_{\max,2} = r_s \varepsilon / 2$, est supérieure à $r_{\max,1}$, c'est à dire que $r_s > 8d_{\max} / \varepsilon^2$. Par exemple, pour $\varepsilon = 0.1$, $d_{\max} = \lambda / 16$, on obtient $r_s > 50\lambda$ (par exemple, $r_s > 7.5$ m à 2GHz). Dans tous les cas, on approche la zone spatiale onde plane par une zone de forme sphérique centrée sur $z = r_s$, dont le rayon est égal à :

$$r_{\max} = \min \left(r_s \varepsilon, \sqrt{2d_{\max} r_s} \right) \quad (4.41)$$

Cette zone dépasse légèrement la paraboloidé dans le plan perpendiculaire à la direction de la source lorsque $r_{\max} = r_{\max,1}$ mais elle constitue une très bonne approximation dès que $r_s \gg d_{\max}$, ce qui est supposé vérifié dans 4.41. Ce dépassement provient du fait que la tangente à la parabole n'est pas parallèle à la direction de l'axe des z .

A l'intérieur de cette zone, l'erreur angulaire maximale sur la direction est égale à :

$$\Delta\psi = \arctan \left(\frac{r_{\max}}{r_s} \right) \quad (4.42)$$

et dans le cas où $r_{\max} = \sqrt{2d_{\max}r_s}$, on obtient :

$$\Delta\psi = \arctan\left(\sqrt{\frac{2d_{\max}}{r_s}}\right) \quad (4.43)$$

En prenant $d_{\max} = \lambda/16$ et une fréquence de 2 GHz, l'écart angulaire maximal est de $4,5^\circ$ pour 3 m, de 2° pour 15 m et inférieur à 1° à partir de 60 m.

Afin d'être plus général, il est possible d'utiliser la notation utilisée dans 4.16 rendant compte explicitement de la dépendance de la direction de l'onde en fonction de la position \vec{r} et une expression d'atténuation complexe fonction, elle aussi, de la position \vec{r} :

$$\Phi(\vec{r}) = A^{spatiale}(\vec{r}) \exp\left(jk \int_0^{\vec{r}} \hat{a}_r(\vec{r}') \cdot d\vec{r}'\right) \quad (4.44)$$

La première condition de 4.37 peut alors s'exprimer par :

$$\int_0^{\vec{r}} \hat{a}_r(\vec{r}') \cdot d\vec{r}' - \hat{a}_r \cdot \vec{r} < d_{\max} \quad (4.45)$$

$$\left| \frac{A^{spatiale}(\vec{r}) - A^{spatiale}(\vec{0})}{A^{spatiale}(\vec{0})} \right| < \varepsilon \quad (4.46)$$

Les conditions 4.45 et 4.46 sont une généralisation, respectivement, des conditions 4.37 et 4.40, en ce sens qu'elles ne sont pas restrictives à une onde sphérique. Dans le cas particulier d'une onde sphérique, on a $\hat{a}_r(\vec{r}) = (\vec{r}_s - \vec{r}) / \|\vec{r}_s - \vec{r}\|$ et $A^{spatiale}(\vec{r}) = A_0 r_s / \|\vec{r}_s - \vec{r}\|$.

4.4.2 Modèle en zone locale à large bande

L'expression associée à un trajet du modèle en zone locale à large bande est :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{T}}_i^{(zllb)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) &= \alpha_i \chi_i \exp(-j2\pi f_c \tau_i) \exp(-j2\pi f \tau_i) \\ &\times \exp\left(j2\pi (f + f_c) \tilde{f}_{d,i}^{diff} t\right) \end{aligned} \quad (4.47)$$

$$\begin{aligned} &\times \exp\left(j \frac{2\pi (f_c + f)}{c} r_e (\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e) + r_r (\hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r)\right) \\ &= \alpha_i \chi_i \exp(-j2\pi f_c \tau_i) \end{aligned} \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned} &\times \exp\left(-j2\pi f \left(\tau_i + \tau_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r)\right)\right) \\ &\times \exp\left(j2\pi f_c \tilde{f}_{d,i}^{diff} t\right) \\ &\times \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} (r_e (\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e) + r_r (\hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r))\right) \\ \tau_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) &= \tau_i^{(t)}(t) + \tau_i^{(e)}(\vec{r}_e) + \tau_i^{(r)}(\vec{r}_r) \\ &= -\left(\tilde{f}_{d,i}^{diff} t + \frac{r_e (\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e)}{c} + \frac{r_r (\hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r)}{c}\right) \end{aligned} \quad (4.49)$$

L'approximation faite dans 4.47 et 4.48 peut être considérée comme une approximation à l'ordre 0 d'un développement en série des fonctions α_i , χ_i , $V_{eff,i}$, $\hat{a}_{re,i}$ et $\hat{a}_{rr,i}$ autour de $t = 0$, $f = 0$, $\vec{r}_e = \vec{0}$ et $\vec{r}_r = \vec{0}$ (par exemple d'un développement en série de Mac Laurin). En effet, toutes ces fonctions étant infiniment dérivables, il est possible de les représenter par un développement en série.

Selon la relation considérée 4.47 ou 4.48, deux interprétations sont possibles. L'expression 4.48 fait apparaître un terme de retard de propagation variant en fonction du temps, de l'espace à l'émission et de l'espace à la réception, alors que l'expression 4.47 fait apparaître un nombre d'onde $2\pi (f_c + f) / c$ et une composante Doppler $f_{d,i}^{diff} = (f + f_c) \tilde{f}_{d,i}^{diff}$ variant en fonction de la fréquence.

Ce modèle nécessite 3 conditions, liées d'une part aux expressions de longueur de trajet et d'autre part à l'atténuation et à la dépolarisation, qui doivent être simultanément vérifiées.

4.4.2.1 Conditions sur la longueur de trajet

La première condition, portant sur la longueur de trajet s'exprime par :

$$\left| L_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) - \left(-\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e r_e - \hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r r_r - c \tilde{f}_{d,i}^{diff} t \right) \right| \leq d_{\max} \quad (4.50)$$

où d_{\max} est une distance généralement inférieure ou égale à $\lambda/2$. La relation 4.50 représente l'extension de l'hypothèse champ lointain abordée dans 4.4.1 qui prend en compte

les positions sur les deux sites mais aussi les variations temporelles. La relation 4.50 impose des limites en temps et en espace dépendantes les unes des autres. On définit les zones limites spatiales d'émission et de réception comme étant de forme sphérique. Elles peuvent donc être entièrement caractérisées par un diamètre en émission $\tilde{D}_{e,i}^{(zllb)}$ et un diamètre en réception $\tilde{D}_{r,i}^{(zllb)}$. Ces deux valeurs de diamètre et la durée limite $\tilde{T}_i^{(zllb)}$ sont interdépendantes. Il existe un compromis entre ces valeurs : plus l'une est grande, plus les deux autres ou une des deux autres sont petites. Afin de simplifier et de fournir une compréhension plus intuitive, on découple la condition 4.50 en deux conditions successives, liées d'une part au domaine spatial (sur les deux sites) et d'autre part au domaine temporel. Généralement, le milieu étant considéré statique dans le contexte de la modélisation, seule la première condition portant sur les zones spatiales d'émission et de réception sera à prendre en compte. On pose $d_{\max} = d_{\max,r} + d_{\max,t}$ et :

$$L_i^{(var2)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = -\hat{a}_{re,i}(t) \cdot \hat{r}_e r_e - \hat{a}_{rr,i}(t) \cdot \hat{r}_r r_r - c \int_0^t \tilde{f}_{d,i}^{diff}(t') dt' \quad (4.51)$$

on peut poser les conditions suivantes :

$$\left| L_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) - L_i^{(var2)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \right| \leq d_{\max,esp} \quad (4.52)$$

$$\left| L_i^{(var2)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) - \left(-\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e r_e - \hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r r_r - c \tilde{f}_{d,i}^{diff} t \right) \right| \leq d_{\max,tps} \quad (4.53)$$

Si les deux conditions 4.52 et 4.53 sont vérifiées, alors la relation 4.50 l'est aussi. De plus, cette séparation en deux conditions permet de donner une importance différente à l'erreur causée dans le domaine spatial (à un instant donné) de celle causée dans le domaine temporel (pour les positions d'émission et de réception de référence des sites respectifs). Si le milieu est statique, la deuxième condition est toujours valide quel que soit $d_{\max,tps}$ et en particulier pour $d_{\max,tps} = 0$. La condition 4.52 impose un compromis entre $\tilde{D}_{e,i}^{(zllb)}(t)$ et $\tilde{D}_{r,i}^{(zllb)}(t)$ alors que la deuxième impose $\tilde{T}_i^{(zllb)}$. Les valeurs $\tilde{D}_{e,i}^{(zllb)}$ et $\tilde{D}_{r,i}^{(zllb)}$ dépendront du couple de fonction $\tilde{D}_{e,i}^{(zllb)}(t)$ et $\tilde{D}_{r,i}^{(zllb)}(t)$ considéré sur la zone temporelle $\tilde{T}_i^{(zllb)}$.

Afin d'obtenir une relation simple entre le diamètre (ou rayon) de la zone d'émission et le diamètre (ou rayon) de la zone de réception, on considère une onde sphérique. En supposant un rayon de sphéricité $r_{se,i}(t)$ au niveau du site d'émission et un rayon de sphéricité $r_{sr,i}(t)$ au niveau du site de réception ($d_{\max,esp} \ll r_{si,e}(t)$ et $d_{\max,esp} \ll r_{sr,i}(t)$) et en s'inspirant de la partie 4.4.1, on trouve la relation suivante entre les rayons limites des deux zones, émission et réception :

$$\frac{r_{\max,e,i}^2(t)}{2r_{se,i}(t)d_{\max,esp}} + \frac{r_{\max,r,i}^2(t)}{2r_{sr,i}(t)d_{\max,esp}} = 1 \quad (4.54)$$

où $r_{\max,e,i}(t)$ est le rayon limite de la zone locale d'espace à l'émission et $r_{\max,r,i}(t)$ et le rayon de la zone locale spatiale de réception, tous les deux imposés par le trajet i . La représentation de $r_{\max,e,i}(t)$ en fonction de $r_{\max,r,i}(t)$ forme une ellipse dont le coefficient d'ellipticité est égal au rapport entre les 2 rayons de sphéricité. Le coefficient d'ellipticité

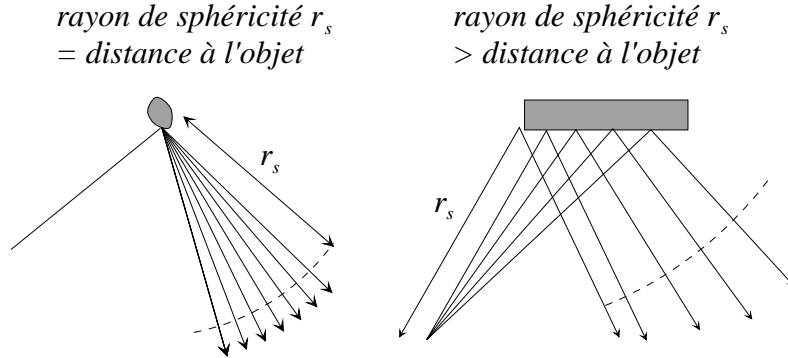


FIG. 4.5 – Rayon de sphéricité et distance objet-point d'observation

et la dimension de l'ellipse sont susceptibles d'évoluer au cours du temps. Puisqu'il n'y a pas qu'une seule valeur possible mais un ensemble de valeurs devant vérifier la relation 4.54 pour les diamètres des zones limites spatiales d'émission et de réception, on se sert des valeurs des axes principaux de l'ellipse, c'est à dire $b_{e,i}^{(zllb)}(t)$ et $b_{r,i}^{(zllb)}(t)$ tel que :

$$\frac{\left(\tilde{D}_{e,i}^{(zllb)}(t)\right)^2}{4b_{e,i}^2(t)} + \frac{\left(\tilde{D}_{r,i}^{(zllb)}(t)\right)^2}{4b_{r,i}^2(t)} = 1 \quad (4.55)$$

Les axes principaux $b_{e,i}(t)$ et $b_{r,i}(t)$ sont égaux à la moitié des valeurs maximales possibles de $\tilde{D}_{e,i}^{(zllb)}(t)$ et $\tilde{D}_{r,i}^{(zllb)}(t)$.

Précisons que les rayons de sphéricité sont égaux à la distance entre l'objet et l'origine du repère (du repère \mathfrak{R}_e pour l'émission et du repère \mathfrak{R}_r pour la réception) dans le seul cas où l'objet peut être considéré comme un point relativement à la longueur d'onde (voir figure 4.5). Dans les autres cas, les rayons de sphéricité seront forcément supérieurs à la distance à l'objet. En considérant que $r_{se,i}(t)$ est la distance de l'objet au niveau du site d'émission et que $r_{sr,i}(t)$ est la distance de l'objet au niveau du site de réception, la relation 4.55 (ou 4.54) constitue la relation la plus restrictive puisqu'elle entraîne l'ellipse la plus petite. Ceci permet, en pratique, à partir de la connaissance des distances minimales des objets par rapport au deux sites de fixer la relation 4.55 (ou 4.54). Lors de campagnes de mesures, on pourra s'arranger pour que les distances des objets en visibilité des sites vérifient 4.55 (ou 4.54) vis à vis des dimensions des réseaux d'antennes.

La deuxième condition 4.53 impose une condition sur la durée $\tilde{T}_i^{(zllb)}$ et il suffira de considérer dans 4.54 les valeurs minimales de $b_{e,i}^{(zllb)}(t)$ et $b_{r,i}^{(zllb)}(t)$ sur tout $t \in$

$\left[-\tilde{T}_i^{(zllb)}/2, \tilde{T}_i^{(zllb)}/2\right]$, c'est à dire :

$$\begin{aligned} b_{e,i}^{(zllb)} &= \min_{t \in \left[-\tilde{T}_i^{(zllb)}/2, \tilde{T}_i^{(zllb)}/2\right]} \{b_{e,i}(t)\} \\ b_{r,i}^{(zllb)} &= \min_{t \in \left[-\tilde{T}_i^{(zllb)}/2, \tilde{T}_i^{(zllb)}/2\right]} \{b_{r,i}(t)\} \end{aligned} \quad (4.56)$$

4.4.2.2 Conditions sur les amplitudes

Les deux conditions suivantes portent sur l'atténuation et la dépolarisation.

On considère les différences sur le module de l'atténuation en échelle logarithmique. La condition sur le module et la phase de l'atténuation s'exprime alors par :

$$\begin{aligned} \left| 20 \log \left| \left(\frac{\alpha_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)}{\alpha_i} \right) \right| \right|_{dB} &\leq \varepsilon_{|\alpha|} \\ |\arg(\alpha_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)) - \arg(\alpha_i)| &\leq \varepsilon_{\arg(\alpha)} \end{aligned} \quad (4.57)$$

où $\varepsilon_{|\alpha|}$ représente l'erreur relative maximale acceptée pour le module de l'atténuation, généralement inférieure à 3 dB et $\varepsilon_{\arg(\alpha)}$ est l'erreur de phase maximale acceptée, généralement inférieure ou égale à $\pi/4$. En pratique, cette hypothèse est beaucoup moins contraignante (à part peut-être pour des obstacles très proches) que les conditions sur la longueur de trajet. On suppose donc que la condition 4.57 n'impose que la limite fréquentielle $\tilde{B}_i^{(zllb)}$. La différence entre deux matrices nécessite l'utilisation d'une norme adéquate représentative de la "distance" entre les deux matrices. On utilise pour cela la norme de Frobenius [529]. La condition sur la matrice de dépolarisation s'exprime, à partir de cette norme, par :

$$\frac{\|\chi_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) - \chi_i\|_F}{\sqrt{8}} \leq \varepsilon_\chi \quad (4.58)$$

où $\|\bullet\|_F$ est la norme de Frobenius. Elle est définie comme la racine carrée de la somme des éléments au carré de la matrice. Sachant que χ_i est une matrice définie par 4.25 et 4.26, la norme maximale du numérateur de 4.58 est de $\sqrt{8}$, ce qui explique la normalisation. La valeur ε_χ est comprise entre 0 et 1, où 0 signifie que les deux matrices $\chi_i(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ et χ_i sont identiques et 1 qu'elles sont les plus différentes possibles.

Sachant que les trajets sont transverses sur les deux sites, on peut utiliser les relations 4.25 et 4.26 pour calculer la valeur ε_χ en fonction des erreurs sur les directions d'arrivée des trajets sur les deux sites $\theta'_e, \phi'_e, \theta'_r$ et ϕ'_r et sur l'angle de dépolarisation γ' . Des simulations permettent de montrer que pour des angles $\theta'_e, \phi'_e, \theta'_r$ et ϕ'_r inférieurs à $\pi/2$ en valeur absolue, la norme ε_χ , en plus d'être toujours inférieure à 1 vérifie l'inéquation

suivante :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_\chi &< 0,08 (\psi'_e + \psi'_r + \gamma') & (4.59) \\
 \psi'_e &= \arccos (\cos (\theta'_e) \cos (\phi'_e)) \\
 \psi'_r &= \arccos (\cos (\theta'_r) \cos (\phi'_r))
 \end{aligned}$$

Dans 4.59, tous les angles sont exprimés en degrés. La relation 4.59 signifie que l'erreur sur la matrice de dépolariation ne dépend que de la somme de l'erreur angulaire sur la direction en émission, de l'erreur angulaire sur la direction en réception et de l'erreur sur l'angle de dépolariation. Par exemple, pour une valeur de $\varepsilon_\chi = 25\%$, la somme de ces angles doit rester inférieure à 30° . En considérant la relation 4.43 et ses valeurs dans la partie 4.4.1 (par exemple, $4,5^\circ$ à 3 m), on peut affirmer que dans la plupart des cas, les conditions sur la longueur de trajet 4.52 et 4.53 sont plus restrictives que 4.58.

En supposant que les conditions 4.52 et 4.53 sont effectivement plus contraignantes que 4.57 et 4.58, on peut considérer que la zone locale en terme de limite temporelle et spatiale sur les deux sites est imposée par les seules conditions 4.52 et 4.53. Dans ce cas, les conditions 4.57 et 4.58 déterminent la limite fréquentielle $\tilde{B}_i^{(zllb)}$ de la zone locale. Avec les largeurs de bande utilisées dans les systèmes de communications, généralement inférieures à 1% de la fréquence porteuse, les conditions 4.57 et 4.58 seront vérifiées quelle que soit la zone temporelle et spatiale sur les deux sites imposée par les conditions 4.52 et 4.53. Précisons que pour les systèmes ULB, le modèle en zone locale ne peut plus être considéré valide dans le domaine fréquentiel. Il est nécessaire, dans ce cas, de modéliser l'atténuation complexe et la matrice de dépolariation χ_i par une fonction de la fréquence ($\alpha_i(f)$ et $\chi_i(f)$).

4.4.2.3 Définition de la zone globale

Dans la zone délimitée par le diamètre $\tilde{D}_{e,i}^{(zllb)}$ dans le domaine spatial d'émission, par le diamètre $\tilde{D}_{r,i}^{(zllb)}$ dans le domaine spatial de réception, par la durée $\tilde{T}_i^{(zllb)}$ dans le domaine temporel et la largeur de bande $\tilde{B}_i^{(zllb)}$ dans le domaine fréquentiel, le trajet i de la fonction de transfert du canal de propagation peut s'exprimer sous la forme 4.47 et 4.48. Cette zone est propre au trajet i et il faut donc définir une zone globale prenant en compte les zones de tous les trajets, dans laquelle la fonction de transfert du canal peut être approché par :

$$\tilde{\mathbf{T}}^{(zllb)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \sum_{i=1}^N \tilde{\mathbf{T}}_i^{(zllb)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \quad (4.60)$$

La zone locale globale dans laquelle ce modèle est valide pourrait être définie par les valeurs minimales, moyennes ou médianes de $\tilde{T}_i^{(zllb)}$, $b_{e,i}^{(zllb)}$, $b_{r,i}^{(zllb)}$ et $\tilde{B}_i^{(zllb)}$ sur tous les trajets i . Afin de pondérer l'importance des différentes zones, on prend en compte la puissance transmise par les trajets. En effet, il n'est pas acceptable qu'un trajet de très

faible puissance puisse imposer une zone excessivement petite par rapport aux trajets à l'ensemble de la fonction de transfert. On peut, par exemple, définir la limite temporelle comme le quantile à $N\%$ (50% pour la médiane) de la variable $\tilde{T}_i^{(zllb)} / |\alpha_i|^2$ multipliée par $|\alpha_i|^2$. On fera de même pour obtenir $\tilde{B}^{(zllb)}$, $\tilde{b}_e^{(zllb)}$ et $\tilde{b}_r^{(zllb)}$.

A l'intérieur de la zone locale, on peut effectuer l'approximation suivante :

$$\tilde{\mathbf{T}}^{(zllb)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \simeq \tilde{\mathbf{T}}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \text{ pour } \begin{cases} t \in \left[-\tilde{T}^{(zllb)}/2, \tilde{T}^{(zllb)}/2 \right] \\ f \in \left[-\tilde{B}^{(zllb)}/2, \tilde{B}^{(zllb)}/2 \right] \\ r_e \in \left[-\tilde{D}_e^{(zllb)}/2, \tilde{D}_e^{(zllb)}/2 \right] \\ r_r \in \left[-\tilde{D}_r^{(zllb)}/2, \tilde{D}_r^{(zllb)}/2 \right] \end{cases} \quad (4.61)$$

où $\tilde{D}_e^{(zllb)}$ et $\tilde{D}_r^{(zllb)}$ doivent vérifier 4.55 avec les valeurs $\tilde{b}_e^{(zllb)}$ et $\tilde{b}_r^{(zllb)}$.

4.4.3 Modèle en zone locale à bande étroite

En imposant des restrictions supplémentaires, il est possible de simplifier les relations 4.47, 4.48 et 4.60, en les remplaçant par :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{T}}^{(zlbe)}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = & \underbrace{\sum_{i=1}^N \alpha_i \exp(-j2\pi f_c \tau_i)}_{\text{Atténuation complexe constante}} \times \underbrace{\chi_i}_{\text{Matrice de dépolarisation constante}} \quad (4.62) \\ & \times \underbrace{\exp\left(j2\pi f_c \tilde{f}_{d,i}^{diff} t\right)}_{\text{Variation temporelle}} \underbrace{\exp(-j2\pi f \tau_i)}_{\text{Variation fréquentielle}} \\ & \times \underbrace{\exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} (r_r (\hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r))\right)}_{\text{Variation spatiale d'émission}} \underbrace{\exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} (r_r (\hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r))\right)}_{\text{Variation spatiale de réception}} \end{aligned}$$

Le modèle décrit par 4.62 est le modèle le plus utilisé dans le contexte de la modélisation et de l'estimation paramétrique du canal de propagation. Dans ce modèle, les variations fréquentielles, temporelles et spatiales sont totalement indépendantes, ce qui présente un avantage pour l'analyse spectrale. Il signifie que la différence entre la longueur de trajet maximale et minimale sur une durée $\tilde{T}^{(zlbe)}$, une zone spatiale d'émission $\tilde{D}_e^{(zlbe)}$ et une zone spatiale de réception $\tilde{D}_r^{(zlbe)}$ est inférieure à la résolution de Fourier de la longueur de trajet (dans le domaine temporel) offerte par une largeur de bande $\tilde{B}^{(zlbe)}$ (la résolution de longueur dans le domaine temporel au sens de Fourier est de c/B pour une largeur de bande B). Il signifie aussi que le nombre d'onde peut être considéré indépendant de la fréquence dans cette zone locale.

Ces limites doivent évidemment être toutes inférieures ou égales aux limites définies dans le modèle en zone locale à large bande :

$$\begin{aligned}
 \tilde{D}_e^{(zibe)} &\leq \tilde{D}_e^{(zllb)} \\
 \tilde{D}_r^{(zibe)} &\leq \tilde{D}_r^{(zllb)} \\
 \tilde{T}^{(zibe)} &\leq \tilde{T}^{(zllb)} \\
 \tilde{B}^{(zibe)} &\leq \tilde{B}^{(zllb)}
 \end{aligned} \tag{4.63}$$

mais aussi vérifier la condition supplémentaire suivante :

$$\begin{aligned}
 \left| \frac{f}{c} L_i^{(var)}(t, \vec{r}_e, \vec{r}_r) \right| &\leq \frac{1}{2M} \\
 \left| \frac{f}{c} \left(\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e r_e + \hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r r_r + c \tilde{f}_d^{diff} t \right) \right| &\leq \frac{1}{2M}
 \end{aligned} \tag{4.64}$$

où M est généralement supérieur ou égal à 2 (erreur de phase au plus inférieure ou égale à π dans les deux cas). La relation 4.64 représente l'extension de l'hypothèse bande étroite utilisée dans le contexte du traitement d'antenne, qui prend en compte les positions sur les deux sites mais aussi les variations temporelles. En considérant que la deuxième relation 4.64 est valide sur une plage de fréquence définie par $-\tilde{B}^{(zibe)}/2 \leq f \leq \tilde{B}^{(zibe)}/2$ et en définissant la valeur $\tilde{f}_d^{diff} = \max \left\{ \left| \tilde{f}_d^{diff} \right| \right\}$, on peut exprimer les conditions conjointes sur les limites spatiales d'émission et de réception, temporelle et fréquentielle par :

$$\frac{\tilde{B}^{(zibe)}}{c} \left(\tilde{D}_e^{(zibe)} + \tilde{D}_r^{(zibe)} + c \tilde{f}_d^{diff} \tilde{T}^{(zibe)} \right) = \frac{2}{M} \tag{4.65}$$

$$\frac{\tilde{D}_e^{(zibe)} + \tilde{D}_r^{(zibe)} + c \tilde{f}_d^{diff} \tilde{T}^{(zibe)}}{\lambda_c} = \frac{2f_c}{M \tilde{B}^{(zibe)}} \tag{4.66}$$

où $\lambda_c = c/f_c$ est la longueur d'onde centrale. Les relations 4.65 ou 4.66 expriment le compromis entre les limites fréquentielle, spatiale d'émission, spatiale de réception et temporelle. La relation 4.66 montre que la somme des dimensions spatiales des zones exprimées en longueur d'onde (longueur d'onde centrale), doit rester inférieure à une fraction de l'inverse de la largeur de bande normalisée.

En supposant le milieu statique ($\tilde{f}_d^{diff} = 0$), $M = 2$ et une largeur de bande relative B/f_c (où B est la largeur de bande) de 0,25 % (cas de l'UMTS), on obtient une zone locale de 200 longueurs d'onde qui doit être partagée entre les zones d'émission $\tilde{D}_e^{(zibe)}$ et de réception $\tilde{D}_r^{(zibe)}$ ($\tilde{D}_e^{(zibe)}/\lambda_c + \tilde{D}_r^{(zibe)}/\lambda_c = 200$). Dans le contexte de l'Hiperlan, la largeur de bande relative étant de 0,4 %, on obtient une zone de 125 longueurs d'onde. Dans le contexte de la mesure du canal de transmission, les largeurs de bande relatives peuvent être de 5 % (par exemple $B = 100$ MHz et $f_c = 2$ GHz), ce qui réduit la zone totale à 10 longueurs d'onde. A part pour les systèmes de mesure où la largeur de bande peut être assez élevée, la condition 4.64 sera généralement moins restrictive que les conditions pour le modèle en zone locale à large bande. Ce qui signifie que, dans ce cas, la validité du modèle en zone locale à large bande implique la validité du modèle en zone locale à bande étroite (la largeur de bande étant fixée).

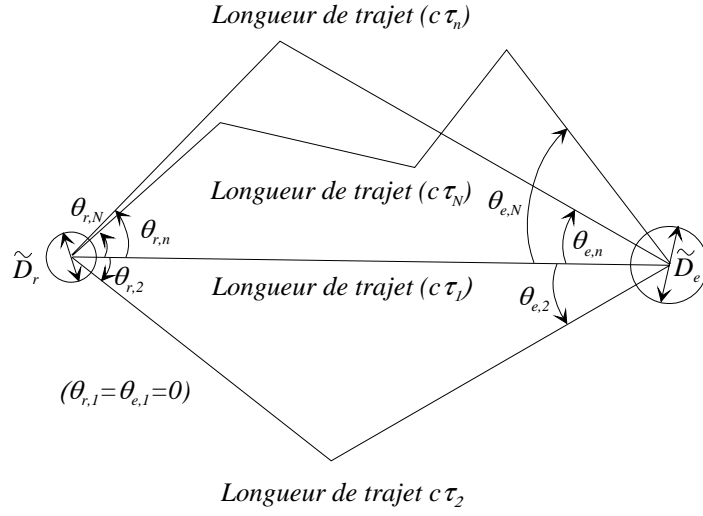


FIG. 4.6 – Géométrie dans le plan azimutal du modèle en zone locale

L'hypothèse représentée par 4.64 signifie que pour n'importe quelle position d'émission, position de réception et instant appartenant à la zone locale, les variations en fréquence autres que celles entraînées par le retard de propagation τ_i doivent être négligeables, c'est à dire que :

$$\exp \left(j2\pi \frac{f}{c} \left(\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e r_e + \hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r r_r + c \tilde{f}_{d,i}^{diff} t \right) \right) \simeq 1 \quad (4.67)$$

En prenant en compte les conditions 4.52, 4.53 et 4.64, l'erreur maximale sur la longueur de trajet, à l'intérieur des limites temporelles $\tilde{T}^{(zibe)}$, fréquentielle $\tilde{B}^{(zibe)}$, spatiale à l'émission $\tilde{D}_e^{(zibe)}$ et spatiale à la réception $\tilde{D}_r^{(zibe)}$, est égale à $(f + f_c) / (Mc) + d_{\max,esp} + d_{\max,tp}$.

Dans la suite, on ne spécifie pas dans la notation des limites de la zone si elles correspondent au modèle en zone locale à large bande ou à bande étroite. Lorsque cela n'est pas spécifié, ces limites sont données dans le contexte du modèle en zone locale à bande étroite que l'on nomme plus simplement modèle en zone locale. Les limites temporelle, fréquentielle, spatiale d'émission et spatiale de réception seront simplement notées \tilde{T} , \tilde{B} , \tilde{D}_e et \tilde{D}_r . La figure 4.6 illustre les aspects géométriques du modèle en zone locale pour une propagation dans le plan azimutal (les limites fréquentielles et temporelles ne sont pas représentées).

Le modèle en zone locale est souvent utilisé mais les conditions dans lesquelles il est valable ne sont généralement pas abordées. Cette partie a permis de définir ces conditions dans le contexte MIMO où l'espace à l'émission conjointement à l'espace à la réception doivent être pris en compte. De plus, ces conditions prennent en compte les milieux non-statiques et les variations en fréquence.

4.5 Déplacement du ou des deux sites

Lorsqu'il y a déplacement du ou des deux sites, comme par exemple dans le contexte cellulaire où le terminal peut être amené à se déplacer au cours de la communication, des variations temporelles supplémentaires du canal de propagation vu par les deux sites apparaissent. Les variations temporelles se déduisent alors des expressions 4.12 et 4.13, respectivement dans un milieu statique et dans un milieu dynamique, et du déplacement éventuel des deux sites.

Dans ce contexte, on définit une nouvelle forme pour la fonction de transfert du canal, entièrement définie par le canal de propagation $\tilde{\mathbf{T}}$ de 4.13 et les trajectoires du site d'émission et du site de réception :

$$\mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \tilde{\mathbf{T}}(t, f, \vec{r}_e + \vec{\rho}_e(t), \vec{r}_r + \vec{\rho}_r(t)) \quad (4.68)$$

où $\vec{\rho}_e(t)$ et $\vec{\rho}_r(t)$ représentent les trajectoires des sites d'émission et de réception, respectivement. Dans l'expression $\mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$, la variable spatiale de position \vec{r}_e est donc relative à une origine qui se déplace selon $\vec{\rho}_e(t)$ et la variable spatiale de position \vec{r}_r est donc relative à une origine qui se déplace selon $\vec{\rho}_r(t)$. Les trajectoires $\vec{\rho}_e(t)$ et $\vec{\rho}_r(t)$ sont relatives, respectivement, aux positions de référence \vec{r}_{0e} et \vec{r}_{0r} . La fonction de transfert $\mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ est donc la matrice de transmission entre les positions absolues d'émission $\vec{r}_{0e} + \vec{\rho}_e(t) + \vec{r}_e$ et de réception $\vec{r}_{0r} + \vec{\rho}_r(t) + \vec{r}_r$. C'est généralement la forme \mathbf{T} qui est définie comme étant le canal de propagation dans le contexte radiomobile. Dans le cas de liaison fixe à fixe, on a $\mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) = \tilde{\mathbf{T}}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$.

Prenons par exemple, le cas d'un émetteur et d'un récepteur isotropes (émetteur et récepteur ponctuels) se déplaçant dans un milieu statique :

$$\mathbf{T}(t, f) = \mathbf{T}(t, f, \vec{0}, \vec{0}) = \tilde{\mathbf{T}}(f, \vec{0} + \vec{\rho}_e(t), \vec{0} + \vec{\rho}_r(t)) \quad (4.69)$$

La relation 4.69 montre que les variations temporelles du canal sont entièrement liées aux variations spatiales au niveau des sites en déplacement.

Le modèle en zone locale de la fonction de transfert du canal s'exprime par :

$$\begin{aligned} \mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) &= \sum_{i=1}^N \alpha_i \chi_i \exp(-j2\pi f_c \tau_i) \exp(-j2\pi f \tau_i) \\ &\times \exp\left(j2\pi \int_0^t f_{d,i}(t') dt'\right) \\ &\times \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} (r_e (\hat{a}_{re,i} \cdot \hat{r}_e) + r_r (\hat{a}_{rr,i} \cdot \hat{r}_r))\right) \end{aligned} \quad (4.70)$$

où $f_{d,i}(t)$ est le décalage Doppler englobant les effets du mouvement des diffuseurs mais aussi du déplacement des sites d'émission et de réception :

$$\begin{aligned} f_{di}(t) &= f_{d,i}^{diff} + f_{d,i}^e(t) + f_{d,i}^r(t) \\ f_{d,i}^e(t) &= \frac{f_c \widehat{a}_{re,i}}{c} \cdot \frac{d\vec{\rho}_e(t)}{dt} \\ f_{d,i}^r(t) &= \frac{f_c \widehat{a}_{rr,i}}{c} \cdot \frac{d\vec{\rho}_r(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.71)$$

Remarquons que les composantes de décalage Doppler liées aux sites d'émission et de réception sont indépendantes du temps dans le seul cas où les déplacements des sites d'émission et de réception sont rectilignes uniformes, c'est à dire que $\vec{\rho}_e(t) = \vec{V}_e t$ et $\vec{\rho}_r(t) = \vec{V}_r t$, $\vec{V}_e = \widehat{V}_e V_e$ et $\vec{V}_r = \widehat{V}_r V_r$ étant, respectivement, les vecteurs vitesses de déplacement des sites d'émission et de réception. Dans ce cas, on parlera de modèle en zone locale à déplacement uniforme et l'expression 4.71 se simplifie par :

$$\begin{aligned} f_{d,i}^e &= \frac{V_e f_c \widehat{a}_{re,i}}{c} \cdot \widehat{V}_e = \frac{V_e f_c}{c} \cos \psi_{e,i} \\ f_{d,i}^r &= \frac{V_r f_c \widehat{a}_{rr,i}}{c} \cdot \widehat{V}_r = \frac{V_r f_c}{c} \cos \psi_{r,i} \end{aligned} \quad (4.72)$$

La zone locale de la fonction de transfert $\mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ peut se définir à partir de la zone locale associée à $\widetilde{\mathbf{T}}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$. En effet, les zones locales dans les domaines spatiaux d'émission \widetilde{D}_e et de réception \widetilde{D}_r , englobent le déplacement éventuel des sites d'émission et de réception ainsi que les positions spatiales. On définit alors de nouvelles limites :

$$\begin{aligned} \widetilde{D}_e &= D_e + D_{e,traj} \\ \widetilde{D}_r &= D_r + D_{r,traj} \end{aligned} \quad (4.73)$$

où D_e et D_r sont les diamètres des sphères définissant, respectivement, l'ensemble des positions \vec{r}_e et \vec{r}_r où $\mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r)$ peut être approchée par le modèle en zone locale. $D_{e,traj}$ et $D_{r,traj}$ sont les diamètres définissant, respectivement, l'ensemble des positions $\vec{\rho}_e(t)$ de la trajectoire du site d'émission et l'ensemble des positions $\vec{\rho}_r(t)$ de la trajectoire du site de réception. La connaissance du déplacement des sites d'émission et de réception permet de déterminer la limite temporelle du modèle en zone locale. En supposant un déplacement uniforme pour les deux sites, on a :

$$\begin{aligned} D_{e,traj} &= V_e T_e \\ D_{r,traj} &= V_r T_r \end{aligned} \quad (4.74)$$

Les relations 4.73 et 4.74 montrent qu'il doit y avoir un compromis entre les limites temporelles imposées par le déplacement et les limites spatiales. La limite temporelle T retenue est la valeur minimale entre T_e , T_r et \widetilde{T} . En pratique, les limites D_e et D_r pourront être choisies, respectivement, comme la dimension des réseaux d'antennes d'émission et

de réception (tant que ces dimensions sont respectivement inférieures à \tilde{D}_e et \tilde{D}_r , ce qui est généralement le cas pour les réseaux utilisés en pratique) et les relations 4.73 et 4.74 permettront de déterminer les longueurs $D_{e,traaj}$ et $D_{r,traaj}$ et donc les durées T_e et T_r si les vitesses de déplacement V_e et V_r sont connues.

Pour les largeurs de bande et les tailles de réseaux utilisées en pratique, le modèle en zone locale est valide mais souvent pour des durées relativement courtes et il est donc nécessaire de prendre en compte les variations temporelles des paramètres de trajet, ce qui donne :

$$\begin{aligned} \mathbf{T}(t, f, \vec{r}_e, \vec{r}_r) &= \sum_{i=1}^{N(t)} \alpha_i(t) \chi_i(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_i(t)) \exp(-j2\pi f \tau_i(t)) \quad (4.75) \\ &\times \exp\left(j2\pi \int_0^t f_{d,i}(t') dt'\right) \\ &\times \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} (r_e (\hat{a}_{re,i}(t) \cdot \hat{r}_e) + r_r (\hat{a}_{rr,i}(t) \cdot \hat{r}_r))\right) \end{aligned}$$

Le modèle exprimé dans 4.75 est utile dans le contexte de la modélisation à moyenne échelle où, contrairement au modèle en zone locale, les trajets sont susceptibles de changer de caractéristiques, d'apparaître ou de disparaître.

Dans le contexte radiomobile à l'extérieur des bâtiments, peu de trajets sont susceptibles de subir des variations temporelles dues au mouvement des obstacles alors que tous les trajets subissent des variations dès que le mobile est en mouvement. Pour cette raison, le milieu est généralement considéré statique quel que soit le trajet i ($f_{d,i}^{diff} = 0$). Par contre, pour les liaisons fixes à fixes, le mouvement des obstacles doit être pris en compte puisqu'il représente la seule cause de variation temporelle des caractéristiques de trajets. Par exemple, le mouvement des personnes à l'intérieur des bâtiments pour les réseaux locaux sans fil sont à prendre en compte dans la simulation du canal. Les valeurs et variations temporelles à moyenne échelle des paramètres sont généralement pris en compte d'une manière probabiliste.

4.6 Prise en compte des antennes et canal de transmission

Le canal de propagation que nous avons défini précédemment décrit le lien entre les champs électriques (ou magnétiques) émis et reçus. Dans les systèmes de communication sans fil, ce sont plusieurs signaux temporels qui sont émis et reçus. Les antennes permettent de transformer ces signaux en champ électromagnétique et inversement le champ électromagnétique en signaux temporels. Le lien entre les signaux temporels émis et reçus est décrit par le canal de transmission. Comme il a été défini, ce canal englobe non seulement le canal de propagation mais aussi les antennes d'émission et de réception (réseaux d'antennes d'émission et de réception).

La prise en compte des antennes, qu'il soit question d'un réseau ou d'une seule antenne nécessite aussi la prise en compte de la rotation de ces dernières au cours du temps. Cette rotation étant utile pour des émetteurs/récepteurs non-isotropes (ce qui est le cas de ceux utilisés en pratique), on inclut cette rotation au cours du temps dans les diagrammes d'antennes (diagrammes variables au cours du temps par rotation). On suppose que pour les dimensions des antennes élémentaires constituant les réseaux utilisés en pratique, l'hypothèse champ lointain est valide. De plus, les ondes sont considérées transverses TEM. Ces deux hypothèses rendent complètes la caractérisation des antennes par leurs diagrammes de rayonnement en polarisation verticale et horizontale.

4.6.1 Forme générale

La prise en compte des réseaux d'antennes dans le canal de transmission permet de relier les signaux temporels émis à ceux reçus. Supposons qu'on utilise un réseau en réception composé de N_r antennes et un réseau en émission composé de M_e antennes. La matrice des FLVT est donc de dimension $N_r \times M_e$ et se définit par :

$$\mathbf{s}(t) = \int \mathbf{T}_{tr}(t, f) \mathbf{e}(t) \exp(j2\pi t f) df \quad (4.76)$$

$$\mathbf{T}_{tr}(t, f) = \begin{bmatrix} T_{tr,1,1}(t, f) & \cdots & T_{tr,1,m}(t, f) & \cdots & T_{tr,1,M_e}(t, f) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ T_{tr,n,1}(t, f) & \cdots & T_{tr,n,m}(t, f) & \cdots & T_{tr,n,M_e}(t, f) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ T_{tr,N_e,1}(t, f) & \cdots & T_{tr,N_e,m}(t, f) & \cdots & T_{tr,N_e,M_e}(t, f) \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

où $\mathbf{e}(t)$ est le vecteur de dimension $M_e \times 1$ des signaux temporels d'entrée et $\mathbf{s}(t)$ est le vecteur de dimension $N_r \times 1$ des signaux temporels de sortie.

La position d'une antenne est définie par son centre de phase. Les vecteurs de coordonnées des positions des antennes d'émission sont notées $\{\mathbf{r}_{e,m}\}_{m=1 \rightarrow M_e}$ et les vecteurs de coordonnées des positions des antennes de réception sont notées $\{\mathbf{r}_{r,n}\}_{n=1 \rightarrow N_r}$ (position relative au déplacement). La matrice des diagrammes de rayonnement du réseau d'émission est notée $\mathbf{G}_e^T(f, \theta_e, \phi_e)$ et celle du réseau de réception $\mathbf{G}_r^T(f, \theta_r, \phi_r)$. L'expression de la fonction de transfert du canal de transmission entre l'antenne m d'émission et l'antenne n de réception s'exprime alors par :

$$T_{tr,n,m}(t, f) = \sum_{i=1}^{N(t, \mathbf{r}_{e,n}, \mathbf{r}_{r,n})} \underbrace{\mathbf{h}_{r,i,n}^T(t, f) \mathbf{T}_i^{(TE)}(t, f, \mathbf{r}_{e,m}(t), \mathbf{r}_{r,n}(t)) \mathbf{h}_{e,i,m}(t, f)}_{T_{tr,i,n,m}(t, f)} \quad (4.78)$$

$$\mathbf{h}_{r,i,n}(t, f) = \mathbf{g}_{r,n, \theta'_r(t), \phi'_r(t)}^{(res)}(f, \theta_{r,i,n}(t), \phi_{r,i,n}(t)) \quad (4.79)$$

$$\mathbf{h}_{e,i,m}(t, f) = \mathbf{g}_{e,m, \theta'_e(t), \phi'_e(t)}^{(res)}(f, \theta_{e,i,m}(t), \phi_{e,i,m}(t)) \quad (4.80)$$

$$\mathbf{r}_{e,m}(t) = \mathbf{M}_e(t) \mathbf{r}_{e0,n} \text{ où } \mathbf{M}_e(0) = \mathbf{I}_3$$

$$\mathbf{r}_{r,n}(t) = \mathbf{M}_r(t) \mathbf{r}_{r0,n} \text{ où } \mathbf{M}_r(0) = \mathbf{I}_3$$

où l'angle $\theta_{r,i,n}$ est l'angle d'azimut du trajet i à la position $\mathbf{r}_{r,n}$ de réception, l'angle $\phi_{r,i,n}$ est l'angle de coélévation du trajet i à la position $\mathbf{r}_{r,n}$ de réception, l'angle $\theta_{e,i,m}$ est l'angle d'azimut du trajet i à la position $\mathbf{r}_{e,m}$ d'émission et l'angle $\phi_{e,i,m}$ est l'angle de coélévation du trajet i à la position $\mathbf{r}_{e,m}$ d'émission. Les matrices $\mathbf{M}_e(t)$ et $\mathbf{M}_r(t)$ sont les matrices de rotation de réseau et sont déterminées, respectivement, par les angles de rotation $\theta'_e(t)$, $\phi'_e(t)$ et $\theta'_r(t)$, $\phi'_r(t)$. Le déplacement en translation des réseaux d'antennes est intrinsèquement pris en compte dans $\mathbf{T}_i^{(TE)}$. En plus des déplacements en translation éventuels des sites d'émission et de réception et du mouvement des diffuseurs, les rotations des réseaux d'antennes peuvent entraîner des changements conséquents sur l'atténuation des trajets au cours du temps.

4.6.2 Formes simplifiées

Généralement, on peut considérer que le modèle en zone locale dans le domaine spatial est valide vis à vis des zones spatiales couvertes par les réseaux d'émission et de réception, ce qui permet de simplifier 4.78, 4.79 et 4.80 par :

$$T_{tr,n,m}(t,f) = \sum_{i=1}^{N(t)} \mathbf{h}_{r,i,n}^T(t,f) \mathbf{T}_i^{(TE)}(t,f, \mathbf{r}_{e,m}(t), \mathbf{r}_{r,n}(t)) \mathbf{h}_{e,i,m}(t,f) \quad (4.81)$$

$$\mathbf{h}_{r,i,n}(t,f) = \mathbf{g}_{r,n,\theta'_r(t),\phi'_r(t)}^{(res)}(f, \theta_{r,i}(t), \phi_{r,i}(t)) \quad (4.82)$$

$$\mathbf{h}_{e,i,m}(t,f) = \mathbf{g}_{e,m,\theta'_e(t),\phi'_e(t)}^{(res)}(f, \theta_{e,i}(t), \phi_{e,i}(t)) \quad (4.83)$$

Les angles décrivant les directions d'arrivée sur les deux sites sont alors indépendants des positions d'émission et de réception. Un modèle encore plus simple, généralement valide dans le contexte de la mesure, consiste à considérer, en plus de l'approximation en zone locale dans le domaine spatial, qu'il n'y a pas de rotation de réseau d'antennes au cours du temps. Dans ce cas, l'expression 4.81 se simplifie encore pour donner :

$$T_{tr,n,m}(t,f) = \sum_{i=1}^{N(t)} \mathbf{h}_{r,i,n}^T(f) \mathbf{T}_i^{(TE)}(t,f, \mathbf{r}_{e,m}, \mathbf{r}_{r,n}) \mathbf{h}_{e,i,m}(f) \quad (4.84)$$

$$\mathbf{h}_{r,i,n}(t,f) = \mathbf{g}_{r,n}^{(res)}(f, \theta_{r,i}, \phi_{r,i}) \quad (4.85)$$

$$\mathbf{h}_{e,i,n}(t,f) = \mathbf{g}_{e,n}^{(res)}(f, \theta_{e,i}, \phi_{e,i}) \quad (4.86)$$

Dans le contexte des systèmes de communications, les largeurs de bande sont telles que les antennes peuvent être considérées non-sélectives et le canal peut être approché par le modèle en zone locale à bande étroite dans les domaines spatiaux et fréquentiels,

ce qui simplifie 4.84 :

$$T_{tr,n,m}(t,f) = \sum_{i=1}^{N(t)} \underbrace{\alpha_i(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_i(t)) \mathbf{h}_{r,i,n}^T(t) \chi_i(t) \mathbf{h}_{e,i,m}(t)}_{\text{Amplitude complexe}} \quad (4.87)$$

$$\times \exp(-j2\pi f \tau_i(t)) \exp\left(j2\pi f_c \int_0^t \tilde{f}_{d,i}^{diff}(t') dt'\right)$$

$$\times \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} (\mathbf{a}_{re,i}(t) \cdot \mathbf{r}_{e,m} + \mathbf{a}_{rr,i}(t) \cdot \mathbf{r}_{r,n})\right)$$

$$\mathbf{h}_{r,i,n}^T(t) = \mathbf{g}_{r,n}^{(res)}(0, \theta_{r,i}, \phi_{r,i}) \quad (4.88)$$

$$\mathbf{h}_{e,i,n}(t) = \mathbf{g}_{e,n}^{(res)}(0, \theta_{e,i}, \phi_{e,i}) \quad (4.89)$$

4.6.3 Plusieurs types d'échantillonnage

Dans la suite, on présente différents types d'échantillonnage spatial du champ électromagnétique.

Lorsque chaque réseau d'antennes comporte des antennes identiques et plutôt omnidirectionnelle, orientées dans la même direction mais positionnées différemment les unes des autres, on peut considérer que les réseaux effectuent un échantillonnage spatial de position du champ électromagnétique. Dans ce cas, on peut représenter le canal de transmission de la manière suivante :

$$T_{tr}(t,f, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r) = \sum_{m=1}^{M_e} \sum_{n=1}^{N_r} T_{tr,n,m}(t,f) \delta(\mathbf{r}_e - \mathbf{r}_{e,m}) \delta(\mathbf{r}_r - \mathbf{r}_{r,n}) \quad (4.90)$$

Quand chaque réseau d'antennes comporte des antennes identiques et directives, dont les centres de phase sont identiques mais orientés dans différentes directions, on peut considérer que le réseau effectue un échantillonnage spatial de direction du champ électromagnétique. Dans ce cas, on peut représenter le canal de transmission de la manière suivante :

$$T_{tr}(t,f, \theta_e, \phi_e, \theta_r, \phi_r) = \sum_{m=1}^{M_e} \sum_{n=1}^{N_r} T_{tr,n,m}(t,f) \delta(\theta_e - \theta_{e,m}; \phi_e - \phi_{e,m}) \delta(\theta_r - \theta_{r,n}; \phi_r - \phi_{r,n}) \quad (4.91)$$

Quand chaque réseau d'antennes comporte des antennes identiques et plutôt omnidirectionnelle, de même centre de phase, orientées dans 3 directions perpendiculaires et de polarisation linéaire, on peut considérer que le réseau effectue un échantillonnage spatial de la polarisation du champ électromagnétique. Dans ce cas, la notation 4.77 pourra être utilisée et la matrice $\mathbf{T}_{tr}(t,f)$ de dimension 3×3 peut être considérée comme la liaison entre les composantes cartésiennes de polarisation. En utilisant 3 boucles, on échan-

tillonnerait le champ magnétique et en utilisant 3 dipôles on échantillonnerait le champ électrique.

Les relations 4.90 et 4.91 montrent qu'un même canal de propagation peut entraîner des canaux de transmission très différents selon le type de réseau utilisé.

Enfin, il est possible d'obtenir un échantillonnage conjoint (polarisation et position, polarisation et direction, direction et position, ou polarisation, position et direction) permettant d'estimer, sous certaines conditions sur les réseaux employés, tous les paramètres associés au canal de propagation à partir du canal de transmission. Les réseaux d'antennes les plus efficaces pour une estimation de tous les paramètres associés au canal de propagation sont les réseaux sphériques à double polarisation. De tels réseaux utilisés sur les deux sites et associés à des méthodes d'estimation adéquates permettraient d'"enlever" entièrement l'effet des antennes sur le canal. Généralement, les réseaux utilisés ne permettent d'estimer les angles que dans un plan, dans une certaine ouverture angulaire, et/ou pour une certaine polarisation.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une approche physique de la modélisation microscopique du canal de propagation et du canal de transmission. Cette approche permet de rendre compte des changements à long terme du canal tels que les changements des caractéristiques des trajets ou l'apparition/disparition de ceux-ci. Elle permet de représenter n'importe quel type de canal tant que celui-ci ne fait intervenir que des ondes uniformes. Ce modèle prend en compte toutes les caractéristiques de propagation, dont les dimensions spatiales de position, de direction et de polarisation, ce qui rend son utilisation possible pour n'importe quel type d'antennes ou de réseaux d'antennes. De plus, l'approche intègre le mouvement des diffuseurs en séparant leurs influences de celle du déplacement du ou des sites d'émission/réception.

Dans les deux premières parties, on a proposé une description physique du canal de propagation basée sur une décomposition en trajets élémentaires. Un exemple, basé sur un raisonnement géométrique, permettant de modéliser les trajets a été présenté.

Dans la troisième partie, on a démontré qu'une description du canal par un ensemble fini de paramètres constants était possible sous certaines conditions. Les conditions d'approximation de ce modèle ont été mises en évidence notamment en prenant en compte l'aspect spatial conjointement sur les deux sites. Cette analyse a permis d'introduire le modèle en zone locale dans le cas large bande et bande étroite ainsi que les limites temporelle, spatiale et fréquentielle dans lesquelles ils sont valides.

Dans les deux dernières parties, on s'est intéressé à l'application de cette approche dans le contexte des communications sans fil où les antennes peuvent être déplacées. D'une part, on a défini une nouvelle forme de fonction de transfert du canal dans le cas où au moins l'un des deux sites, émission ou réception, est en mouvement et d'autre

part, on a pris en compte les antennes et leurs rotations éventuelles dans l'espace 3D afin d'obtenir la fonction matricielle du canal de transmission dans le contexte MIMO.

Chapitre 5

Caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation sans fil

5.1 Introduction

Puisque les signaux traités dans un contexte MIMO varient dans le temps et dans l'espace, la représentation et la caractérisation du canal prendront ces deux domaines en considération, d'où le terme de "caractérisation spatio-temporelle". Avec les systèmes MIMO, la caractérisation du canal de transmission se rapproche un peu plus de la caractérisation de la propagation des ondes (électromagnétiques) en milieu non guidé. En effet, pour les systèmes classiques SISO, la considération d'un système linéaire dans le domaine temporel (FLVT) est suffisante, ce qui constitue le même type de description que pour les systèmes filaires. Au contraire, dans le cas des systèmes MIMO, la considération d'un système linéaire dans les domaines temps et espace est beaucoup plus adaptée même si une description par une batterie de FLVT, comme suggéré sur la figure 5.1 (canal de transmission MIMO), est suffisante du point de vue système (elle contient implicitement le milieu de propagation et les antennes).

Cette description conjointe dans les domaines temps et espace constitue une description propre aux communications sans fil. Ces remarques montrent que du point de vue de la modélisation du canal, il est important de séparer le système antenne, c'est à dire les réseaux d'antennes qui sont propres au système et le canal de propagation qui ne dépend quant à lui que du milieu de propagation (ainsi que de la configuration géométrique, temporelle et fréquentielle de la liaison), comme cela est représenté sur la figure 5.1. Dans la suite, on s'intéresse essentiellement au canal de propagation prenant en compte la dimension polarisation, c'est à dire aux liens entre les vecteurs 3D de signaux spatio-temporels d'entrée et de sortie.

Si dans le domaine temporel, ce type de caractérisation a été largement étudié et éclairci depuis l'article de Bello en 1963 [10], la plupart des études de ce type concernant le domaine spatial [326, 525, 530–532] s'applique au cas SIMO (ou MISO), intègre les antennes

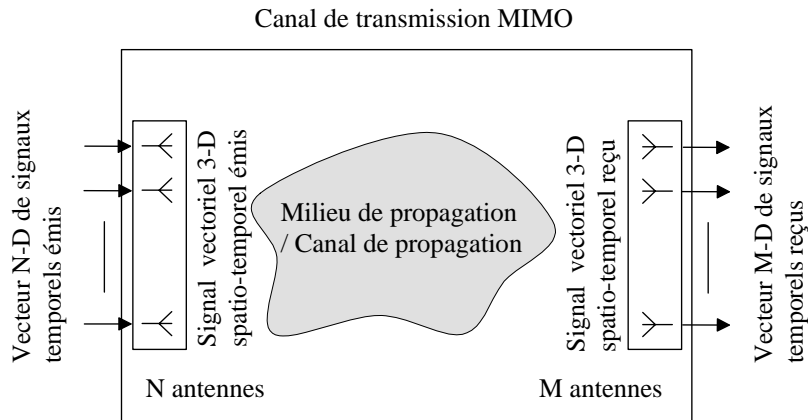


FIG. 5.1 – Canal de propagation et canal de transmission.

dans le canal, suppose une propagation en 2D et/ou manque de généralité. On retrouve quelques études portant sur la caractérisation dans un contexte MIMO [1, 533, 534], mais celles-ci ne prennent en compte ni la dimension polarisation ni les phénomènes physiques de propagation permettant de simplifier la description (comme le fait que le nombre d'onde est constant pour un milieu et une fréquence donnés). Ce chapitre est une extension des travaux initialement reportés dans [535, 536] et a pour objectif de formaliser la caractérisation spatio-temporelle dans le contexte des communications sans fil MIMO tout en intégrant les références cités précédemment comme des cas particuliers.

Dans une première partie, on développe quelques méthodes de caractérisation du signal vectoriel spatio-temporel rencontré dans le contexte de la propagation radioélectrique. Ces développements s'appuient sur la TF et la STFT (Short Term Fourier Transform ou transformée de Fourier à temps court) ainsi que sur les changements de variables cartésiennes-sphériques d'une fonction vectorielle complexe de variables d'espace. Connaissant les particularités du signal vectoriel spatio-temporel, il est ainsi possible en se basant, en plus, sur la théorie des systèmes linéaires et de leur caractérisation, de définir le canal, c'est à dire l'entité liant les signaux vectoriels spatio-temporels. Ceci fait l'objet de la deuxième partie pour le canal déterministe et de la troisième partie pour le canal stochastique (que l'on caractérise à l'ordre 2). La dimension temporelle, si elle est bien connue, sera tout de même présentée afin d'obtenir une caractérisation complète du canal et de comparer, quand cela met en valeur certaines différences, le domaine spatial au domaine temporel. Dans toute la suite, on utilise la représentation complexe des signaux et des systèmes [45].

5.2 Le signal vectoriel spatio-temporel

Comme nous l'avons vu dans les chapitres 3 et 4, le champ électrique et le champ magnétique peuvent être représentés par un signal vectoriel de dimension 3 variant dans le temps et dans l'espace 3D. Si cette représentation peut s'appliquer à n'importe quel

type de champ (électrique ou magnétique), nous l'utilisons et l'analysons plus en détail, dans le contexte de signaux se propageant dans un milieu non-dispersif s'apparentant au vide.

L'analyse d'un signal passe par la définition d'une ou de plusieurs transformées. Comme dans le cas de l'analyse harmonique temporelle, nous nous intéressons plus particulièrement à la décomposition sur des exponentielles complexes (définies dans le domaine temporel et spatial) aussi appelées cissoïdes, c'est à dire à des transformées basées sur l'analyse de Fourier.

5.2.1 Cas général 3D

Le cas général 3D est le cas où le signal vectoriel spatio-temporel varie selon la dimension temporelle et les 3 dimensions spatiales d'un repère géométrique orthonormé.

On définit la TF multidimensionnelle du signal vectoriel spatio-temporel $\mathbf{s}(t, \mathbf{r}) = [s_x \ s_y \ s_z]^T \in \mathbb{C}^3$ (rappelons qu'il est en fait l'enveloppe complexe du signal) par :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(f, \mathbf{k}) &= \mathbf{S}(f, k_x, k_y, k_z) = \mathbf{S}(f, k, \theta, \phi) \\ &= \int_{\mathbb{R}^3} \int_{\mathbb{R}} \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) \exp(-j(2\pi ft - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})) dt d^3\mathbf{r} \\ &= \int_{\mathbb{R}} \int_0^{+\infty} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \mathbf{s}(t, r, \Theta, \Phi) \exp(-j(2\pi ft - r\mathbf{k} \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Theta, \Phi))) r^2 \sin(\Phi) d\Theta d\Phi dr dt \end{aligned} \quad (5.1)$$

où $f \in \mathbb{R}$ est la fréquence temporelle relative à la fréquence centrale ($\omega = 2\pi f$ est la pulsation temporelle) et t est le temps. $\mathbf{k} \in \mathbb{R}^3$ est la pulsation spatiale, équivalente au vecteur d'onde, définie par :

$$\begin{aligned} \mathbf{k} &= [k_x \ k_y \ k_z]^T = k\hat{\mathbf{k}} \\ \hat{\mathbf{k}} &= [\cos(\theta) \sin(\phi) \quad \sin(\theta) \sin(\phi) \quad \cos(\phi)] = \hat{\mathbf{a}}_r(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (5.2)$$

où k est le nombre d'onde et, θ et ϕ sont les angles d'azimut et de coélévation désignant la direction du vecteur d'onde, c'est à dire la direction de propagation. $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^3$ est la position spatiale définie par :

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r_x \ r_y \ r_z]^T = r\hat{\mathbf{r}} \\ \hat{\mathbf{r}} &= [\cos(\Theta) \sin(\Phi) \quad \sin(\Theta) \sin(\Phi) \quad \cos(\Phi)] = \hat{\mathbf{a}}_r(\Theta, \Phi) \end{aligned} \quad (5.3)$$

où r est la distance du point à l'origine et Θ et Φ sont les angles d'azimut et de coélévation désignant la direction par rapport à l'origine de la position.

La TF multidimensionnelle inverse permet d'obtenir le signal vectoriel spatio-temporel à partir du spectre par :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) &= \mathbf{s}(t, r_x, r_y, r_z) = \mathbf{s}(t, r, \Theta, \Phi) & (5.4) \\
 &= \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{\mathbb{R}^3} \int_{\mathbb{R}} \mathbf{S}(f, \mathbf{k}) \exp^{j(2\pi ft - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})} df d^3 \mathbf{k} \\
 &= \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{\mathbb{R}} \int_0^{+\infty} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \mathbf{S}(f, k, \theta, \phi) \exp(j(2\pi ft - k \hat{\mathbf{a}}_r(\Theta, \Phi) \cdot \mathbf{r})) k^2 \sin(\phi) d\theta d\phi df dk
 \end{aligned}$$

Le spectre de Fourier $\mathbf{S}(f, \mathbf{k})$ ($\mathbf{S} = [S_x \ S_y \ S_z]^T \in \mathbb{C}^3$) correspond à une décomposition en ondes harmoniques planes réelles (onde uniforme dans un milieu sans pertes). L'amplitude complexe de l'onde plane réelle de vecteur d'onde \mathbf{k} (c'est à dire de nombre d'onde k et de direction θ et ϕ en azimut et coélévation respectivement) et de fréquence f est égale à $\mathbf{S}(f, \mathbf{k}) d^3 \mathbf{k} df / (2\pi)^3 = \mathbf{S}(f, k, \theta, \phi) k^2 \sin(\phi) d\theta d\phi df / (2\pi)^3$. En utilisant 5.1 et 5.4, on peut aussi déduire le spectre de pulsation spatiale variant dans le temps $\mathbf{S}(t, \mathbf{k})$ et le spectre fréquentiel variant dans l'espace $\mathbf{S}(f, \mathbf{r})$.

Au regard des propriétés de la TF, toute onde peut donc être représentée par une somme d'ondes planes réelles. Cette remarque montre que n'importe quelle distribution d'énergie dans l'espace et le temps, qu'elle soit périodique ou non, propagée ou non, peut être représentée par une superposition d'ondes planes périodiques se propageant. L'ensemble des ondes planes pouvant coexister dans un milieu physique donné, est fixé par l'équation d'onde décrivant le milieu. L'équation d'onde peut être vue comme un filtre linéaire spatio-temporel venant restreindre l'ensemble des ondes planes pouvant coexister dans une situation donnée [77].

De même que la TF d'un signal spatio-temporel est une décomposition en ondes planes réelles, la transformée de Laplace d'un signal spatio-temporel est une décomposition en ondes planes complexes. Le spectre de Laplace doit s'accompagner de la zone de convergence (les limites d'intégration de la deuxième relation de 5.1 doivent appartenir à cette zone). Dans la suite, on utilise exclusivement les fonctions de base de Fourier, c'est à dire les exponentielles complexes ($\exp(+/- j(2\pi ft - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}))$) avec $f, \mathbf{k} \in \mathbb{R}$, car elles permettent une interprétation physique intuitive des phénomènes du fait que les ondes peuvent effectivement être considérées planes et réelles dans notre contexte.

Dans la suite du document et pour plus de lisibilité, on pourra noter quand cela est utile $\Xi = [\Theta \ \Phi]$, $\Omega = [\theta \ \phi]$ ($\hat{\mathbf{a}}_r(\Omega) = \hat{\mathbf{a}}_r(\theta, \phi)$ par exemple), $d\Xi = \sin(\Phi) d\Theta d\Phi$ et $d\Omega = \sin(\phi) d\theta d\phi$. Les notations intégrales sont simplifiées et les bornes d'intégration ne sont plus spécifiées (par exemple, $\int d\Omega = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} d\Omega$ ou $\int dr = \int_0^{+\infty} dr$).

5.2.2 Cas général 1D

Le cas général 1D est le cas où le signal vectoriel spatio-temporel varie selon la dimension temporelle et selon une seule dimension spatiale. Dans le contexte des communications sans fil terrestres, ce cas est utile pour la caractérisation de signaux issus de réseaux ULA (Uniform Linear Array ou réseau linéaire uniforme) ou dans le cadre du déplacement rectiligne d'un mobile. La dépendance à la position spatiale peut alors se faire par l'intermédiaire d'une seule variable d'espace, la distance pour la direction considérée. De plus, ce type de caractérisation, si elle n'est pas complète dans le cas le plus général, a l'avantage de simplifier la représentation graphique et conceptuelle. Nous choisissons que cette coordonnée scalaire d'espace représente la coordonnée sur une ligne droite (elle aurait aussi pu représenter une coordonnée d'espace sur une ligne courbe ce qui n'est pas utile dans notre contexte, mais qui pourrait l'être dans le cas de réseau circulaire).

En supposant que le signal spatio-temporel est défini pour une direction particulière $\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')$, on peut définir les relations suivantes entre un spectre en nombre d'onde-fréquence et le signal vectoriel spatio-temporel :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{\Xi'}(f, \tilde{k}) &= \int \int \mathbf{s}_{\Xi'}(t, r) \exp(-j(2\pi ft - \tilde{k}r)) dt dr \\ \mathbf{s}_{\Xi'}(t, r) &= \frac{1}{2\pi} \int \int \mathbf{S}_{\Xi'}(f, \tilde{k}) \exp(j(2\pi ft - \tilde{k}r)) df d\tilde{k} \end{aligned} \quad (5.5)$$

où $\mathbf{s}_{\Xi'}(t, r) = \mathbf{s}(t, r, \Theta', \Phi')$ est le signal vectoriel spatio-temporel considéré dans la direction de déplacement $\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')$ et \tilde{k} est le nombre d'onde exprimé en rad/m. En appliquant 5.4, on obtient la relation suivante entre le spectre en vecteur d'onde-fréquence et le signal vectoriel spatio-temporel :

$$\mathbf{s}_{\Xi'}(t, r) = \frac{1}{(2\pi)^3} \int \int \mathbf{S}(f, \mathbf{k}) \exp(j(2\pi ft - r\mathbf{k} \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi'))) df d^3\mathbf{k} \quad (5.6)$$

A partir des relations 5.5 et 5.6, on peut exprimer le spectre en nombre d'onde-fréquence à partir du spectre en vecteur d'onde-fréquence par :

$$\mathbf{S}_{\Xi'}(f, \tilde{k}) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int \mathbf{S}(f, \mathbf{k}) \delta(\tilde{k} - \mathbf{k} \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')) d^3\mathbf{k} \quad (5.7)$$

Géométriquement l'intégration 5.7 collecte toutes les valeurs du spectre en vecteur d'onde-fréquence dont le vecteur d'onde vérifie $\tilde{k} = \mathbf{k} \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')$. Il est important de noter qu'il n'est pas possible, dans le cas le plus général, d'obtenir le spectre en vecteur d'onde-fréquence $\mathbf{S}(f, \mathbf{k})$ à partir du spectre en nombre d'onde-fréquence $\mathbf{S}_{\Xi'}(f, \tilde{k})$. On peut appuyer sur le fait que $\mathbf{S}_{\Xi'}(f, \tilde{k}) \neq \mathbf{S}(f, \mathbf{k} \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi'))$ même si $\mathbf{s}_{\Xi'}(t, r) = \mathbf{s}(t, r \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi'))$.

5.2.3 Signal spatio-temporel constitué d'ondes planes réelles

Lorsque les ondes constituant le signal spatio-temporel sont effectivement (c'est à dire physiquement) des ondes planes réelles, il est possible de simplifier la caractérisation décrite dans 5.2.1 et 5.2.2. En effet, dans ce cas, l'ensemble des valeurs de fréquence et de vecteur d'onde où le spectre $\mathbf{S}(f, \mathbf{k})$ peut potentiellement prendre des valeurs différentes de 0 (support du spectre $\mathbf{S}(f, \mathbf{k})$), dépend de la relation de dispersion $k'(f)$ caractéristique du milieu physique de propagation ($k'(f) \in \mathbb{R}$ puisque le milieu est considéré sans pertes). Le support du spectre $\mathbf{S}(f, \mathbf{k})$ est défini par l'ensemble des valeurs de fréquence et de vecteur d'onde, qui vérifient la relation suivante :

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{k} = k = k'(f) \quad (5.8)$$

Appuyons sur le fait que le support défini par 5.8 n'est valable que si les ondes sont effectivement planes et réelles. Par exemple, le support du spectre en vecteur d'onde d'une onde sphérique monochromatique présente un étalement du nombre d'onde [77] et la relation 5.8 n'est donc plus vérifiée et ceci même dans un milieu sans pertes de relation de dispersion $k'(f)$.

Dans un milieu sans pertes non-dispersif en fréquence où la vitesse de propagation est c (comme c'est le cas du vide), la relation de dispersion est linéaire et le support du spectre $\mathbf{S}(f, \mathbf{k})$ est décrit par :

$$k = k'(f) = \sqrt{k_x'^2 + k_y'^2 + k_z'^2} = \frac{2\pi(f + f_c)}{c} = \frac{2\pi}{\lambda'(f)} \quad (5.9)$$

Afin de mieux comprendre ce qu'implique cette relation, on se place dans le cas d'une propagation dans un plan. En considérant une propagation dans le plan horizontal xy ($k_z = 0$), l'ensemble des valeurs possibles de f , k_x et k_y est donc défini par un cône dont l'axe principal est l'axe des fréquences f (le repère étant orthonormé et formé par l'axe des k_x , l'axe des k_y et l'axe des fréquences f comme représenté sur la figure 5.2).

Un point de ce cône correspond au support du spectre d'un signal monochromatique se propageant dans une direction particulière sous forme d'une onde plane réelle. Une ligne verticale inscrite dans la surface du cône correspond au support du spectre d'un signal large bande se propageant dans une direction particulière sous la forme d'une onde plane réelle. Un cercle horizontal inscrit dans le cône correspond au support du spectre d'un signal monochromatique se propageant dans toutes les directions sous la forme d'ondes planes réelles. Une portion délimitée par deux cercles horizontaux inscrits dans le cône et séparés verticalement, correspond au support du spectre d'un signal large bande se propageant dans toutes les directions sous forme d'ondes planes réelles. C'est ce dernier cas qui nous intéresse dans la suite.

Dans le cas où le nombre d'onde est une fonction de la fréquence, on peut définir :

$$\mathbf{s}(t, \mathbf{r}) = \mathbf{s}_P(t, \mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi} \int \int \mathbf{S}_P(f, \boldsymbol{\Omega}) \exp(j(2\pi ft - k'(f) \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}) \cdot \mathbf{r})) d\boldsymbol{\Omega} df \quad (5.10)$$

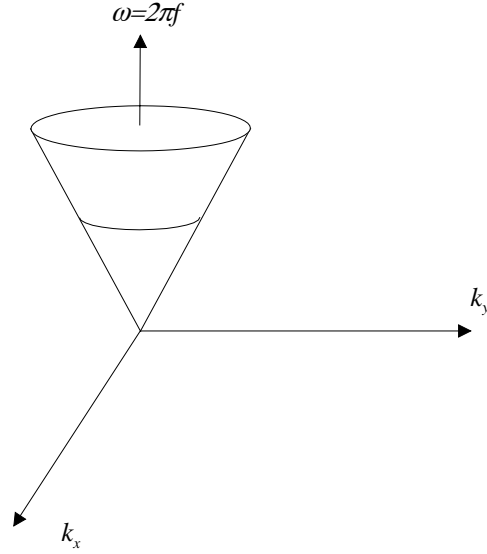


FIG. 5.2 – Support possible du spectre de pulsation spatiale-fréquence dans un milieu sans perte non-dispersif en fréquence

où $\mathbf{S}_P(f, \mathbf{\Omega})$ est le spectre direction-fréquence (exprimé en unité homogène à \mathbf{s} par Hz, où l'indice P est relatif au mot "plane" d'onde plane), aussi appelé spectre angle-fréquence 3D. L'amplitude complexe de l'onde plane de direction d'azimut θ , de coélévation ϕ et de fréquence f est égale à $\mathbf{S}_P(f, \theta, \phi) \sin(\phi) d\theta d\phi df / 4\pi$. Par identification de 5.10 à la troisième ligne de 5.4, on peut trouver :

$$\mathbf{S}_P(f, \mathbf{\Omega}) = \frac{4\pi}{(2\pi)^3} \int \mathbf{S}(f, k, \theta, \phi) \delta(k - k'(f)) k^2 dk = \mathbf{S}(f, k'(f), \theta, \phi) \frac{k'(f)^2}{2\pi^2} \quad (5.11)$$

Le spectre direction-fréquence se calcule alors à partir du signal spatio-temporel par :

$$\mathbf{S}_P(f, \mathbf{\Omega}) = \frac{2}{(\lambda'(f))^2} \int \int \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) \exp\left(-j\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{\lambda'(f)} \hat{\mathbf{a}}_r(\mathbf{\Omega}) \cdot \mathbf{r}\right)\right) dt d^3\mathbf{r} \quad (5.12)$$

où $\lambda'(f)$ est la longueur d'onde dans le milieu considéré. Même si la relation de dispersion du milieu $k'(f)$ n'est pas connue, il est possible de l'estimer à partir de $\mathbf{S}(f, k, \theta, \phi)$ et ce, d'autant plus facilement que le signal est large bande. De plus $\mathbf{S}(f, k, \theta, \phi)$ permet de vérifier si la décomposition 5.10 est valide. La non-validité de 5.10 permet de mettre en valeur le fait que le signal spatio-temporel n'est pas physiquement composé d'ondes planes réelles.

En plus du spectre direction-fréquence, il est possible de définir un spectre de fréquence variant dans l'espace ainsi qu'un spectre de direction variant dans le temps. Il faut tout de même remarquer que le spectre de direction variant dans le temps n'est pas immédiat à obtenir. En effet, il n'est pas possible de l'obtenir à partir du signal spatio-temporel

puisque la transformation permettant de passer de la variable spatiale de position à une variable angulaire de direction des ondes Ω nécessite la variable fréquentielle 5.12. Il est par contre possible d'obtenir ce spectre à partir du spectre direction-fréquence défini dans 5.12 par TF inverse dans le domaine temporel. De même, il n'est pas possible d'obtenir le signal spatio-temporel $\mathbf{s}(t, \mathbf{r})$ directement par TF dans le domaine spatial du spectre de direction variant dans le temps mais seulement en repassant par le spectre direction-fréquence. Ces remarques sont bien illustrées par la figure 5.3 (en particulier la flèche en pointillés indique que la transformation n'est pas possible).

Si le signal spatio-temporel est décrit par 5.10, il est possible d'exprimer le spectre en nombre d'onde-fréquence 5.5 en fonction du spectre direction-fréquence par :

$$\mathbf{S}_{P, \Xi'}(f, \tilde{k}) = \frac{1}{2} \int \mathbf{S}_P(f, \Omega) \delta(\tilde{k} - k'(f) \hat{\mathbf{a}}_r(\Omega) \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')) d\Omega \quad (5.13)$$

De même que ce qui a été remarqué dans la partie 5.2.2, le spectre en nombre d'onde-fréquence $\mathbf{S}_{P, \Xi'}(f, \tilde{k})$ pour une direction particulière dans l'espace n'est pas suffisant pour obtenir $\mathbf{S}_P(f, \Omega)$. La forme de 5.13 montre que la valeur du spectre en un nombre d'onde \tilde{k} est la somme de toutes les valeurs $\mathbf{S}_P(f, \Omega)$ dont la direction Ω relative à l'axe de déplacement $\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')$ est telle que $\hat{\mathbf{a}}_r(\Omega) \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi') = \cos(\psi)$, c'est à dire la somme de toutes les ondes incidentes dont la direction fait un angle ψ avec la direction $\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')$ de l'espace (les vecteurs unitaires de direction $\hat{\mathbf{a}}_r(\Omega)$ forment un cône dont l'axe principal est la direction portée par le vecteur unitaire $\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')$). Le spectre $\mathbf{S}_{\Xi'}(f, \tilde{k})$ est donc nul pour des valeurs (absolues) de nombre d'onde \tilde{k} supérieures à $k'(f)$ et il serait alors possible d'exprimer ce spectre en fonction de $\psi = \arccos(\hat{\mathbf{a}}_r(\Omega) \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')) = \arccos(\tilde{k}/k'(f))$ (où l'angle ψ varie de 0 à π) plutôt que de \tilde{k} :

$$\mathbf{S}'_{P, \Xi'}(f, \psi) = \mathbf{S}_{P, \Xi'}(f, \tilde{k}) k'(f) \sqrt{1 - \left(\frac{\tilde{k}}{k'(f)}\right)^2} \quad (5.14)$$

Dans le cas particulier où la propagation se fait dans le plan horizontal xy ($\mathbf{S}_P(f, \theta, \phi) = \mathbf{S}_P(f, \theta) \delta(\phi - \pi/2)$) et que le vecteur unitaire de direction du déplacement $\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi')$ est aussi compris dans le plan xy (angle de déplacement Θ' en azimut et $\Phi' = \pi/2$ en coélévation), on peut exprimer le spectre de nombre d'onde par :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{P, \Theta'}(f, \tilde{k}) &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \mathbf{S}_P(f, \theta) \delta(\tilde{k} - k'(f) \cos(\theta - \Theta')) d\theta \\ &= \frac{\mathbf{S}_P\left(f, \Theta' + \arccos \frac{\tilde{k}}{k'(f)}\right) + \mathbf{S}_P\left(f, \Theta' - \arccos \frac{\tilde{k}}{k'(f)}\right)}{2k'(f) \sqrt{1 - \left(\frac{\tilde{k}}{k'(f)}\right)^2}} \text{ pour } \tilde{k} < k'(f) \end{aligned} \quad (5.15)$$

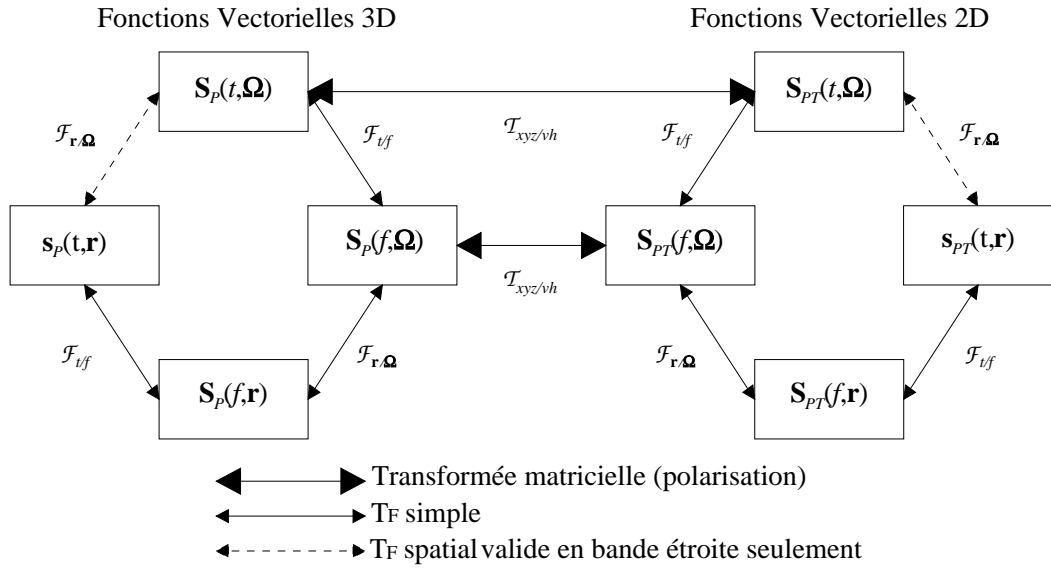


FIG. 5.3 – Représentation d'un signal spatio-temporel par différentes fonctions

La relation 5.15 est une formule bien connue dans le contexte radiomobile : c'est celle qui a originalement été utilisée par [175] puis par [176] pour le calcul du spectre Doppler et de la fonction de corrélation associée aux évanouissements temporels à bande étroite. Dans le cas où 5.15 est vérifiée, on a $\mathbf{S}'_{P, \Xi'}(f, \psi) = (\mathbf{S}_P(f, \Theta' + \psi) + \mathbf{S}_P(f, \Theta' - \psi)) / 2$, c'est à dire que le spectre angulaire $\mathbf{S}'_{P, \Xi'}(f, \psi)$ est égal à la moyenne du spectre angulaire azimutal pris en $\Theta' + \psi$ (angle ψ avec la direction Θ' d'évaluation) et en $\Theta' - \psi$ (angle ψ avec la direction Θ' d'évaluation). Ceci traduit bien l'ambiguïté des réseaux linéaires et explique l'intérêt des réseaux linéaires rayonnant dans un secteur angulaire limité inférieur à 180° autour de l'axe perpendiculaire à l'axe du réseau.

Le spectre angle-fréquence $\mathbf{S}_P(f, \theta, \phi)$ permet de représenter entièrement un signal spatio-temporel constitué d'ondes planes réelles dès lors que la relation de dispersion du milieu est connue. Ceci montre la capacité des antennes tournantes ou multi-faisceaux à caractériser le canal dans le domaine spatial des positions via la mesure dans le domaine angulaire et sur une zone locale.

Sachant qu'une onde peut toujours être approchée par une onde plane réelle ou une superposition d'ondes planes réelles dans une zone d'espace suffisamment restreinte, le spectre angle-fréquence décrit entièrement un signal spatio-temporel quelconque en zone locale.

5.2.4 Signal spatio-temporel bande étroite constitué d'ondes planes réelles

Dans le contexte des communications sans fil terrestres, les signaux spatio-temporels seront tels que le support de leur spectre vérifiera 5.9. Les largeurs de bande étant généralement très inférieures à la fréquence centrale, on pourra en plus considérer que le nombre d'onde est constant sur toute la bande, $k' \simeq 2\pi f_c/c = 2\pi/\lambda_c$.

Dans ce cas, le support du spectre sur la figure 5.2 est un cylindre de hauteur égale à la largeur de bande, de rayon égal au nombre d'onde k' et dont le centre est placé sur l'axe des fréquences en f_c , la fréquence centrale. Dans le cas 3D, le support en vecteur d'onde forme une sphère de rayon k et 5.12 peut se simplifier par :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_P(f, \boldsymbol{\Omega}) &= \frac{2}{\lambda_c^2} \int \int \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) \exp \left(-j \left(2\pi f t - \frac{2\pi}{\lambda_c} \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}) \cdot \mathbf{r} \right) \right) dt d^3 \mathbf{r} \\ \mathbf{s}(t, \mathbf{r}) = \mathbf{s}_p(t, \mathbf{r}) &= \frac{1}{4\pi} \int \int \mathbf{S}_P(f, \boldsymbol{\Omega}) \exp \left(j \left(2\pi f t - \frac{2\pi}{\lambda_c} \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}) \cdot \mathbf{r} \right) \right) d\boldsymbol{\Omega} df \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dans ce cas, le domaine temporel est complètement séparé du domaine spatial dans l'exponentielle complexe de 5.16 et il est donc possible de passer du signal spatio-temporel au spectre angulaire variant dans le temps et inversement comme cela est indiqué par une flèche pointillée sur la figure 5.3. Il serait pratique dans le cas bande étroite de considérer une variable de position $\tilde{r} = r/\lambda_c$ exprimée en longueur d'onde centrale plutôt qu'en unité de longueur.

5.2.5 Signal spatio-temporel constitué d'ondes planes réelles transverses

Dans la grande majorité des cas, non seulement les ondes sont planes et réelles mais aussi transverses (voir chapitre 3). On peut alors exprimer le spectre angle-fréquence par :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_P(f, \boldsymbol{\Omega}) &= \mathbf{M}_T^T(\boldsymbol{\Omega}) \mathbf{S}_{PT}(f, \boldsymbol{\Omega}) \\ \mathbf{S}_{PT}(f, \boldsymbol{\Omega}) &= [S_v(f, \boldsymbol{\Omega}) \quad S_h(f, \boldsymbol{\Omega})]^T \in \mathbb{C}^3 \end{aligned} \quad (5.17)$$

où la matrice $\mathbf{M}_T(\boldsymbol{\Omega})$ de dimension 2×3 , permettant de relier les composantes cartésiennes x , y et z de polarisation aux composantes verticale v et horizontale h , est définie dans A.59. Le spectre $\mathbf{S}_{PT}(f, \boldsymbol{\Omega})$ (vecteur de dimension 2) est une décomposition du spectre angle-fréquence (vecteur de dimension 3) sur les composantes verticale et horizontale. Ce spectre direction-fréquence peut s'obtenir à partir de $\mathbf{S}_P(f, \boldsymbol{\Omega})$ (et donc de $\mathbf{s}(t, \mathbf{r})$ en utilisant 5.10) par :

$$\mathbf{S}_{PT}(f, \boldsymbol{\Omega}) = \mathbf{M}_T(\boldsymbol{\Omega}) \mathbf{S}_P(f, \boldsymbol{\Omega}) \quad (5.18)$$

car $\mathbf{M}_T(\boldsymbol{\Omega}) \mathbf{M}_T^T(\boldsymbol{\Omega}) = \mathbf{I}_2$.

A partir du spectre ainsi défini, il est possible d'obtenir 3 autres fonctions caractéristiques du signal spatio-temporel de la même manière qu'avec le spectre $\mathbf{S}_P(f, \boldsymbol{\Omega})$. Ces fonctions sont représentées par la figure 5.3. Puisque les composantes verticale et horizontale n'ont un sens que lorsque le plan de polarisation est spécifié et que ce plan de polarisation est spécifié par la direction $\boldsymbol{\Omega}$, les fonctions vectorielle 2D de la position \mathbf{r} déduite de $\mathbf{S}_{PT}(f, \boldsymbol{\Omega})$ par TF n'ont pas une existence physique réelle. Néanmoins, elles comportent toute l'information d'un signal spatio-temporel constitué d'ondes planes réelles et restent utiles lorsque l'on veut prendre en compte les antennes d'un réseau.

5.2.6 Caractérisation conjointe position-angle

Comme nous l'avons mis en valeur précédemment, le spectre angulaire est une caractérisation complète en zone locale. Le terme "zone locale" fait naturellement penser à l'importance d'un spectre angulaire variant selon les zones spatiales, c'est à dire selon les positions spatiales. Ce type de spectre peut être défini, dans le domaine temporel, à partir de méthodes temps-fréquence. En associant une représentation temps-fréquence [537, 538] judicieuse à la caractérisation angulaire (dans le domaine spatial, on devrait parler de représentation position-direction), on peut donc aboutir à une caractérisation complète de n'importe quel signal spatio-temporel. De plus une telle représentation détient un sens physique évident puisque les ondes (atténuations et directions) varient effectivement en fonction de la position. Les 2 seules transformées linéaires de ce type sont la STFT (dont l'expansion de Gabor est un cas particulier de la version discrète) et la transformée en ondelettes. Afin de simplifier les expressions, et parce qu'on s'intéresse exclusivement au domaine spatial, on ne prend pas explicitement en compte la dimension temporelle.

On définit le spectre angulaire variant dans l'espace à partir de la STFT :

$$\begin{aligned} STFT_{\mathbf{s}}^{(\gamma)}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\Omega}) &= \frac{2}{(\lambda')^2} \int \mathbf{s}(\mathbf{r}') \gamma_r^*(\|\mathbf{r}' - \mathbf{r}\|) \exp(jk' \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}) \cdot \mathbf{r}') d^3 \mathbf{r}' \\ \mathbf{s}(\mathbf{r}) &\simeq \frac{1}{4\pi} \int \int STFT_{\mathbf{s}}^{(\gamma)}(\mathbf{r}', \boldsymbol{\Omega}') \gamma_r(\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|) \exp(-jk' \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}') \cdot \mathbf{r}') d^3 \mathbf{r}' d\Omega' \end{aligned} \quad (5.19)$$

La fonction $\gamma_r(r)$ généralement choisie est une gaussienne centrée en $r = 0$, c'est à dire que la fenêtre spatiale est radialement gaussienne. En considérant que l'extension spatiale de la fenêtre $\gamma_r(\|\mathbf{r} - \mathbf{r}'\|)$ est toujours inférieure à l'extension des zones locales, et que le nombre d'onde du milieu est k' , le spectre angulaire variant dans l'espace défini dans 5.19 décrit entièrement n'importe quel signal spatio-temporel (ou plus exactement, la deuxième ligne constitue une très bonne approximation du signal spatio-temporel). Précisons que, comme précédemment, si les ondes sont considérées transverses, il est possible d'appliquer la transformée matricielle à $STFT_{\mathbf{s}}^{(\gamma)}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\Omega})$ (en effet cette fonction est une fonction vectorielle 3D comme \mathbf{s}), afin d'obtenir un spectre angulaire variant dans l'espace pour les composantes verticale et horizontale.

Généralement, les dimensions des réseaux d'antennes sont telles qu'ils sont inclus dans la zone locale et la caractérisation proposée dans 5.19 n'est donc pas utile (le spectre

angulaire est constant quelle que soit la position dans le réseau). Par contre, lorsque le site où le signal spatial est caractérisé en déplacement (cas radiomobile par exemple), la distance parcourue est telle que des variations du spectre angulaire apparaissent, ce qui dans ce cas nécessite la description proposée dans 5.19. Sachant qu'un mouvement est linéique (une trajectoire peut se représenter par une ligne), on peut se contenter des variations du spectre angulaire selon une seule variable spatiale (la distance parcourue sur cette ligne). Si la direction de déplacement est rectiligne et orientée selon le vecteur unitaire $\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi_0)$, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \mathcal{STFT}_s^{(\gamma)}(r, \boldsymbol{\Omega}) &= \frac{2}{(\lambda')^2} \int \mathbf{s}(\mathbf{r}') \gamma_r^* (\|\mathbf{r}' - r\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi_0)\|) \exp^{jk'\mathbf{a}_r(\boldsymbol{\Omega}') \cdot \mathbf{r}'} d^3\mathbf{r}' \\ \mathbf{s}(\mathbf{r}) &\simeq \frac{1}{4\pi} \int \int \mathcal{STFT}_s^{(\gamma)}(r', \boldsymbol{\Omega}') \gamma_r (\|\mathbf{r} - r'\hat{\mathbf{a}}_r(\Xi_0)\|) \exp^{-jk'\hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}') \cdot \mathbf{r}} dr' d\boldsymbol{\Omega}' \end{aligned} \quad (5.20)$$

Les développements précédents basés sur le spectre en nombre d'onde peuvent être combinés aux relations 5.19 et 5.20, afin d'obtenir un spectre en nombre d'onde variant dans l'espace. La caractérisation qui en découle peut, par exemple, s'appliquer à l'étude du spectre Doppler (variant dans le temps) dans le cas radiomobile pour des déplacements importants.

Tout ce qui a été développé ici sera utilisé par la suite. Pour être plus complet, il faudrait traiter la caractérisation spatio-temporelle d'un signal aléatoire. La caractérisation statistique à l'ordre 2 (quadratique) est alors basée sur des représentations de type énergétiques et corrélatives (transformées non-linéaires) qui se traduisent, respectivement par une Densité Spectrale de Puissance (DSP matricielle de dimension 3×3 ou 2×2) et une fonction de corrélation (matriciel de dimension 3×3 ou 2×2), dans le cas classique, et par le spectre physique (matricielle de dimension 3×3 ou 2×2) et la fonction d'ambiguïté (matricielle de dimension 3×3 ou 2×2) dans le cas de représentations position-direction [537–539].

5.3 Représentations mathématiques et caractérisation déterministe du canal

L'objectif de cette partie est de décrire un opérateur capable de transformer le signal d'entrée afin de fournir le signal de sortie pour n'importe quel type de canal rencontré dans notre contexte. Deux grands types de représentations sont envisageables, la représentation interne et la représentation externe. La représentation interne prend en compte la connaissance à priori des phénomènes physiques à l'intérieur d'une équation appelée équation d'état. L'approche externe considère la transformation comme une boîte noire en prenant en compte seulement la relation entre l'entrée et la sortie. Le développement suivant est exclusivement basé sur la représentation externe.

Rappelons que le canal de transmission MIMO est défini comme la liaison entre le vecteur des signaux temporels d'entrée et le vecteur des signaux temporels de sortie.

	Forme 1	Forme 2
$s(u) = (\mathcal{H}e)(u) =$	$\int \tilde{h}(u,v) e(v) dv$	$\int h(u,\zeta) e(u-\zeta) d\zeta$

TAB. 5.1 – Représentations et relations entrée sortie d'un système linéaire

Le canal de transmission intègre, comme cela a été suggéré dans l'introduction de ce chapitre (voir figure 5.1), le réseau d'antennes d'émission, le milieu de propagation et le réseau d'antennes de réception. On s'intéresse dans la suite au lien entre le signal spatio-temporel généré par le réseau d'émission et signal spatio-temporel reçu au niveau du réseau de réception. On montrera comment il est possible de prendre en compte ces antennes pour obtenir le canal de transmission.

Dans la première partie, on rappellera certaines notions générales sur les systèmes linéaires et leurs représentations. On traitera ensuite plus spécifiquement le domaine spatial et temporel séparément. La prise en compte physique de la propagation des ondes permet ensuite d'affiner la représentation dans le domaine spatial. Enfin, une synthèse incluant le domaine temporel et spatial est proposée.

5.3.1 Généralités

La transformation entre le signal d'entrée et de sortie peut schématiquement se mettre sous la forme :

$$\text{signal reçu} = \text{transformation}(\text{signal transmis}) + \text{bruit}$$

On suppose généralement que le bruit est un BBAG. On s'intéresse par la suite à la transformation et on omettra donc le bruit dans les relations entre l'entrée et la sortie. Puisque dans notre contexte, les interactions des OEM avec le milieu (et avec les antennes) peuvent être considérées linéaires, on s'intéresse à une transformation linéaire entre l'entrée et la sortie.

Pour des signaux d'entrée et de sortie de carré intégrable, la relation entrée-sortie d'un système linéaire \mathcal{H} (\mathcal{H} est un opérateur de Hilbert-Schmidt) $s(u) = (\mathcal{H}e)(u)$ peut s'exprimer de 2 manières différentes comme indiqué dans le tableau 5.1.

Dans le tableau 5.1, $e(v)$ est le signal d'entrée fonction de la variable v et $s(u)$ est le signal de sortie fonction de la variable u . La fonction $\tilde{h}(u,v)$ est définie comme étant le noyau de \mathcal{H} et on la nomme souvent réponse bi-temporelle. Elle représente, dans le cas temporel, la réponse à une impulsion émise à l'instant v . La deuxième forme fait apparaître une opération de convolution généralisée par l'intermédiaire de la variable relative ζ et on nomme donc généralement $h(u,\zeta) = \tilde{h}(u,u-\zeta)$, la réponse impulsionnelle. Précisons qu'une famille de réponses impulsionnelles peut être définie à partir de $\tilde{h}(u,v)$ par $h^{(\alpha)}(u,\zeta) = \tilde{h}(u + (1/2 - \alpha)\zeta, u - (1/2 + \alpha)\zeta)$ [540]. Par exemple, les 8 fonctions de Bello [10] sont déduites pour $\alpha = -1/2$ et $\alpha = 1/2$. Dans toute la suite on considérera

$\alpha = 1/2$ (le symbole de Weyl, c'est à dire la TF selon ζ de $h(u, \zeta)$, permet alors d'obtenir la classique fonction de transfert variant dans le temps définie initialement par [541]).

Par TF du noyau $\tilde{h}(u, v)$ selon l'une ou les deux variables u et v , il est possible d'obtenir 3 nouvelles fonctions. Chacune des 4 fonctions résultantes caractérise entièrement le système et offre une vision complémentaire des mêmes phénomènes. Elles permettent de relier le signal d'entrée ou son spectre au signal de sortie ou au spectre du signal de sortie. En particulier, cette représentation permet une analyse simple des relations entre les statistiques du signal d'entrée et celles du signal de sortie. En rappelant que la réponse impulsionnelle est de carré intégrable, il est possible de décomposer cette fonction en une somme pondérée de fonctions orthogonales de normes identiques [34]. Ceci permet de décomposer le système en plusieurs sous-systèmes transmettant chacun une certaine part de l'énergie.

De même que pour le noyau $\tilde{h}(u, v)$, la TF de $h(u, \zeta)$ selon l'une ou les deux variables permet d'obtenir 3 nouvelles fonctions. Chacune des 4 fonctions résultantes caractérise entièrement le système et offre une vision différentes et complémentaires des mêmes phénomènes. Dans le cas de systèmes sélectifs en fréquence, variant dans le temps et sous-étalé [542, 543] (le produit des étalements selon le domaine dual de u et de l'étalement selon ζ est très inférieur à 1), l'interprétation du symbole de Weyl est assez similaire à la notion de réponse temporelle et fréquentielle propres, respectivement, aux systèmes invariants et sans mémoire. Ceci explique le terme de fonction de transfert variant dans le temps utilisé initialement par [541]. La forme 2 représente donc un outil intéressant essentiellement dans le cas sous-étalé [542, 543], ce qui explique son utilisation fréquente pour la description du canal dans le domaine temporel [10, 541–544].

Pour plus de compréhension sur les domaines temporel et spatial et afin de simplifier les notations, on les traite séparément ces deux domaines.

5.3.2 Domaine spatial

En cherchant à relier le signal spatial émis ou son spectre défini dans 5.1 et 5.4 au signal spatial reçu ou à son spectre, on obtient les 4 relations entrée-sortie suivantes :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\
 \mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{k}_e) \mathbf{e}(\mathbf{k}_e) d^3\mathbf{k}_e \\
 \mathbf{s}(\mathbf{k}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\
 \mathbf{s}(\mathbf{k}_r) &= \int \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{k}_e) \mathbf{e}(\mathbf{k}_e) d^3\mathbf{k}_e
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

où \mathbf{h} est une matrice carré de dimension 3×3 reliant les 3 composantes de polarisation du signal émis à celle du signal reçu. Les variables \mathbf{r}_e et \mathbf{r}_r représentent respectivement la position d'émission et la position de réception (vecteurs 3D de coordonnées qui peuvent

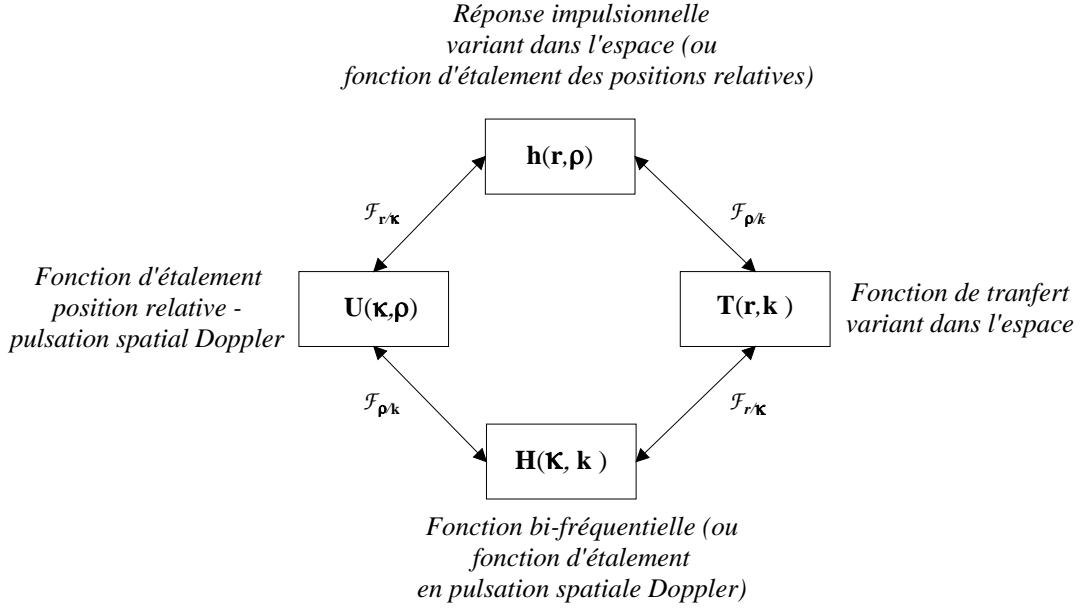


FIG. 5.4 – Fonctions spatiales du canal de forme 1 - Coordonnées absolues

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$\mathbf{r}_r \Leftrightarrow \mathbf{k}_r (\mathcal{F}_{\mathbf{r}_r/\mathbf{k}_r})$	$\int (\bullet) \exp(-j\mathbf{k}_r \cdot \mathbf{r}_r) d^3\mathbf{r}_r$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(j\mathbf{k}_r \cdot \mathbf{r}_r) d^3\mathbf{k}_r$
$\mathbf{r}_e \Leftrightarrow \mathbf{k}_e (\mathcal{F}_{\mathbf{r}_e/\mathbf{k}_e})$	$\int (\bullet) \exp(-j\mathbf{k}_e \cdot \mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(j\mathbf{k}_e \cdot \mathbf{r}_e) d^3\mathbf{k}_e$

TAB. 5.2 – Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 1 - Cas général

être considérées dans 2 repères indépendants), et les variables \mathbf{k}_e et \mathbf{k}_r représentent respectivement les pulsations spatiales d'émission et de réception. Plutôt que d'utiliser une notation différente pour chacune des fonctions noyaux définies dans 5.21, ce sont les paramètres entre parenthèses qui déterminent le type de fonction.

Les 4 fonctions noyaux introduites dans 5.21, mathématiquement équivalentes mais d'interprétation physique complémentaire, sont reliées par TF comme illustré par la figure 5.4; les opérateurs de TF étant définis dans le tableau 5.2.

Tant que la fonction noyau matricielle $\tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$ est de carré intégrable, elle peut être décomposée en plusieurs modes propres indépendants (pouvant être appelés sous-canaux ou modes de propagation dans notre contexte) :

$$\tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) = \sum_k \tilde{\mathbf{h}}_k(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) = \sum_k \mathbf{U}_k(\mathbf{r}_r) \boldsymbol{\Lambda}_k \mathbf{V}_k^H(\mathbf{r}_e) \quad (5.22)$$

Les matrices $\{\mathbf{U}_k(\mathbf{r}_r)\}_k$ et $\{\mathbf{V}_k(\mathbf{r}_r)\}_k$ représentent la base orthonormée de fonctions propres, respectivement, d'entrée et de sortie et les matrices $\{\mathbf{\Lambda}_k\}_k$ contiennent les racines carrées des valeurs singulières. Chaque matrice $\mathbf{\Lambda}_k$ est une matrice diagonale contenant la racine carrée des valeurs singulières (maximum de 3 valeurs singulières) associées à la matrice de canal $\tilde{\mathbf{h}}_k(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$ elle-même associée au $k^{\text{ième}}$ mode propre. Chacun de ces sous canaux transmet de manière indépendante une portion du signal global, comme on peut le remarquer en reportant l'expression 5.22 dans la première relation entrée-sortie de 5.21 :

$$\mathbf{s}(\mathbf{r}_r) = \sum_k \mathbf{U}_k(\mathbf{r}_r) \mathbf{\Lambda}_k \mathbf{e}_k \quad (5.23)$$

où $\mathbf{e}_k = \int \mathbf{V}_k^H(\mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e$ est la projection, sur le mode k , du signal émis. Les fonctions propres d'entrée peuvent être vues, sous certaines conditions (notamment qu'il n'y ait pas d'effet de goulot d'étranglement [146]), comme des fonctions indiquant une (ou un ensemble de) direction(s) de propagation dans l'espace au niveau du site d'émission, et symétriquement les fonctions propres de sortie peuvent être vues dans le domaine spatial comme des fonctions indiquant une (ou un ensemble de) direction(s) de propagation dans l'espace au niveau du site de réception. Comme on le verra dans la suite, cette identification entre les directions de propagation dans l'espace et les modes propres n'a un sens qu'en zone locale d'espace à l'émission et à la réception.

On pourra trouver dans [34] la méthode permettant de déterminer les fonctions propres d'entrée et de sortie ainsi que les valeurs singulières dans le cas scalaire temporel. Il est assez simple de l'appliquer au domaine spatial matriciel, en remarquant que cela constitue 2 décompositions imbriquées l'une dans l'autre (l'une de nature continue pour le domaine des positions spatiales et l'autre de nature matricielle pour le domaine de la polarisation).

Comme nous venons de remarquer, la décomposition présentée est en fait une imbrication de 2 décompositions, l'une basée sur des vecteurs singuliers [529] (d'entrée et de sortie) orthonormés de dimension 3 correspondant à la transmission de la dimension polarisation (décomposition des $\mathbf{h}_k(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$ dans 5.22) et l'autre basée sur des fonctions propres (d'entrée et de sortie) correspondant à la dimension spatiale. En effet si on omet la dépendance aux positions d'émission et de réception, on obtient la décomposition matricielle suivante :

$$\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H = \sum_{l=1}^3 \mathbf{u}_l \sqrt{\lambda_l} \mathbf{v}_l^H \quad (5.24)$$

et au contraire si on omet la polarisation, la fonction noyau devient un scalaire ($\tilde{h}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$), on obtient la décomposition fonctionnelle suivante :

$$\tilde{h}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) = \sum_k u_k(\mathbf{r}_r) \sqrt{\lambda_k} v_k^H(\mathbf{r}_e) \quad (5.25)$$

L'expression 5.22 constitue une généralisation de 5.24 et 5.25 prenant en compte conjointement la dimension spatiale de position et la dimension spatiale de polarisation. Dans le contexte des transmissions MIMO, le nombre d'entrées et de sorties étant quan-

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$\mathbf{r} \rightleftharpoons \boldsymbol{\kappa} (\mathcal{F}_{\mathbf{r}/\boldsymbol{\kappa}})$	$\int (\bullet) \exp(-j\boldsymbol{\kappa} \cdot \mathbf{r}) d^3\mathbf{r}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(j\boldsymbol{\kappa} \cdot \mathbf{r}) d^3\boldsymbol{\kappa}$
$\mathbf{k} \rightleftharpoons \boldsymbol{\rho} (\mathcal{F}_{\mathbf{k}/\boldsymbol{\rho}})$	$\int (\bullet) \exp(j\mathbf{k} \cdot \boldsymbol{\rho}) d^3\mathbf{k}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(-j\mathbf{k}_e \cdot \mathbf{r}_e) d^3\boldsymbol{\rho}$

TAB. 5.3 – Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 2 - Cas général

tifiable, cette décomposition se fait directement sur une matrice de canal comportant les différents canaux entre les entrées et les sorties (ceci intègre la dimension spatiale de position, de polarisation ainsi que les propriétés de rayonnement des réseaux).

En utilisant la forme 2 du tableau 5.1 et en l'appliquant au domaine spatial, on obtient 4 relations entrée-sortie supplémentaires :

$$\begin{aligned}
\mathbf{s}(\mathbf{r}) &= \int \mathbf{h}(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) \mathbf{e}(\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}) d^3\boldsymbol{\rho} \\
\mathbf{s}(\mathbf{r}) &= \int \mathbf{T}(\mathbf{r}, \mathbf{k}) \mathbf{e}(\mathbf{k}) \exp^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} d^3\mathbf{k} \\
\mathbf{s}(\mathbf{k}) &= \int \mathbf{H}(\boldsymbol{\kappa}, \mathbf{k} - \boldsymbol{\kappa}) \mathbf{e}(\mathbf{k} - \boldsymbol{\kappa}) d^3\boldsymbol{\kappa} \\
\mathbf{s}(\mathbf{r}) &= \int \mathbf{U}(\boldsymbol{\kappa}, \boldsymbol{\rho}) \mathbf{e}(\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}) \exp^{j\boldsymbol{\kappa} \cdot \mathbf{r}} d^3\boldsymbol{\rho} d^3\boldsymbol{\kappa}
\end{aligned} \tag{5.26}$$

Afin de faciliter l'analogie avec le domaine temporel, nous avons utilisé les notations des 4 fonctions généralement utilisées dans le domaine temporel [10]. Les vecteurs \mathbf{r} et $\boldsymbol{\rho}$ représentent respectivement la position de réception et la position relative de l'émission par rapport à la réception et les vecteurs de pulsation spatiale Doppler $\boldsymbol{\kappa}$ et de pulsation spatiale \mathbf{k} sont respectivement leurs variables duales. Les relations de changement de variables s'expriment par :

$$\begin{aligned}
\mathbf{r}_r &= \mathbf{r} & \mathbf{r}_e &= \mathbf{r} - \boldsymbol{\rho} \\
\mathbf{k}_r &= \mathbf{k} + \boldsymbol{\kappa} & \mathbf{k}_e &= \mathbf{k}
\end{aligned} \tag{5.27}$$

Les expressions introduites dans 5.26, mathématiquement équivalentes mais d'interprétation physique complémentaires, sont reliées par TF comme illustré par la figure 5.5 ; les opérateurs de TF étant définis dans le tableau 5.3.

En prenant en compte les phénomènes physiques (voir l'exemple présenté dans la partie 5.3.4), on peut remarquer que dans le domaine des positions \mathbf{r} , le canal présente des évanouissements sélectifs et dans le domaine des pulsations spatiales \mathbf{k} , il présente l'allure d'un spectre de largeur limitée et s'apparente donc plus à un domaine d'étalement qu'à un domaine d'évanouissements sélectifs. En ce qui concerne les fonctions noyaux introduites dans 5.21, les évanouissements sélectifs ont typiquement lieu selon les variables de position à la réception \mathbf{r}_r et à l'émission \mathbf{r}_e . Le domaine des étalements est le domaine des pulsations spatiales de réception \mathbf{k}_r et d'émission \mathbf{k}_e . Cette constatation indique que

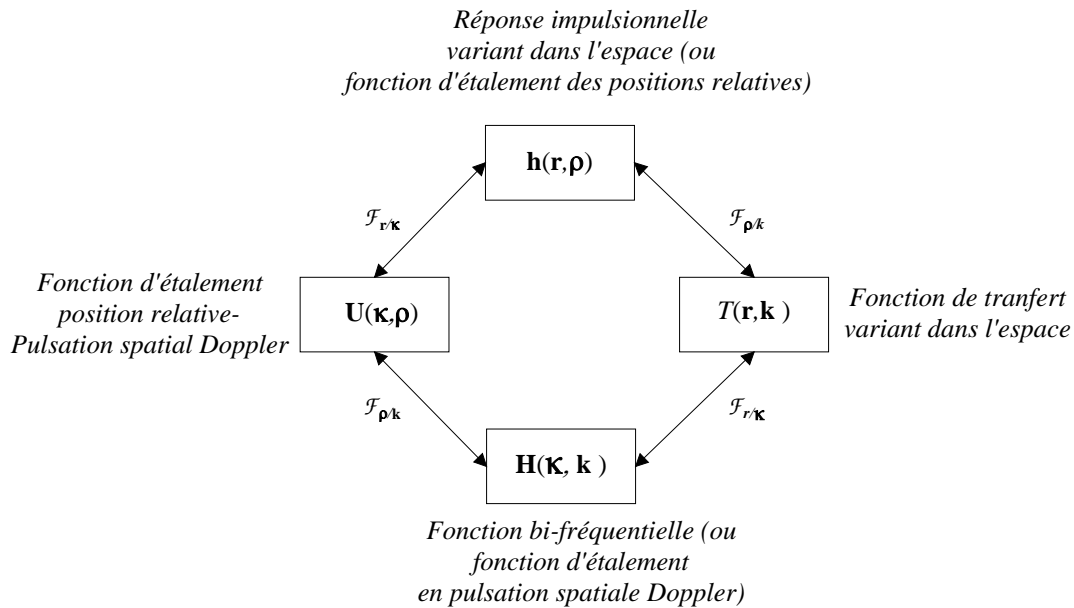


FIG. 5.5 – Fonctions spatiales du canal de forme 2 - Coordonnées relatives

le canal est typiquement sur-étalé dans le domaine spatial (voir exemple dans la partie 5.3.4).

Le caractère sur-étalé peut se justifier qualitativement par la réflexion suivante. On suppose que le canal varie en émission toutes les demi-longueurs d'onde. Si pour une position d'émission, on mesure le canal pour différentes positions de réception (on mesure $\mathbf{h}(\mathbf{r}', \boldsymbol{\rho})$ en fonction de $\boldsymbol{\rho} = \mathbf{r}_r - \mathbf{r}'$ pour $\mathbf{r} = \mathbf{r}'$ fixé, c'est à dire la réponse à une impulsion émise à la position $\mathbf{r} = \mathbf{r}'$), on s'aperçoit que le canal reste essentiellement non nul pour toutes les positions de réception et donc forcément sur une zone d'espace bien supérieure à l'inverse d'une demi-longueur d'onde. Le produit de l'étalement en $\boldsymbol{\rho}$ par l'étalement en $\boldsymbol{\kappa}$ est donc typiquement supérieur à 1. Cette remarque sera illustrée par l'exemple traité dans 5.3.4.

La propriété de sur-étalement engendrant la non-mesurabilité du canal, on peut se demander comment le canal MIMO est mesuré en pratique. En fait, la mesure du canal dans le domaine spatial exploite la dimension temporelle, en émettant des signaux temporellement orthogonaux (ou le plus possible) pour différentes positions d'émission (codes, instants ou fréquences différents judicieusement choisis par rapport aux propriétés temporelles du canal); ceci n'étant possible que parce que le canal est largement sous-étalé dans le domaine temporel. Si le canal n'était pas sous-étalé dans au moins un des deux domaines, il serait impossible de mesurer les fonctions de canal qu'elles soit liées au domaine spatial ou au domaine temporel.

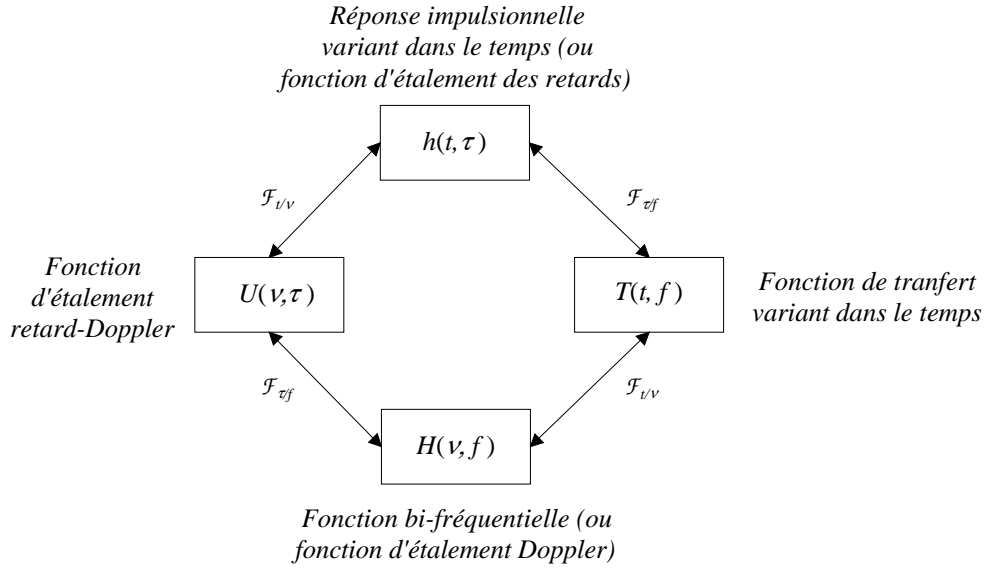


FIG. 5.6 – Fonctions temporelles du canal de forme 2 - Coordonnées relatives

5.3.3 Domaine temporel

Contrairement au domaine spatial où la première forme de représentation est la plus intuitive (elle fait intervenir l'espace à l'émission et l'espace à la réception), c'est la deuxième forme de représentation qui est la plus intuitive pour le domaine temporel. Pour la deuxième forme de représentation, les 4 relations entrée-sortie constitutives sont les suivantes [10] :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \int h(t, \tau) e(t - \tau) d\tau \\
 s(t) &= \int T(t, f) e(f) \exp(j2\pi ft) df \\
 s(f) &= \int H(v, f - \nu) e(f - \nu) d\nu \\
 s(t) &= \int U(v, \tau) e(t - \tau) \exp(j2\pi \nu t) d\tau d\nu
 \end{aligned} \tag{5.28}$$

où f et t sont les variables naturelles de fréquence et de temps (changement de l'état du canal au cours du temps), τ et ν sont les variables d'étalement de retard de propagation et de décalage Doppler. Les expressions introduites dans 5.28, mathématiquement équivalentes mais d'interprétation physique complémentaires, sont reliées par TF comme illustrées par la figure 5.6; les opérateurs de TF étant définis dans le tableau 5.4.

Pour dresser l'analogie entre le domaine temporel et le domaine spatial, on peut comparer les variables t et f aux variables \mathbf{r} et \mathbf{k} et τ et ν aux variables $\boldsymbol{\rho}$ et $\boldsymbol{\kappa}$.

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$t \rightleftharpoons \nu \ (\mathcal{F}_{t/\nu})$	$\int (\bullet) \exp(-j2\pi\nu t) dt$	$\int (\bullet) \exp(j2\pi\nu t) d\nu$
$\tau \rightleftharpoons f \ (\mathcal{F}_{\tau/f})$	$\int (\bullet) \exp(j2\pi\tau f) df$	$\int (\bullet) \exp(-j2\pi\tau f) d\tau$

TAB. 5.4 – Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la deuxième forme de représentation

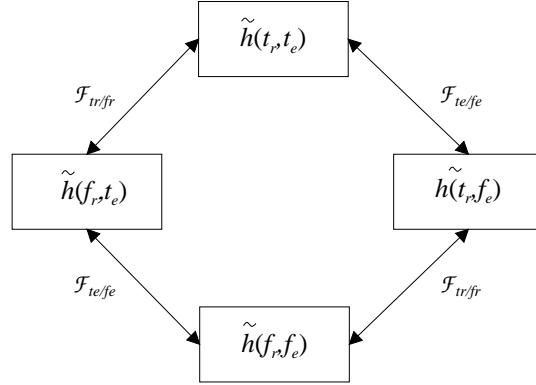


FIG. 5.7 – Fonctions temporelles du canal de forme 1 - Coordonnées absolues

La deuxième forme de représentation, basée sur les temps absolus en émission et en réception, est décrite par les 4 relations constitutives suivantes :

$$\begin{aligned}
 s(t_r) &= \int \tilde{h}(t_r, t_e) e(t_e) d^3 t_e \\
 s(t_r) &= \int \tilde{h}(t_r, f_e) e(f_e) d^3 f_e \\
 s(f_r) &= \int \tilde{h}(f_r, t_e) e(t_e) d^3 t_e \\
 s(f_r) &= \int \tilde{h}(f_r, f_e) e(f_e) d^3 f_e
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

où t_e et t_r représentent, respectivement, le temps d'émission et le temps de réception et f_e et f_r représentent, respectivement, la fréquence d'émission et la fréquence de réception. La fonction $\tilde{h}(t_r, t_e)$ représente donc le lien entre la valeur émise à l'instant t_e et la valeur reçue à l'instant t_r . Les expressions introduites dans 5.29, mathématiquement équivalentes mais d'interprétations physiques complémentaires, sont reliées par TF comme illustré par la figure 5.7; les opérateurs de TF étant définis dans le tableau 5.5.

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$t_r \rightleftharpoons f_r \ (\mathcal{F}_{t_r/f_r})$	$\int (\bullet) \exp(-j2\pi f_r t_r) dt_r$	$\int (\bullet) \exp(j2\pi f_r t_r) df_r$
$t_e \rightleftharpoons f_e \ (\mathcal{F}_{t_e/f_e})$	$\int (\bullet) \exp(-j2\pi f_e t_e) dt_e$	$\int (\bullet) \exp(j2\pi f_e t_e) dt_e$

TAB. 5.5 – Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la première forme de représentation

Les relations de changement de variables, permettant de passer des fonctions de canal de forme 1 aux fonction de canal de forme 2 décrites dans 5.28, s'expriment par :

$$\begin{aligned} t_r &= t & t_e &= t - \tau \\ f_r &= f + \nu & f_e &= f \end{aligned} \quad (5.30)$$

La fonction de transfert d'un système invariant permet de relier par simple multiplication, le spectre du signal d'entrée au spectre du signal de sortie ou que la réponse temporelle d'un système sans mémoire permet de relier, par simple multiplication, le signal d'entrée au signal de sortie. Similairement, la fonction de transfert variant dans le temps permet de relier approximativement par simple multiplication le spectre de Fourier à temps court du signal d'entrée au spectre de Fourier à temps court du signal de sortie et ceci tant que le canal est sous-étalé [540, 542, 543, 545]. Ceci signifie que les exponentielles complexes (distributions de Dirac dans le domaine fréquentiel) et les distributions de Dirac sont les fonctions propres des systèmes invariants et des systèmes sans mémoire ; les valeurs propres correspondantes étant données par la fonction de transfert (à la fréquence de la sinusoïde) et par la réponse temporelle (à l'instant de décalage de la distribution de Dirac).

Comme le canal considéré est justement sous-étalé, la fonction de transfert $T(t, f)$ peut être considérée comme une fonction de pondération temps-fréquence au sens de la STFT :

$$STFT_s^{(\gamma)}(t, f) \approx L_{\mathcal{H}}^{(\alpha)}(t, f) STFT_e^{(\gamma)}(t, f) \quad (5.31)$$

où $STFT_s^{(\gamma)}(t, f)$ est la STFT du signal de sortie et $STFT_e^{(\gamma)}(t, f)$ est la STFT du signal d'entrée [537]. Les erreurs d'approximation sont bornées par une valeur dépendant du produit d'étalement et de la fenêtre d'analyse γ choisie [542] (généralement la fenêtre choisie est une gaussienne). On peut alors considérer que l'ensemble des fenêtres γ différemment décalées en temps et en fréquence forment une base singulière approximative, ce qui signifie que les valeurs $L_h^{(\alpha)}(t, f)$ sont les racines carrées des valeurs singulières comme le montre la relation suivante :

$$(\mathcal{H}\gamma_{t_0, f_0})(t_r) = \int \tilde{h}(t_r, t_e) \gamma_{t_0, f_0}(t_e) df_0 dt_0 \approx L_{\mathcal{H}}^{(\alpha)}(t_0, f_0) \gamma_{t_0, f_0}(t_r) \quad (5.32)$$

où $\gamma_{t_0, f_0}(t) = \gamma(t - t_0) \exp(j2\pi f_0 t)$ et $\gamma(t)$ est une fonction localisée en temps et en fréquence, généralement une gaussienne dont la largeur aura été judicieusement choisie (par rapport aux étalements Doppler et de retard). Cette constatation est intéressante puisqu'elle signifie que toutes les fonctions singulières se déduisent d'une fonction unique de support localisé dans le plan temps-fréquence, la fonction γ . Cela signifie aussi qu'un canal sous-étalé est tel que pour une zone d'occupation du signal d'entrée suffisamment petite en temps et en fréquence, ce signal ne subit aucune distorsion mais est seulement multiplié par une valeur complexe, la racine de la valeur singulière correspondant à la fréquence et au temps de décalage. C'est, entre autre, de cette considération sur les systèmes sous-étales que découlent les systèmes multiporteuses basés sur l'exploitation de signaux localisés en temps et en fréquence. L'expression 5.31 est aussi d'une grande utilité en simulation puisqu'on peut ne prendre en compte qu'une partie locale du signal émis

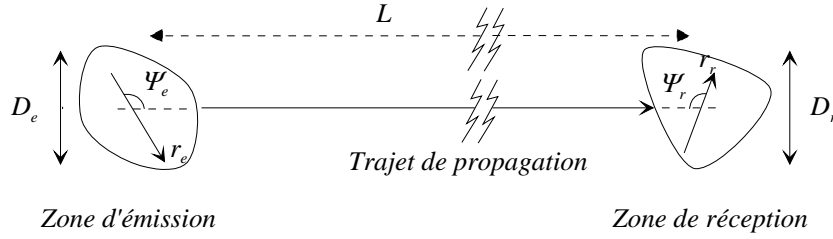


FIG. 5.8 – Représentation physique d'un modèle de canal à 1 seul trajet

et non sa totalité dans le calcul du signal de sortie [542]. Son application en simulation numérique revient à du filtrage de Gabor et sera exploitée dans le prochain chapitre.

5.3.4 Comparaison du domaine spatial et du domaine temporel

La première différence entre le domaine temporel et le domaine spatial porte sur la causalité. En effet tout système physique étant causal, la fonction de canal $\tilde{h}(t_r, t_e)$ est forcément nulle pour $t_r < t_e$, ce qui n'est évidemment pas le cas pour le domaine spatial. Les autres différences peuvent être mises en évidence par la prise en compte des phénomènes physiques de propagation, en l'occurrence de la notion de trajets multiples. Pour cela, on prend l'exemple du modèle physique le plus simple, le modèle à un seul trajet. Ce modèle peut être représentatif d'une liaison dans le vide entre deux zones de l'espace suffisamment séparées et suffisamment limitées pour que l'approximation de liaison par une seule onde plane sur les 2 sites soit valide (dans les zones d'émission et de réception, le front d'onde est plat et perpendiculaire à la direction liant les centres de ces zones). Ce type de liaison est représentée par la figure 5.8.

Pour que cette approximation soit valide il faut que les largeurs de zone d'émission D_e , de zone de réception D_r et de bande B vérifient conjointement les relations 4.54 (ou 4.55) et 4.66, ce qui est généralement le cas pour les systèmes utilisés. Afin de simplifier l'analyse, on prend en compte une seule dimension spatiale sur chacun des deux sites et chaque site détient son propre repère avec l'origine placée dans les zones respectives d'évaluation. On traite les deux domaines séparément pour plus de clarté.

Les fonctions de canal de forme 1 sont définies par :

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}(r_r, r_e) &= \beta_1 \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} r_e \cos(\Psi_{e,1})\right) \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} r_r \cos(\Psi_{r,1})\right) \\
 \tilde{h}(r_r, k_e) &= \beta_1 \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} r_r \cos(\Psi_{r,1})\right) \delta\left(k_e - \frac{2\pi f_c}{c} \cos(\Psi_{e,1})\right) \\
 \tilde{h}(k_r, r_e) &= \beta_1 \delta\left(k_r - \frac{2\pi f_c}{c} \cos(\Psi_{r,1})\right) \exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} r_e \cos(\Psi_{e,1})\right) \\
 \tilde{h}(k_r, k_e) &= \beta_1 \delta\left(k_r - \frac{2\pi f_c}{c} \cos(\Psi_{r,1})\right) \delta\left(k_e - \frac{2\pi f_c}{c} \cos(\Psi_{e,1})\right)
 \end{aligned} \tag{5.33}$$

dans le domaine spatial et par :

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}(t_r, t_e) &= \beta_1 \delta \left(t_r - t_e - \frac{L_1}{c} \right) \exp(j2\pi\nu_1 t)^e \\
 \tilde{h}(t_r, f_e) &= \beta_1 \exp(j2\pi \frac{L_1}{c} f_e) \exp(j2\pi t_r (\nu_1 + f_e)) \\
 \tilde{h}(f_r, t_e) &= \beta_1 \exp(-j2\pi t_e (\nu_1 + f_r)) \delta \left(t_e - \frac{L_1}{c} \right) \\
 \tilde{h}(f_r, f_e) &= \beta_1 \exp(j2\pi \frac{L_1}{c} f_e) \delta(f_r - f_e - \nu_1)
 \end{aligned} \tag{5.34}$$

dans le domaine temporel. En ce qui concerne la forme 2, on obtient dans le domaine spatial :

$$\begin{aligned}
 U(\kappa, \rho) &= \beta_1 \delta \left(\kappa - \frac{2\pi f_c}{c} (\cos(\Psi_{e,1}) + \cos(\Psi_{r,1})) \right) \exp \left(-j \frac{2\pi f_c}{c} \rho \cos(\Psi_{e,1}) \right) \\
 h(r, \rho) &= \beta_1 \exp \left(j \frac{2\pi f_c}{c} r (\cos(\Psi_e) + \cos(\Psi_{r,1})) \right) \exp \left(-j \frac{2\pi f_c}{c} \rho \cos(\Psi_{e,1}) \right) \\
 T(r, k) &= \beta_1 \exp \left(j \frac{2\pi f_c}{c} r (\cos(\Psi_{e,1}) + \cos(\Psi_{r,1})) \right) \delta \left(k + \frac{2\pi f_c}{c} \cos(\Psi_{e,1}) \right) \\
 H(\kappa, k) &= \beta_1 \delta \left(\kappa - \frac{2\pi f_c}{c} (\cos(\Psi_{e,1}) + \cos(\Psi_{r,1})) \right) \delta \left(k + \frac{2\pi f_c}{c} \cos(\Psi_{e,1}) \right)
 \end{aligned} \tag{5.35}$$

et dans le domaine temporel :

$$\begin{aligned}
 T(t, f) &= \beta_1 \exp(j2\pi\nu_1 t) \exp(j2\pi f \frac{L_1}{c}) \\
 h(t, \tau) &= \beta_1 \exp(j2\pi\nu_1 t) \delta \left(\tau - \frac{L_1}{c} \right) \\
 H(\nu, f) &= \beta_1 \delta(\nu - \nu_1) \exp(j2\pi f \frac{L_1}{c}) \\
 U(\nu, \tau) &= \beta_1 \delta(\nu - \nu_1) \delta \left(\tau - \frac{L_1}{c} \right)
 \end{aligned} \tag{5.36}$$

Les paramètres du trajet sont les constantes suivantes :

- β : Amplitude complexe.
- L : Longueur entre le centre des zones d'émission et de réception.
- ν_1 : Décalage Doppler.
- Ψ_e : angle de séparation entre la ligne reliant les centres des zones et la ligne d'évaluation dans l'espace au niveau du site d'émission ($\Psi_{e,1} = \arccos(\hat{\mathbf{k}}_{e,1} \cdot \hat{\mathbf{u}}_e)$ où $\hat{\mathbf{u}}_e$ est la direction d'évaluation dans le repère d'émission et $\hat{\mathbf{k}}_{e,1}$ est la direction de l'onde au niveau du site d'émission).
- Ψ_r : angle de séparation entre la ligne reliant les centres des zones et la ligne d'évaluation dans l'espace au niveau du site de réception ($\Psi_{r,1} = \arccos(\hat{\mathbf{k}}_{r,1} \cdot \hat{\mathbf{u}}_r)$ où $\hat{\mathbf{u}}_r$ est la direction d'évaluation dans le repère de réception et $\hat{\mathbf{k}}_{r,1}$ est la direction de l'onde au niveau du site de réception).

5.3.4.1 Remarque sur les différences entre les 2 domaines

On remarque que le canal temporel détient un comportement en quelque sorte opposé à celui du canal spatial, dans le sens où une seule valeur singulière non-nulle apparaît dans le domaine spatial (1 seul mode de propagation, son amplitude dépendant des dimensions des 2 zones), alors que BT (où T est la durée de définition en émission ; la durée de définition en réception est donc de $T + \frac{L}{c}$) valeurs singulières indépendantes et de même valeur caractérisent le domaine temporel. Le fait qu'une des fonctions de canal de forme 1 dans le domaine spatial soit composée d'un seul Dirac dans le plan 2D indique qu'il n'y a qu'un seul mode singulier. A l'opposé, le fait que la fonction d'étalement (fonction appartenant à la forme 2) soit composée d'un seul Dirac dans le plan 2D indique que le nombre de modes singuliers est égal au nombre de degrés de liberté offerts par le signal émis.

Ce modèle de canal est donc idéal du point de vue de la transmission de signaux temporels (canal plat en fréquence et invariant comme on peut le remarquer sur le bloc de droite de la figure 5.9) mais le pire cas du point de vue de la transmission de signaux spatiaux. Cela fait pressentir que le nombre de modes de propagation dans le domaine spatial (le nombre de valeurs singulières non nulles) ne peut être plus grand que le nombre de trajets. Cela montre pourquoi, selon le point de vue des transmissions de signaux variant dans l'espace, il est important d'avoir un canal riche en trajets multiples (il s'agit alors d'exploiter le mieux possible les trajets multiples), alors que ce type de canal est plutôt destructeur du point de vue des transmissions de signaux variant dans le temps (il s'agit dans ce cas de lutter contre l'effet des trajets multiples et donc d'annuler leurs effets). Les trajets de propagation sont en quelque sorte la représentation physique et géométrique des modes singuliers dans le domaine spatial (sous certaines conditions sur les trajets, notamment qu'il n'y ait pas d'effet de goulot d'étranglement [146]). Les fonctions singulières (toujours à petite échelle d'espace, c'est à dire en zone locale) sont alors associées aux trajets et sont fonctions de la direction d'arrivée des trajets (des ondes planes) sur les sites respectifs alors que les valeurs singulières correspondent à l'atténuation engendrée par les trajets.

5.3.4.2 Justification du choix sur la forme utilisée pour chaque domaine

C'est la représentation de forme 1 en espace (relations 5.33) et la représentation de forme 2 en temps (relations 5.36), qui sont généralement utilisées dans le contexte de la caractérisation et de la modélisation du canal car ce sont elles qui ont le sens physique le plus intuitif (elles sont directement reliées à des paramètres physiques). Dans le domaine temporel, les paramètres des trajets (retard et Doppler) font appels à la notion de transmission (différence de temps et décalage de fréquence entre émission et réception) alors que dans le domaine spatial, les paramètres des trajets (direction des ondes et nombre d'onde) sont, au contraire, liés aux sites (émission ou réception). Cette similitude est mise en évidence par la figure 5.9 représentant le module des fonctions de canal, de forme 1 pour le domaine spatial et de forme 2 pour le domaine temporel. Cette

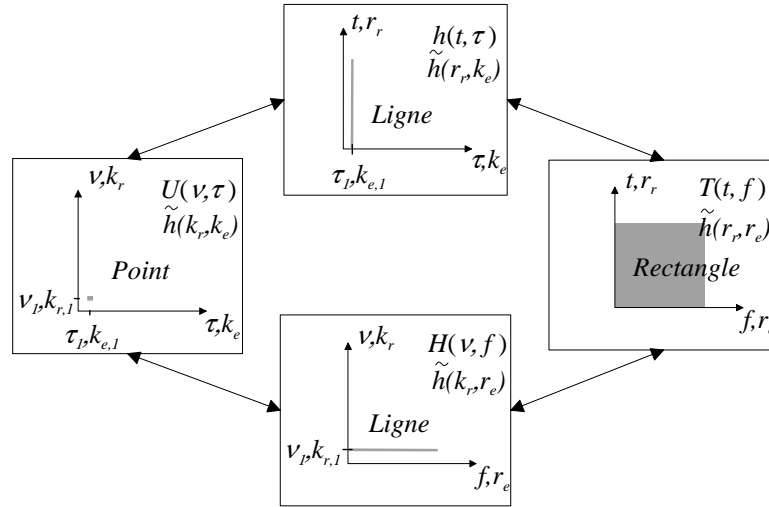
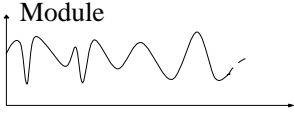
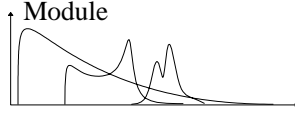


FIG. 5.9 – Représentation du module des fonctions de canal pour le modèle physique à un seul trajet (représentation de forme 1 pour le domaine spatial et de forme 2 pour le domaine temporel)

figure illustre aussi les remarques précédentes sur la notion de canal idéal et sur les modes singuliers.

La prise en compte de la polarisation peut se faire par le formalisme décrit par les relations 4.25 et 4.26 basé sur l'hypothèse d'onde transverse au niveau des deux sites. L'analyse des relations 4.25 et 4.26 montre que la décomposition de la matrice de dépolarisation du canal propre au trajet considéré (relation 5.24) donnerait 2 valeurs singulières non-nulles (2 composantes transverses), c'est à dire 2 modes de propagation pour le modèle à un seul trajet.

On définit dans le tableau 5.6 les variables d'étalement et d'évanouissement.

	Variables d'évanouissement	Variables d'étalement
	Module  Variables d'évanouissement	Module  Variables d'étalement
Variabes spatiales	Position en réception \mathbf{r}_r Position en émission \mathbf{r}_e	Pulsation spatiale en réception \mathbf{k}_r Pulsation spatiale en émission \mathbf{k}_e
Variabes temporelles	Temps absolu t Fréquence f	Fréquence Doppler ν Temps de retard τ

TAB. 5.6 – Variables d'évanouissement et variables d'étalement

Les paramètres associés aux trajets d'un canal à trajets multiples sont des grandeurs homogènes aux variables d'étalement. Les fonctions évaluées selon les variables d'évanouissement s'apparentent à des processus sélectifs. En d'autres termes, les fonctions de canal sont définies sur un intervalle fini selon les variables d'étalement mais sur toutes les valeurs possibles en ce qui concerne les variables d'évanouissement. En fait, il existe une limitation de définition du canal selon les variables d'évanouissement mais celle-ci est due aux propriétés des signaux transmis (largeurs spatiales et temporelles en émission et en réception) et constitue donc une contrainte externe, alors que la limitation selon les variables d'étalement est une caractéristique interne au canal et constitue donc une contrainte interne.

5.3.5 Structure simplifiée des fonctions dans le domaine spatial

Les relations 5.21, 5.26, 5.28 et 5.29 sont suffisamment générales pour traiter le cas de toute transmission linéaire dans le domaine spatial et dans le domaine temporel. Dans le cas qui nous intéresse concernant la transmission par OEM, il est possible de simplifier ces relations en prenant en compte les caractéristiques du signal spatio-temporel présentées précédemment dans la partie 5.2. La première constatation est que pour un milieu donné, il existe une relation de dispersion liant la fréquence du signal au nombre d'onde et la deuxième constatation est que, localement, les signaux spatio-temporels sont physiquement constitués d'ondes planes réelles transverses.

En considérant un signal monochromatique transmis à la fréquence f_c et bien représenté par 5.10 (signal défini en émission et en réception sur des zones d'espace limitées), on peut simplifier les relations 5.21 par :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\
 \mathbf{s}(\mathbf{r}_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}_{P_e}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{e}_P(\boldsymbol{\Omega}_e) d\Omega_e \\
 \mathbf{s}_P(\boldsymbol{\Omega}_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}_{P_r}(\boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e) \mathbf{e}(\mathbf{r}_e) d^3\mathbf{r}_e \\
 \mathbf{s}_P(\boldsymbol{\Omega}_r) &= \int_{\mathcal{S}} \tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{e}_P(\boldsymbol{\Omega}_e) d\Omega_e
 \end{aligned} \tag{5.37}$$

où $\boldsymbol{\Omega}_r$ et $\boldsymbol{\Omega}_e$ représentent des vecteurs à 2 éléments contenant les angles d'azimut et d'élévation, respectivement au niveau du site d'émission et au niveau du site de réception. Ce type de représentation du canal de propagation radioélectrique est bien illustré par la figure 5.10. Les zones locales, en gris foncé, ont un diamètre \tilde{D}_e à l'émission et \tilde{D}_r à la réception. Ces zones locales, disjointes l'une de l'autre, dépendent elles-mêmes des zones libres d'obstacles électromagnétiques, de rayon $R_{e,v}$ pour l'émission et $R_{r,v}$ pour la réception (elles doivent vérifier les conditions zones locales définies dans le chapitre 4). La troisième zone en gris très clair correspond à la zone susceptible de contenir des obstacles électromagnétiques, aussi appelés diffuseurs. Cette figure peut être mise en relation avec la figure 4.6 du chapitre 4 représentant un modèle à trajet en zone locale.

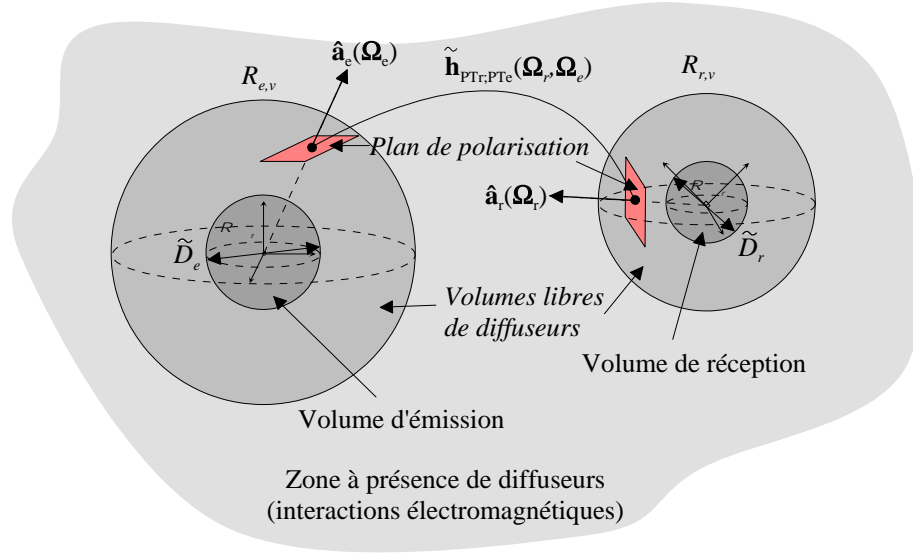


FIG. 5.10 – Représentation physique du canal de propagation radioélectrique en zone locale

Les fonctions introduites dans 5.37 peuvent être reliées aux fonctions introduites dans 5.21 par l'intermédiaire de 5.11. La figure 5.11 représente les fonctions introduites dans 5.37 ainsi que leurs relations aux fonctions 5.21. Les relations $\mathcal{F}_{rr}/\Omega_r$ et $\mathcal{F}_{re}/\Omega_e$ (qui sont définies dans la partie 5.2.3) dépendent respectivement des nombres d'onde en émission et en réception qui, dans le cas le plus général, peuvent être différents l'un de l'autre (différence causée par des phénomènes Doppler et/ou du fait de milieux différents sur les 2 sites). Dans le contexte des liaisons à courtes distances du type cellulaire, ces effets sont négligeables et ces deux nombres d'onde seront identiques ($k'_e = k'_r$). Les relations entre les signaux spatiaux et leurs spectres angulaires respectifs sont données par 5.10 et 5.12 et représentés par la figure 5.3.

De plus, le fait que les ondes soient transverses sur les deux sites permet d'effectuer la transformation matricielle définie dans 5.17 et 5.18 sur les lignes (en réception) et les colonnes (en émission) de $\tilde{h}_{P_r;P_e}(\Omega_r, \Omega_e)$:

$$\tilde{h}_{PT}(\Omega_r, \Omega_e) = \mathbf{M}_T(\Omega_r) \tilde{h}_{P_r;P_e}(\Omega_r, \Omega_e) \mathbf{M}_T^T(\Omega_e) \quad (5.38)$$

On peut alors obtenir par TF de cette réponse bidirectionnelle, les 3 autres fonctions représentées en bas de la figure 5.11 en gris foncé. Ces fonctions sont utiles puisqu'elles permettent, entre autre, de réduire la dimension des matrices de 3×3 à 2×2 (4 fonctions scalaires à décrire plutôt que 9). Elles ont de plus un sens physique plus prononcé que leur homologue de dimension 3×3 (plus compatible avec la caractérisation d'antenne notamment).

Rappelons que la caractérisation décrite précédemment n'est valable qu'en zone locale. Ceci n'est en rien limitatif puisqu'on peut associer cette caractérisation aux méthodes

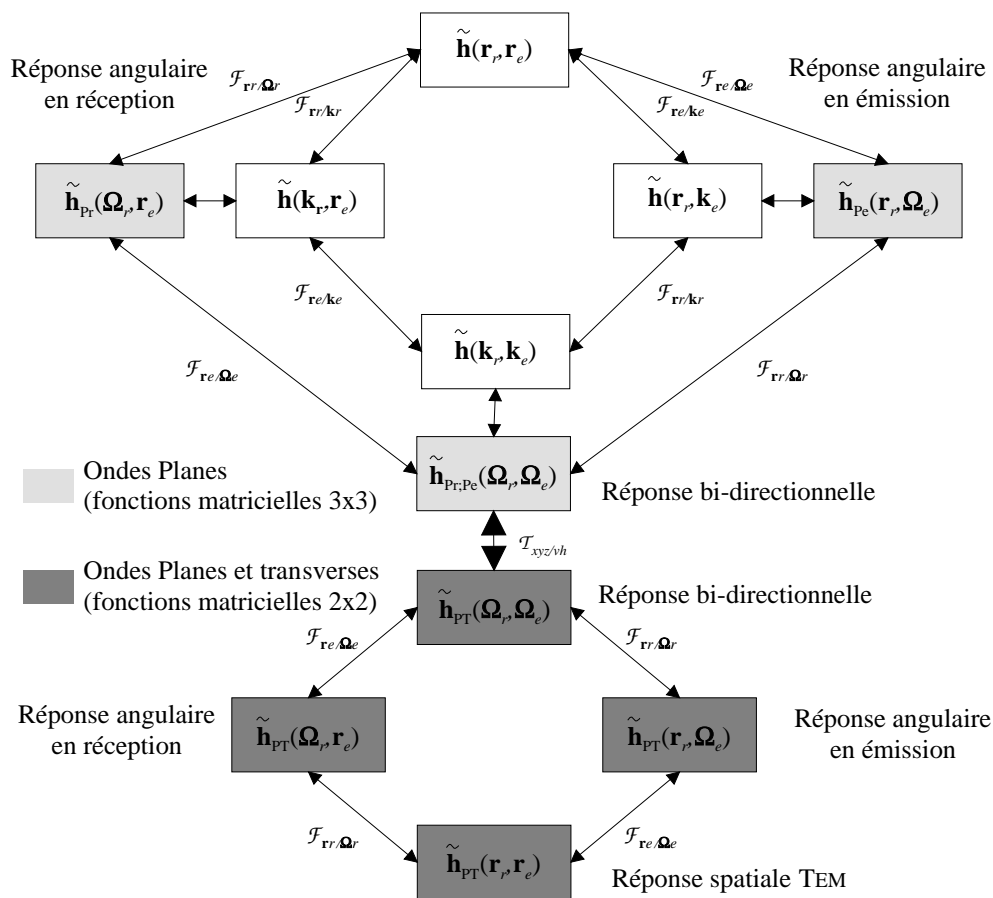


FIG. 5.11 – Fonctions spatiales caractéristiques du canal de propagation radioélectrique en zone locale

Le fait que les ondes soient localement transverses sur les deux sites permet d'effectuer la transformation matricielle définie dans les équations 5.17 et 5.18 sur les lignes (en réception) et les colonnes (en émission) de $\tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)$:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) = \mathbf{M}_T(\boldsymbol{\Omega}_r) \tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{M}_T^T(\boldsymbol{\Omega}_e) \quad (5.40)$$

A partir de la fonction matricielle 2×2 introduite dans 5.40, il est possible d'obtenir par STFT les 3 autres fonctions représentées sur la figure 5.12 par les boîtes en gris foncé. La fonction $\tilde{\mathbf{h}}_{PT_r;PT_e}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$ est une représentation équivalente complète du canal dans le seul domaine des positions d'émission et de réception mais ne détient pas pour autant une grande signification physique. Il est possible de définir les relations entrée-sortie exploitant ces fonctions matricielles 2×2 comme dans 5.39 mais en ajoutant la transformée matricielle sur les signaux d'entrée et de sortie.

Les variations de position en \mathbf{r}_r ou \mathbf{r}_e de $\tilde{\mathbf{h}}_{PT_r}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)$ (ou $\tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)$) représentent des variations à "long terme" et n'interviennent pas, en pratique, sur l'étendu d'un réseau d'antennes mais plutôt au cours d'un déplacement d'un ou des deux sites. Dans ce dernier cas, il est suffisant de considérer les variations à long terme seulement selon une ligne (on décrit dans ce cas la variation d'une fonction angulaire au cours de la trajectoire, c'est à dire fonction d'une variable de position scalaire). Les fonctions et les transformées introduites dans 5.39 et 5.7 peuvent alors être basées sur les 2 relations 5.20 plutôt que sur les 2 relations 5.19.

La caractérisation définie par les fonctions 5.39 reste valide pour tout type de canal de propagation dans un contexte radioélectrique cellulaire (ou dans tout autre contexte de propagation des OEM où l'hypothèse d'onde plane TEM est valide en zone locale) et ce pour n'importe quel volume d'émission et de réception, pour peu que la fenêtre γ soit judicieusement choisie (son extension spatiale doit être inférieure ou égale à la zone locale). La caractérisation par les fonctions représentées dans 5.12 est complète (chacune des 8 fonctions décrit entièrement le canal) tant que les signaux spatiaux sont physiquement constitués d'ondes planes transverses sur des zones locales d'émission et de réception arbitrairement petites.

Ici, nous avons approfondi la structure du domaine spatial sans prendre en compte le domaine temporel. Pourtant, il a été noté que ces restrictions dépendaient largement du domaine temporel (un signal se propageant engendre une dépendance des domaines spatiaux et temporels) et en particulier de la fréquence du signal. Cette caractérisation conjointe est le sujet de la partie suivante.

5.3.6 Prise en compte des antennes

Le canal caractérisé jusqu'à présent représente le lien entre les champs électromagnétiques émis et reçus (champs électromagnétiques propagés) dans deux volumes disjoints de l'espace. Dans le contexte des systèmes de communication sans fil et en particulier des systèmes MIMO, on utilise des antennes afin de faire le lien entre un vecteur de signaux

temporels et un champ électromagnétique. Une antenne échantillonne (en réception) ou synthétise (en émission) le champ électromagnétique. Selon le type de réseau d'antennes utilisé, l'échantillonnage peut être interprété comme un échantillonnage des positions, des directions et/ou des composantes de polarisation.

L'objectif de cette partie est de montrer d'une part comment à partir des fonctions de canal décrites précédemment, il est possible d'obtenir la matrice de canal liant les vecteurs d'entrée et de sortie et d'autre part de définir des fonctions spatiales scalaires représentatives du canal vu par une antenne particulière (qui pourrait constituer l'élément de base d'un réseau). Pour plus de détails sur la caractérisation et la modélisation des réseaux d'antennes, on se reportera au chapitre 3 et à l'annexe A.2.

Les fonctions de canal introduites dans les boîtes grises foncées des figures 5.11 (cas zone locale) et 5.12 (cas général) sont directement compatibles avec la caractérisation des antennes en champ lointain puisque le diagramme angulaire vectoriel d'antenne est la réponse de l'antenne à des ondes planes transverses. Il faut, pour cela, que la dimension des antennes utilisées soit inférieure à la dimension de la zone locale : l'hypothèse d'onde plane transverse sur la zone occupée par une antenne est donc valide.

5.3.6.1 Caractérisation scalaire du canal

La caractérisation scalaire du canal dans le domaine spatial peut s'obtenir en s'affranchissant de la polarisation, en considérant le canal vu par une antenne d'émission donnée et une antenne de réception donnée (chacune orientée dans une direction particulière). Pour une antenne particulière à l'émission (diagramme vectoriel 2D $\mathbf{g}_e(\boldsymbol{\Omega})$) et une antenne particulière à la réception (diagramme vectoriel 2D $\mathbf{g}_r(\boldsymbol{\Omega})$), on définit la fonction spatiale de canal scalaire suivante :

$$\tilde{h}_{ant}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) = \mathbf{g}_r^T(\boldsymbol{\Omega}_r) \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{g}_e(\boldsymbol{\Omega}_e) \quad (5.41)$$

On s'aperçoit que pour prendre en compte un couple d'antennes (caractérisées chacune par son diagramme angulaire vertical et horizontal) il faut des fonctions angulaires bidirectionnelles liant les composantes verticales et horizontales d'émission et de réception ($\tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)$ ou $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e)$). A partir de la fonction scalaire définie dans 5.41, il est possible de définir 3 autres fonctions et d'aboutir ainsi à la représentation de la figure 5.13. Si la caractérisation se fait en zone locale, on pourra réduire la dépendance des fonctions à 2 variables, c'est à dire à une variable angulaire ou de position spatiale sur chaque site.

Les fonctions ainsi définies sont utiles lorsqu'on considère des réseaux où toutes les antennes pointent dans la même direction, comme par exemple les réseaux ULA ou URA (la matrice de canal est alors simplement une version échantillonnée de $\tilde{h}_{ant}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$). Au contraire, si les orientations sont amenées à être différentes, comme par exemple, dans le contexte radiomobile où la trajectoire se caractérise par une translation mais aussi par une rotation d'antenne au cours du temps ou pour les réseaux à structure polaire (antennes

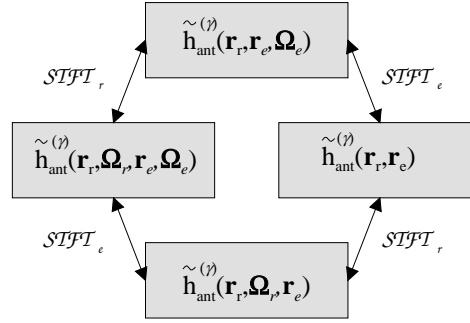


FIG. 5.13 – Fonctions spatiales scalaires caractéristiques du canal de propagation radio-électrique vu par un couple d’antennes particulières.

multifaisceaux, réseaux circulaires, sphériques ou cylindriques), il faudrait ajouter à la fonction scalaire de canal $\tilde{h}_{ant}^{(\gamma)}$, la dépendance à l’orientation de l’antenne au niveau de l’émission Ω'_e et au niveau de la réception Ω'_r .

Généralement, les antennes utilisées ne sont sensibles qu’à une seule composante de polarisation (par exemple, verticale à l’émission comme à la réception) et $\tilde{h}_{ant}^{(\gamma)}$ est simplement un des éléments de $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}$. Dans le cas où plusieurs antennes élémentaires sont utilisées dans un même réseau, on introduit la fonction de canal matricielle $\tilde{\mathbf{h}}_{ant}^{(\gamma)}$:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{ant}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r, \mathbf{r}_e, \Omega_e) = \mathbf{G}_r(\Omega_r) \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \Omega_r, \mathbf{r}_e, \Omega_e) \mathbf{G}_e^T(\Omega_e) \quad (5.42)$$

où les matrices des diagrammes de rayonnement vectoriels de réception et d’émission sont définies par :

$$\mathbf{G}_r(\Omega_r) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{r,1}^T(\Omega_r) \\ \vdots \\ \mathbf{g}_{r,N_r}^T(\Omega_r) \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}_e(\Omega_e) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{e,1}^T(\Omega_e) \\ \vdots \\ \mathbf{g}_{e,N_e}^T(\Omega_e) \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

Les études sur la fonction matricielle définie dans 5.42 pourront se faire d’une manière identique aux fonctions de canal de propagation matricielle. Ce type de fonction peut être utile, par exemple, dans le cas où la diversité de polarisation autant que de position doit être prise en compte (par exemple, lorsqu’on utilise sur chaque site, 2 antennes élémentaires différentes de polarisations croisées).

5.3.6.2 Réseau d’antennes, vecteur signal et signal spatial

Afin d’être le plus général possible, on considère que toutes les antennes peuvent être différentes les unes des autres. Un réseau d’antennes permet en émission de synthétiser une OEM (signal vectoriel 2D $\mathbf{e}_{PT}(\Omega)$) à partir d’un vecteur de signal $\tilde{\mathbf{e}}$ de la manière

suivante :

$$\mathbf{e}_{PT}(\boldsymbol{\Omega}) = \sum_{i=1}^N \tilde{e}_i \mathbf{g}_{i,\boldsymbol{\Omega}_i}(\boldsymbol{\Omega}) \exp(-jk' \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}) \cdot \mathbf{r}_i) \quad (5.44)$$

où les $\{\tilde{e}_i\}_{i=1 \rightarrow N}$ représentent les éléments du vecteur de signal $\tilde{\mathbf{e}}$ (en omettant la dépendance temporelle), les couples de valeurs $\{\mathbf{r}_i; \boldsymbol{\Omega}_i\}_{i=1 \rightarrow N}$ caractérisent la structure géométrique du réseau (position et orientation des antennes, voir annexe A.2) et les $\{\mathbf{g}_i(\boldsymbol{\Omega})\}_{i=1 \rightarrow N}$ représentent les diagrammes vectoriels 2D des antennes composant le réseau ($\mathbf{g}_{i,\boldsymbol{\Omega}_i}(\boldsymbol{\Omega})$ est donc le diagramme vectoriel 2D tourné de $\boldsymbol{\Omega}_i$). Symétriquement, ce même réseau permet en réception d'analyser l'OEM reçue (signal vectoriel 2D $\mathbf{s}_{PT}(\boldsymbol{\Omega})$) sous forme d'un vecteur de signal $\tilde{\mathbf{s}}$:

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \int \mathbf{s}_{PT}^T(\boldsymbol{\Omega}) \mathbf{g}_{i,\boldsymbol{\Omega}_i}(\boldsymbol{\Omega}) \exp(jk' \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}) \cdot \mathbf{r}_i) d\boldsymbol{\Omega} \quad (5.45)$$

où les $\{\tilde{s}_i\}_{i=1 \rightarrow N}$ représentent les éléments du vecteur de signal $\tilde{\mathbf{s}}$ (en omettant la dépendance temporelle). On peut vérifier que si $\mathbf{s}_{PT}(\boldsymbol{\Omega}) = \mathbf{e}_{PT}(\boldsymbol{\Omega})$, on a $\tilde{e}_i = \tilde{s}_i$; par contre pour une OEM donnée ($\mathbf{s}_{PT}(\boldsymbol{\Omega})$ ou $\mathbf{e}_{PT}(\boldsymbol{\Omega})$), il y a, non pas une seule mais un ensemble de solutions pour le couple de vecteurs de signal ($\tilde{\mathbf{s}}$ ou $\tilde{\mathbf{e}}$) / réseau d'antennes ($\{\mathbf{r}_i; \boldsymbol{\Omega}_i\}_{i=1 \rightarrow N}$ et $\{\mathbf{g}_i(\boldsymbol{\Omega})\}_{i=1 \rightarrow N}$).

Si toutes les antennes du réseau sont identiques, le diagramme vectoriel $\mathbf{g}(\boldsymbol{\Omega}) = \mathbf{g}_i(\boldsymbol{\Omega})$ est en quelque sorte assimilable à la fenêtre d'analyse ou de synthèse d'une STFT discrète dans le domaine spatial. A partir de cette remarque, on se rend compte que la signification des échantillons \tilde{e}_i (ou \tilde{s}_i) dépend largement du type de réseau. Pour une antenne tournante ou une antenne multifaisceaux, dont le centre de phase est en \mathbf{r}_0 , les $\tilde{e}_i \triangleq \tilde{e}(\mathbf{r}_0, \boldsymbol{\Omega}_i)$ représente des échantillons de directions (échantillonnage angulaire) et au contraire pour un réseau linéaire ou rectangulaire dont la direction de pointage est $\boldsymbol{\Omega}_0$, les $\tilde{e}_i \triangleq \tilde{e}(\mathbf{r}_i, \boldsymbol{\Omega}_0)$ représentent des échantillons de position (échantillonnage spatial de position). Généralement les antennes élémentaires sont sensibles à une polarisation particulière et on peut donc considérer que les échantillons, en plus de correspondre à des directions et des positions particulières, correspondent aussi à une polarisation particulière.

5.3.6.3 Canal de transmission

Contrairement au canal scalaire (liant deux signaux scalaires), on s'intéresse ici au lien entre le vecteur d'entrée $\tilde{\mathbf{e}}$ et le vecteur de sortie $\tilde{\mathbf{s}}$, c'est à dire à la matrice de canal de transmission, ce qui inclut les antennes dans le canal. La relation entrée-sortie utilisée dans le contexte des systèmes MIMO est basée sur la matrice \mathbf{h}_{tr} du canal de transmission (voir figure 5.1) :

$$\underbrace{\tilde{\mathbf{s}}}_{N_r \times 1} = \underbrace{\mathbf{h}_{tr}}_{N_r \times N_e} \underbrace{\tilde{\mathbf{e}}}_{N_e \times 1} + \underbrace{\mathbf{n}}_{N_r \times 1} \quad (5.46)$$

où \mathbf{n} est un vecteur de bruit qui dépend du bruit externe passé à travers les antennes et surtout des bruits internes aux composants de réception.

En combinant les relations 5.44, 5.45 et 5.37, on peut aboutir à la matrice \mathbf{h}_{tr} du canal de transmission :

$$h_{tr,nm} = \frac{1}{16\pi^2} \int \int \mathbf{g}_{r,n,\Omega_r,n}^T(\boldsymbol{\Omega}_r) \tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{g}_{e,m,\Omega_e,m}(\boldsymbol{\Omega}_e) \times \exp(jk'_r \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}_r) \cdot \mathbf{r}_{r,n}) \exp(jk'_e \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}_e) \cdot \mathbf{r}_{e,m}) d\Omega_r d\Omega_e \quad (5.47)$$

ou dans le cas où le canal est décrit par $\tilde{\mathbf{h}}_{PT_r;PT_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)$:

$$h_{tr,nm} = \frac{1}{16\pi^2} \int \int \mathbf{g}_{r,n,\Omega_r,n}^T(\boldsymbol{\Omega}_r) \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathbf{g}_{e,m,\Omega_e,m}(\boldsymbol{\Omega}_e) \times \gamma_{\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r}(\mathbf{r}_{r,n}) \gamma_{\mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e}(\mathbf{r}_{e,m}) d\mathbf{r}_r d\Omega_r d\mathbf{r}_e d\Omega_e \quad (5.48)$$

où $h_{tr,nm}$ est l'élément de la ligne n et de la colonne m de la matrice de canal \mathbf{h}_{tr} , c'est à dire le coefficient d'atténuation complexe liant le signal m d'entrée au signal n de sortie.

Le problème central de l'estimation du canal spatial consiste à estimer les fonctions de canal introduites précédemment (par exemple $\tilde{\mathbf{h}}_{PT_r;PT_e}(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e)$), ou une partie de leurs caractéristiques, à partir de la matrice \mathbf{h}_{tr} (qui elle-même aura dû être estimée à partir des signaux émis et reçus) et de la connaissance du réseau d'antennes (topologie et diagrammes des éléments).

5.3.7 Synthèse - Domaine spatio-temporel

En associant le domaine spatial au domaine temporel, on obtient $4 \times 4 = 16$ fonctions matricielles (l'aspect matriciel est lié à la dimension polarisation).

Il est possible d'associer n'importe quel système de fonction du domaine spatial à n'importe quel système de fonction du domaine temporel. Nous nous intéressons ici aux fonctions détenant un sens physique intuitif (lié à la notion de trajets multiples), c'est à dire à la représentation de forme 1 dans le domaine spatial et à celle de forme 2 dans le domaine temporel. De plus, la prise en compte des restrictions imposées par les phénomènes physiques permet de simplifier cette caractérisation et de la rendre encore plus intuitive (voir partie précédente 5.3.5). On présente donc l'association entre les fonctions spatiales introduites par la figure 5.11 et les fonctions temporelles introduites par la figure 5.6. Il aurait également été possible de prendre en compte les fonctions introduites par la figure 5.12.

Les nombres d'onde à l'émission et à la réception se déduisent de la relation de dispersion 5.9 et du fait que $f_r = f + \nu$ et $f_e = f$:

$$k'_e(f) = \frac{2\pi(f_c + f)}{c} = k'(f) \quad (5.49)$$

$$k'_r(f, \nu) = \frac{2\pi(f_c + f + \nu)}{c} \simeq k'(f)$$

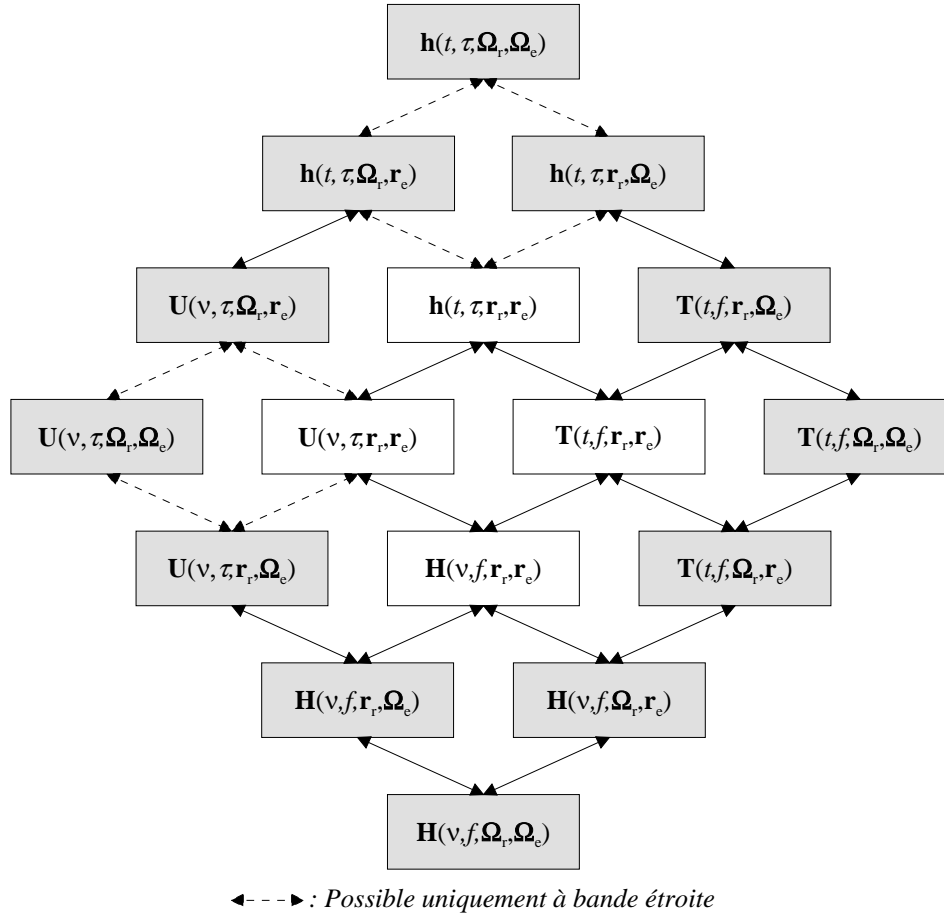


FIG. 5.14 – Fonctions caractéristiques spatio-temporelles du canal de propagation radio-électrique en zone locale

L'approximation de la deuxième ligne vient du fait que les vitesses de déplacement mises en jeu dans le contexte des communications sans fil sont très inférieures à la vitesse de la lumière (physique non-relativiste). Pour les systèmes classiques (modulation sur fréquence porteuse), on peut négliger la dépendance à la fréquence relative f ($k'_r = k'_e = k' = 2\pi f_c/c$) car les largeurs de bande y sont très inférieures à la fréquence centrale (précisons que pour cette approximation, il faudrait aussi prendre en compte la dimension des zones spatiales d'émission et de réception à caractériser, comme cela est montré dans le chapitre 4). Dans le cas de l'ULB, il faut néanmoins conserver cette dépendance en fréquence. Dans la plupart des études sur le canal de transmission (hors ULB) cette dépendance n'est pas prise en compte.

En prenant en compte les deux parties précédentes concernant le domaine spatial et le domaine temporel, on peut déduire la représentation de la figure 5.14 prenant en compte conjointement la dimension temporelle et la dimension spatiale (temps, espace et polarisation) dans le cadre de la caractérisation en zone locale.

Les fonctions introduites par la figure 5.14 sont matricielles de dimension 2×2 dans le cas où la caractérisation de la polarisation se fait en terme de composantes verticale et horizontale, et de dimension 3×3 dans le cas où cette caractérisation se fait en coordonnées cartésiennes. Dans le cas où les propriétés de polarisation des antennes sont prises en compte (voir 5.3.6), ces fonctions se réduisent à des fonctions scalaires.

On peut constater que les fonctions angulaires ne permettent d'obtenir les fonctions des positions que si elles sont aussi fonction de la variable fréquence f (à part dans le cas bande étroite où l'approximation présentée dans 5.49 est valide). Par exemple, la fonction d'étalement $\mathbf{U}(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{\Omega}_e)$ ne permet pas d'obtenir directement (par double transformée sur les directions d'émission et de réception) la fonction $\mathbf{U}(\nu, \tau, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)$, puisque les transformées dans le domaine spatial font intervenir la fréquence. Par contre, il est possible indirectement comme cela est montré par la figure 5.3, d'effectuer au préalable ou simultanément une TF selon τ permettant d'obtenir une fonction de la fréquence puis d'effectuer après la double TF spatiale, la TF inverse pour revenir à la variable τ . Cela signifie que même s'il n'est pas possible d'obtenir $\mathbf{U}(\nu, \tau, \mathbf{r}_e, \mathbf{r}_r)$ directement à partir de $\mathbf{U}(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{\Omega}_e)$, cette dernière fonction fournit quand même une description complète du canal de propagation radioélectrique en zone locale. Ceci est vraie pour toutes les autres fonctions angulaires reliées de la même façon par au moins une flèche en ligne pointillée.

Lorsqu'au moins un des deux sites est en déplacement comme dans le cas radiomobile, il y a deux manières de définir les fonctions de canal. Quand, seul, le domaine temporel est pris en compte, les variations temporelles sont dues aussi bien au déplacement du mobile qu'au mouvement des diffuseurs. Quand le domaine spatial est pris en compte, deux solutions se présentent comme cela a été suggéré dans le chapitre 4 : il est possible soit de considérer que l'origine du repère spatial associé au site en déplacement suit la trajectoire du mobile (ce qui constitue une extension directe du cas où seul le domaine temporel est pris en compte et signifie que le support spatial du signal au niveau du site mobile reste le même quel que soit l'instant) soit que le repère spatial reste fixe (ce qui signifie que le support spatial du signal au niveau du site mobile varie dans le temps). Ces deux cas sont représentés sur la figure 5.15. Si le rayon de la sphère (un réseau hypothétique est inclus dans cette sphère) à la dimension de la zone locale en tout point de la trajectoire, alors une caractérisation spatiale en zone locale (comme dans la figure 5.11) est suffisante dans le cas où le repère spatial est mobile. Alors que dans le cas où il est fixe, il sera nécessaire d'introduire la caractérisation incorporant la STFT spatiale (comme dans la figure 5.12) au niveau du site mobile (la dépendance de position du site mobile à moyenne échelle pourra être scalaire tant que la trajectoire est connue).

Dans le premier cas, cela signifie que le spectre Doppler intègre les effets du déplacement du mobile en plus des effets liés aux mouvements des diffuseurs, ce qui est intéressant d'un point de vue système alors que dans le deuxième cas, le spectre Doppler n'intègre que les effets du mouvement des diffuseurs, ce qui est intéressant d'un point de vue propagation (l'effet du déplacement est explicitement considéré comme faisant partie de la dimension spatiale).

Face au grand nombre de configurations de liaisons potentiellement envisageables et au manque de connaissances précises, le canal de propagation est souvent considéré comme

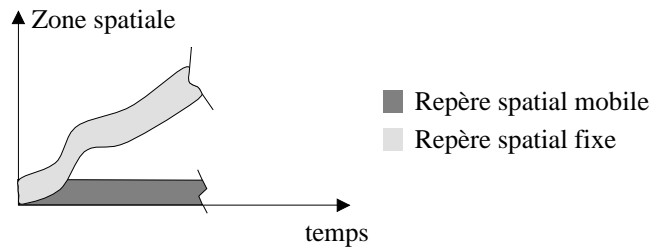


FIG. 5.15 – 2 définitions du support spatio-temporel du signal sur le site mobile

aléatoire. Les fonctions associées au canal deviennent alors des fonctions (matricielles) aléatoires ou processus aléatoires multidimensionnels.

5.4 Caractérisation stochastique

Une description stochastique complète de ces fonctions aléatoires devrait porter sur une fonction de densité de probabilité multidimensionnelle ou, de manière équivalente sur l'ensemble des moments statistiques. Ce type de description, en plus d'être très complexe souffre du manque de connaissance disponible sur le canal. Pour cette raison, on se limitera en pratique aux moments d'ordre 1 et 2. Pour des processus gaussiens, cette description étant complète, elle sera généralement suffisante pour la caractérisation des canaux de propagation. En effet, le grand nombre de phénomènes rencontrés (en l'occurrence d'interactions avec des diffuseurs) entraîne une tendance au caractère gaussien des fonctions de canal. Même si les fonctions de canal ne sont pas gaussiennes, la description à l'ordre 2 a l'avantage d'être une description énergétique complète.

On ne présente que la caractérisation concernant les fonctions ayant une signification physique immédiate, c'est à dire les fonctions de type 1 pour le domaine spatial et de type 2 pour le domaine temporel (les caractérisations stochastiques de type 2 pour le domaine spatial et de type 1 pour le domaine temporel peuvent être utiles du point de vue des systèmes de communications et sont traitées dans [1]). Ce choix est également motivé par le fait qu'il est possible de simplifier ces fonctions, en posant des hypothèses de stationnarité statistique (selon les variables d'évanouissement) représentatives des canaux réels, contrairement aux fonctions liées à la représentation complémentaire (de type 2 pour l'espace et de type 1 pour le temps), où il ne serait pas possible de définir des hypothèses de stationnarité ayant un sens ou une réalité physique.

Comme précédemment, on traite les deux domaines spatial et temporel séparément pour plus de clarté. On présente la caractérisation à l'ordre 2, sur des processus centrés (la moyenne peut être considérée comme une composante déterministe qui serait décrite séparément).

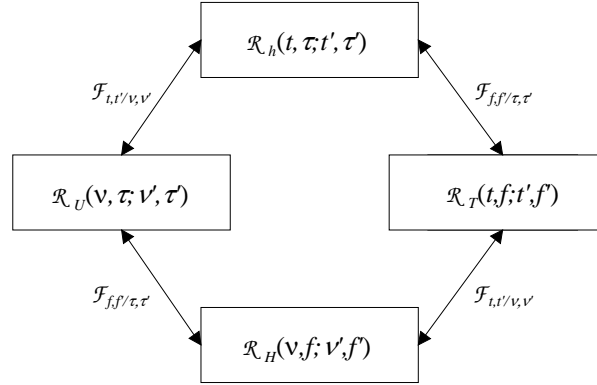


FIG. 5.16 – Fonctions temporelles de corrélation du canal

5.4.1 Domaine temporel

5.4.1.1 Cas général

On définit les 4 fonctions de corrélations associées aux 4 fonctions temporelles du canal introduites dans 5.28 de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau') &= \mathbb{E} \{ h(t, \tau) h^*(t', \tau') \} \\
 \mathcal{R}_T(t, f; t', f') &= \mathbb{E} \{ T(t, f) T^*(t', f') \} \\
 \mathcal{R}_H(\nu, f; \nu', f') &= \mathbb{E} \{ H(\nu, f) H^*(\nu', f') \} \\
 \mathcal{R}_U(\nu, \tau; \nu', \tau') &= \mathbb{E} \{ U(\nu, \tau) U^*(\nu', \tau') \}
 \end{aligned} \tag{5.50}$$

Ces fonctions sont reliées par double TF (selon x et x' , où x peut représenter une des 4 variables t, τ, ν ou f) [10] et peuvent être représentées par la figure 5.16.

Les fonctions de corrélations purement temporelle \mathcal{R}_h et purement fréquentielle \mathcal{R}_H ainsi définies permettent de relier les statistiques d'ordre 2 d'entrée à celles de sortie (relation entre les fonctions de corrélation d'entrée et de sortie) dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel, de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_s(t, t') &= \int \int \mathcal{R}_e(t - \tau, t' - \tau') \mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau') d\tau d\tau' \\
 \mathcal{R}_s(f, f') &= \int \int \mathcal{R}_e(f - \nu, f' - \nu') \mathcal{R}_H(\nu, f; \nu', f') d\nu d\nu'
 \end{aligned} \tag{5.51}$$

Une description alternative consiste à considérer la corrélation en fonction des variables absolues t et f et des variables relatives d'écart en temps et en fréquence Δt et Δf , c'est à dire $\mathcal{R}'_T(t, f; \Delta t, \Delta f) \triangleq \mathcal{R}_T(t + \Delta t/2, f + \Delta f/2; t - \Delta t/2, f - \Delta f/2)$. A partir de cette fonction, il est possible de définir la distribution de Wigner-Ville et la fonction d'ambiguïté [537, 538] (reliées entre elles par quadruple TF puisque le processus

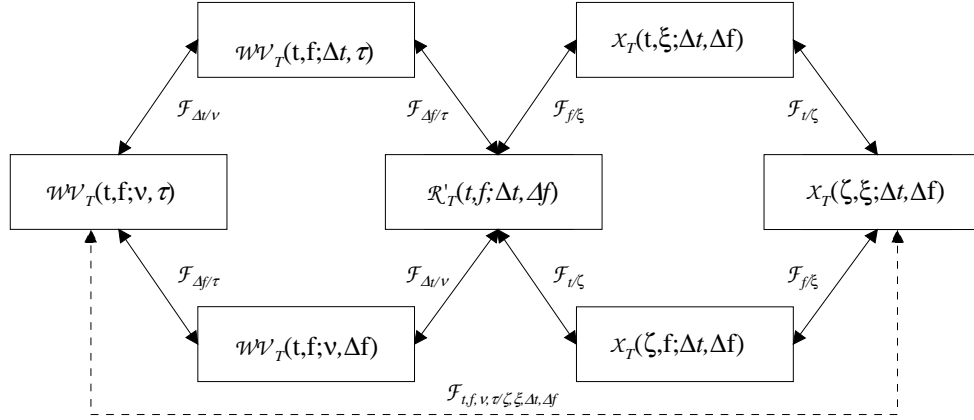


FIG. 5.17 – Représentation mixte énergétique et corrélative des fonctions temporelles caractéristiques d'ordre 2 du canal

représentant le canal est bidimensionnel), respectivement :

$$\begin{aligned} \mathcal{WV}_T(t, f; \nu, \tau) &= \int \int \mathcal{R}'_T(t, f; \Delta t, \Delta f) \exp(-j2\pi(\Delta t\nu + \Delta f\tau)) d\Delta t d\Delta f \\ \mathcal{X}_T(\zeta, \xi; \Delta t, \Delta f) &= \int \int \mathcal{R}'_T(t, f; \Delta t, \Delta f) \exp(-j2\pi(t\zeta + f\xi)) dt df \end{aligned} \quad (5.52)$$

De la même manière, on peut obtenir $\mathcal{WV}_T(t, f; \Delta t, \tau)$, $\mathcal{WV}_T(t, f; \nu, \Delta f)$, $\mathcal{X}_T(t, \xi; \Delta t, \Delta f)$ et $\mathcal{X}_T(\zeta, f; \Delta t, \Delta f)$. On peut alors représenter les 7 fonctions et leurs relations par la figure 5.17. Les fonctions à l'intérieur de "boîtes" voisines sont reliées par TF simple. La relation de TF quadruple, représentée par la flèche en pointillés, est l'extension du théorème de Wiener-Kintchine pour un processus bidimensionnel non-stationnaire selon les deux variables. En effet, $\mathcal{WV}_T(t, f; \nu, \tau)$ est une représentation énergétique (extension de la notion de DSP au cas non-stationnaire) du canal alors que $\mathcal{X}_T(\zeta, \xi; \Delta t, \Delta f)$ est une représentation corrélative du canal (extension de la notion de fonction d'autocorrélation au cas non-stationnaire).

La distribution de Wigner-Ville définie dans 5.52 est d'une grande utilité, dès lors que le canal n'est pas stationnaire selon au moins une des deux variables t ou f . Selon la variable de fréquence f , cela peut être utile lorsqu'on se place dans le contexte de l'ULB où les caractéristiques électromagnétiques du milieu physique, et en particulier des obstacles, changent de manière notable sur la bande de fréquence couverte. Similairement, les études du canal à long terme, par exemple dans le contexte radiomobile, nécessitent une caractérisation non-stationnaire selon la variable temporelle.

5.4.1.2 Cas stationnaire et modèle WSSUS

Généralement, les durées et les largeurs de bande fréquentielle sur lesquelles le canal est considéré sont suffisamment limitées pour que la fonction de transfert variant dans le temps puisse être considérée comme un processus bidimensionnel stationnaire au sens large (on parle plus exactement de stationnarité au sens large sur un intervalle [546]) selon les deux variables. La stationnarité au sens large signifie que les moments d'ordre 1 (moyenne) et d'ordre 2 (fonction de corrélations ou distribution de Wigner-Ville par exemple) ne dépendent ni du temps absolu t ni de la fréquence f . Dans le cas gaussien, la stationnarité au sens large implique donc la stationnarité au sens strict.

Historiquement, la dénomination d'hypothèse WSS (Wide Sense Stationary) d'un modèle de canal WSSUS s'applique à la stationnarité au sens large dans le domaine temporel alors que la dénomination d'hypothèse US (Uncorrelated Scattering ou diffuseurs décorrelés) s'applique à la stationnarité au sens large dans le domaine fréquentiel. Comme l'hypothèse de stationnarité est équivalente à l'hypothèse de décorrélation dans le domaine dual (dual au sens de la TF), l'hypothèse WSS est équivalente à la décorrélation pour deux composantes de Doppler ν différentes et l'hypothèse US (deux composantes de retards τ différents sont décorrelées) est équivalente à la stationnarité en fréquence. Ces remarques sont bien illustrées par les simplifications suivantes des fonctions de corrélation 5.50 :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau') &= \delta(\tau' - \tau) P(t' - t, \tau) \\
 \mathcal{R}_T(t, f; t', f') &= R_T(t' - t, f' - f) \\
 \mathcal{R}_H(\nu, f; \nu', f') &= \delta(\nu' - \nu) Q(\nu, f' - f) \\
 \mathcal{R}_U(\nu, \tau; \nu', \tau') &= \delta(\nu' - \nu) \delta(\tau' - \tau) D(\nu, \tau)
 \end{aligned} \tag{5.53}$$

Les relations 5.53 se traduisent pour les représentations temps-fréquence basées sur la distribution de Wigner-Ville et la fonction de corrélation \mathcal{R}'_T par :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{WV}_T(t, f; \Delta t, \tau) &= P(\Delta t, \tau) \\
 \mathcal{R}'_T(t, f; \Delta t, \Delta f) &= R_T(\Delta t, \Delta f) \\
 \mathcal{WV}_T(t, f; \nu, \Delta f) &= Q(\nu, \Delta f) \\
 \mathcal{WV}_T(t, f; \nu, \tau) &= D(\nu, \tau)
 \end{aligned} \tag{5.54}$$

Alors que les relations 5.53 expriment bien la décorrélation pour des composantes différentes de Doppler et/ou de retard par la présence des distributions de Dirac $\delta(\tau' - \tau)$ et $\delta(\nu' - \nu)$, les relations 5.54 expriment bien la stationnarité temporelle et fréquentielle (les spectres et corrélations ne dépendent plus du temps absolu t et de la fréquence f).

Les fonctions introduites dans 5.53 et 5.54 (mathématiquement équivalentes) et représentées sur la figure 5.18, peuvent être interprétées comme des DSP ou DSIP selon les variables de retard et/ou Doppler et comme des fonctions d'autocorrélation selon les variables d'écart Δt et Δf . Par exemple, $P(\Delta t, \tau)$ est, pour $\Delta t = 0$, une DSP selon la variable τ et est, pour $\Delta t \neq 0$, une DSIP selon la variable τ . A l'opposé, $P(\Delta t, \tau)$ peut

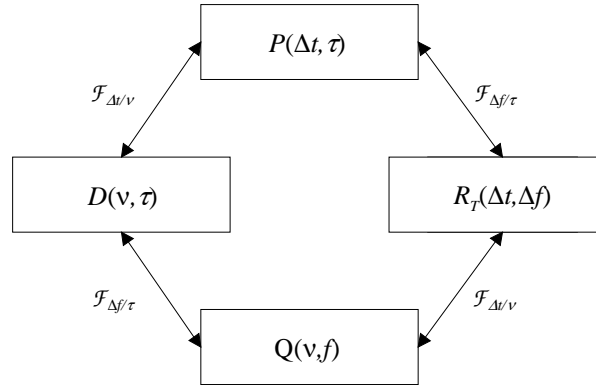


FIG. 5.18 – *Fonctions caractéristiques temporelles d'ordre 2 du modèle WSSUS*

être interprétée comme une fonction d'autocorrélation selon la variable Δt à τ fixée. Ces fonctions sont reliées par TF simple (théorème de Wiener-Kintchine) comme le montre la figure 5.18.

Les 2 fonctions les plus utilisées en pratique sont la fonction $R_T(\Delta t, \Delta f)$ appelée tout naturellement la fonction de corrélation du canal (fonction de corrélation du processus bidimensionnel que forme la fonction de transfert) ainsi que la fonction de diffusion $D(\nu, \tau)$. La fonction de diffusion $D(\nu, \tau) = E \left\{ |U(\nu, \tau)|^2 \right\}$ représente, le coefficient de transmission pour un retard τ et un Doppler ν . Elle peut être composée de distributions de Dirac qui correspondent alors à des trajets spéculaires et/ou par une/des fonctions continues qui correspondent plutôt à des diffusions.

Ces fonctions sont d'une grande utilité en pratique puisqu'elles permettent de réduire le nombre de variables, ce qui simplifie l'analyse et/ou la modélisation. Vis à vis des durées de trame temporelle et des largeurs de bande des systèmes classiques (ce qui n'englobe pas les systèmes ULB), le modèle WSSUS est dans la grande majorité des cas justifié.

La définition de canal aléatoire sous-étalé est basée sur les étalements de la fonction de diffusion de la même façon que celle d'un canal déterministe sous-étalé est basé sur les étalements de la fonction d'étalement [545].

5.4.1.3 Caractérisation simplifiée et paramètres synthétiques

Les fonctions de 2 variables déduites des hypothèses de stationnarité décrivent entièrement les propriétés statistiques d'ordre 2. Lorsqu'on désire étudier un ensemble de canaux WSSUS (ou considérés comme tels), il est plus simple de synthétiser l'information propre à chacun de ces canaux. On définit, dans ce sens, des fonctions marginales d'une seule variable de type énergétique (DSP 1D) et de type corrélative (fonction d'autocorrélation 1D). A partir de ces fonctions, on définit ce qu'on appelle des paramètres synthétiques ou

paramètres caractéristiques propres aux différents domaines (ils permettent d'effectuer simplement des analyses sur un ensemble de canaux WSSUS).

On définit ainsi le profil de puissance moyen des retards, le profil de puissance moyen Doppler ainsi que les fonctions de corrélation en fréquence et en temps, respectivement :

$$\begin{aligned}
 P_\tau(\tau) &\triangleq \int D(\nu, \tau) d\nu = P(0, \tau) \\
 P_\nu(\nu) &\triangleq \int D(\nu, \tau) d\tau = Q(\nu, 0) \\
 R_{freq}(\Delta f) &\triangleq R_T(0, \Delta f) = \int Q(\nu, \Delta f) d\nu = \int P_\tau(\tau) \exp^{j2\pi\Delta f\tau} d\tau \\
 R_{temps}(\Delta t) &\triangleq R_T(\Delta t, 0) = \int P(\Delta t, \tau) d\tau = \int P_\nu(\nu) \exp^{j2\pi\Delta t\nu} d\nu
 \end{aligned} \tag{5.55}$$

Dans le cas où le canal n'est pas stationnaire selon le temps et/ou la fréquence, il faut conserver la dépendance au temps et/ou à la fréquence dans la définition de ces fonctions (voir figure 5.17). On obtiendrait, par exemple, pour un canal non-stationnaire dans le temps (par exemple sur un déplacement de plusieurs dizaines de mètres à l'extérieur des bâtiments), un profil de puissance moyen des retards variant dans le temps $P_\tau(\tau, t)$ ou, par exemple, dans le cas de l'ULB (où le canal ne peut pas être considéré stationnaire en fréquence), un profil de puissance moyen des retards variant en fréquence $P_\tau(\tau, f)$.

Quand on veut encore synthétiser l'information, on définit des paramètres synthétiques et non plus des fonctions marginales 1D. On définit tout d'abord le paramètre d'atténuation de puissance moyenne (aussi appelée perte de puissance moyenne ou path Loss) :

$$A \triangleq \int P_\tau(\tau) d\tau = \int P_\nu(\nu) d\nu = R_T(0, 0) \tag{5.56}$$

Le paramètre défini dans la relation 5.56 est utile pour fixer le rapport signal à bruit moyen et permet donc d'établir (quand la configuration géométrique de la liaison à laquelle correspond le canal est connue) le bilan de puissance. Ce paramètre est plus souvent exprimé en dB. Pour définir les autres paramètres, il est plus simple d'introduire les fonctions normalisées par l'atténuation moyenne des fonctions définies dans 5.55 (par exemple, on définit $\tilde{P}_\tau(\tau) = P_\tau(\tau)/A$ ou $\tilde{R}_{freq}(\Delta f) = R_{freq}(\Delta f)/A$). Les profils de puissance moyens Doppler et des retards normalisés détiennent alors toutes les propriétés des fonctions de densité de probabilité et il est donc possible de définir tous les paramètres habituellement liés à ce type de fonctions (moyenne, écart-type, skewness, kurtosis ...). S'il existe plusieurs manières de définir des mesures d'étalement, on utilise ici la plus répandue dans ce contexte, c'est à dire l'écart-type. On définit ainsi la dispersion quadratique moyenne des retards (Dispersion RMS des retards, c'est à dire l'écart-type des retards) et la dispersion quadratique moyenne Doppler (Dispersion RMS Doppler, c'est à

dire l'écart-type Doppler), respectivement, par :

$$\begin{aligned}\sigma_\tau &= \sqrt{\int (\tau - \bar{\tau})^2 \tilde{P}_\tau(\tau) d\tau} \\ \sigma_\nu &= \sqrt{\int (\nu - \bar{\nu})^2 \tilde{P}_\nu(\nu) d\nu}\end{aligned}\tag{5.57}$$

où $\bar{\tau}$ et $\bar{\nu}$ sont respectivement le retard moyen et le Doppler moyen définis par :

$$\begin{aligned}\bar{\tau} &= \int \tau \tilde{P}_\tau(\tau) d\tau \\ \bar{\nu} &= \int \nu \tilde{P}_\nu(\nu) d\nu\end{aligned}\tag{5.58}$$

D'autres paramètres d'étalement tels que la fenêtre ou l'intervalle (des retards ou Doppler) peuvent être définis [547]. Il est aussi possible de définir des paramètres de forme tel que le skewness et le kurtosis des retards ou du Doppler [547]. Ces paramètres sont respectivement les cumulants d'ordre 3 et 4 normalisés et permettent de caractériser la forme (la symétrie et concavité/convexité) des profils de puissance moyen.

De la même manière, on définit des paramètres liés à l'étalement des fonctions de corrélation fréquentielle et temporelle. On définit ainsi la bande de cohérence $B_{c,n\%}$ et le temps de cohérence $T_{c,n\%}$ à $n\%$ ($n \leq 100$) de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\min \{B_{c,n\%}\} &\text{ tel que } \left| \tilde{R}_{freq}(B_{c,n\%}) \right| = n \\ \min \{T_{c,n\%}\} &\text{ tel que } \left| \tilde{R}_{temps}(T_{c,n\%}) \right| = n\end{aligned}\tag{5.59}$$

Les valeurs de 0,9, 0,7 et 0,5 pour n sont communément utilisées en pratique. A 90%, cela permet de connaître la largeur de bande (respectivement la durée) sur laquelle le canal reste approximativement constant, c'est à dire sur laquelle il n'y a pas de distorsion d'amplitude, ce qui constitue une information importante si on veut dimensionner le système de telle façon qu'il n'y est pas besoin d'égalisation. A 50%, cela permet de connaître quel écart en fréquence (respectivement en temps) est nécessaire pour avoir une décorrélation, ce qui constitue une information importante pour les techniques de diversité fréquentielle (respectivement temporelle). Si les paramètres définis dans 5.57 et 5.59 sont utiles dans le cadre de la caractérisation et de la modélisation du canal de propagation, ils sont aussi très importants pour les aspects systèmes. En effet, à partir de ces paramètres d'étalement ainsi que des paramètres d'étalement du système (largeur de bande B_s et durée symbole T_s), on peut définir 4 types d'évanouissement (évanouissements vus par le système) et donc autant de type de canal (canal vu par le système) comme cela est représenté sur la figure 5.19.

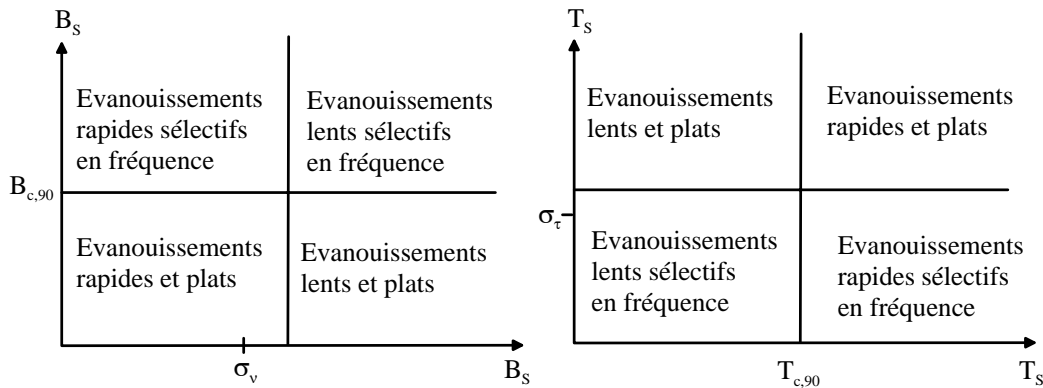


FIG. 5.19 – Différents types d'évanouissement temporels fonctions des paramètres d'étalement du canal relativement aux paramètres d'étalement du signal temporel

On peut montrer que les bandes de cohérence (temps de cohérence) et dispersion des retards (dispersion Doppler) traduisant l'étalement dans les domaines duales au sens de la TF varient en proportion inverse en accord avec la relation d'incertitude [548] :

$$\begin{aligned} \sigma_\tau B_{c,n\%} &\geq \arccos(n/100) / 2\pi \\ \sigma_\nu T_{c,n\%} &\geq \arccos(n/100) / 2\pi \end{aligned} \tag{5.60}$$

Les facteurs $\sigma_\tau B_{c,n\%}$ et $\sigma_\nu T_{c,n\%}$ peuvent donc être considérés comme des paramètres de forme sans unité représentatif respectivement des domaines retard/fréquence et Doppler/temps. La relation d'incertitude 5.60 montre que les paramètres d'étalement ne constituent pas une information entièrement redondante avec les paramètres de cohérence.

Il est aussi possible de définir une dispersion fréquentielle et temporelle de la même manière que dans 5.57 en remplaçant le profil de puissance moyen par le module de la fonction de corrélation. Dans ce cas, la relation d'incertitude est définie de façon classique, c'est à dire que le produit des dispersions RMS (en retard et en fréquence ou en Doppler et en temps) est supérieur ou égal à $1/4\pi$ [30].

5.4.2 Domaine spatial

5.4.2.1 Cas général

En reprenant le formalisme de Bello et en l'appliquant au domaine spatial et plus exactement aux fonctions de forme 1, on peut définir les 4 fonctions de corrélation de la

manière suivante :

$$\begin{aligned}
\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \mathbf{r}'_r, \mathbf{r}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}^*(\mathbf{r}'_r, \mathbf{r}'_e) \right\} \\
\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{k}_e; \mathbf{r}'_r, \mathbf{k}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{k}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}^*(\mathbf{r}'_r, \mathbf{k}'_e) \right\} \\
\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{r}_e; \mathbf{k}'_r, \mathbf{r}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{r}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}^*(\mathbf{k}'_r, \mathbf{r}'_e) \right\} \\
\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{k}_e; \mathbf{k}'_r, \mathbf{k}'_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{k}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}^*(\mathbf{k}'_r, \mathbf{k}'_e) \right\}
\end{aligned} \tag{5.61}$$

où le symbole \otimes représente le produit de Kronecker. Il serait possible de définir les matrices de corrélation d'une manière différentes $\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}} = \mathbb{E} \left\{ \text{Vec}(\tilde{\mathbf{h}}) \text{Vec}(\tilde{\mathbf{h}})^H \right\}$ mais les expressions définies dans 5.61 permettent d'obtenir des relations entrée-sortie de manière simple car les colonnes correspondent aux différentes composantes de corrélation du signal d'entrée alors que les lignes correspondent aux différentes composantes de corrélation du signal de sortie. Les fonctions introduites dans 5.61 décrivent entièrement les propriétés de corrélation spatiale (pour différentes positions et/ou pulsations spatiales et différentes composantes de polarisation). Chacune des fonctions de corrélation décrites dans 5.61 est en fait une matrice de corrélation de dimension 9×9 comportant les fonctions d'auto-corrélation et d'intercorrélation entre les 9 canaux formés par la dimension polarisation (il n'y a en fait que $45 = 9 \times (9 + 1) / 2$ fonctions de corrélations non-redondantes). Ces fonctions sont reliées par double TF. Les relations entrée-sortie d'ordre 2 s'expriment par :

$$\begin{aligned}
\mathcal{R}'_{\mathbf{s}}{}^{vec}(\mathbf{r}_r; \mathbf{r}'_r) &= \int \int \mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \mathbf{r}'_r, \mathbf{r}'_e) \mathcal{R}'_{\mathbf{e}}{}^{vec}(\mathbf{r}_e; \mathbf{r}'_e) d^3\mathbf{r}_e d^3\mathbf{r}'_e \\
\mathcal{R}'_{\mathbf{s}}{}^{vec}(\mathbf{r}_r; \mathbf{r}'_r) &= \int \int \mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{k}_e; \mathbf{r}'_r, \mathbf{k}'_e) \mathcal{R}'_{\mathbf{e}}{}^{vec}(\mathbf{k}_e; \mathbf{k}'_e) d^3\mathbf{r}_e d^3\mathbf{r}'_e \\
\mathcal{R}'_{\mathbf{s}}{}^{vec}(\mathbf{k}_r; \mathbf{k}'_r) &= \int \int \mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{r}_e; \mathbf{k}'_r, \mathbf{r}'_e) \mathcal{R}'_{\mathbf{e}}{}^{vec}(\mathbf{r}_e; \mathbf{r}'_e) d^3\mathbf{r}_e d^3\mathbf{r}'_e \\
\mathcal{R}'_{\mathbf{s}}{}^{vec}(\mathbf{k}_r; \mathbf{k}'_r) &= \int \int \mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{k}_r, \mathbf{k}_e; \mathbf{k}'_r, \mathbf{k}'_e) \mathcal{R}'_{\mathbf{e}}{}^{vec}(\mathbf{k}_e; \mathbf{k}'_e) d^3\mathbf{r}_e d^3\mathbf{r}'_e
\end{aligned} \tag{5.62}$$

où $\mathcal{R}'_{\mathbf{e}}{}^{vec} = \text{Vec}(\mathbb{E} \{ \mathbf{e}\mathbf{e}^H \}^T)^T$ et $\mathcal{R}'_{\mathbf{s}}{}^{vec} = \text{Vec}(\mathbb{E} \{ \mathbf{s}\mathbf{s}^H \}^T)^T$ sont les vecteurs comportant les 9 fonctions d'auto et d'intercorrélations spatiales des signaux émis et reçus. Chaque élément de la matrice $\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \mathbf{r}'_r, \mathbf{r}'_e)$ représente la fonction de corrélation (les 9 fonctions d'autocorrélation correspondent aux éléments $\left[\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}} \right]_{k,l}$ pour $k, l = 1, 5$ ou 9 et les 36 fonctions d'intercorrélation correspondent aux autres éléments) entre le canal reliant le signal émis en \mathbf{r}_e sur une composante de polarisation particulière et reçu en \mathbf{r}_r sur une composante particulière de polarisation au canal reliant le signal émis en \mathbf{r}'_e sur une composante particulière de polarisation et reçu en \mathbf{r}'_r sur une composante particulière de polarisation. La signification de chacun des éléments des 3 autres matrices de fonctions de corrélation se déduit aisément par analogie.

Pour $\mathbf{r}_r = \mathbf{r}'_r = \text{cste1}$ et $\mathbf{r}_e = \mathbf{r}'_e = \text{cste2}$, c'est à dire pour un couple de positions données d'émission et de réception, la matrice de corrélation $\mathcal{R}'_{\tilde{\mathbf{h}}}$ est constante et décrit entièrement les propriétés à l'ordre 2 des 9 canaux formés par les combinaisons entre

les différentes composantes de polarisation (pour le couple de position d'émission et de réception).

Plutôt que de continuer le développement avec les matrices de fonctions de corrélation introduites dans 5.61 (et 5.62), on prend en compte les restrictions imposées par les propriétés physiques de la propagation des OEM comme cela a été fait précédemment dans le cas déterministe. Des développements avec ces fonctions de corrélation, mais sans la prise en compte de la polarisation donc avec des fonctions de corrélation scalaires, ont été faits dans [1, 535, 536].

5.4.2.2 Caractérisation position-direction

Comme nous l'avons vu, le nombre d'onde du milieu étant constant (pour une fréquence donnée), il est possible de considérer localement (en position d'émission d'une part et de réception d'autre part) que le spectre en pulsation spatiale est nul pour des normes de pulsation spatiale différentes du nombre d'onde. Le terme localement nous amène tout naturellement à considérer des distributions locales tel que nous l'avons fait précédemment dans 5.3.5. Néanmoins, la différence majeure réside dans le fait qu'ici on s'intéresse à l'aspect énergétique dans un contexte aléatoire, ce qui sous-entend des distributions locales de type quadratique et non linéaire comme la STFT utilisée précédemment.

On utilise ici la notion de spectre physique en l'appliquant à une fonction de canal spatial. Ceci aboutit à la définition d'un spectre physique de transfert (le terme transfert provenant du fait que l'on traite d'un canal et non d'un signal [549]). On applique le développement suivant pour les fonctions matricielles de canal associées à la caractérisation en terme de composante verticale et horizontale de polarisation (les 4 fonctions de droite sur la figure 5.12), sachant que celui-ci aurait aussi bien pu être fait pour les fonctions matricielles de canal associées à la caractérisation en terme de composante cartésienne de polarisation (les 4 fonctions de gauche sur la figure 5.12) ou pour les fonctions scalaires de canal associées à la caractérisation pour une antenne élémentaire donnée de la figure 5.13.

On définit tout d'abord, la fonction de corrélation fenêtrée :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) &= \mathcal{R}_\gamma(\mathbf{r}_r; \Delta \mathbf{r}_r) \underset{\mathbf{r}_r}{*} \mathcal{R}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \underset{\mathbf{r}_e}{*} \mathcal{R}_\gamma(\mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_e) \\
 \mathcal{R}_\gamma(\mathbf{r}; \Delta \mathbf{r}) &= \gamma\left(r + \frac{\Delta r}{2}\right) \gamma^*\left(r - \frac{\Delta r}{2}\right) \\
 \mathcal{R}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_{PT}\left(\mathbf{r}_r + \frac{\Delta \mathbf{r}_r}{2}, \mathbf{r}_e + \frac{\Delta \mathbf{r}_e}{2}\right) \otimes \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^*\left(\mathbf{r}_r - \frac{\Delta \mathbf{r}_r}{2}, \mathbf{r}_e - \frac{\Delta \mathbf{r}_e}{2}\right) \right\}
 \end{aligned} \tag{5.63}$$

où la fonction de corrélation $\mathcal{R}_\gamma(\mathbf{r}; \Delta \mathbf{r})$ est associée à la fenêtre γ . Il aurait été possible de définir une fenêtre différente entre émission et réception (par exemple d'étalement différent) voir une fenêtre dépendant conjointement de $\Delta \mathbf{r}_r$ et de $\Delta \mathbf{r}_e$ mais pour des raisons de simplicité d'écriture, on a supposé deux fenêtres identiques, ce qui est suffisant

dans notre contexte. Comme précédemment dans le cas déterministe, il est sous-entendu que la fenêtre est choisie telle que son étalement spatial correspond (ou soit inférieur) à une zone locale où l'hypothèse physique d'ondes planes TEM réelles est valide, ce qui permet de considérer les pulsations spatiales de norme constantes. Dans bien des cas pratiques et si l'étalement de la fenêtre est bien choisi, $\mathcal{R}_{\mathbf{h}}^{(\gamma)} \approx \mathcal{R}_{\tilde{\mathbf{h}}}$.

Les éléments $\left[\mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; 0, 0) \right]_{k,l}$ pour $k, l = 1, 4$ représentent alors les atténuations moyennes de puissance des 4 canaux définis pour les différentes liaisons entre les composantes verticales et horizontales de polarisation. Les autres éléments de la matrice $\mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; 0, 0)$ représentent les intercorrélations entre les différents canaux. Dans le cas stationnaire (dans le sens stochastique), ces fonctions deviennent des paramètres (atténuations moyennes de puissance et intercorrélations) ne dépendant plus des positions d'émission et de réception \mathbf{r}_e et \mathbf{r}_r .

A partir de la fonction de corrélation 5.63, il est possible de définir la matrice des spectres et inter-spectres physiques de transfert spatial d'un canal aléatoire (non-forcément stationnaire selon les variables de position d'émission et de réception), c'est à dire l'espérance de la matrice des spectres physiques (et interspectres physiques) associés à la réponse spatiale $\tilde{\mathbf{h}}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e)$:

$$\begin{aligned} \underbrace{\mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)}_{4 \times 4} &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}_{PT}^{(\gamma)*}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \right\} \\ &= \frac{4}{(\lambda'_e)^2 (\lambda'_r)^2} \int \int \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \\ &\quad \exp(-j2\pi(k'_r \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}_r) \cdot \Delta \mathbf{r}_r + k'_e \hat{\mathbf{a}}_r(\boldsymbol{\Omega}_e) \cdot \Delta \mathbf{r}_e)) d^3 \Delta \mathbf{r}_r d^3 \Delta \mathbf{r}_e \end{aligned} \quad (5.64)$$

Ainsi, la matrice définie dans 5.64 peut se construire à partir de la connaissance de 10 fonctions scalaires complexes (4 correspondant aux spectres et 6 correspondant aux interspectres). Les éléments $[\mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)]_{k,l}$ pour $k, l = 1, 4$ correspondent aux spectres physiques alors que les autres éléments correspondent aux interspectres physique. On peut définir deux autres fonctions matricielles de la même manière que dans 5.64 et ainsi aboutir à la représentation de la figure 5.20.

Chacune de ces fonctions décrivent entièrement les propriétés quadratiques à l'ordre 2 du canal de propagation dans le domaine spatial, et ce tant que le nombre d'onde est constant tant au niveau du site de réception qu'au niveau du site d'émission et que l'étalement de la fenêtre γ a été bien choisi.

La fonction matricielle définie dans 5.64 est reliée à par transformée matricielle à la matrice de dimension 9×9 des spectres et interspectres physique liés à la description en

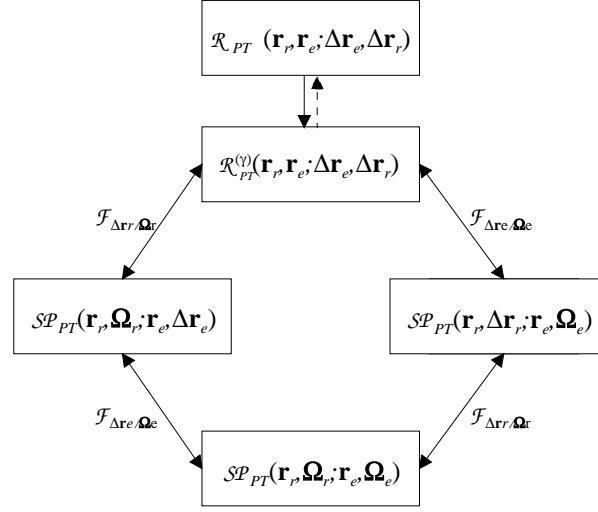


FIG. 5.20 – Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique

terme de composantes cartésiennes de polarisation :

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\mathcal{SP}_{P_r;P_e}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e)}_{9 \times 9} &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}_{P_r;P_e}^{(\gamma)*}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e) \right\} \quad (5.65) \\
 &= \underbrace{\tilde{\mathbf{M}}_T^T(\mathbf{\Omega})}_{9 \times 4} \underbrace{\mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e)}_{4 \times 4} \underbrace{\tilde{\mathbf{M}}_T(\mathbf{\Omega})}_{4 \times 9}
 \end{aligned}$$

où $\tilde{\mathbf{M}}_T(\mathbf{\Omega}) = (\mathbf{M}_T(\mathbf{\Omega}) \otimes \mathbf{M}_T(\mathbf{\Omega}))$ (voir annexe A.3). Le fait que les ondes puissent être considérées comme TEM permet de réduire la dimension matricielle de 9×9 à 4×4 à partir du moment où la dépendance aux directions à l'émission et à la réception est explicite. On pourrait déduire 3 autres fonctions matricielles associées à 5.65 et représenter ces 4 fonctions comme sur la figure 5.20.

Il est possible à partir des caractéristiques du canal de propagation à l'ordre 2 et des caractéristiques des antennes élémentaires utilisées au niveau du site d'émission et de réception d'obtenir les caractéristiques d'ordre 2 du canal scalaire vu par le couple d'antennes élémentaires. Pour cela, on applique 2 transformées matricielles à \mathcal{SP}_{PT} (en général, ce sont les diagrammes vectoriels en terme de composantes verticale et horizontale qui sont spécifiés pour les antennes) de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\mathcal{SP}_{ant}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e)}_{N_r \times N_e} &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_{ant}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e) \otimes \tilde{\mathbf{h}}_{ant}^{(\gamma)*}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e) \right\} \quad (5.66) \\
 &= \underbrace{\tilde{\mathbf{G}}_r(\mathbf{\Omega}_r)}_{N_r \times 4} \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \mathbf{\Omega}_e) \underbrace{\tilde{\mathbf{G}}_e(\mathbf{\Omega}_e)}_{4 \times N_e}
 \end{aligned}$$

où $\tilde{\mathbf{G}}_r(\boldsymbol{\Omega}_r)$ ($\tilde{\mathbf{G}}_e(\boldsymbol{\Omega}_e)$) sont des matrices de transformations déduites des diagrammes vectoriels des antennes élémentaires (voir 5.43) prises en compte en réception (en émission) :

$$\tilde{\mathbf{G}}_r(\boldsymbol{\Omega}_r) = \mathbf{G}_r(\boldsymbol{\Omega}_r) \otimes \mathbf{G}_r(\boldsymbol{\Omega}_r)^* \quad (5.67)$$

A partir de \mathcal{SP}_{ant} , il est bien évidemment possible d'obtenir les 3 autres fonctions de la même manière qu'avec \mathcal{SP}_{PT} ou $\mathcal{SP}_{P_r;P_e}$. La relation 5.66 montre que la connaissance des fonctions caractéristiques du canal de propagation à l'ordre 2, prenant en compte la polarisation, permet de caractériser entièrement les statistiques d'ordre 2 du canal matriciel MIMO quels que soient les réseaux utilisés en émission et en réception (et plus généralement le canal vu par chacun des couples d'antennes constituant les réseaux d'émission et de réception) et ce pour peu que les diagrammes vectoriels de réseaux sont connus (voir chapitre 3). Pour que \mathcal{SP}_{ant} constitue une description complète du canal de propagation à l'ordre 2, il faut que $\tilde{\mathbf{G}}_r(\boldsymbol{\Omega}_r)$ et $\tilde{\mathbf{G}}_e(\boldsymbol{\Omega}_e)$ vérifie certaines propriétés (même si c'est le cas rien n'assure que la connaissance des propriétés d'ordre 2 de la matrice MIMO associée au canal de transmission permette de connaître entièrement les propriétés d'ordre 2 du canal de propagation). On pourrait déduire 3 autres fonctions matricielles associées à 5.66 et représenter ces 4 fonctions comme sur la figure 5.20.

Les fonctions représentées sur la figure 5.20 permettent de relier les moments d'ordre 2 d'entrée et de sortie :

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{\mathbf{s}_{PT}}^{(\gamma)vec}(\mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_r) &= \int \int \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \mathcal{R}_{\mathbf{e}}^{(\gamma)vec}(\mathbf{r}_e, \Delta \mathbf{r}_e) d^3 \mathbf{r}_e d^3 \Delta \mathbf{r}_e \\ \mathcal{R}_{\mathbf{s}_{PT}}^{(\gamma)vec}(\mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_r) &= \int \int \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_r; \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathcal{SP}_{\mathbf{e}_{PT}}^{vec}(\mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) d^3 \mathbf{r}_e d\boldsymbol{\Omega}_e \\ \mathcal{SP}_{\mathbf{s}_{PT}}^{vec}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r) &= \int \int \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \Delta \mathbf{r}_e) \mathcal{R}_{\mathbf{e}}^{(\gamma)vec}(\mathbf{r}_e, \Delta \mathbf{r}_e) d^3 \mathbf{r}_e d^3 \Delta \mathbf{r}_e \\ \mathcal{SP}_{\mathbf{s}_{PT}}^{vec}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r) &= \int \int \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r; \mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) \mathcal{SP}_{\mathbf{e}_{PT}}^{vec}(\mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e) d^3 \mathbf{r}_e d\boldsymbol{\Omega}_e \end{aligned} \quad (5.68)$$

où $\mathcal{R}_{\mathbf{s}_{PT}}^{(\gamma)vec} = \text{Vec}\left(E\{\mathbf{s}_{PT}\mathbf{s}_{PT}^H\}\right)^T$ et $\mathcal{R}_{\mathbf{e}_{PT}}^{(\gamma)vec} = \text{Vec}\left(E\{\mathbf{e}_{PT}\mathbf{e}_{PT}^H\}\right)^T$ sont les vecteurs comportant les 2 fonctions d'autocorrélation et les 2 fonctions d'intercorrélations du signal de réception et du signal émis. Les vecteurs $\mathcal{SP}_{\mathbf{s}_{PT}}(\mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_r)$ et $\mathcal{SP}_{\mathbf{e}_{PT}}(\mathbf{r}_e, \boldsymbol{\Omega}_e)$, s'obtenant par TF de $\mathcal{R}_{\mathbf{s}_{PT}}^{(\gamma)vec}$ et $\mathcal{R}_{\mathbf{e}_{PT}}^{(\gamma)vec}$ respectivement, sont les vecteurs comportant les 2 fonctions d'autocorrélation (pour la composante verticale et horizontale) et les deux fonctions d'intercorrélations (entre la coordonnée verticale et la coordonnée horizontale et inversement) du signal de réception et du signal émis. Il serait possible de constituer des relations entrée-sortie pour les 2 autres familles de fonctions matricielles (polarisation en composantes cartésiennes et canal vu par des antennes).

5.4.2.3 Hypothèses de stationnarité

Comme cela a été souligné les fonctions introduites précédemment sont indispensables à une caractérisation non-stationnaire du canal dans le domaine spatial. Dans ce para-

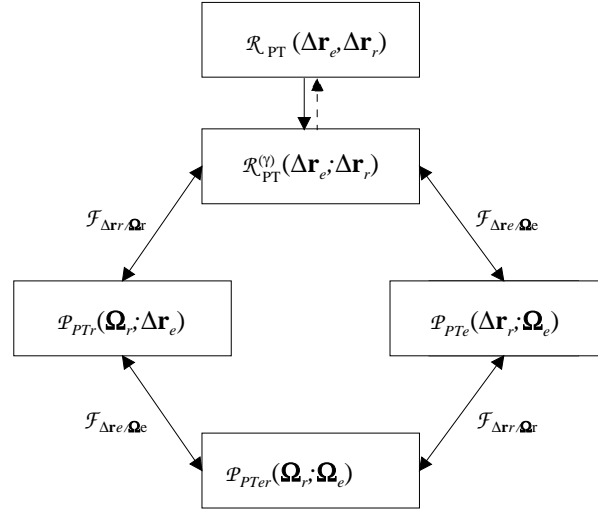


FIG. 5.21 – *Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire*

graphe, on propose deux hypothèses de stationnarité qui permettent de simplifier les fonctions introduites en diminuant le nombre de variables. Ces hypothèses détiennent de plus un sens physique et pourront donc largement être posées dans le contexte de la caractérisation mais aussi de la modélisation du canal de propagation.

Sur de petites zones de déplacement en émission et en réception, on peut considérer que les statistiques à l'ordre 2 restent essentiellement identiques (les supports d'intégration sont alors implicitement restreints à ces zones de déplacement). Selon cette hypothèse de stationnarité au sens large, toutes les fonctions précédentes deviennent indépendantes des variables de position absolues de réception \mathbf{r}_r et d'émission \mathbf{r}_e . Les fonctions caractéristiques d'ordre 2 liées aux coordonnées verticale et horizontale de polarisation représentées sur la figure 5.20 deviennent alors :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_{PT}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) &\triangleq \mathcal{R}_{PT}(\Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \\
 \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\mathbf{r}_r, \mathbf{r}_e; \Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) &\triangleq \mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(\Delta \mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_e) \\
 \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \Omega_r; \mathbf{r}_e, \Delta \mathbf{r}_e) &\triangleq \mathcal{P}_{PT_r}(\Omega_r; \Delta \mathbf{r}_e) \\
 \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \Delta \mathbf{r}_r; \mathbf{r}_e, \Omega_e) &\triangleq \mathcal{P}_{PT_e}(\Delta \mathbf{r}_r; \Omega_e) \\
 \mathcal{SP}_{PT}(\mathbf{r}_r, \Omega_r; \mathbf{r}_e, \Omega_e) &\triangleq \mathcal{P}_{PT_{er}}(\Omega_r; \Omega_e)
 \end{aligned} \tag{5.69}$$

Il serait possible de définir par analogie ce type de fonctions dans le cadre de la description cartésienne ou de la description du canal vu par des antennes particulières. Ces fonctions sont représentées sur la figure 5.21 (les relations étant inchangées par rapport à 5.20).

L'analyse des fonctions de corrélations définies dans 5.61 montrerait que la stationnarité au sens large selon les variables de position d'émission et de réception est équivalente à une décorrélation totale pour des pulsations spatiales différentes, et donc en particulier pour des directions différentes, que ce soit en émission ou en réception.

Les hypothèses de stationnarité peuvent se résumer par les deux lignes suivantes :

- WSS en émission selon $\mathbf{r}_e \equiv \text{US}$ en émission selon $\mathbf{k}_e \Rightarrow \text{US}$ en émission selon $\boldsymbol{\Omega}_e$,
- WSS en réception selon $\mathbf{r}_r \equiv \text{US}$ en réception selon $\mathbf{k}_r \Rightarrow \text{US}$ en réception selon $\boldsymbol{\Omega}_r$.

Les modèles basés sur ces fonctions seront tout naturellement nommés modèles spatialement stationnaires au sens large (S-WSS) ou modèles à diffuseurs spatialement décorrélés (S-US pour Spatially-Uncorrelated Scattering).

5.4.2.4 Caractérisation simplifiée et paramètres synthétiques

Comme dans le cas temporel, afin d'interpréter plus immédiatement les principales caractéristiques d'un canal, il est souvent utile de définir des fonctions simplifiées et des paramètres caractéristiques synthétisant l'information. Afin de réduire le nombre de variables des fonctions, il est possible de définir des fonctions marginales d'émission et de réception, de diminuer le nombre de variables sur chacun des 2 sites et/ou de réduire le nombre d'éléments de la matrice (c'est à dire simplifier la caractérisation de la dimension polarisation).

On définit à partir des fonctions simplifiées des paramètres propres à l'émission et à la réception traduisant les caractéristiques spectrales d'une part, et, corrélatives d'autre part. On s'attache à la description en terme de composantes verticale et horizontale sachant que cela pourrait s'appliquer à la description cartésienne du canal ou à la description du canal vu par des antennes particulières. Ces paramètres sont constants dans le cas stationnaire S-WSS mais varient à moyen terme en fonction des positions d'émission et de réception dans le cas plus général ou l'hypothèse de stationnarité n'est pas vérifiée.

Puisqu'il y a plusieurs combinaisons de polarisation entre émission et réception (ou plusieurs combinaison d'antennes d'émission et de réception), on a naturellement plusieurs atténuations. On définit les 4 gains moyens correspondant aux liens entre les composantes de polarisation verticales et horizontales d'émission et de réception :

$$\begin{aligned}
 A_{vv} &= [\mathcal{R}_{PT}(0,0)]_{1,1} = \left[\mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(0,0) \right]_{1,1} \\
 A_{vh} &= [\mathcal{R}_{PT}(0,0)]_{4,1} = \left[\mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(0,0) \right]_{4,1} \\
 A_{hv} &= [\mathcal{R}_{PT}(0,0)]_{1,4} = \left[\mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(0,0) \right]_{1,4} \\
 A_{hh} &= [\mathcal{R}_{PT}(0,0)]_{4,4} = \left[\mathcal{R}_{PT}^{(\gamma)}(0,0) \right]_{4,4}
 \end{aligned} \tag{5.70}$$

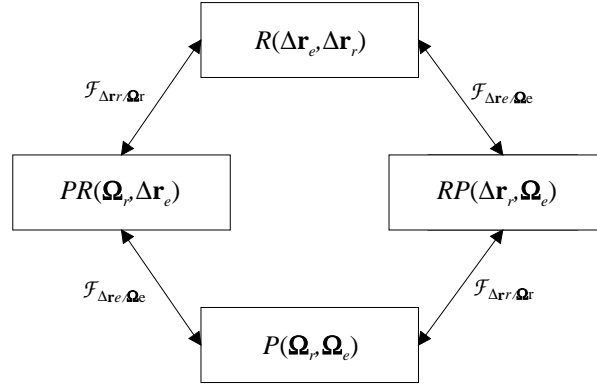


FIG. 5.22 – Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire - cas scalaire

où A_{vh} représente l'atténuation moyenne au canal liant la composante verticale d'émission à la composante horizontale de réception (les autres atténuations se déduisant simplement). Rappelons qu'il n'est pas possible de définir une atténuation moyenne globale indépendamment de la répartition de la puissance émise sur les différentes composantes de polarisation. Si on considère que ces puissances sont égales, l'atténuation moyenne globale est égale à $(A_{vv} + A_{vh} + A_{hv} + A_{hh})/2$. Une autre possibilité est de définir une atténuation de puissance moyenne globale par $(A_{vv} + A_{vh} + A_{hv} + A_{hh})/4$. Elle représente alors l'atténuation de puissance moyenne sur toutes les combinaisons possibles de polarisation, c'est à dire sur tous les canaux formés par la dimension polarisation.

Les 6 coefficients de corrélation s'obtiennent en normalisant par les puissances moyennes définies précédemment dans 5.70 les éléments de la matrice $\mathcal{R}_{PT}(0,0)$. Par exemple, le coefficient de corrélation entre le canal reliant les composantes verticales d'émission et de réception et le canal reliant les composantes horizontales d'émission et de réception s'obtient par :

$$c_{v_e v_r; h_e h_r} = \frac{[\mathcal{R}_{PT}(0,0)]_{2,2}}{\sqrt{A_{vv} A_{hh}}} = \frac{[\mathcal{R}_{PT}(0,0)]_{3,3}}{\sqrt{A_{vv} A_{hh}}} \quad (5.71)$$

Les 5 autres coefficients de corrélation se déduisent de la même manière.

Afin de simplifier la caractérisation, on introduit souvent des fonctions scalaires [1, 535, 536] pour la caractérisation du canal. Une fonction scalaire peut alors représenter un des éléments des matrices introduites dans 5.69, des matrices de description du canal dont la dimension polarisation est exprimée en coordonnées cartésiennes, des matrices de description du canal vu par des antennes particulières. Quelle que soit la signification de ce groupe de fonctions scalaires, on peut les représenter par la figure 5.22.

Les paramètres introduits par la suite se déduisent de ces fonctions dans le cas où $R(\Delta r_r, \Delta r_e)$ représente une autocorrélation (et non pas une intercorrélacion).

La définition des paramètres dans le domaine spatial n'est pas exactement similaire à ceux du domaine temporel du fait de l'aspect tri-dimensionnel de la dimension spatiale. Ainsi, on définit des fonctions simplifiées variant selon une variable scalaire d'espace, c'est à dire dans notre cas selon une ligne droite comme cela a été introduit dans la partie 5.2.2. Les paramètres que l'on introduit sont basés sur la description scalaire du canal.

On définit le profil de puissance moyen angulaire en émission, le profil de puissance moyen angulaire en réception, la fonction de corrélation en émission ainsi que la fonction de corrélation en réception :

$$\begin{aligned}
P^e(\theta_e, \phi_e) &= \frac{1}{4\pi} \int P(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) d\Omega_r = RP(0, \boldsymbol{\Omega}_e) \\
P^r(\theta_r, \phi_r) &= \frac{1}{4\pi} \int P(\boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) d\Omega_e = PR(\boldsymbol{\Omega}_r, 0) \\
R^e(\Delta \mathbf{r}_e) &= R(0, \Delta \mathbf{r}_e) = \frac{1}{4\pi} \int PR(\boldsymbol{\Omega}_r, \Delta \mathbf{r}_e) d\Omega_r \\
R^r(\Delta \mathbf{r}_r) &= R(\Delta \mathbf{r}_r, 0) = \frac{1}{4\pi} \int RP(\Delta \mathbf{r}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) d\Omega_e
\end{aligned} \tag{5.72}$$

On définit le gain moyen par :

$$\bar{P} = \frac{1}{4\pi} \int P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e = \frac{1}{4\pi} \int P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r = R^e(0) = R^r(0) \tag{5.73}$$

On définit les paramètres de dispersion angulaire RMS d'élévation en émission et en réception par :

$$\begin{aligned}
\sigma_{\phi_e} &= \sqrt{\int (\phi_e - \bar{\phi}_e)^2 P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e / (4\pi \bar{P})} \\
\sigma_{\phi_r} &= \sqrt{\int (\phi_r - \bar{\phi}_r)^2 P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r / (4\pi \bar{P})}
\end{aligned} \tag{5.74}$$

où $\bar{\phi}_e$ et $\bar{\phi}_r$ sont les directions moyennes d'émission et de réception en élévation définies par :

$$\begin{aligned}
\bar{\phi}_e &= \int \phi_e P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e / (4\pi \bar{P}) \\
\bar{\phi}_r &= \int \phi_r P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r / (4\pi \bar{P})
\end{aligned} \tag{5.75}$$

Le calcul des dispersions angulaires RMS azimutales se fait d'une manière un peu différente du fait de la définition modulo 2π des angles d'azimut. Ils sont définis, respec-

tivement, en émission et en réception par :

$$\begin{aligned}\sigma_{\theta_e} &= \sqrt{\int \int_{\bar{\theta}_e - \pi}^{\bar{\theta}_e + \pi} (\theta_e - \bar{\theta}_e)^2 P^e(\theta_e, \phi_e) d\Omega_e / (4\pi\bar{P})} \\ \sigma_{\theta_r} &= \sqrt{\int \int_{\bar{\theta}_r - \pi}^{\bar{\theta}_r + \pi} (\theta_r - \bar{\theta}_r)^2 P^r(\theta_r, \phi_r) d\Omega_r / (4\pi\bar{P})}\end{aligned}\quad (5.76)$$

où les directions moyennes d'émission et de réception en azimut s'expriment par :

$$\begin{aligned}\alpha_e \exp^{j\bar{\theta}_e} &= \int P^e(\theta_e, \phi_e) \exp(j\theta_e) d\Omega_e \\ \alpha_r \exp^{j\bar{\theta}_r} &= \int P^r(\theta_r, \phi_r) \exp(j\theta_r) d\Omega_r\end{aligned}\quad (5.77)$$

De la même manière que nous avons défini des temps de cohérence et bande de cohérence, il est possible de définir des distances de corrélation (en émission et en réception) mais pour une direction particulière de l'espace, c'est à dire pour une direction de déplacement. Dans ce sens, on définit les fonctions de corrélations suivantes :

$$\begin{aligned}R_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\Delta r_e) &= R^e(\hat{\mathbf{a}}_r(\Theta'_e, \Phi'_e) \cdot \Delta \mathbf{r}_e) \\ R_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r(\Delta r_r) &= R^r(\hat{\mathbf{a}}_r(\Theta'_r, \Phi'_r) \cdot \Delta \mathbf{r}_r)\end{aligned}\quad (5.78)$$

Ces fonctions correspondent aux fonctions de corrélation spatiales évaluées selon la direction de déplacement Θ'_e, Φ'_e (azimut et élévation) en émission et Θ'_r, Φ'_r en réception. Il est possible de relier chacune de ces fonctions aux profils de puissance moyens respectifs. En ce qui concerne l'émission, on a :

$$\begin{aligned}R_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\Delta r_e) &= \frac{1}{4\pi} \int P^e(\theta_e, \phi_e) \exp(jk'(\hat{\mathbf{a}}_r(\Theta'_e, \Phi'_e) \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\theta_e, \phi_e)) \Delta r_e) d\Omega_e \\ &= \frac{1}{2\pi} \int P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k}_e) \exp(j\tilde{k}_e \Delta r_e) d\tilde{k}_e\end{aligned}\quad (5.79)$$

où $P^e(\theta_e, \phi_e)$ et $P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k})$ sont reliés par la relation 5.13.

En posant $\tilde{k} = k'(\hat{\mathbf{a}}_r(\Theta'_e, \Phi'_e) \cdot \hat{\mathbf{a}}_r(\theta_e, \phi_e)) = k' \cos(\Psi)$, on peut remarquer que le spectre $P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k}_e)$ ne dépend en fait que de l'angle Ψ (angle de l'onde relativement à la direction de déplacement) puisque k' est considéré constant et défini par le milieu. Par analogie, on peut obtenir les mêmes résultats pour la réception.

Les distances de corrélation en émission et en réception (sous-entendues pour les directions de déplacement considérées) sont respectivement définies par :

$$\begin{aligned}\min \left\{ D_{c, n\%}^e > 0 \right\} \text{ tel que } \left| R_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(D_{c, n\%}^e) \right| / \bar{P} &= \frac{n}{100} \\ \min \left\{ D_{c, n\%}^r > 0 \right\} \text{ tel que } \left| R_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r(D_{c, n\%}^r) \right| / \bar{P} &= \frac{n}{100}\end{aligned}\quad (5.80)$$

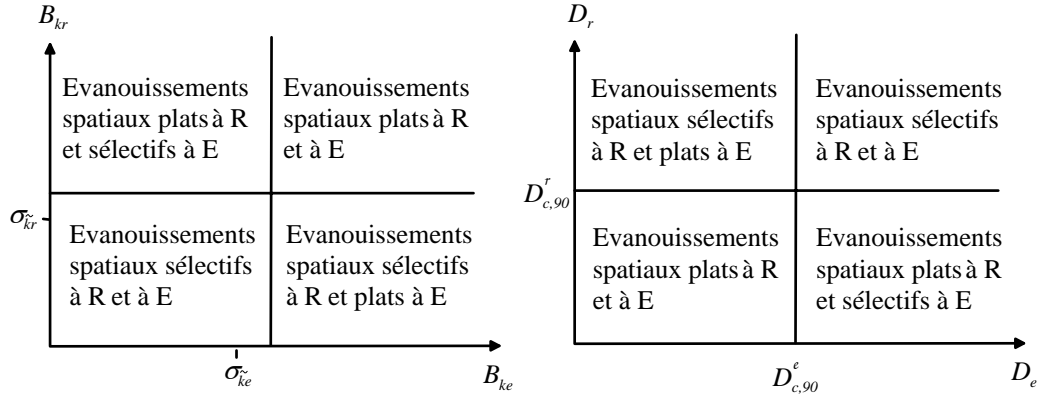


FIG. 5.23 – Différents types d'évanouissement spatiaux fonctions des paramètres d'étalement du canal relativement aux paramètres d'étalement du signal spatial

On peut de plus définir les étalements en pulsation spatiale (scalaire) de la manière suivante :

$$\sigma_{\tilde{k}_e} = \sqrt{\int \int (\tilde{k}_e - \bar{\tilde{k}}_e)^2 P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k}_e) d\tilde{k}_e / (2\pi\bar{P})}$$

$$\sigma_{\tilde{k}_r} = \sqrt{\int \int (\tilde{k}_r - \bar{\tilde{k}}_r)^2 P_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r(\tilde{k}_r) d\tilde{k}_r / (2\pi\bar{P})}$$
(5.81)

où $\bar{\tilde{k}}_e$ et $\bar{\tilde{k}}_r$ sont respectivement la pulsation spatiale moyenne d'émission et de réception :

$$\bar{\tilde{k}}_e = \sqrt{\int \int \tilde{k}_e P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k}_e) d\tilde{k}_e / (2\pi\bar{P})}$$

$$\bar{\tilde{k}}_r = \sqrt{\int \int \tilde{k}_r P_{\Theta'_r, \Phi'_r}^r(\tilde{k}_r) d\tilde{k}_r / (2\pi\bar{P})}$$
(5.82)

Ces paramètres moyens sont reliés à l'angle moyen par rapport à la direction de déplacement par $\arccos(\bar{\tilde{k}}_e/k'_e)$ pour l'émission et par $\arccos(\bar{\tilde{k}}_r/k'_r)$ pour la réception. Si les paramètres définis dans 5.80 et 5.81 sont utiles dans le cadre de la caractérisation et de la modélisation du canal de propagation, ils sont aussi très importants pour les aspects systèmes. En effet, à partir de ces paramètres d'étalement ainsi que des paramètres d'étalement du système (extension spatiale du réseau d'émission D_e et de réception D_r et résolution de pulsation spatiale d'émission B_{ke} et de réception B_{kr}), on peut définir 4 types d'évanouissement (évanouissements vus par le système) et donc autant de type de canal (canaux vus par le système), comme cela est représenté sur la figure 5.23.

Il faut bien noter que la représentation de la figure 5.23 et donc les paramètres spatiaux d'étalement permettent d'obtenir des informations pour savoir s'il est plus judicieux d'utiliser des méthodes de formation de faisceaux ou de diversité spatiale (de position et/ou de direction) mais ne renseigne pas forcément sur la possibilité de multiplexage spatial [550]. La dimension polarisation, non traité par ces paramètres et la représentation de la figure 5.23 peut permettre de créer de la diversité entre antennes même si dans le volume occupé par le réseau, le canal n'est pas sélectif. Comme dans le domaine temporel, les deux types de paramètres (distance de corrélation et dispersion en pulsation spatiale) varient en proportion inverse en accord avec la relation d'incertitude [548] :

$$\begin{aligned}\sigma_{\tilde{k}_e} D_{c,n\%}^e &\geq \arccos(n/100)/2\pi \\ \sigma_{\tilde{k}_r} D_{c,n\%}^r &\geq \arccos(n/100)/2\pi\end{aligned}\quad (5.83)$$

Dans le cas où la propagation se fait exclusivement dans le plan azimutal, et que les directions de déplacement sont choisies dans ce même plan, ce qui est généralement le cas, il est possible de relier le profil de puissance moyen angulaire d'entrée $P^e(\theta_e, \phi_e) = P^e(\theta_e) \delta(\phi_e - \pi/2)$ au profil de puissance moyen $P_{\Theta'_e, \Phi'_e}^e(\tilde{k}_e) = P_{\Theta'_e}^e(\tilde{k}_e)$ par la relation de Gans 5.15. Dans ce cas et si la dispersion angulaire est suffisamment petite, on pourra utiliser une relation approchée liant la dispersion angulaire azimutale, la distance de cohérence et l'angle moyen d'azimut relativement à la direction de déplacement [77], ce qui permet de réduire à 2 valeurs (dispersion angulaire et direction moyenne) la caractérisation dans le plan azimutal et pas seulement pour une direction de déplacement.

Une définition un peu différente des paramètres caractéristiques spatiaux est proposée dans [551]. Le vecteur de direction moyen s'exprime par :

$$\boldsymbol{\mu}_\Omega = \mu_\Omega \mathbf{a}_r(\bar{\theta}, \bar{\phi}) = \int \mathbf{a}_r(\theta, \phi) P(\theta, \phi) d\Omega / (4\pi \bar{P}) \quad (5.84)$$

où les angles $\bar{\theta}$ et $\bar{\phi}$ définissent la direction moyenne dans le plan 3D. Il est montré dans [551] que la norme μ_Ω est directement reliée au paramètre de dispersion des direction suivant :

$$\sigma_\Omega = \sqrt{\int \|\mathbf{a}_r(\theta, \phi) - \boldsymbol{\mu}_\Omega\|^2 P(\theta, \phi) d\Omega / (4\pi \bar{P})} = \sqrt{1 - \mu_\Omega^2} \quad (5.85)$$

où σ_Ω est un scalaire compris entre 0 et 1 (car $0 \leq \mu_\Omega \leq 1$) et de plus $\sigma_\Omega = 0$ (pas d'étalement angulaire, c'est à dire que l'énergie arrive dans une direction particulière) et $\sigma_\Omega = 1$ (étalement maximal, c'est à dire que les ondes arrivent également de toutes les directions de l'espace), si et seulement si, $\mu_\Omega = 1$ et $\mu_\Omega = 0$ respectivement. Ainsi le paramètre vectoriel 3D $\boldsymbol{\mu}_\Omega$ comporte les informations de direction moyenne mais aussi de dispersion des directions. Il est démontré dans [551] que le paramètre de dispersion σ_Ω et le paramètre de distance de cohérence $\min_{\Theta', \Phi'} \{D_{c,n\%}\}$ vérifie la relation d'incertitude 5.83.

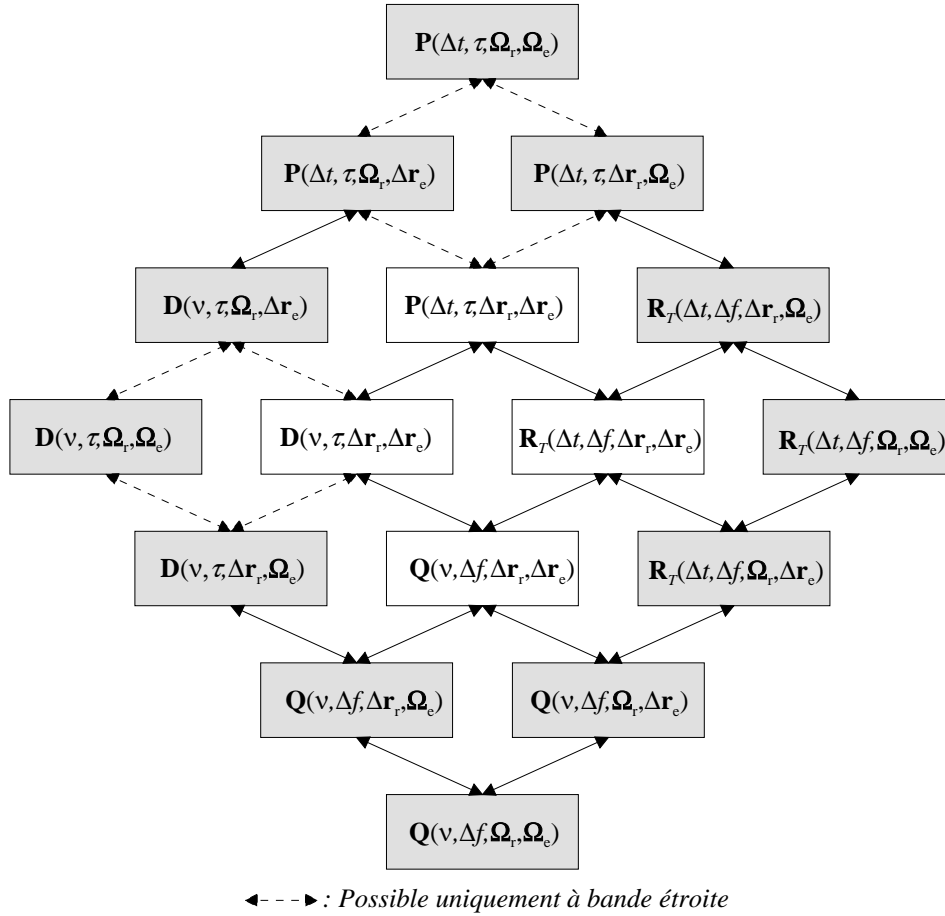


FIG. 5.24 – Fonctions caractéristiques à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique - Cas ST-WSSUS

5.4.3 Canal St-Wssus et caractérisation à partir de mesures

De la même manière que dans le cas déterministe, on présente la synthèse des 2 domaines. Afin de simplifier la représentation, en particulier de diminuer le nombre de variables, on considère le cas stationnaire dans tous les domaines ce qui aboutit au canal ST-WSSUS : lorsque l'hypothèse WSSUS (stationnarité en temps et en fréquence) ainsi que l'hypothèse S-WSS (stationnarité du canal selon les variables de position d'émission et de réception) sont valides, on parle de canal ST-WSSUS. On peut alors représenter les fonctions et leurs relations comme sur la figure 5.24.

Les fonctions ainsi définies peuvent être à la base des modèles ST-WSSUS spatio-temporels de canal pour des applications MIMO large bande. Au moins une de ces fonctions devra être spécifiée analytiquement (les autres pouvant être déduites de celle-ci). Dans le contexte de la simulation, il faudra trouver un moyen de simuler une des fonctions aléatoires de canal définies dans 5.14 (avec éventuellement une prise en compte du

système, c'est à dire des filtres et des réseaux d'antennes d'entrée et de sortie) dont les propriétés statistiques d'ordre 2 vérifient le modèle spécifié.

Dans la plupart des cas pratiques rencontrés dans le contexte de la caractérisation, les fonctions caractéristiques d'ordre 2 du canal définies précédemment, doivent être estimées. En effet, dans le cas d'analyses sur des mesures de propagation, par exemple, une seule réalisation statistique est disponible. Néanmoins, sous certaines conditions et dans certaines limites imposées par le système (type d'antennes, largeur de bande, durée de mesure ...), cette réalisation statistique peut permettre d'estimer les fonctions ou une partie de leurs caractéristiques.

La dimension réalisation exploitée par l'opérateur d'espérance mathématique $E\{\bullet\}$ n'étant pas accessible par la mesure (il n'y a qu'une seule réalisation), elle doit être remplacée par une ou plusieurs des dimensions mesurables (temps, fréquence, espace à l'émission et/ou espace à la réception). Dans la plupart des cas, on utilisera la moyenne temporelle pour estimer tout ou partie des fonctions caractéristiques d'ordre 2. Pour que la moyenne temporelle corresponde asymptotiquement (quand la durée est infinie) à l'espérance mathématique, il faut que le canal soit ergodique (selon la dimension temps), ce qui implique qu'il soit stationnaire selon la dimension temporelle. Comme les fonctions à estimer concernent l'ordre 2 statistique, il est suffisant d'avoir la propriété d'ergodisme au sens large, ce qui suppose la propriété de stationnarité au sens large (WSS).

Pour conclure, on peut dire que les propriétés de stationnarité et d'ergodisme ne sont pas strictement vérifiables à partir de mesures de propagation puisqu'il faut que la fonction de transfert du canal soit ergodique (au moins selon une des dimensions) pour pouvoir calculer des grandeurs statistiques représentatives utiles à la vérification de la propriété de stationnarité. C'est pour cette raison qu'on considère dans le contexte de la caractérisation du canal par des mesures de propagation ces hypothèses comme vraies au moins localement (dans certaines limites temporelle, fréquentielle et spatiale sur les deux sites).

5.5 Conclusion

Ce chapitre a dressé une synthèse sur la caractérisation spatio-temporelle du canal d'un point de vue signal et ce, dans le contexte particulier où la transmission se fait par propagation d'ondes radioélectriques. Dans une certaine mesure (il faut en particulier que le milieu soit linéaire), cette étude peut aussi s'appliquer aux canaux associés aux communications par ondes acoustiques.

Dans un premier temps, nous avons défini le type d'entrée et de sortie (et donc la représentation mathématique associée) associé à ce canal. Pour cela nous avons non seulement pris en compte les dimensions temporelles et spatiales du canal mais aussi la dimension polarisation, caractéristique intégrante des ondes radioélectriques. Sur cette base, nous avons défini les signaux transmis (d'entrée et de sortie), ainsi que plusieurs méthodes de caractérisation basées sur la TF, la STFT, la théorie du changement de

variable (sphériques-cartésiennes), ainsi que sur la réduction du nombre de dimension spatiale de 3 à 1, tout cela en prenant en compte les phénomènes physiques.

Dans les deux parties suivantes, nous avons discuté de la description des dimensions temporelles et spatiales (prenant en compte la polarisation) séparément puis conjointement aussi bien dans un contexte déterministe que stochastique. La prise en compte des connaissances physiques quant aux dimensions spatiales et temporelles nous a permis de mettre en évidence les principales différences mais aussi les analogies possibles entre ces deux domaines, notamment par l'intermédiaire d'un modèle physique simple. D'autre part, nous avons montré, en particulier, que la notion de spectre angulaire de transfert n'est valide que localement et qu'il faut donc pour rester dans un contexte général d'application, définir un spectre angulaire de transfert variant dans l'espace. Nous avons aussi montré comment les antennes peuvent être prises en compte pour définir, à partir des fonctions associées au canal de propagation, un canal théorique représentant le canal vu par des antennes particulières et le canal matriciel de transmission MIMO. D'autre part, quel que soit le domaine, nous avons défini, dans le contexte statistique, des fonctions caractéristiques d'ordre 2 permettant de prendre en compte le cas non-stationnaire. Enfin, dans le cas statistique stationnaire, nous avons introduit les principaux paramètres liés aux différents domaines permettant de synthétiser l'information.

Chapitre 6

Modélisation et simulation du canal de transmission MIMO

6.1 Introduction

Ce chapitre traite du problème de la modélisation à un niveau proche des préoccupations systèmes et en particulier de la simulation du canal. On s'intéresse à la modélisation du canal de propagation, et plus particulièrement à celle du canal de transmission MIMO, dans l'objectif de décrire un simulateur du point de vue de l'implantation (numérique).

Afin que l'implantation soit la plus indépendante possible de l'application visée, il convient de décrire une structure de simulation générique pouvant prendre en compte une multitude de cas (concernant les communications sans fil en milieu terrestre à courte distance). Comme dans les chapitres précédents, l'approche proposée est basée sur la séparation des phénomènes de propagation et du système proprement dit (possible pour les gammes de fréquence concernées). Comme nous le verrons dans la première partie, cette séparation peut se faire par le biais du modèle à rayons, physiquement justifié et présenté dans le chapitre 4. Deux des particularités du simulateur proposé sont la possibilité de simuler des systèmes MIMO (avec n'importe quels types d'antennes) et de pouvoir simuler des chaînes de communication sur des canaux non-stationnaires selon la dimension temporelle (simulateur réaliste même pour de longues durées de simulation).

Dans une première partie, on présente la méthode permettant de générer le canal de transmission MIMO sous sa forme discrète, c'est à dire de générer la matrice des fonctions de transfert variant dans le temps, puis la méthode permettant, à partir de celui-ci, d'obtenir un vecteur de signaux de sortie échantillonnés à partir d'un vecteur de signaux d'entrée échantillonnés.

La deuxième partie traite plus spécifiquement de l'approche stochastique de modélisation des paramètres liés à la propagation (par opposition aux paramètres systèmes), c'est à dire des rayons. Cette approche est fortement motivée par la possibilité de définir

les paramètres de ce modèle à partir de données expérimentales concernant les fonctions de canal (chapitre 5).

6.2 Modèle générique et simulation du canal

6.2.1 Généralités

La simulation du canal consiste à générer une des fonctions de canal décrites dans la figure 5.14 et à l'utiliser afin d'obtenir le signal de sortie à partir du signal d'entrée via l'application conjointe de la relation 5.46 et d'une des relations 5.28.

Puisqu'on se place dans le contexte de la simulation numérique, il faudra aussi prendre en compte l'échantillonnage des signaux à l'entrée et à la sortie du canal. Les échantillons d'entrée et de sortie correspondent soit à des échantillons temporels, soit à des échantillons tempo-fréquentiels (systèmes multiporteuses) en ce qui concerne le domaine temporel et aux différentes antennes d'émission et de réception en ce qui concerne le domaine spatial.

On discerne 2 grandes approches pour la modélisation et la simulation du canal :

- L'approche basée sur les **évanouissements sélectifs** : le canal est mathématiquement représenté par un coefficient de transfert complexe variant en fonction du temps, de la fréquence, des positions d'émission et/ou des positions de réception. A petite échelle, ces évanouissements sont généralement modélisés par un processus complexe gaussien stationnaire. La simulation numérique de ces évanouissements peut alors s'envisager par le filtrage d'un bruit blanc gaussien (souvent utilisé pour les évanouissements temporels) ou par une transformation matricielle linéaire sur des échantillons gaussiens indépendants (souvent utilisée pour générer les évanouissements spatiaux dans un contexte SIMO/MISO ou MIMO).
- L'approche basée sur la notion de **trajets multiples** : chaque trajet transfère une version du signal émis, atténuée, déphasée, retardée, décalée en fréquence, avec une certaine direction de départ et une certaine direction d'arrivée. Ces trajets se représentent généralement par des distributions de Dirac pondérées et positionnées dans un espace multidimensionnel. Cette approche détient une grande signification physique.

Ces 2 méthodes s'utilisent souvent conjointement. Par exemple, dans les modèles normalisés proposés initialement dans le projet COST207 [161, 552], les trajets sont déterminés par leur retard et leur puissance moyenne et on applique pour chacun d'eux des évanouissements temporels à valeurs complexes (matrice complexe pour un canal MIMO).

Le modèle utilisé dans la suite est celui présenté dans le chapitre 4. Il fait intervenir la notion de trajets multiples. Ce modèle permet intrinsèquement de prendre en compte les caractéristiques du canal de propagation indépendamment de celles du système, en particulier des antennes d'émission et de réception.

Décalage Doppler relatif	$\tilde{\nu}_i^{diff'}(t) = \tilde{\nu}_i^{diff} + \delta\tilde{\nu}_i^{diff}(t)$
Angle d'azimut en émission	$\theta'_{e,i}(t) = \theta_{e,i} + \delta\theta_{e,i}(t)$
Angle de coélévation en émission	$\phi'_{e,i}(t) = \phi_{e,i} + \delta\phi_{e,i}(t)$
Angle d'azimut en réception	$\theta'_{r,i}(t) = \theta_{r,i} + \delta\theta_{r,i}(t)$
Angle de coélévation en réception	$\phi'_{r,i}(t) = \phi_{r,i} + \delta\phi_{r,i}(t)$
Matrice de dépolarisation (2×2)	$\chi'_i(t) = \chi_i + \delta\chi_i(t)$
Atténuation complexe	$\alpha'_i(t) = \alpha_i \times \delta\alpha_i(t)$
Retard absolu de propagation	$\tau'_i(t) = \tau_i + \delta\tau_i(t)$
Instant d'apparition	$t_{app,i}$
Instant de disparition	$t_{disp,i}$

TAB. 6.1 – Liste des paramètres et fonctions liés aux trajets utiles à la simulation du canal de transmission

6.2.2 Le modèle à rayons

6.2.2.1 Description

Plutôt que d'employer le terme de trajet souvent utilisé dans le sens de trajet prédominant, on utilisera souvent le terme rayon. Un rayon est, contrairement à l'appellation trajet, toujours spéculaire et admet donc comme modèle mathématique une distribution de Dirac multidimensionnelle. Le modèle à rayons est un modèle entièrement paramétrique s'appuyant sur la possibilité de représenter le lien entre deux zones séparées de l'espace par un ensemble de plusieurs chemins de propagation.

Vis à vis des largeurs de bande et des dimensions des réseaux d'antennes envisagés pour la plupart des systèmes de communication, on peut supposer que les paramètres associés à ces rayons ne dépendent que du temps. La dépendance au temps est importante pour des simulations réalistes de longue durée (simulation du canal dite à moyenne échelle). Ces changements de propriétés des rayons proviennent essentiellement du mouvement du (des) site(s) mobile(s) et à moindre mesure du mouvement des diffuseurs actifs présents dans le canal. Si la première cause touche tous les trajets, la deuxième cause touche un nombre limité de trajets (en effet une minorité de trajets entrent en interaction avec des diffuseurs mobiles).

On ajoute donc aux paramètres de rayons définis dans le tableau 4.1, des paramètres prenant en compte les variations temporelles des rayons. Pour déterminer les paramètres à ajouter, il faut se poser la question du type de phénomènes rencontrés dans des cas concrets. On peut séparer ces phénomènes en apparition/disparition de rayons (birth and death process [546]) et glissements de rayons [355, 388, 404, 437, 553–555]. Afin de prendre en compte ces phénomènes, on complète les paramètres associés aux rayons comme indiqué dans le tableau 6.1.

Les instants d'apparition et de disparition définissent la période sur laquelle les rayons sont à prendre en compte. On rappelle qu'on nomme paramètres de position tous les paramètres du tableau 6.1 autre que l'atténuation complexe et les instants d'apparition

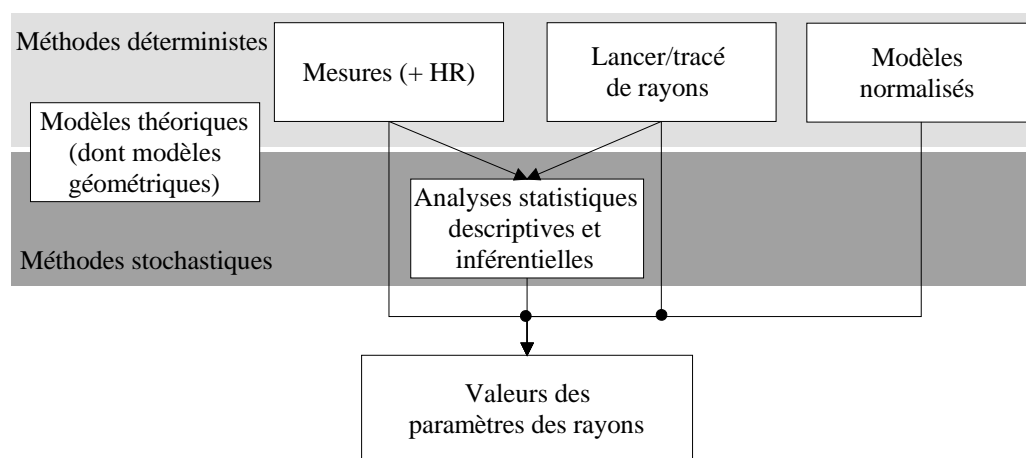


FIG. 6.1 – Les différentes méthodes permettant de fixer les valeurs des paramètres (ou de certains des paramètres)

et de disparition. Les composantes variables des paramètres (dont le nom commence par δ) sont définies par une fonction continue à un seul paramètre (sinusoïde, droite, fonction arctangente ou triangulaire). La fonction $\delta\alpha_i(t)$ doit être continue et tendre vers 0 aux instants d'apparition $t_{i,app}$ et de disparition $t_{i,app}$ du trajet (fonction sinusoïdale définie sur π ou utilisation de 2 fonctions de transition de type arctangente). Elle aura la même forme pour tous les rayons et ne dépendra, en conséquence que des instants d'apparition et de disparition.

Si on voulait prendre en compte d'éventuelles ondes sphériques, il suffirait d'ajouter 2 paramètres à chaque rayon : le rayon de sphéricité sur le site d'émission et le rayon de sphéricité sur le site de réception. Dans le cas de l'ULB, il serait nécessaire d'ajouter une dépendance à la fréquence de l'atténuation ($\alpha'_i(t, f)$) et de la matrice de dépolarisation ($\chi'_i(t, f)$). Les trajets de propagation deviennent alors dispersifs en fréquence et ne sont plus représentables par une distribution de Dirac.

6.2.2.2 Paramétrage du modèle

Le problème réside maintenant dans le choix de la valeur de ces paramètres. Cela nécessite des connaissances sur la propagation dans le milieu considéré. Différentes méthodes pour fixer ces paramètres, ou au moins certains d'entre-eux, sont exposées sur la figure 6.1. On peut envisager une approche déterministe, une approche probabiliste ou une approche mixte. Par exemple, les modèles normalisés, spécifiant retards et puissance des trajets prépondérants, permettent de fixer les τ_i et les $|\alpha_i|^2$ alors que les autres paramètres doivent être fixés d'une autre manière (par exemple aléatoirement).

Il est aussi possible d'obtenir ces paramètres à partir d'une technique de lancer/tracé de rayons appliquée à un environnement particulier ou à partir de mesures [446, 491, 494, 495, 499]. Une analyse et une modélisation statistique basées sur des résultats de mesures

(par exemple, [356, 392, 396, 397, 399], dans le contexte SIMO de propagation en 2D) ou de lancer/tracé de rayons [388, 389, 408] peuvent fournir des modèles probabilistes sur les valeurs de paramètres des rayons.

En plus de ces méthodes, des approches théoriques basées sur les phénomènes physiques permettent aussi d'obtenir des lois décrivant la valeur de ces paramètres. Parmi les modèles théoriques prenant en compte tant l'aspect polarisation que l'aspect spatial à l'émission et à la réception, on retrouve en particulier, le modèle de Svantesson [507, 528, 556, 557]. Ce modèle est basé sur les propriétés d'interactions entre l'onde électromagnétique et des formes parfaites telles que des cylindres ou des sphères associées à un modèle géométrique statistique des positions des diffuseurs. Dans [509], un modèle stochastique sur les paramètres de rayons et une méthode générique de simulation basée sur les résultats de plusieurs campagnes de mesures (COST259 et du COST273) sont proposés. Ces deux modèles permettent de simuler le canal de transmission MIMO de systèmes exploitant la diversité de polarisation. Il est aussi possible pour des raisons d'absence d'information, ou par simplicité, de fixer arbitrairement certains des paramètres.

Un modèle stochastique sur les paramètres des rayons est développé par la suite.

6.2.3 Simulation numérique

Quelle que soit la manière dont on génère les valeurs des paramètres de rayons, il s'agit ensuite de les utiliser afin de simuler le canal de transmission puis d'effectuer la transformation linéaire du signal d'entrée pour obtenir le signal de sortie. Le problème de l'obtention de la matrice des fonctions de transfert variant dans le temps associée au canal de transmission dans le cas continu est décrit dans la partie 4.6 du chapitre 4. Les relations entrée-sortie présentées dans le chapitre 5 permettent ensuite d'obtenir le signal de sortie à partir du signal d'entrée et du canal de transmission.

On s'intéresse ici plus particulièrement à la simulation numérique, qui constitue la base de la simulation logicielle et matérielle du canal de transmission et de son effet sur le signal à transmettre. On présente la structure du simulateur, l'expression du canal de transmission MIMO dans le cas continu (le temps et la fréquence sont des variables continues) puis son expression dans le cas discret. Enfin, on montrera comment à partir du canal de transmission discret et des échantillons d'entrée, on peut obtenir les échantillons de sortie.

6.2.3.1 Structure du simulateur

La figure 6.2 illustre la structure du simulateur.

Tout d'abord, on remarque le découplage entre système et milieu de propagation permettant de simuler un canal de propagation donné pour n'importe quel type de système, en particulier n'importe quel type de réseaux d'antennes (dans les zones spatiales et pour la bande de fréquence concernées).

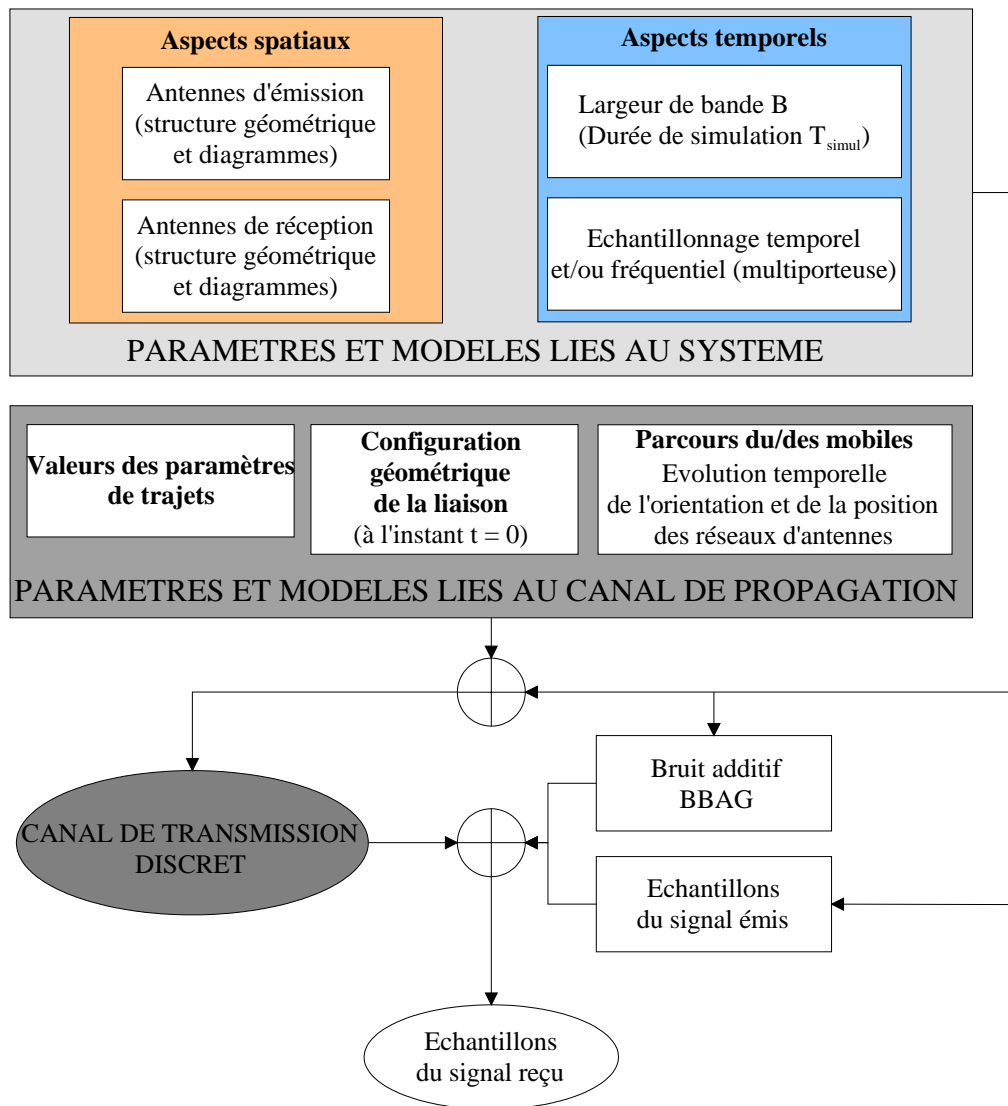


FIG. 6.2 – Structure du simulateur de canal

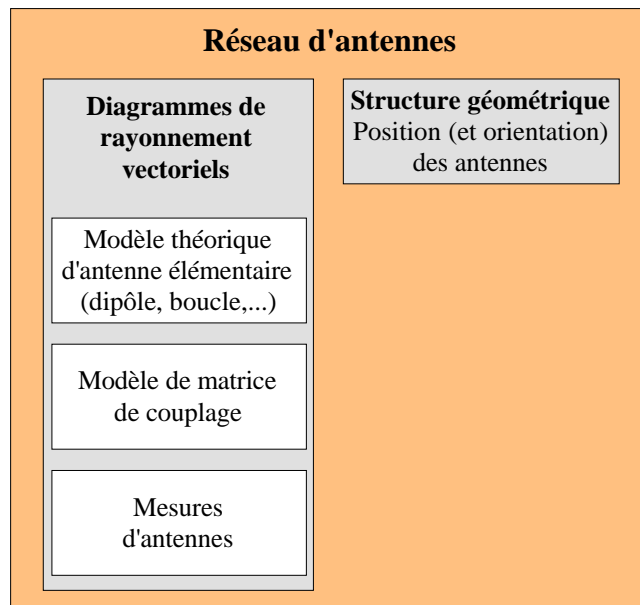


FIG. 6.3 – Paramètres et fonctions associés à un réseau d'antennes

Naturellement, les paramètres des rayons décrits précédemment font partis des paramètres liés au canal de propagation. Nous avons choisi, de placer la configuration géométrique de la liaison et son évolution au cours du temps (parcours du/des mobiles) dans les paramètres liés au canal de propagation car celles-ci influent sur les paramètres de rayons. En effet, en considérant que le mouvement des diffuseurs est négligeable, les variations temporelles des caractéristiques des rayons peuvent être entièrement déduites de leurs variations spatiales le long de la/des trajectoire(s) du/des mobile(s).

En ce qui concerne le système, on remarque le découplage entre les caractéristiques d'échantillonnage spatial, données par la connaissance des antennes, et les caractéristiques temporelles d'échantillonnage, de largeur de bande B et de durée de simulation T_{simul} .

La période d'échantillonnage doit être inférieur à l'inverse de la bande B afin de respecter le théorème d'échantillonnage de Nyquist. Dans le cas des systèmes multiporteuses numériques, on peut ajouter une fréquence d'échantillonnage décrivant l'écart entre sous-porteuses.

En ce qui concerne les aspects spatiaux, on doit spécifier la structure géométrique du réseau ainsi que les diagrammes de rayonnement (chapitre 3). Les paramètres et fonctions à modéliser pour chaque réseau d'antennes sont donnés plus en détail par la figure 6.3. On peut soit utiliser des modèles théoriques de diagrammes de rayonnement et/ou de couplage (annexe A.2), soit utiliser des mesures de diagrammes de rayonnement. Pour les réseaux d'antennes, il est nécessaire de spécifier sa structure géométrique, c'est à dire la position du centre de phase des différents éléments ainsi que les orientations (annexe A.2).

Lorsque les modèles d'antennes et l'échantillonnage du signal transmis est spécifié, il est possible en prenant en compte les caractéristiques des rayons et le parcours du/des mobiles de calculer le canal de transmission discret. Celui-ci est constitué d'une somme de différents modes physiques de propagation correspondant dans notre cas à des trajets discrets.

A partir de la connaissance des modèles d'antennes et des paramètres des rayons, on peut déduire le canal de transmission MIMO analogique, puis à partir de la connaissance de l'échantillonnage du signal transmis, le canal de transmission MIMO discret.

6.2.3.2 Canal de transmission MIMO analogique

Nous appliquons ici le formalisme du chapitre 4 dans l'objectif d'obtenir la matrice des fonctions de transfert variant dans le temps associée au canal de transmission à partir des paramètres du tableau 6.1. Sous l'hypothèse bande étroite (chapitre 4), la fonction de transfert variant dans le temps entre l'antenne m d'émission et l'antenne n de réception s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 T_{n,m}(t,f) = & G_{r,n}(f) G_{e,m}(f) \\
 & \times \sum_{i=1}^N \underbrace{\Pi_{T_{ex,i}}(t - t_{i,app}) \tilde{\alpha}_{i,n,m}(t,f) \exp(-j2\pi f_c \tau_i(t))}_{\text{Atténuation complexe globale}} \\
 & \times \underbrace{\exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} \hat{\mathbf{a}}_r(\theta_{r,i}^{rot}(t), \phi_{r,i}^{rot}(t)) \cdot \mathbf{r}_{r,n}\right)}_{\text{Facteurs de réseau à large bande de réception}} \\
 & \times \underbrace{\exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} \hat{\mathbf{a}}_e(\theta_{e,i}^{rot}(t), \phi_{e,i}^{rot}(t)) \cdot \mathbf{r}_{e,m}\right)}_{\text{Facteurs de réseau à large bande d'émission}} \\
 & \times \underbrace{\exp(-j2\pi f \tau_i(t)) \exp\left(j2\pi \int_{t_{i,app}}^t \nu_i(t') dt'\right)}_{\text{Déphasage fréquentiel et temporel}}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

où $G_{r,n}(f)$ et $G_{e,m}(f)$ représentent les fonctions de transfert associées, respectivement, à la chaîne de réception n et à la chaîne d'émission m . N est le nombre total de rayons sur toute la durée de simulation et $\Pi_{T_{ex,i}}(t)$ est la fonction porte de largeur $T_{ex,i} = t_{i,app} - t_{i,disp}$ correspondant à la durée d'existence du rayon i . Les positions $\mathbf{r}_{r,n}$ et $\mathbf{r}_{e,m}$ de réception et d'émission restent fixes quel que soit le déplacement des sites, ce qui signifie qu'elles sont décrites dans un repère local aux réseaux respectifs. Ce sont donc ces repères locaux qui subissent les translations et les rotations au cours du temps imposées par les mouvements des sites d'émission et de réception.

La fonction scalaire complexe $\tilde{\alpha}_{i,n,m}(t,f)$ représente l'atténuation du trajet i (scalaire complexe) vue par l'antenne n de réception et l'antenne m d'émission et s'exprime par

(chapitre 4) :

$$\begin{aligned} \tilde{\alpha}_{i,n,m}(t,f) &= \mathbf{g}_{r,n}^{(res)}(f, \theta_{r,i}^{rot}(t), \phi_{r,i}^{rot}(t)) \alpha'_i(t) \chi'_i(t) \\ &\quad \times \mathbf{g}_{e,m}^{(res)}(f, \theta_{e,i}^{rot}(t), \phi_{e,i}^{rot}(t)) \end{aligned} \quad (6.2)$$

où les $\mathbf{g}_{r,n}^{(res)}$ et $\mathbf{g}_{e,n}^{(res)}$ sont les diagrammes de rayonnement vectoriels de réception et d'émission, comme définis dans le chapitre 3. Cette atténuation prend en compte la dépendance en fréquence du diagramme de rayonnement vectoriel des antennes mais aussi la rotation d'antenne au cours du temps due à l'éventuel mouvement des sites d'émission et/ou de réception. En effet, les angles indicés par *rot* représentent la direction "vue" par les antennes et s'obtiennent par :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{a}}_r(\theta_{r,i}^{rot}(t), \phi_{r,i}^{rot}(t)) &= \mathbf{M}_{\theta_{or,r}(t), \phi_{or,r}(t)} \hat{\mathbf{a}}_r(\theta'_{r,i}(t), \phi'_{r,i}(t)) \\ \hat{\mathbf{a}}_r(\theta_{e,i}^{rot}(t), \phi_{e,i}^{rot}(t)) &= \mathbf{M}_{\theta_{or,e}(t), \phi_{or,e}(t)} \hat{\mathbf{a}}_r(\theta'_{e,i}(t), \phi'_{e,i}(t)) \end{aligned} \quad (6.3)$$

où $\mathbf{M}_{\theta_{or,r}(t), \phi_{or,r}(t)}$ est la matrice de rotation définie dans A.15, $\theta_{or,r}(t)$ et $\phi_{or,r}(t)$ étant les orientations en azimuth et en coélévation, que subissent les antennes de réception au cours du temps.

La pseudo-composante de décalage Doppler instantanée $\nu_i(t)$ se déduit de 4.71 :

$$\begin{aligned} \nu_i(t) &= f_c \tilde{\nu}_i^{diff}(t) + \nu_i^e(t) + \nu_i^r(t) \\ \nu_i^e(t) &= \frac{f_c}{c} \hat{\mathbf{a}}_r(\theta_{e,i}^{rot}(t), \phi_{e,i}^{rot}(t)) \cdot \frac{d\vec{\rho}_e(t)}{dt} \\ \nu_i^r(t) &= \frac{f_c}{c} \hat{\mathbf{a}}_r(\theta_{r,i}^{rot}(t), \phi_{r,i}^{rot}(t)) \cdot \frac{d\vec{\rho}_r(t)}{dt} \end{aligned} \quad (6.4)$$

où $\vec{\rho}_e(t)$ et $\vec{\rho}_r(t)$ représentent l'évolution temporelle de la position du site d'émission et de réception. On parle de pseudo-composante Doppler, car elle ne prend pas en compte le mouvement de rotation des 2 sites. Dans le cas où seuls des mouvements de rotation existent, le décalage Doppler instantané maximum possible entre l'antenne n de réception et l'antenne m d'émission est égal à :

$$\begin{aligned} \nu_{\max, n, m}^{rot}(t) &= \max_i \{ \nu_{i, n, m}^{rot}(t) \} \\ &= \frac{f_c}{c} \left(r_{r, n} \sqrt{\sin^2(\phi_{or, r}(t)) \left(\frac{d\theta_{or, r}(t)}{dt} \right)^2 + \left(\frac{d\phi_{or, r}(t)}{dt} \right)^2} \right. \\ &\quad \left. + r_{e, m} \sqrt{\sin^2(\phi_{or, e}(t)) \left(\frac{d\theta_{or, e}(t)}{dt} \right)^2 + \left(\frac{d\phi_{or, e}(t)}{dt} \right)^2} \right) \end{aligned} \quad (6.5)$$

La relation 6.5 déduite en particulier de A.21 montre que le Doppler maximum est d'autant plus grand que les normes des vecteurs positions et les normes des vitesses angulaires de rotation sont grands. Symétriquement, on peut exprimer le décalage Doppler instantané maximum dans le cas où le mouvement des sites se manifeste seulement par une translation (sans mouvement de diffuseurs). Dans ce cas, le Doppler maximum s'exprime

par :

$$\begin{aligned}\nu_{\max}(t) &= \max_i \{\nu_i(t)\} \\ &= \frac{f_c}{c} \left(\left\| \frac{d\vec{\rho}_e(t)}{dt} \right\| + \left\| \frac{d\vec{\rho}'_e(t)}{dt} \right\| \right)\end{aligned}\quad (6.6)$$

La relation 6.6 montre que le Doppler instantané maximum dépend linéairement de la somme des vitesses de déplacement. En prenant en compte les différents types de mouvement, le décalage Doppler instantané maximum sera la somme de $\nu_{\max}(t)$, de $\nu_{\max,n,m}^{rot}(t)$ et de $f_c \max \left\{ \tilde{\nu}_i^{diff}(t) \right\}$.

6.2.3.3 Canal de transmission MIMO discret

La discrétisation du canal de transmission MIMO nécessite de connaître les caractéristiques de celui-ci notamment en terme d'étalement Doppler et d'étalement des retards. En effet, contrairement à la discrétisation du domaine spatial (antennes) qui est intrinsèque au système, la discrétisation du domaine temporel doit être vue comme un moyen de représenter le canal de transmission réel. Il s'agit alors de choisir des instants et des fréquences d'échantillonnage permettant de reconstruire les fonctions de transfert $T_{n,m}(t,f)$ avec le moins d'erreurs possible. La solution la plus immédiate serait de considérer une grille d'échantillonnage régulière définie par un temps d'échantillonnage et une fréquence d'échantillonnage mais la vitesse de variation du canal dépendant fortement des vitesses de déplacement, il est préférable de considérer, pour des raisons de complexité numérique un échantillonnage temporel adaptatif.

En ce qui concerne le domaine fréquentiel, on suppose un échantillonnage fixe pour toute la durée de simulation. Cette fréquence d'échantillonnage devra alors vérifier :

$$\begin{aligned}\Delta f_e &< \frac{1}{\max_t \Delta \tau(t)} \\ \Delta \tau(t) &= \max_{i,j} (\tau'_i(t) - \tau'_j(t))\end{aligned}\quad (6.7)$$

L'échantillonnage du domaine temporel pourra quant à lui se faire à 2 rythmes différents (variation lente à moyenne échelle et variation rapide à petite échelle). En effet, les variations temporelles des paramètres des rayons sont beaucoup plus lentes que celles des fonctions de transfert du canal de transmission. Ces temps d'échantillonnage dépendent de la vitesse de déplacement possible des diffuseurs, des sites d'émission et de réception donc aussi du type de liaison (intérieur des bâtiments, milieu urbain, milieu rural). On préfère donc raisonner sur un échantillonnage spatial pour ensuite en déduire via les vitesses, un échantillonnage temporel.

On spécifie la distance d'échantillonnage ($\Delta d'_e$) associée au paramètres de rayons, et celle (Δd_e) associée aux fonctions de transfert variant dans le temps. La distance d'échantillonnage $\Delta d'_e$ devra être choisie en fonction de la proximité et de la taille des

objets. Elle dépend donc essentiellement du type d'environnement. En milieu urbain, à l'extérieur des bâtiments, elle est de l'ordre de 1 m alors qu'à l'intérieur des bâtiments, elle est plutôt de 10 cm (rapport 10 dans la dimension des obstacles). La distance Δd_e ne dépend quant à elle que de la longueur d'onde λ , et donc de la fréquence porteuse f_c : elle ne devra pas dépasser $\lambda/2$, c'est à dire 7,5 cm à 2 GHz (le temps d'échantillonnage maximal reste ainsi inférieur à l'inverse de l'étalement Doppler du canal).

A partir des vitesses de déplacement du/des sites (définies en fonction de la position échantillonnée à $\Delta d'_e$) et des vitesses maximales possibles des diffuseurs, on en déduit les temps d'échantillonnage respectifs. Puisque le rapport des vitesses entre le milieu urbain et l'intérieur des bâtiments est d'environ 20 et que le rapport entre les dimensions des obstacles est de l'ordre de 10, les temps d'échantillonnage à l'intérieur des bâtiments et à l'extérieur des bâtiments en milieu urbain sont du même ordre de grandeur.

On définit de cette manière, les instants d'échantillonnage t'_p des paramètres de rayons et les instants d'échantillonnage t_p des fonctions de transfert variant dans le temps :

$$\begin{aligned} t'_p &\triangleq t'[p] = \frac{\Delta d'_e}{3} \sum_{p'=1}^p \frac{p'}{V_e[p'] + V_r[p'] + V_{\max}^{diff}} & (6.8) \\ \Delta t'_p &= t'[p+1] - t'[p] \\ t_k &\triangleq t[k] = t' \left[\left\lfloor \frac{k}{\alpha_{ech}} \right\rfloor \right] + \Delta t'_{\left\lfloor \frac{k}{\alpha_{ech}} \right\rfloor} \left(\frac{k}{\alpha_{ech}} - \left\lfloor \frac{k}{\alpha_{ech}} \right\rfloor \right) \\ \Delta t_p &= \frac{\Delta t'_p}{\alpha_{ech}} \end{aligned}$$

où $V_e[p] \triangleq V_e(p\Delta d'_e)$ est la vitesse maximale du site d'émission (parmi toutes les antennes du réseau) prenant en compte le déplacement en translation et en rotation (de même pour $V_r[p] \triangleq V_r(p\Delta d'_e)$ mais pour la réception). V_{\max}^{diff} est la vitesse maximale de déplacement des diffuseurs et $\alpha_{ech} = \frac{\Delta d'_e}{\Delta d_e}$ (on s'arrange pour que α_{ech} soit un entier). On suppose donc que tous les paramètres de trajets sont indicés par p (par exemple $\Delta\alpha_{i,p} \triangleq \Delta\alpha_i(t'_p)$).

De même que dans la relation 6.7, on peut définir la condition sur le temps d'échantillonnage en fonction de l'étalement Doppler maximal instantané par :

$$\begin{aligned} \Delta t_p &< \frac{1}{\Delta\nu_{\max}(t'_p)} & (6.9) \\ \Delta\nu_{\max}(t'_p) &= 2 \left(\max_{n,m} \{ \nu_{\max}(t'_p) \} + \nu_{\max,n,m}^{rot}(t'_p) + f_c \max \{ \tilde{\nu}_i^{diff}(t'_p) \} \right) \end{aligned}$$

Sachant que, quel que soit le canal à simuler, il sera de toute façon largement sous-étalé ($\Delta\tau(t)\Delta\nu_{\max}(t) \ll 1$), on pourra toujours choisir Δf_e et Δt_p tels que $\Delta t_p \Delta f_e \geq 1$.

En considérant que le temps d'échantillonnage du signal est t_e , il est souhaitable que $t_e \Delta f_e = 2^{-N_f}$, afin de gagner en temps de calcul lors de la convolution du signal d'entrée

par le canal. En prenant en compte 6.7, on peut alors déterminer N_f et donc Δf_e :

$$N_f = \begin{cases} \left\lceil -\log_2 \frac{t_e}{2\Delta\tau} \right\rceil & \text{pour } \frac{t_e}{2\Delta\tau} < 1 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (6.10)$$

$$\Delta f_e = \frac{2^{-N_f}}{t_e}$$

En posant $p = \left\lfloor \frac{k}{\alpha_{ech}} \right\rfloor$, la fonction de transfert discrète entre l'antenne m d'émission et l'antenne n de réception peut alors s'exprimer par :

$$T_{n,m}[k,l] = G_{r,n}(l\Delta f_e) G_{e,m}(l\Delta f_e) \times \sum_{i=1}^N \Pi_{T_{ex,i}}(t_p - t_{p_i,app}) \tilde{\alpha}_{i,n,m,p}(l\Delta f_e) \exp(-j2\pi f_c \tau_{i,p}) \times \underbrace{\exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} \hat{a}_r(\theta_{r,i,p}^{rot}, \phi_{r,i,p}^{rot}) \cdot \mathbf{r}_{r,n}\right)}_{\text{Facteur de réseau (déphasage spatial) de réception}} \times \underbrace{\exp\left(j \frac{2\pi f_c}{c} \hat{a}_r(\theta_{e,i,p}^{rot}, \phi_{e,i,p}^{rot}) \cdot \mathbf{r}_{e,m}\right)}_{\text{Facteur de réseau (déphasage spatial) d'émission}} \times \underbrace{\exp(-j2\pi l \Delta f_e \tau_{i,p}) \exp\left(j2\pi \sum_{k'=\alpha_{ech}p_i,app}^k \nu_{i,p} \Delta t_p\right)}_{\text{Déphasage fréquentiel et temporel}} \quad (6.11)$$

L'équation 6.11 montre clairement que le calcul de la matrice des fonctions de transfert discrètes peut se faire en 2 temps : tout d'abord, on calcule les paramètres des rayons et leur variation au cours du temps est calculée aux instants d'échantillonnage t_p puis, à partir de ceux-ci, on peut, dans un deuxième temps, calculer les fonction de transfert discrètes. Si on voulait, simuler une matrice de fonctions de transfert pour une application ULB, il serait nécessaire de prendre en compte le facteur de réseau large-bande car l'hypothèse bande étroite n'est plus valide (chapitre 3) et ajouter dans $\tilde{\alpha}_{i,n,m,p}$ une pondération par une fonction de la fréquence propre au rayon. De même que dans le domaine temporel, on pourrait envisager 2 échantillonnages fréquentiels : celui de la fonction de transfert à Δf_e et celui de l'atténuation complexe $\tilde{\alpha}_{i,n,m,p}$ à $\Delta f'_e \gg \Delta f_e$. pourrait alors s'envisager à L'échantillonnage fréquentiel de ces variations de paramètres en fonction de la fréquence pourrait se faire à une échelle plus grande que celle de la fonction de transfert.

Cette méthode à double échantillonnage adaptatif (dépendant des vitesses de déplacement du/des sites et des diffuseurs) du domaine temporel permet d'optimiser le nombre d'échantillons utilisés pour la représentation du canal de transmission : celui-ci ne dépend pas seulement de la durée de simulation mais plutôt du potentiel changement physique et géométrique (donc spatial) que la liaison a subi. A titre d'illustration, on a représenté

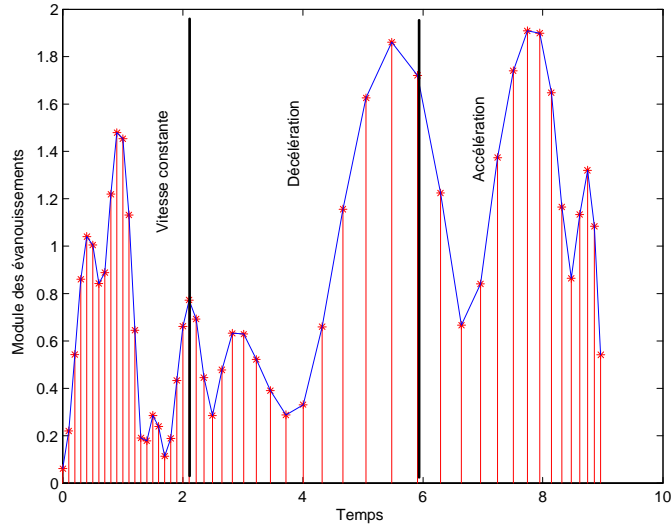


FIG. 6.4 – Représentation du module des évanouissements temporels pour $\Delta d_e = \lambda/10$ et un Doppler de Jakes avec un seul site se déplaçant à vitesse variable

un exemple de module de séquence d'évanouissements temporels sur la figure 6.4 dans le cas où un seul site est en mouvement et que $\Delta d_e = \lambda/10$.

6.2.3.4 Simulation d'une chaîne de transmission

Lorsqu'on veut obtenir les échantillons du signal de sortie à partir des échantillons du signal d'entrée et des échantillons du canal de transmission, il est nécessaire d'effectuer une opération linéaire (filtrage linéaire variant dans le temps et dans l'espace sous sa version discrète). Comme le canal est toujours considéré sous-étalé, il est possible d'utiliser une méthode basée sur la STFT et plus exactement, dans notre cas sa version discrète. Cela permet d'envisager une multiplication des échantillons de la STFT discrète du signal d'entrée avec ceux associés à la fonction de transfert variant dans le temps pour obtenir la STFT discrète du signal de sortie comme le montre la figure 6.5. En plus de cet aspect temporel, on prend en compte l'aspect spatial en multipliant le vecteur d'entrée par la matrice de canal. Enfin, des échantillons de bruit sont ajoutés (BBAG filtré par le filtre de réception) à la STFT discrète du signal de sortie.

La dimension des vecteurs et de la matrice de canal est déterminée par le nombre d'antennes d'émission M_e et le nombre d'antennes de réception N_r . \mathbf{e} et $\tilde{\mathbf{e}}$ comportent M_e éléments alors que \mathbf{s} , $\tilde{\mathbf{s}}$, \mathbf{b} et $\tilde{\mathbf{b}}$ comportent N_r éléments. Les 2 matrices de canal \mathbf{T} ou $\tilde{\mathbf{T}}$ sont de dimension $N_r \times M_e$.

Afin de compléter les informations données par le schéma, on donne les formes mathématiques des différents signaux. On définit tout d'abord, la STFT discrète du signal d'entrée (sur l'antenne m) et la STFT discrète inverse avec fenêtre rectangulaire sur le

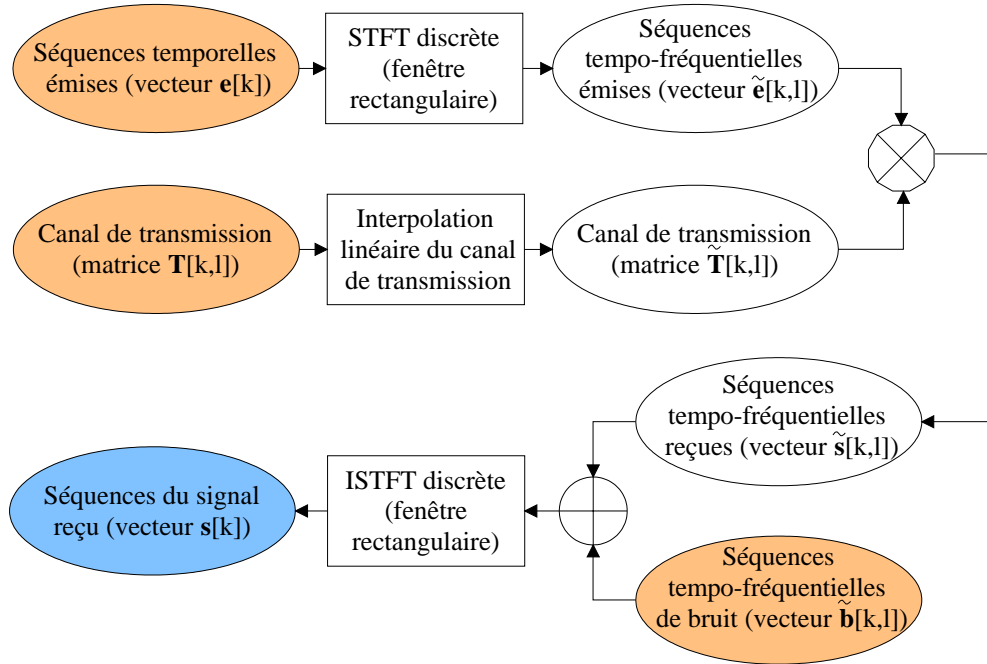


FIG. 6.5 – Algorithme global de calcul du signal reçu

signal de sortie (sur l'antenne n) :

$$\tilde{e}_m[k,l] = \sum_{k'=kN_f}^{(k+1)N_f} e_m[k'] \exp^{-j2\pi \frac{k'l}{N_f}} \quad (6.12)$$

$$s_n[k + k'N_f] = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} \tilde{s}_n[k',l] \exp^{j2\pi \frac{kl}{N_f}} \quad (6.13)$$

On peut remarquer que $\tilde{e}_m[k,l]$ et $\tilde{s}_m[k,l]$ contiennent autant d'échantillons que $e_m[p]$ et $s_n[p]$. Rappelons que N_f est une puissance de 2, ce qui permet de gagner du temps de calcul par l'emploi d'un algorithme de FFT. La relation entre les STFT discrètes d'entrée \tilde{e}_m , et la STFT discrète de sortie \tilde{s}_n est donnée par :

$$\tilde{s}_n[k,l] = \sum_{m=1}^M \tilde{T}_{n,m}[k,l] \tilde{e}_m[k,l] + \tilde{b}_n[k,l] \quad (6.14)$$

où $\tilde{b}_n[k,l]$ représentent les échantillons de la STFT d'un bruit BBAG filtré par la chaîne de réception n :

$$\tilde{b}_n[k,l] = \tilde{b}'_n[k,l] G_{r,n}[l] \quad (6.15)$$

où \tilde{b}'_n est une séquence 2D gaussienne à éléments indépendants et identiquement distribués et $G_{r,n}[l] = G_{r,n}(l\Delta f_e)$. Après addition du bruit, on utilise la formule 6.13 afin d'obtenir

le signal reçu. Rappelons que cette technique de calcul (relation 6.14) n'est possible que si $\Delta t_p \Delta f_e \geq 1$, car le canal matriciel \mathbf{T} ne peut qu'être suréchantillonné dans l'opération d'interpolation linéaire permettant d'obtenir $\tilde{\mathbf{T}}$.

Si les contraintes concernant la fréquence d'échantillonnage ont été exposées, il convient de préciser les contraintes concernant le temps d'échantillonnage Δt_p qui dépend de Δd_e et des vitesses de déplacement. Pour éviter des phénomènes transitoires trop importants, on préfère choisir $\Delta d_e \ll \lambda/2$ (donc $\Delta t_p \ll 1/\Delta \nu_{\max}(t'_p)$) mais dans le même temps une petite valeur de Δd_e impose le calcul d'un plus grand nombre d'expressions de phase, ce qui se traduit par un temps de calcul important. La valeur $\Delta d_e = \lambda/10$ est un bon compromis. On utilise une interpolation linéaire pour obtenir la fonction de transfert échantillonnée au même rythme que la STFT discrète du signal émis :

$$\begin{aligned} \tilde{T}_{n,m}[k,l] &= \left(T_{n,m} \left[\left[\frac{k}{\alpha_{t,p}} \right], l \right] - T_{n,m} \left[\left[\frac{k}{\alpha_{t,p}} \right], l \right] \right) \left(\frac{k}{\alpha_{t,p}} - \left[\frac{k}{\alpha_{t,p}} \right] \right) \\ &\quad + T_{n,m} \left[\left[\frac{k}{\alpha_{t,p}} \right], l \right] \\ \alpha_{t,p} &= \frac{\Delta t_p}{N_f t_e} \end{aligned} \quad (6.16)$$

La méthode présentée permet d'obtenir des temps de calcul assez faibles vis à vis de la précision et de la généralité du modèle de canal. Pour un simulateur de canal temps réel, ce qui est critique concerne justement la transformation (linéaire) du signal d'entrée pour obtenir le signal de sortie car la fonction de transfert du canal peut être calculée au préalable.

6.3 Modélisation stochastique des paramètres de rayons

L'approche de simulation présentée précédemment suppose que les paramètres des rayons soient connus. Dans cette partie, on s'intéresse exclusivement à la description des paramètres de rayons, c'est à dire au modèle de propagation proprement dit. On présente l'approche générale, pour ensuite, présenter les différents aspects du modèle. Pour une présentation plus claire, on donnera tout d'abord un modèle sur les paramètres de rayons omettant la dépendance temporelle puis, dans un deuxième temps, on s'intéressera à la prise en compte des variations temporelles.

6.3.1 Approche générale

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les caractéristiques des rayons doivent être fixées avant de pouvoir simuler le canal de transmission. Pour cela, on propose une approche aléatoire de description (et génération) des paramètres de rayons.

Quand on aborde le problème de la modélisation d'un ensemble de phénomènes, il faut se poser la question des échelles à prendre en compte. En plus de cette notion d'échelle, on utilise la notion de groupe de trajets mainte fois remarquée par l'analyse de mesures de propagation. Cette notion de groupe peut être vue comme une approche à 2 échelles dans le domaine des étalements de trajets (description à deux échelles de la fonction d'étalement), alors que la notion d'échelle proprement dite s'applique aux variations dans le domaine temporel.

La figure 6.6 illustre l'approche générale basée sur les notions d'échelle et de groupe de trajets.

6.3.1.1 Notion d'échelle

Cette notion d'échelle est bien illustrée par la représentation de la puissance reçue en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur de la figure 6.7. La puissance moyenne à grande échelle est globalement inversement proportionnelle à d^n , avec n généralement supérieure ou égale à 2, alors que les variations à petite et moyenne échelle se caractérisent par des évanouissements sélectifs.

D'une manière plus générale, en s'appuyant sur les fonctions caractéristiques d'ordre 2 présentées dans le chapitre 5, on peut donner la définition suivante des différentes échelles de variations :

- **Petite échelle** : échelle où les propriétés statistiques (au moins à l'ordre 1 et 2) des fonctions de canal ne changent pas (fonction de corrélation multidimensionnelle et DSP multidimensionnelle constantes sur cette échelle). Seuls les phénomènes d'interférence entre trajets induisent des fluctuations du niveau de la fonction de transfert. C'est l'échelle où l'hypothèse WSSUS est valide.
- **Moyenne échelle** : échelle où la fonction de corrélation et la DSP associées au canal changent mais où ces dernières comportent les mêmes propriétés statistiques. C'est l'échelle des phénomènes de masquage, d'apparition/disparition et glissement de rayons ainsi que de changement du vecteur vitesse du mobile. On peut donc observer à cette échelle des variations sur les caractéristiques de rayons.
- **Grande échelle** : échelle des changements sur les propriétés statistiques des DSP et fonctions de corrélation. Ce sont, par exemple, les pertes de puissance moyenne en fonction de la distance émetteur-récepteur ou les changements d'environnement.

La petite et la moyenne (et grande) échelle correspondent aux 2 échelles de variation temporelle ayant permis précédemment d'envisager 2 rythmes différents d'échantillonnage temporel : les variations des caractéristiques des rayons constituent les variations à moyenne (et grande) échelles alors que les variations de déphasage temporel engendrées par le Doppler constituent les variations à petite échelle (aussi appelées variations rapides).

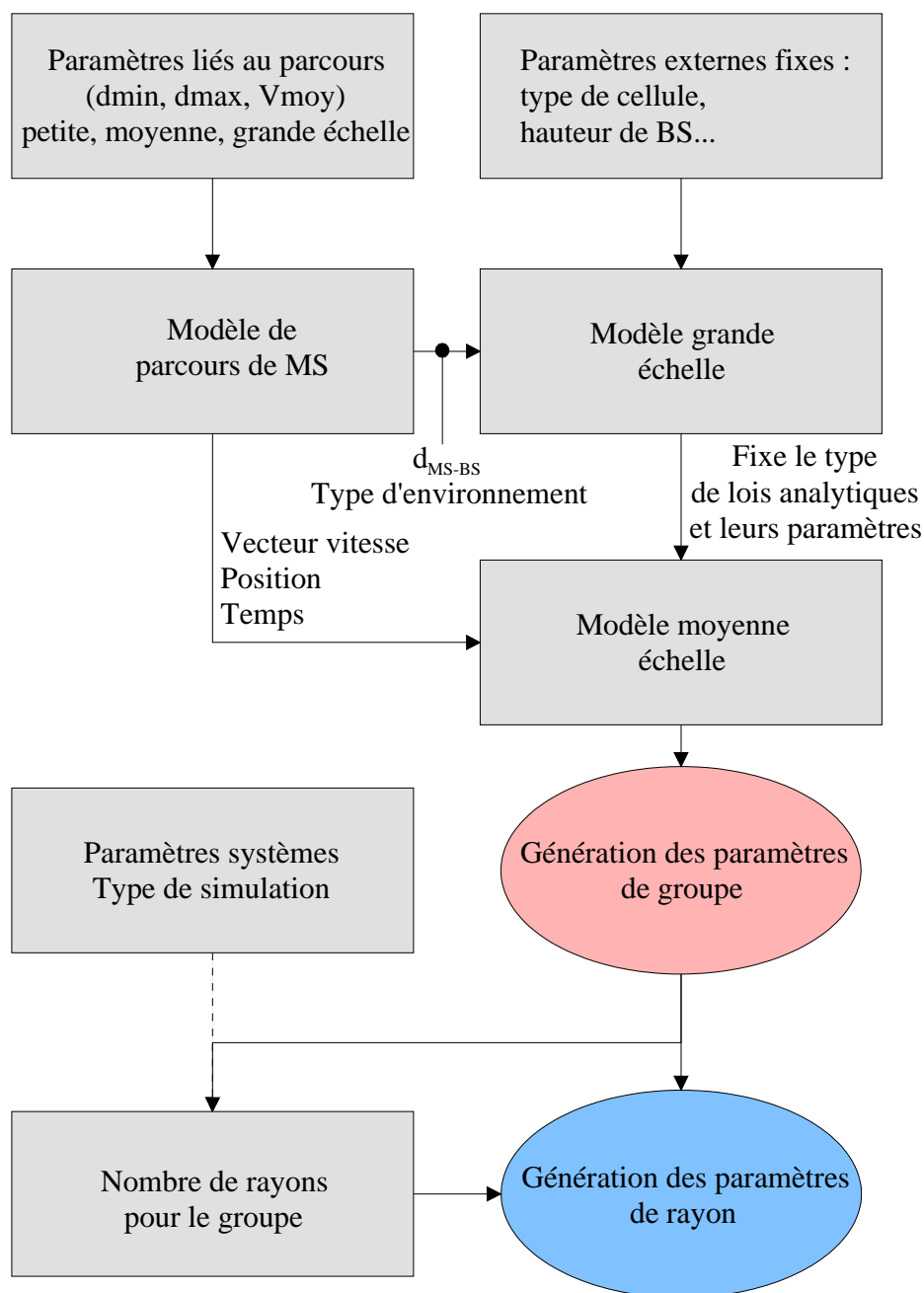


FIG. 6.6 – Approche globale de génération des rayons

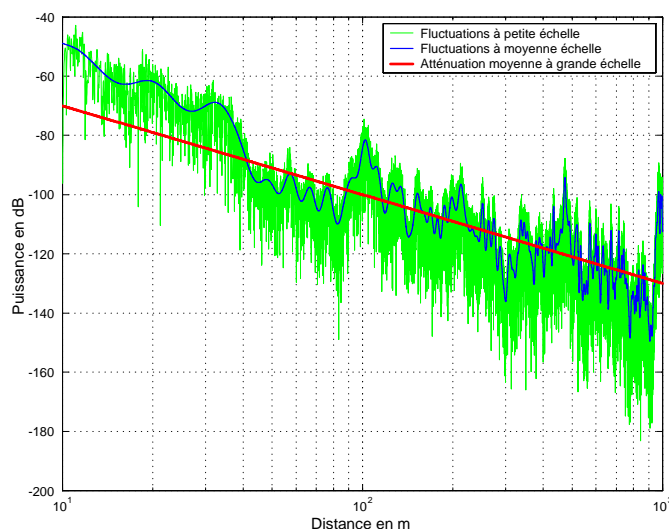


FIG. 6.7 – Pertes de puissance en fonction de la distance vue à différentes échelles

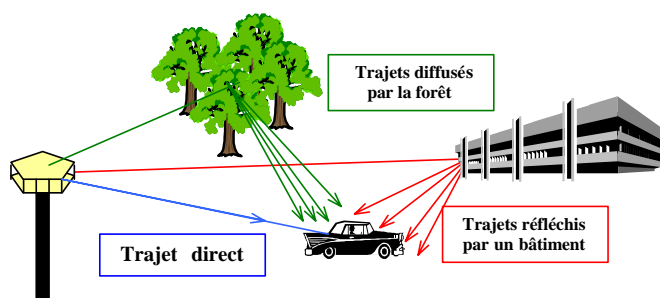


FIG. 6.8 – Propagation par groupe de trajets

La différence entre moyenne et grande échelle se fait ici au niveau des statistiques de description des paramètres de rayons. Le modèle qui est présenté par la suite est un modèle à moyenne échelle car les descriptions statistiques des rayons sont constantes. En particulier, cette description ne dépend pas de la distance émetteur-récepteur.

6.3.1.2 Notion de groupe de trajets

Un groupe de trajets est défini comme un ensemble de trajets affectés par la même influence physique (figure 6.8).

Puisqu'un groupe défini à partir de considérations physiques présente des trajets ayant des chemins de propagation assez proches et donc des caractéristiques de position (retards, angles, Doppler, ...) assez proches, celui-ci pourra généralement aussi être identifié sur la fonction de diffusion. Cette dernière remarque montre l'utilité de la fonction de diffusion et ce d'autant plus que celle-ci détient un grand nombre de dimensions dans

l'identification des groupes. La méthode optimale pour identifier des groupes de trajets consiste certainement à utiliser conjointement des informations sur l'environnement physique et sur la fonction de diffusion comme dans [374]. La figure 6.9 donne une idée plus exhaustive sur la signification physique de différents types de groupes et sur leur interprétation sous forme de modèle géométrique.

Quelle que soit la signification des groupes, les fonctions de diffusion structurées en groupes de trajets se retrouvent dans beaucoup de modèles basés sur des campagnes de mesures (voir chapitre 2). On retrouve, par exemple, à l'intérieur des bâtiments le modèle de Saleh et Valenzuela [229] étendu au cas spatial par Spencer [392] ou les mesures spatio-temporelles de Heddergott à 24 GHz [398, 399]. Plus récemment, des mesures à 5 GHz à l'intérieur des bâtiments ont permis d'aboutir à un modèle statistique à groupes de trajets [396, 397]. Cette décomposition en groupe a aussi été remarquée dans [321, 356, 374] pour des mesures en milieu urbain. En plus de ces études, les modèles géométriques comme celui de Blanz [441], de Fuhl [426], de Lu [435] ou plus récemment [442, 558], exploitent aussi la notion de groupe de trajets.

Ces modèles ont été établis dans un contexte SIMO/MISO, mais récemment des modèles mixtes géométriques/statistiques basés sur la notion de groupe de trajets pour des applications MIMO ont été proposés d'une part dans [508, 509] et d'autre part dans [507]. La prise en compte du regroupement des trajets dans un contexte MIMO est importante comme cela est montré dans [511]. Dans ce contexte, les modèles réalistes, statistiques ou géométriques, devraient toujours être basés sur la notion de groupes de trajets. Les modèles du 3GPP en voies de normalisation pour les applications MIMO [517] préconisent d'ailleurs, sur la base des projets européens du COST (COST259 [321] et COST273) la prise en compte du regroupement de trajets.

En conclusion, le regroupement des trajets, que ce soit pour des applications à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments est à prendre en compte dans tout modèle générique.. A part les modèles géométriques, peu ou pas de modèles basés sur des mesures prennent en compte le regroupement des trajets simultanément dans les domaines retards, direction à l'émission et direction à la réception. De plus, une composante supplémentaire permettant de modéliser les variations à moyenne échelle doit être ajoutée pour une simulation réaliste du canal de transmission dans un contexte MIMO. Ce modèle à groupe de trajets à variations temporelles à moyenne échelle est l'objet des parties suivantes.

6.3.2 Expression générale de la fonction d'étalement du modèle à groupe de trajets

En prenant en compte tous les domaines, l'expression générale de la fonction d'étalement (voir figure 5.14 du chapitre 5) d'un modèle à groupe de trajets s'exprime par :

$$\mathbf{U}(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{\Omega}_e) = \sum_{g=1}^G \sqrt{\tilde{P}_g} \tilde{\mathbf{U}}_g \left(\nu - \tilde{\nu}_g, \tau - \tilde{\tau}_g, \mathbf{\Omega}_r - \tilde{\mathbf{\Omega}}_{r,g}, \mathbf{\Omega}_e - \tilde{\mathbf{\Omega}}_{e,g} \right) \quad (6.17)$$

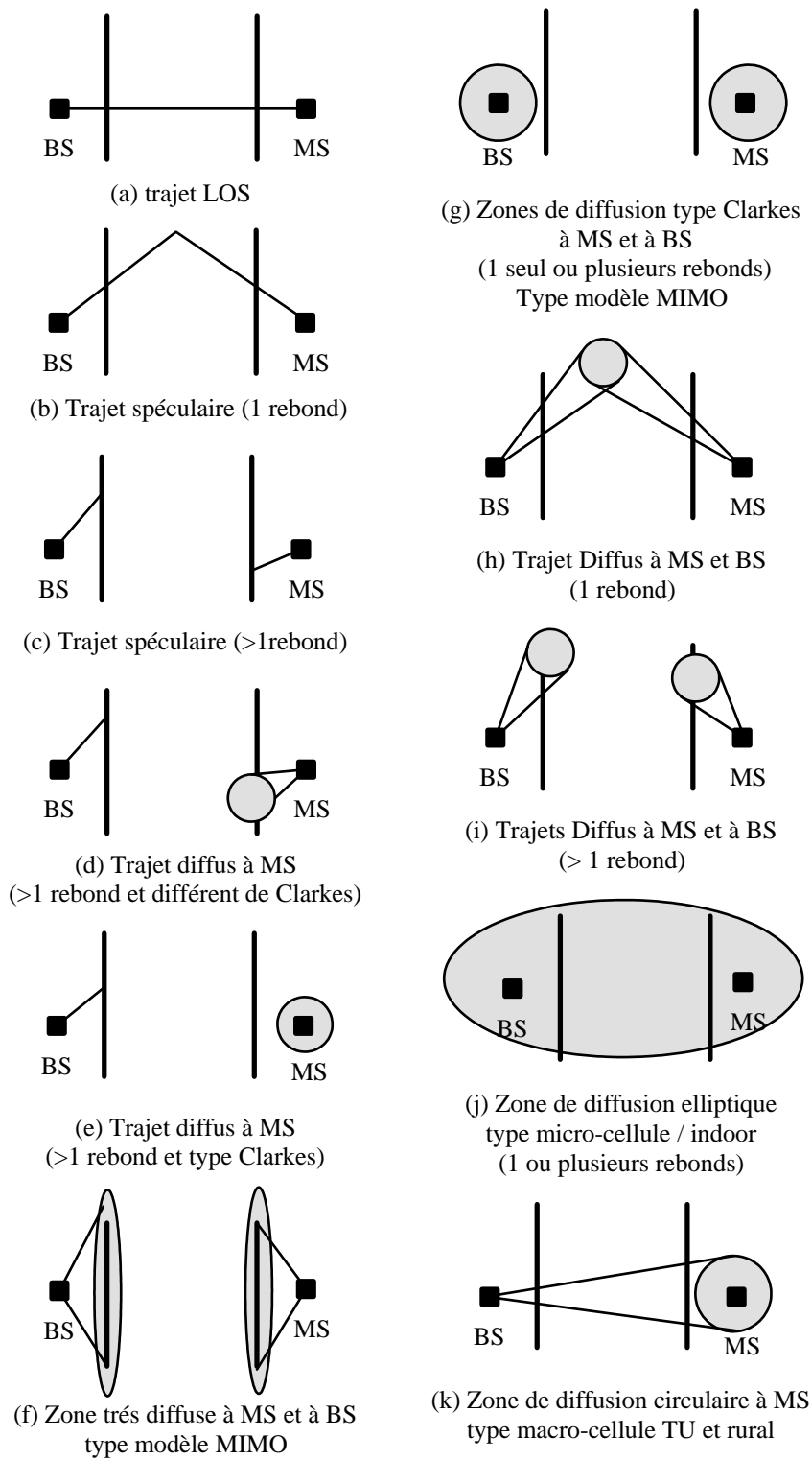


FIG. 6.9 – Différents types d'influences (de groupes)- Interprétation physique géométrique

où G est le nombre de groupes. \tilde{P}_g est la puissance totale de groupe, telle que la somme des (4) éléments de la diagonale de $\tilde{\mathbf{M}}_g = \int \mathbf{E} \left\{ \left| \tilde{\mathbf{U}}_g(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \right|^2 \right\} d\nu d\tau d\boldsymbol{\Omega}_r d\boldsymbol{\Omega}_e$ soit égale à 2. $\tilde{\nu}_g$ et $\tilde{\tau}_g$ représentent le Doppler moyen et le retard de référence (retard minimum par exemple). $\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{r,g}$ ($\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{e,g}$) est un vecteur à 2 éléments comportant l'angle d'azimut et l'angle de coélévation associés à la direction moyenne de réception (d'émission) du groupe g . Un trajet direct (ou plus généralement une composante de Rice) peut être pris en compte en considérant un groupe formé par un seul rayon dont les paramètres sont déterministes.

En supposant la validité de l'hypothèse ST-WSSUS, on peut définir la fonction de diffusion par :

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) &= E_{gr} \left\{ \mathbf{U}(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \otimes \mathbf{U}^*(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \right\} \\ &= \sum_{g=1}^G \tilde{P}_g \tilde{\mathbf{D}}_g \left(\nu - \tilde{\nu}_g, \tau - \tilde{\tau}_g, \boldsymbol{\Omega}_r - \tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{r,g}, \boldsymbol{\Omega}_e - \tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{e,g} \right) \\ \tilde{\mathbf{D}}_g(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) &= E_{gr} \left\{ \tilde{\mathbf{U}}_g(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \otimes \tilde{\mathbf{U}}_g^*(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) \right\} \end{aligned} \quad (6.18)$$

Ici, on suppose que les paramètres externes sont déterministes, c'est à dire que l'espérance $E_{gr} \{ \bullet \}$ ne s'applique qu'à la fonction aléatoire $\tilde{\mathbf{U}}_g(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e)$. La deuxième égalité provenant de la propriété suivante liée à l'hypothèse ST-WSSUS s'écrit :

$$\begin{aligned} &E_{gr} \left\{ \tilde{\mathbf{U}}_g \left(\nu - \tilde{\nu}_g, \tau - \tilde{\tau}_g, \boldsymbol{\Omega}_r - \tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{r,g}, \boldsymbol{\Omega}_e - \tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{e,g} \right) \right. \\ &\quad \left. \otimes \tilde{\mathbf{U}}_{g'}^* \left(\nu - \tilde{\nu}_{g'}, \tau - \tilde{\tau}_{g'}, \boldsymbol{\Omega}_r - \tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{r,g'}, \boldsymbol{\Omega}_e - \tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{e,g'} \right) \right\} \\ &= 0 \text{ pour } g \neq g' \end{aligned} \quad (6.19)$$

Connaissant les fonctions de diffusion matricielles de groupe $\tilde{\mathbf{D}}_g$, il faut pouvoir générer des réalisations statistiques particulières des fonctions d'étalement matricielles $\tilde{\mathbf{U}}_g$ sous la forme du modèle à rayons (génération des paramètres internes de groupe).

6.3.3 Modélisation des fonctions d'étalement de groupe

La problématique consiste à générer aléatoirement les paramètres de rayons telle que la fonction de diffusion résultante associée soit celle désirée. L'algorithme de simulation des rayons pour le groupe g peut se présenter sous la forme de la figure 6.10.

La fonction d'étalement associée doit s'exprimer par :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{U}}_g(\nu, \tau, \boldsymbol{\Omega}_r, \boldsymbol{\Omega}_e) &= \sum_{i=1}^{N_g} \alpha_{g,i} \boldsymbol{\chi}_{g,i} \delta(\nu - \nu_{g,i}) \delta(\tau - \tau_{g,i}) \\ &\quad \times \delta(\boldsymbol{\Omega}_r - \boldsymbol{\Omega}_{r,g,i}) \delta(\boldsymbol{\Omega}_e - \boldsymbol{\Omega}_{e,g,i}) \end{aligned} \quad (6.20)$$

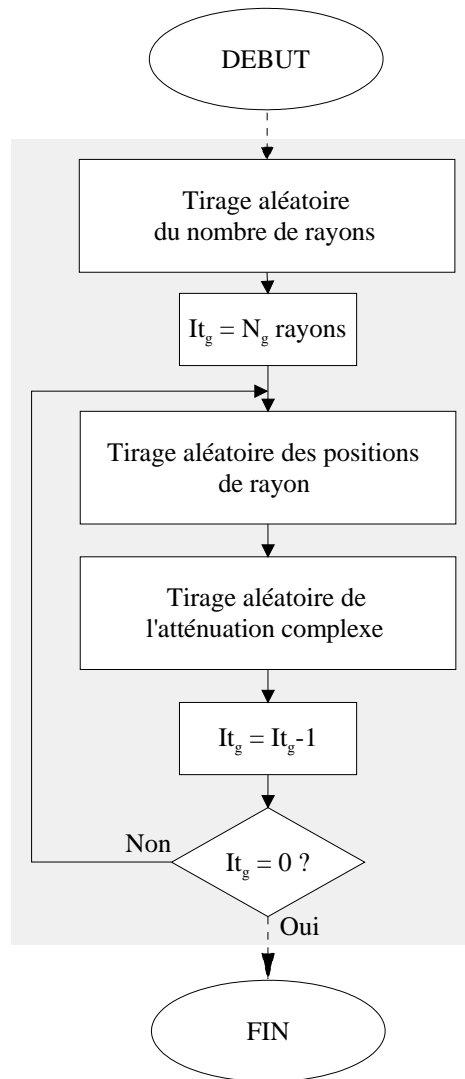


FIG. 6.10 – *Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de rayons d'un groupe - cas stationnaire*

où les atténuations complexes $\alpha_{g,i}$ du groupe g doivent vérifier $\sum_{i=1}^{N_g} \mathbb{E}\{|\alpha_{g,i}|^2\} = 1$. Les paramètres $\alpha_{g,i}$, $\chi_{g,i}$, $\nu_{g,i}$, $\tau_{g,i}$, $\Omega_{r,g,i}$, $\Omega_{e,g,i}$ sont appelés paramètres intra-groupes et sont relatifs aux paramètres externes de groupes (par exemple le retard $\tau_{g,i}$ est relatif au retard de groupe $\tilde{\tau}_g$). On définit la matrice des profils de puissance :

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{U}}_g}(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e) &= \left| \tilde{\mathbf{U}}_g(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e) \otimes \tilde{\mathbf{U}}_g^*(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e) \right|^2 \\ &= \sum_{i=1}^{N_g} |\alpha_{g,i}|^2 (\chi_{g,i} \otimes \chi_{g,i}^*) \delta(\nu - \nu_{g,i}) \delta(\tau - \tau_{g,i}) \\ &\quad \times \delta(\Omega_r - \Omega_{r,g,i}) \delta(\Omega_e - \Omega_{e,g,i}) \end{aligned} \quad (6.21)$$

Au moins un des paramètres de rayons dans 6.20 doit être une variable aléatoire pour que la fonction d'étalement $\tilde{\mathbf{U}}_g$ soit une fonction aléatoire. Si seule la phase de $\alpha_{g,i}$ était une variable aléatoire alors le profil de puissance $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{U}}_g}(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e)$ serait une fonction déterministe et on aurait $\tilde{\mathbf{D}}_g(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e) = \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{U}}_g}(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e)$. Pour plus de simplicité, on omet la dimension polarisation, c'est à dire la matrice $\chi_{g,i}$.

Dans toute la suite, on suppose que les phases sont indépendantes et uniformément réparties de 0 à 2π . On suppose le cas le plus général où tous les paramètres sont aléatoires. De plus les paramètres d'un rayon sont supposés indépendants et identiquement distribués des paramètres respectifs d'un autre rayon. Pour plus de simplicité on omet la référence au groupe, c'est à dire l'indice g mais on gardera à l'idée que toutes les fonctions de densité de probabilité décrites ici sont conditionnées au groupe et en particulier aux paramètres externes de groupe. En supposant qu'elle existe, la fonction de densité de probabilité globale (des vecteurs de paramètres indicés par i) conditionnée au nombre de rayons N_g s'exprime donc par :

$$f^{gr'}(\mathbf{P}, \nu, \tau, \theta_r, \phi_r, \theta_e, \phi_e | N) = \prod_{i=1}^N f^{gr'}(P_i, \nu_i, \tau_i, \theta_{r,i}, \phi_{r,i}, \theta_{e,i}, \phi_{e,i}) \quad (6.22)$$

où $P_i = |\alpha_i|^2$. Sous ces conditions d'indépendance et en utilisant les propriétés concernant les probabilités conjointes et conditionnelles [546, 559], on peut montrer que la fonction de diffusion s'exprime par [356, 420] :

$$\begin{aligned} \tilde{D}(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e) &= \mathbb{E}\{N\} \mathbb{E}\{P_i \delta(\nu - \nu_i) \delta(\tau - \tau_i) \\ &\quad \delta(\Omega_r - \Omega_{r,g,i}) \delta(\Omega_e - \Omega_{e,g,i})\} \\ &\propto \int P \times f^{gr'}(P, \nu, \tau, \theta_r, \phi_r, \theta_e, \phi_e) dP \\ &\propto \mathbb{E}\{P | \nu, \tau, \theta_r, \phi_r, \theta_e, \phi_e\} f_{pos}^{gr'}(\nu, \tau, \theta_r, \phi_r, \theta_e, \phi_e) \end{aligned} \quad (6.23)$$

De la relation 6.23, on peut déduire plusieurs méthodes simples de modélisation des paramètres de rayons lorsque seul $\tilde{D}(\nu, \tau, \Omega_r, \Omega_e)$ est spécifié. D'une part, il faut dé-

	$E\{P \mid \mathbf{pos}\} = m_{gr}(\mathbf{pos})$	$f_{pos}^{gr}(\mathbf{pos})$
Méthodes de type 1	Constante quelle que soit la position	\propto à la fonction de diffusion $\tilde{D}(\mathbf{pos})$
Méthodes de type 2	\propto à la fonction de diffusion $\tilde{D}(\mathbf{pos})$	Loi uniforme multidimensionnelle

TAB. 6.2 – Les deux principales méthodes de modélisation des rayons

crire $m_{gr}(\mathbf{pos}) = E\{P \mid \mathbf{pos}\}$, la puissance moyenne conditionnée aux positions (le vecteur $\mathbf{pos} = [\nu, \tau, \theta_r, \phi_r, \theta_e, \phi_e]$ est introduit pour des raisons de simplicité d'écriture) et $f_{pos}^{gr}(\mathbf{pos})$, la densité de probabilité des positions. Ces deux fonctions fixent la fonction de diffusion $\tilde{D}(\mathbf{pos})$. D'autre part, il faut préciser la répartition de la puissance P conditionnée aux positions (la moyenne conditionnée étant fixée par $m_{gr}(\mathbf{pos})$) afin de pouvoir générer les atténuations complexes de rayons.

Les 2 principales approches pour définir $m_{gr}(\mathbf{pos})$ et $f_{pos}^{gr}(\mathbf{pos})$ connaissant $\tilde{D}(\mathbf{pos})$ sont exposées dans le tableau 6.2 alors que les 3 principales distributions pour P connaissant la valeur moyenne conditionnée $m_{gr}(\mathbf{pos})$ sont illustrées par la figure 6.11.

Pour la méthode de type 2, il faut spécifier les étalements associés à la loi uniforme multidimensionnelle. Pour cela, on peut par exemple, fixer une dynamique et en fonction de la forme de la fonction de diffusion, en déduire les étalements minimums des lois uniformes telles que dans ces limites les puissances moyennes des rayons soient au-dessus de la dynamique [560].

Si la puissance P est de répartition exponentielle, le module de l'atténuation $|\alpha| = \sqrt{P}$ suit une loi de Rayleigh et, du fait de la loi uniforme sur la phase, l'atténuation complexe suit une loi circulaire gaussienne (les parties imaginaire et réelle sont 2 variables aléatoires gaussiennes dont la moyenne est nulle et l'écart-type est égal à $\sqrt{m_{gr}(\mathbf{pos})/2}$).

Si la puissance P est de répartition lognormale, $\ln(P)$ est une loi gaussienne de moyenne et d'écart-type donnés, respectivement, par :

$$\begin{aligned} \mu_{\ln}(\mathbf{pos}) &= \ln \left(\frac{m_{gr}(\mathbf{pos})}{\sqrt{\left(\frac{\sigma(\mathbf{pos})}{m_{gr}(\mathbf{pos})}\right)^2 + 1}} \right) \\ \sigma_{\ln}(\mathbf{pos}) &= \sqrt{\ln \left(\left(\frac{\sigma(\mathbf{pos})}{m_{gr}(\mathbf{pos})}\right)^2 + 1 \right)} \end{aligned} \quad (6.24)$$

où $\sigma(\mathbf{pos})$ est l'écart-type de la loi lognormale qui peut être fixée arbitrairement. Selon les valeurs de $\sigma(\mathbf{pos})$, on aboutit à des distributions des parties réelle et imaginaire qui peuvent être très différentes. Les 2 principales lois pour $\sigma(\mathbf{pos})$ sont $\sigma(\mathbf{pos}) = 0$ et $\sigma(\mathbf{pos}) = m_{gr}(\mathbf{pos})$. Un écart-type nul, $\sigma(\mathbf{pos}) = 0$, engendre une valeur déterministe de P . La puissance P est donc une constante pour la méthode 1 et $P(\mathbf{pos}) \propto \tilde{D}(\mathbf{pos})$ pour la deuxième méthode ; les parties réelle et imaginaire $\cos(\arg(\alpha)) / \sqrt{2P}$ et $\sin(\arg(\alpha)) / \sqrt{2P}$, ont alors pour fonction de densité de probabilité une loi proportion-

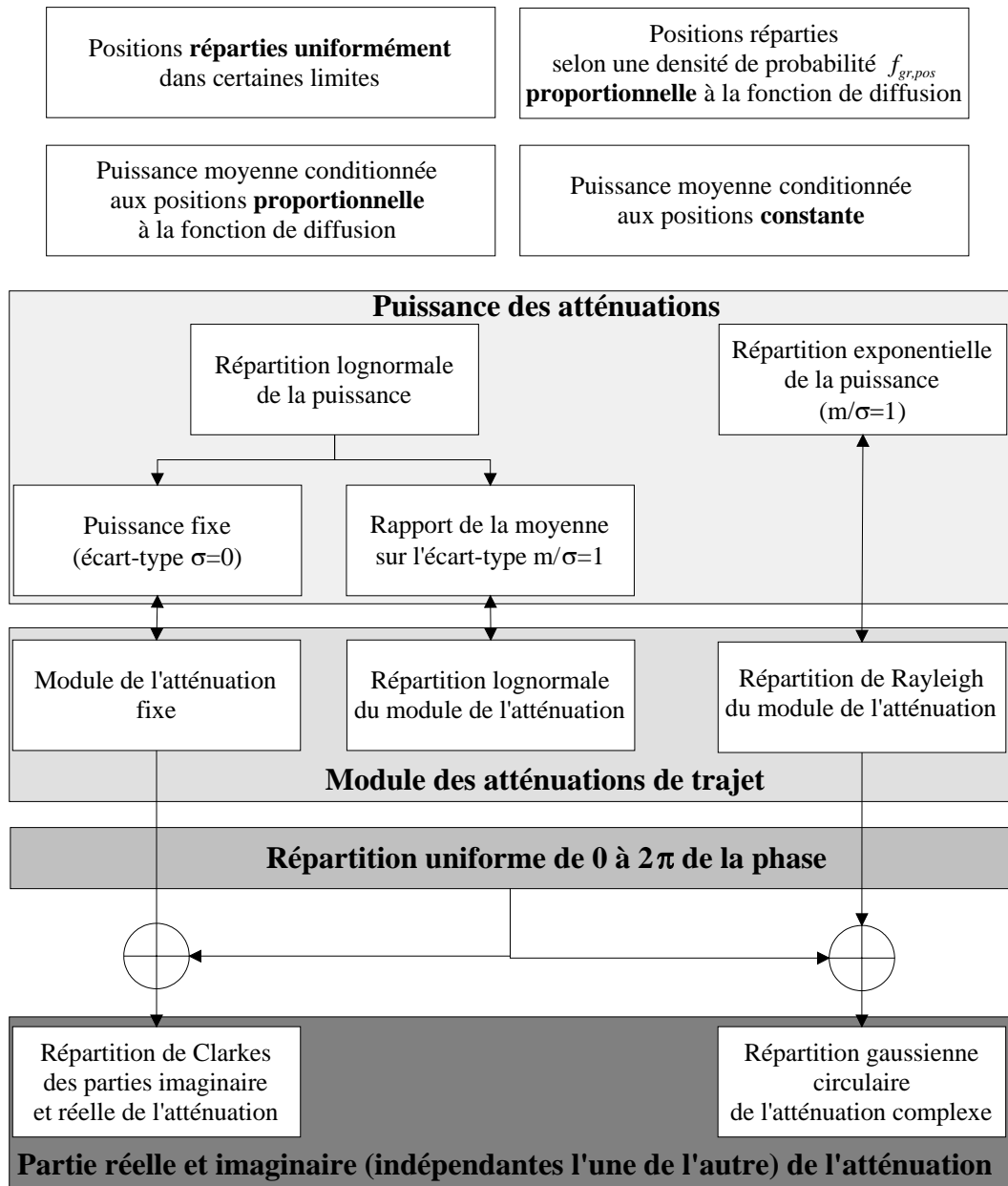


FIG. 6.11 – Modèles de répartition de puissance des trajets

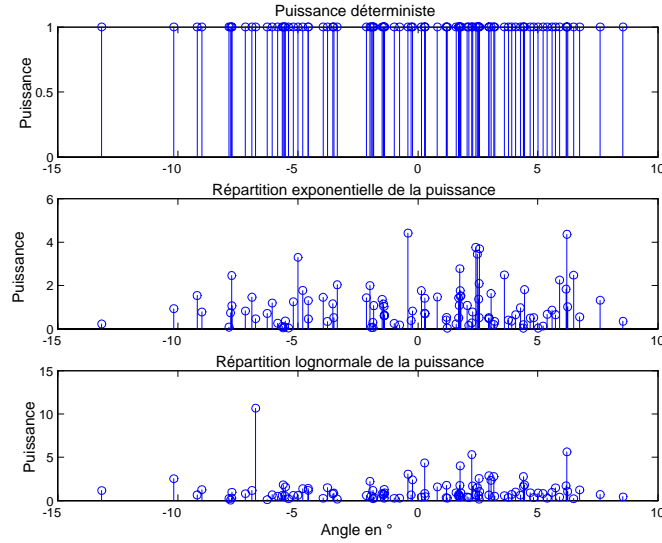


FIG. 6.12 – Méthode 1 de génération des rayons

nelle au spectre Doppler de Clarkes car $\arg(\alpha)$ est uniforme de 0 à 2π . Un écart-type égal à la moyenne, $\sigma(\mathbf{pos}) = m_{gr}(\mathbf{pos})$ (comme pour la répartition exponentielle de P), engendre un écart-type $\sigma_{\ln}(\mathbf{pos}) = \sqrt{\ln(2)}$ et une moyenne de $\ln(m_{gr}(\mathbf{pos})/\sqrt{2})$. La loi lognormale sur la puissance P comprend donc comme cas particulier le cas déterministe.

Pour illustrer les différentes méthodes, on donne une réalisation statistique de profils de puissance angulaire à 100 rayons pour chaque méthode et pour une fonction de diffusion marginale angulaire gaussienne d'écart-type de 5° et de moyenne 0° sur les figures 6.12 et 6.13.

Lorsque le nombre de rayons tend vers l'infini, le profil de puissance de la fonction d'étalement qui est dans le cas le plus général une fonction aléatoire tend vers la fonction de diffusion qui, elle, est une fonction déterministe :

$$\lim_{N_g \rightarrow \infty} \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{U}}_g}(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{\Omega}_e) = \tilde{\mathbf{D}}_g(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{\Omega}_e) \quad (6.25)$$

Dans ce cas, quelle que soit la méthode utilisée pour générer les paramètres des rayons, les profils de puissance générés sont tous identiques. En pratique, ce cas est utilisé lorsqu'on veut modéliser un trajet diffus ou un groupe constitué par un continuum de trajets (la fonction d'étalement et les évanouissements qui lui sont liés sont alors de nature gaussienne, ce qui peut se montrer via le théorème de la limite centrale [559]).

Dans [311], on retrouve la méthode 1 avec des puissances de rayons constantes pour générer un canal de transmission G-WSSUS (Gaussien WSSUS) large bande variant dans le temps, dont la fonction d'étalement vue par le système est constituée d'un continuum de trajets. Dans ce cas, le nombre de rayons doit être suffisamment important pour que dans chaque unité de résolution du système, le nombre de rayons soit suffisamment grand,

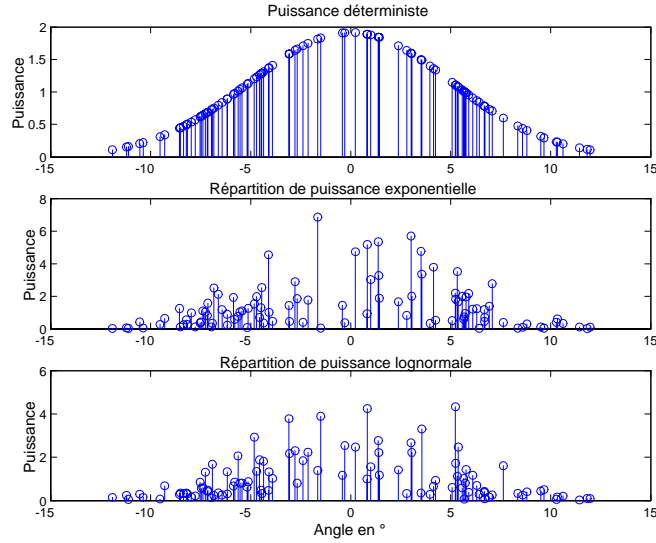


FIG. 6.13 – Méthode 2 de génération des rayons

par exemple, supérieur ou égal à 10. On trouvera dans [560] la description d'un modèle à 1 seul groupe, prenant en compte les dimensions temporelle et spatiales à l'émission et à la réception, basé sur la deuxième méthode. Ce modèle a été développé dans le contexte de la simulation du canal MIMO pour des liaisons fixes à fixes du type BLL.

Le nombre de rayons minimal permettant d'obtenir une approximation acceptable de 6.25 dépend des étalements dans les différents domaines de la fonction de diffusion mais aussi des paramètres du système. On définit le nombre moyen de rayons $E\{N_g\} = \overline{N_g}$ par :

$$\overline{N_g} = 10 \times (1 + B\Delta\tau \times N_r \times M_e) \quad (6.26)$$

Dans [356], ce concept de modèle est utilisé pour générer des fonctions d'étalement dans le domaine retard/angle d'arrivée au niveau de la station de base. La fonction d'étalement générée n'est pas une fonction à continuum de trajets et les rayons générés représentent des trajets prépondérants auxquels il faut ensuite associer un spectre Doppler pour générer les évanouissements rapides. Dans ce type de modèle, les fonctions $P_{\tilde{U}_g}(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{\Omega}_e)$ dépendent beaucoup de la méthode utilisée et aucune des deux fonctions, $m_{gr}(\mathbf{pos})$ ou $f_{pos}^{gr}(\mathbf{pos})$ ne sont constantes.

Dans l'expression 6.23, on ne fait aucune hypothèse sur les propriétés d'indépendance entre variables aléatoires, mais si la fonction de diffusion est entièrement séparable, on peut la simplifier par :

$$\tilde{D}_g(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_r, \mathbf{\Omega}_e) \propto P_{g,\nu}(\nu) P_{g,\tau}(\tau) P_{g,\theta_r}(\theta_r) P_{g,\phi_r}(\phi_r) P_{g,\theta_e}(\theta_e) P_{g,\phi_e}(\phi_e) \quad (6.27)$$

L'expression 6.27 signifie qu'il est possible de modéliser les profils de puissance séparément dans les différents domaines. Cette hypothèse d'indépendance est supposée dans beaucoup de modèles basés sur des mesures [229, 356, 392, 398, 399].

Dans toute la suite, on applique cette hypothèse de séparabilité; ce qui ne signifie pas, comme dans [229, 356, 392, 398, 399] que c'est la fonction de diffusion globale du canal qui est séparable mais seulement celle associée à un groupe donné comme dans le modèle proposé dans [396, 397].

Dans la suite, on ne s'intéresse qu'au domaine des retards et aux domaines des angles d'azimut d'émission et de réception car les mesures présentées ne nous permettent de caractériser que ces 3 domaines (le formalisme est identique pour les autres domaines et on peut donc facilement déduire les fonctions correspondantes aux autres domaines). On définit ainsi les fonctions de diffusion marginales suivantes :

$$\begin{aligned} P_{g,\tau}(\tau) &\propto \mathbb{E}\{P \mid \tau\} f_{\tau}^{gr}(\tau) \\ P_{g,\theta_r}(\theta_r) &\propto \mathbb{E}\{P \mid \theta_r\} f_{\theta_r}^{gr}(\theta_r) \\ P_{g,\theta_e}(\theta_e) &\propto \mathbb{E}\{P \mid \theta_e\} f_{\theta_e}^{gr}(\theta_e) \end{aligned} \quad (6.28)$$

Il faut donc pour générer les fonctions d'étalement spécifier les 6 fonctions de densité de probabilité suivantes :

$$\begin{aligned} f_{P;\tau}^{gr}(P,\tau) &= f_{P|\tau}^{gr}(P \mid \tau) f_{\tau}^{gr}(\tau) \\ f_{P;\theta_r}^{gr}(P,\theta_r) &= f_{P|\theta_r}^{gr}(P \mid \theta_r) f_{\theta_r}^{gr}(\theta_r) \\ f_{P;\theta_e}^{gr}(P,\theta_e) &= f_{P|\theta_e}^{gr}(P \mid \theta_e) f_{\theta_e}^{gr}(\theta_e) \end{aligned} \quad (6.29)$$

Comme, on se place dans le contexte où la fonction d'étalement doit être constituée d'un continuum de trajets, il est suffisant de spécifier les fonctions de diffusion marginales, les fonctions de densité de probabilité définies dans 6.29 dépendants seulement de la méthode choisie pour générer les paramètres de rayons.

6.3.4 Modélisation des paramètres associés aux fonctions de diffusion de groupe

On suppose que l'environnement, les positions de l'émetteur et celles du récepteur sont connues et peuvent jouer sur les lois décrivant les paramètres (par exemple le retard minimum possible est directement relié à la distance entre le site d'émission et le site de réception). L'ensemble des paramètres sont des variables aléatoires. L'algorithme de simulation des fonctions paramètres de groupe qui permettent d'obtenir les paramètres de rayons est illustré sur la figure 6.10. Pour la génération des paramètres de groupe on se reportera à la figure 6.14.

Les paramètres associés aux groupes sont les paramètres externes de groupe, c'est à dire les positions moyennes de groupe ainsi que les autres paramètres liés aux fonctions de diffusion de groupe. Puisque les paramètres liés aux fonctions de diffusion dépendent

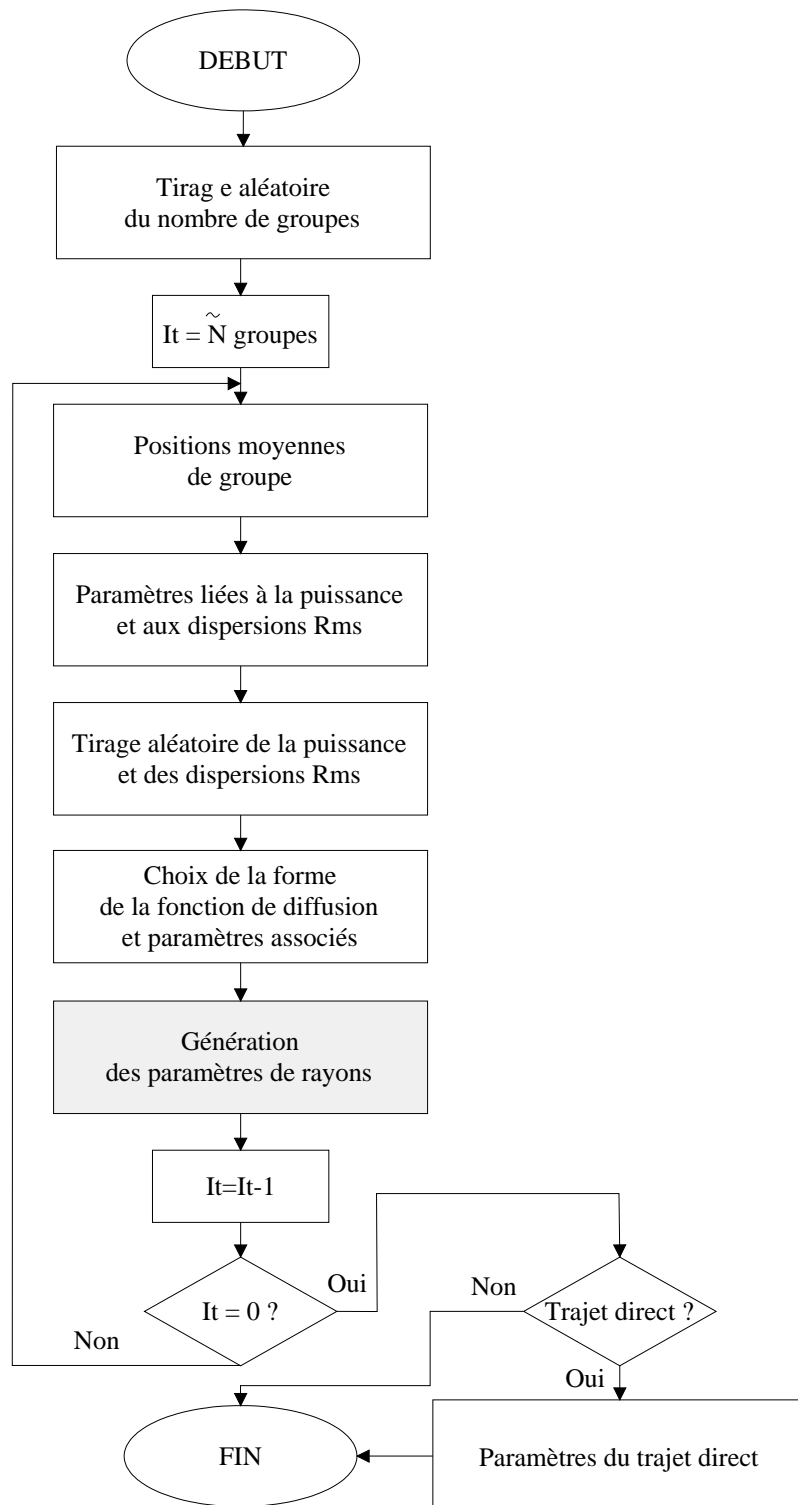


FIG. 6.14 – *Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de groupe - cas stationnaire*

du type de forme analytique adoptée pour chaque domaine (retard, angle d'azimut, ...), on préfère définir au préalable un modèle sur les dispersions RMS dans les différents domaines. Les formes analytiques ainsi que leurs paramètres doivent alors dépendre des valeurs de dispersions et des paramètres externes de positions des groupes.

Puisque les mesures traitées ne permettent d'analyser et de modéliser que le domaine des retards, des angles d'azimut d'émission et de réception, on ne prend en compte que ces domaines dans la description suivante. Le modèle ici décrit peut être vue comme le modèle à moyenne échelle de la figure 6.6, c'est à dire pour un type d'environnement donné.

6.3.4.1 Positions moyennes de groupe

En supposant que les paramètres des groupes sont indépendants d'un groupe à l'autre, on peut exprimer la fonction de densité de probabilité globale des positions de groupe par :

$$\tilde{f}^{glob}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r, \tilde{\theta}_e) = \tilde{f}_{\tilde{\theta}_e | \tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r}^{glob}(\tilde{\theta}_e | \tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r) \tilde{f}_{\tilde{\theta}_r | \tilde{\tau}}^{glob}(\tilde{\theta}_r | \tilde{\tau}) \tilde{f}_{\tilde{\tau}}^{glob}(\tilde{\tau}) \quad (6.30)$$

Les formes analytiques des densités de probabilité dans les 3 domaines sont considérées indépendantes les unes des autres et seuls les paramètres associés à ces lois dépendront des variables de positions. Par exemple, l'écart-type des angles de réception dépend du retard mais la forme de la densité de probabilité des angles de réception n'en dépend pas. Cette hypothèse permet de décrire les paramètres de $\tilde{f}_{\tilde{\theta}_r | \tilde{\tau}}^{glob}$ en fonction des retards $\tilde{\tau}_g$ et les paramètres de $\tilde{f}_{\tilde{\theta}_e | \tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r}^{glob}(\tilde{\theta}_{e,g} | \tilde{\tau}_g, \tilde{\theta}_{r,g})$ en fonction de $\tilde{\tau}_g$ et $\tilde{\theta}_{r,g}$. En particulier on cherchera à modéliser la moyenne et l'écart-type conditionnels [559], ce qui donne pour les angles de réception :

$$\begin{aligned} m_{\tilde{\theta}_r}(\tilde{\tau}) &= \mathbb{E}\{\tilde{\theta}_r | \tilde{\tau}\} \\ \sigma_{\tilde{\theta}_r}(\tilde{\tau}) &= \sqrt{\mathbb{E}\left\{\left(\tilde{\theta}_r - m_{\tilde{\theta}_r}(\tilde{\tau})\right)^2 | \tilde{\tau}\right\}} \end{aligned} \quad (6.31)$$

Du fait que les retards $\tilde{\tau}_g$ sont aléatoires, les valeurs $m_{\tilde{\theta}_r}$ (moyenne des angles de réception en fonction des retards de groupe) et $\sigma_{\tilde{\theta}_r}$ (écart-type des angles de réception en fonction des retards de groupe) sont des variables aléatoires. Ces deux fonctions couplées à la connaissance de la densité de probabilité des retards permettent d'obtenir la moyenne et l'écart-type globaux (et donc déterministes) des angles de réception [559]. Pour les

angles d'émission, on obtient :

$$\begin{aligned} m_{\tilde{\theta}_e}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r) &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{\theta}_e \mid \tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r \right\} = m_{\tilde{\theta}_e}^{(1)}(\tilde{\tau}) m_{\tilde{\theta}_e}^{(2)}(\tilde{\theta}_r) \\ \sigma_{\tilde{\theta}_e}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r) &= \sqrt{\mathbb{E} \left\{ \left(\tilde{\theta}_e - m_{\tilde{\theta}_e}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r) \right)^2 \mid \tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r \right\}} \\ &= \sigma_{\tilde{\theta}_e}^{(1)}(\tilde{\tau}) \sigma_{\tilde{\theta}_e}^{(2)}(\tilde{\theta}_r) \end{aligned} \quad (6.32)$$

De même que précédemment, mais à partir des fonctions de densité de probabilité $\tilde{f}_{\tilde{\theta}_r, \tilde{\tau}}^{glob}(\tilde{\theta}_r \mid \tilde{\tau})$ et $\tilde{f}_{\tilde{\tau}}^{glob}(\tilde{\tau})$, il est possible d'obtenir la moyenne et l'écart-type globaux. Pour plus de simplicité et comme le montre 6.32, on considère dans le modèle que $m_{\tilde{\theta}_e}^{glob}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r)$ et $\sigma_{\tilde{\theta}_e}^{glob}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r)$ sont séparables. Les fonctions décrites dans 6.31 et 6.32, ainsi que la moyenne des retards $m_{\tilde{\tau}}$ et l'écart-type des retards $\sigma_{\tilde{\tau}}$, doivent ensuite permettre de paramétrer les fonctions de densité de probabilité introduites dans 6.30. En effet, les paramètres des lois analytiques sont généralement la moyenne et l'écart-type et sont, dans le cas contraire, au moins reliés d'une manière unique à ceux-ci.

6.3.4.2 Dispersions RMS et puissance de groupe

On définit pour chaque groupe un vecteur contenant les paramètres de dispersion RMS $\tilde{\sigma}_g = [\tilde{\sigma}_{\tau, g} \quad \tilde{\sigma}_{\theta_r, g} \quad \tilde{\sigma}_{\theta_e, g}]$. Dans la suite on omet l'indice g de groupe.

On suppose pour ce modèle que la puissance en dB $\tilde{P}_{dB, g} = 10 \log(\tilde{P}_g)$ et le logarithme des dispersions $\tilde{\sigma}_g$ est un vecteur aléatoire gaussien [559]. Ce modèle est une extension du modèle proposé dans [352] (modèle qui ne prend pas en compte le domaine spatial au niveau du mobile, c'est à dire à l'émission). Ce modèle détient l'avantage, en plus d'être un modèle particulièrement satisfaisant vis à vis de la réalité physique, de bien se prêter à la simulation du fait des propriétés générales sur les vecteurs gaussiens (une transformée linéaire d'un vecteur gaussien à éléments indépendants reste un vecteur gaussien).

Ce vecteur aléatoire gaussien est décrit par la matrice de corrélation $\boldsymbol{\rho} = \mathbf{U}\mathbf{U}^H$ entre les 4 paramètres, les écart-types et les moyennes des 4 paramètres. Sachant que les moyennes et écart-types du logarithme des dispersions RMS (paramètres des variables aléatoires gaussiennes) sont entièrement décrits par la moyenne et l'écart-type des dispersions RMS, ce sont ces derniers que l'on définit. Les coefficients de corrélation ne dépendent d'aucune des positions moyennes de groupe contrairement aux moyennes et écart-types des dispersions RMS qui dépendent des retards de groupe (moyenne $\mathbf{m}_{\tilde{\sigma}}(\tilde{\tau}) =$

$\mathbb{E} \left\{ [\tilde{\sigma}_{\tau} \quad \tilde{\sigma}_{\theta_r} \quad \tilde{\sigma}_{\theta_e}] \mid \tilde{\tau} \right\}$ et écart-type $\sigma_{\tilde{\sigma}}(\tilde{\tau}) = \sqrt{\mathbb{E} \left\{ (\tilde{\sigma} - \mathbf{m}_{\tilde{\sigma}}(\tilde{\tau}))^2 \mid \tilde{\tau} \right\}}$). La matrice \mathbf{U} correspond à la matrice à appliquer à des éléments indépendants gaussiens pour obtenir en sortie des variables aléatoires gaussiennes dont la matrice de corrélation est $\boldsymbol{\rho}$. Les puissances dépendent, quant à elles, de toutes les variables de positions de groupe et on

définit la moyenne et l'écart-type conditionnels :

$$\begin{aligned}
m_{\tilde{P}}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r, \tilde{\theta}_e) &= E \left\{ \tilde{P}_{dB} \mid \tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r, \tilde{\theta}_e \right\} \\
&= m_{\tilde{P}}^{(1)}(\tilde{\tau}) m_{\tilde{P}}^{(2)}(\tilde{\theta}_r) m_{\tilde{P}}^{(3)}(\tilde{\theta}_e) \\
\sigma_{\tilde{P}}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r, \tilde{\theta}_e) &= \sqrt{E \left\{ \left(\tilde{P}_{dB} - m_{\tilde{P}}(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r, \tilde{\theta}_e) \right)^2 \mid \tilde{\tau}, \tilde{\theta}_r, \tilde{\theta}_e \right\}} \\
&= \sigma_{\tilde{P}}^{(1)}(\tilde{\tau}) \sigma_{\tilde{P}}^{(2)}(\tilde{\theta}_r) \sigma_{\tilde{P}}^{(3)}(\tilde{\theta}_e)
\end{aligned} \tag{6.33}$$

Dans 6.33, on considère que la moyenne et l'écart-type conditionnels sont tous les 2 séparables. Plutôt que de prendre en compte les dispersions angulaires, on peut envisager de prendre en compte les dispersions en nombre d'onde normalisé (voir chapitre 5). Cette variable de dispersion devra aussi être une fonction déterministe (pas obligatoirement une fonction logarithmique) d'une variable aléatoire gaussienne pour que la méthode de simulation présentée ne soit pas remise en question. Ce point est développé dans le chapitre 7 concernant l'exploitation des mesures.

6.3.4.3 Forme des groupes

Nous avons, dans les 2 parties précédentes, décrit l'approche de modélisation des paramètres de position moyenne, de dispersion RMS et de puissance des groupes mais pour décrire entièrement ces groupes et pouvoir à partir de ceux-ci, générer les rayons, il manque la forme (mathématique) de chacun d'eux et ce, dans les différents domaines (on a considéré précédemment que les fonctions de diffusions de groupe pouvaient s'exprimer par la multiplication de fonctions de diffusion marginales à une seule dimension).

Les formes seront généralement symétriques pour les fonctions de diffusion marginales concernant les angles d'azimut ou le Doppler dû au mouvement des diffuseurs alors qu'au contraire, elles seront plutôt asymétriques pour les fonctions de diffusion des retards. Les lois gaussiennes ou laplaciennes tronquées, les lois uniformes, en puissance de cosinus [68, 186] ou de Cramer Von Mises [179] sont généralement de bonnes candidates pour décrire les fonctions de diffusion angulaires.

Les fonctions de diffusion des retards sont quant à elles plutôt bien modélisées par une loi exponentielle décroissante ou plus généralement par une loi gamma [559] (qui est une généralisation de la loi exponentielle permettant de moduler le rapport moyenne sur écart-type et donc la forme). Dans le cas de trajets diffus, des lois symétriques telles que la loi gaussienne [403] ou la loi laplacienne peuvent être plus adéquates comme le montre les mesures.

Les formes des groupes ainsi que leurs paramètres sont, dans le cas le plus général, conditionnés aux variables de dispersion et de position respectives de groupe. Les mesures traitées dans la suite montre que ces formes dépendent essentiellement des dispersions RMS mais très peu des positions moyennes. Puisque la plupart des lois admettent comme

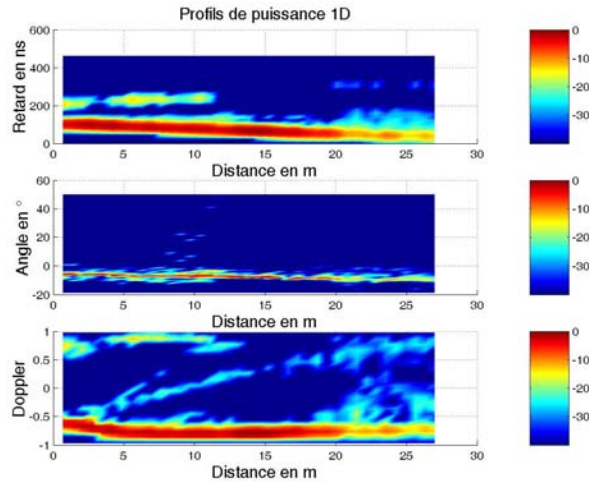


FIG. 6.15 – Exemple de variations de profils de puissance moyen en fonction de la position du mobile

paramètres la moyenne, c'est à dire la position moyenne, et l'écart-type, il est suffisant de spécifier la forme. Pour les autres lois, telles que la loi gamma ou la loi de Cramer-Von-Mises, il sera nécessaire de spécifier la relation entre les paramètres de lois et la moyenne et l'écart-type.

6.3.5 Variations des paramètres au cours du temps

Comme cela a été évoqué dans la présentation du modèle générique de simulation, les simulations réalistes à long terme doivent prendre en compte les changements des jeux de rayons, c'est à dire simuler des canaux non-stationnaires selon la dimension temporelle. Ces phénomènes de variations sont bien illustrés par la figure 6.15 qui représente les variations temporelles de profils de puissance moyens estimés à partir de de mesures en milieu suburbain.

Concernant l'apparition/disparition des rayons, un modèle basé sur un double processus de Poisson a initialement été proposé dans [553] et réutilisé par la suite dans [355, 388, 389, 404]. Ces modèles ne prennent pas en compte les groupes de trajets et on propose ici de l'étendre à un modèle à groupe de trajets. Un autre modèle basé sur un modèle de Markov est proposé dans [554, 555] et permet, en plus, de caractériser les glissements de trajets tant dans le domaine des retards que dans le domaine angulaire.

Les parcours ($\vec{\rho}_e(t'_p)$, $\vec{\rho}_r(t'_p)$ en ce qui concerne les déplacements et $\theta_{or,e}(t'_p)$, $\phi_{or,e}(t'_p)$, $\theta_{or,r}(t'_p)$ et $\phi_{or,r}(t'_p)$ en ce qui concerne les rotations des sites respectifs) ainsi que la distance émetteur/récepteur de référence ($d = \|\vec{\rho}_e(0) - \vec{\rho}_r(0)\|$) sont supposés être connus a priori. Ceci permet éventuellement d'ajuster les lois du modèle (en particulier pour le retard-absolu, l'atténuation moyenne de puissance et/ou les caractéristiques

du trajet de Rice) et surtout de déduire le canal de transmission à partir des caractéristiques spatiales des variations de rayons.

On peut définir 2 échelles de variations temporelles, l'une correspondant aux apparitions/disparitions de groupe et l'autre aux apparitions/disparitions des rayons à l'intérieur des groupes. A partir des considérations physiques, et en particulier, des études [352, 355], on peut donner comme ordre de grandeur 100 à 200 m de distance d'existence de groupe (dans quasiment tous les cas supérieurs à 27 m en ce qui concerne les mesures traitées par la suite) et de 1 à 20 m de distance d'existence des rayons à l'intérieur des groupes. L'échantillonnage des paramètres associés aux groupes et l'échantillonnage des paramètres des rayons sera le même et sera celui défini dans 6.8 (les instants t'_p).

6.3.5.1 Variations des paramètres de groupe

Le modèle doit prendre en compte les apparitions et disparitions de groupe (le premier groupe sera, quant à lui toujours présent), les glissements de groupes ainsi que les variations de dispersion et de puissance de groupe. Un algorithme de calcul des paramètres de groupe variant dans le temps est illustré sur la figure 6.16. L'initialisation consiste à appliquer le modèle stationnaire présenté sur la figure 6.14 en associant, en plus à chaque groupe un paramètre de glissement et une durée de vie.

Le premier groupe étant toujours présent, le processus d'apparition/disparition suivant ne s'applique qu'aux groupes secondaires. Comme dans [355, 388, 389, 404, 553], on définit un double processus de Poisson pour générer les positions d'apparition et de disparition des groupes secondaires (les positions doivent être comprises comme les positions sur la trajectoire du mobile). L'apparition de nouveaux groupes est déterminée par une loi de Poisson homogène [546] de fréquence moyenne $\tilde{\Lambda}$ groupes par mètres (taux d'apparition de groupe) et la longueur d'existence par une distribution exponentielle de moyenne $\tilde{\Gamma}$ mètres (inverse du taux de disparition de groupe). La distance entre 2 apparitions de groupe $\tilde{\Delta}_{app,g} = \tilde{d}_{app,g+1} - \tilde{d}_{app,g}$ est donc décrite par une variable aléatoire de distribution exponentielle :

$$f_{\tilde{\Delta}_{app}}(\tilde{\Delta}_{app,g}) = \tilde{\Lambda} e^{-\tilde{\Lambda}\tilde{\Delta}_{app,g}} \text{ pour } \tilde{\Delta}_{app} > 0 \quad (6.34)$$

La longueur d'existence $\tilde{\Delta}_{ex,g} = \tilde{d}_{disp,g} - \tilde{d}_{app,g}$, d'un groupe est également une variable aléatoire de distribution exponentielle :

$$f_{\tilde{\Delta}_{ex}}(\tilde{\Delta}_{ex,g}) = \frac{1}{\tilde{\Gamma}} e^{-\frac{\tilde{\Delta}_{ex,g}}{\tilde{\Gamma}}} \text{ pour } \tilde{\Delta}_{ex,g} > 0 \quad (6.35)$$

En conséquence, le nombre de groupes secondaires suit une répartition de Poisson de moyenne $\tilde{\Lambda}\tilde{\Gamma}$:

$$P(\tilde{N} = n) = \frac{(\tilde{\Lambda}\tilde{\Gamma})^n}{n!} e^{-\tilde{\Lambda}\tilde{\Gamma}} \quad (6.36)$$

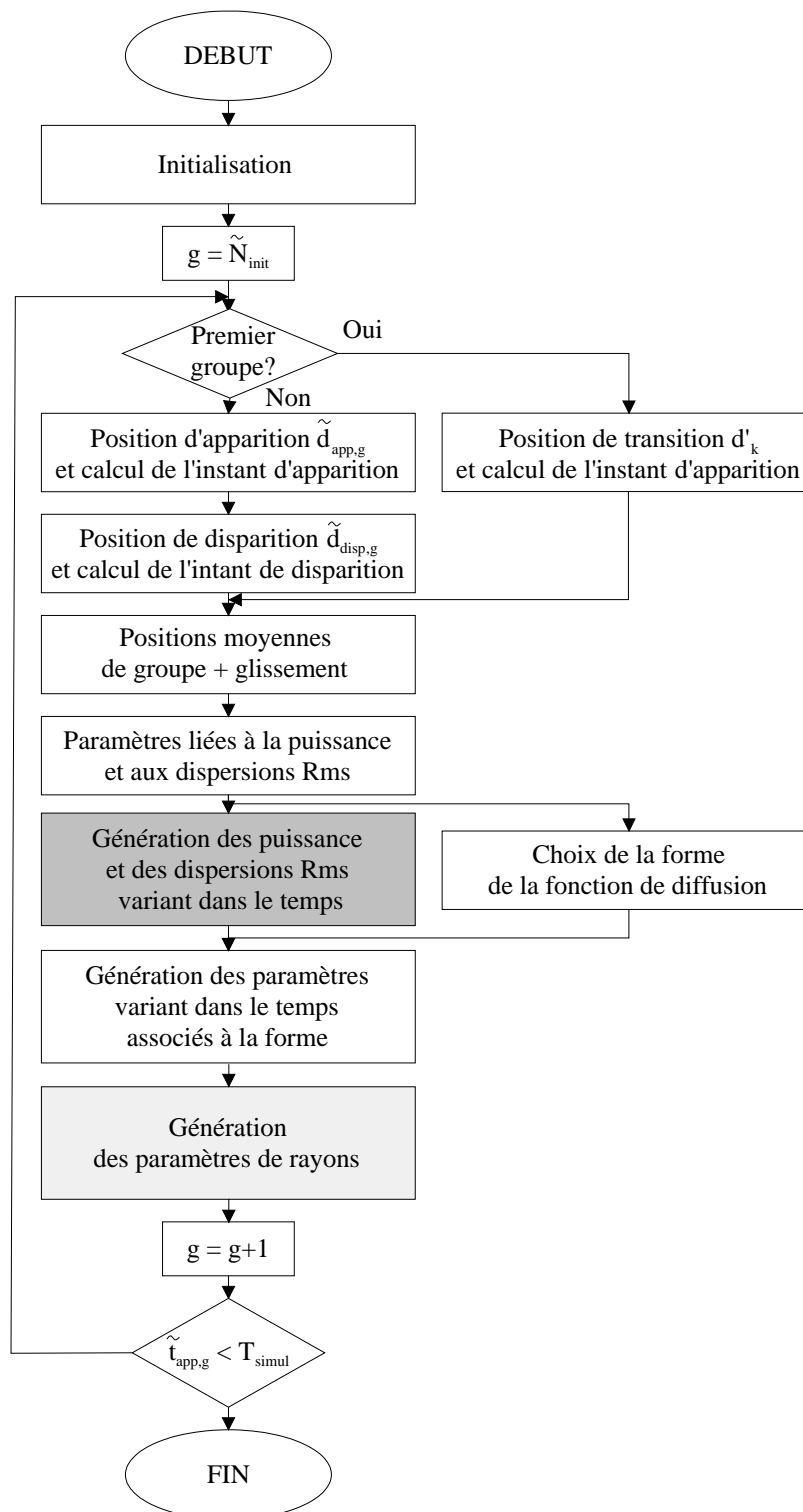


FIG. 6.16 – *Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de groupe variant dans le temps*

Rappelons que la distance considérée pour les apparitions/disparitions (ainsi que les variations spatiales) des groupes prend en compte le mouvement de l'émetteur et du récepteur. On déduit les instants d'apparition et de disparition des distances d'apparition et de disparition par :

$$\begin{aligned} d_{app,g} &= \rho_e(t_{app,g}) + \rho_r(t_{app,g}) = \int_0^{t_{app,g}} V_e(t) + V_r(t) dt \\ d_{disp,g} &= \rho_e(t_{disp,g}) + \rho_r(t_{disp,g}) = \int_0^{t_{disp,g}} V_e(t) + V_r(t) dt = \end{aligned} \quad (6.37)$$

où on rappelle que ρ_e et ρ_r (V_e et V_r) sont les normes des vecteurs positions (des vecteurs vitesses) du site d'émission et du site de réception. Le processus considéré dans le domaine temporel devient alors un double processus de Poisson inhomogène [546] dès que la/les vitesses de déplacement change(nt) au cours du temps.

En ce qui concerne la présence ou non d'un trajet direct, on pourra utiliser un processus de Markov à deux états [546] (modèle utilisé dans [389]).

Une fois que l'existence d'un groupe est déterminé, il faut lui associer les paramètres définis précédemment et ensuite les faire varier sur la longueur d'existence. Pour cela, on discerne 2 modèles différents selon les paramètres de groupe concernés (positions moyennes ou dispersions RMS et puissance). On suppose qu'un groupe gardera la même forme tout au long de son existence pour des raisons de simplicité.

Afin de prendre en compte des changements sur la forme du premier groupe, on suppose qu'il apparaît et disparaît mais que la position de disparition coïncident avec l'apparition suivante. Ces positions de transition peuvent s'obtenir de manière itérative (comme le double processus de Poisson) par :

$$\tilde{d}_{k+1}' = \tilde{\Delta}'_k + \tilde{d}'_k \quad (6.38)$$

où la variable $\tilde{\Delta}'_k$ est une variable aléatoire exponentielle dont la fonction de densité de probabilité est définie dans 6.35.

Les variations des paramètres de position d'angle moyen (au niveau du site fixe) et retard moyen de groupe sont modélisées par des glissements de type linéaire pour des raisons de simplicité mais aussi car ce type de glissement a été observé sur des mesures dans [554, 555]. Les pentes de ces droites doivent être définies en particulier en fonction de la longueur d'existence de groupe, éventuellement d'une manière aléatoire. Certaines contraintes, comme par exemple un glissement maximum de 10 ns tous les 3 m pour les retards, sont à prendre en compte. On peut se reporter à [437] ou [561] pour des modèles de glissement basés sur la géométrie dans le plan azimutal de la liaison et un mouvement rectiligne du mobile. L'angle moyen au niveau du site mobile est quant à lui modélisé par un processus aléatoire dont la distance de corrélation dépendra de la proximité moyenne des diffuseurs. Afin de pouvoir simplement simuler les variations de l'angle moyen, on choisit un processus gaussien (gaussienne tronquée définie sur 2π autour de la moyenne) dont on précise la moyenne, l'écart-type et la fonction de corrélation (forme exponentielle décroissante avec sa longueur de corrélation).

La pente des glissements angulaires est quant à elle très dépendante de la configuration de la liaison à simuler. Par exemple, pour une liaison de type macrocellulaire en milieu suburbain, l'angle moyen au niveau de la station de base du premier groupe (groupe correspondant à la diffusion dans l'environnement proche du mobile) est directement donné par la position du mobile relativement à la station de base. Pour les autres groupes, l'angle associé à un groupe restera relativement constant pendant toute la durée d'existence du trajet.

En ce qui concerne les variations de puissance et des dispersions RMS, on utilise la méthode développée dans [352]. Le vecteur $\tilde{\sigma}_g(d)$ devient donc un processus aléatoire dépendant de la distance d . En plus des caractéristiques introduites précédemment, on associe à chaque élément de $\tilde{\sigma}_g$ (Puissance en dB, logarithme des dispersions RMS de retard, logarithme des dispersions RMS angulaires), une fonction de corrélation. Dans [352], une fonction de corrélation de forme exponentielle ou double exponentielle est proposée. Pour une caractérisation complète du vecteur aléatoire gaussien $\tilde{\sigma}_g(d)$ on devrait préciser les 6 fonctions d'intercorrélations (et pas seulement leur valeur en 0) en plus des 3 fonctions d'autocorrélation mais ce modèle présente l'avantage d'une description et d'une simulation plus simples. Le choix de la moyenne et de l'écart-type de la puissance est bien évidemment dépendant de la position moyenne mais aussi de la puissance du premier groupe. En effet, il est important de prendre en compte la puissance du premier groupe afin de correctement modéliser la répartition du rapport de puissance du premier groupe sur les puissances des groupes secondaires.

On supposera que toutes les fonctions de corrélations s'expriment par une loi exponentielle dont les 4 paramètres (distances de corrélation pour un niveau de corrélation égal à $1/e^1$, le maximum étant égal à 1) devront être spécifiés. Dans un contexte macrocellulaire, on peut retenir des distances de corrélation de l'ordre de quelques dizaines de mètres pour la puissance, la dispersion des retards et les dispersions angulaires. La méthode de simulation des dispersions et de la puissance associées à un groupe est donnée sur la figure 6.17.

Le processus gaussien associé à l'angle moyen au niveau du site mobile aura une distance de corrélation du même ordre de grandeur que pour la dispersion angulaire au niveau du site mobile.

6.3.5.2 Variations des paramètres de rayons

Puisque les caractéristiques de groupe changent au cours du temps, les paramètres de rayons doivent aussi changer. Comme les groupes, les rayons apparaissent et disparaissent, subissent des glissements de positions mais aussi des changements de puissance au cours du temps. Les caractéristiques des fonctions de diffusion de groupe changeant au cours du temps, les fonctions de densité de probabilité introduites dans la partie 6.3.3 évoluent aussi en conséquence. La fonction de densité de probabilité des paramètres d'un rayon dépendra donc de l'instant d'apparition du rayon en question.

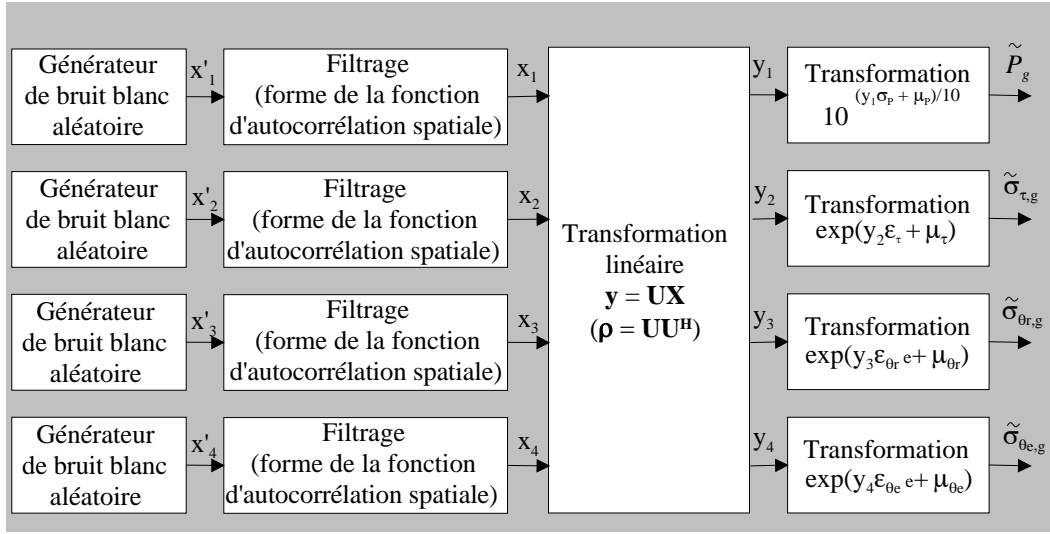


FIG. 6.17 – *Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de dispersion et puissance de groupe variant dans le temps*

Le double processus d'apparition/disparition de trajets dépend du nombre moyen de trajet (\bar{N}_g) qui lui même dépend, entre autre, de la dispersion des retards (relation 6.26) et donc du temps puisque les dispersions varient au cours du temps. On utilise donc un processus de poisson inhomogène (dont le paramètre varie avec la distance parcourue) pour la génération des positions d'apparition des trajets. La durée de vie moyenne reste quant à elle constante ce qui se comprend bien physiquement : si le support de la fonction de diffusion diminue, la probabilité de voir un trajet apparaître est moins grande, par contre la durée de vie moyenne d'un trajet n'a aucune raison de changer.

Plutôt que d'appliquer le processus d'apparition/disparition à un seul rayon, on l'applique à un ensemble de rayons dont les paramètres de position sont proches. En effet, généralement les apparitions et les disparitions sont très corrélées pour des rayons provenant d'un même obstacle. Cette méthode permet aussi de simplifier la description des rayons puisque cet ensemble de rayons détiendra des composantes variables dans le temps similaire. On peut alors exprimer le taux d'apparition moyen par :

$$\Lambda_g(d) = \frac{\bar{N}_g^{bis}(d)}{\Gamma_g} \quad (6.39)$$

$$\bar{N}_g^{bis}(d) = \bar{N}_g(d) / N'_g(d)$$

$$d(t) = \rho_e(t) + \rho_r(t)$$

où Γ_g est la longueur moyenne d'existence. Cette longueur est fortement dépendante de la proximité des obstacles autour du/des sites mobiles (ordre de grandeur de quelques mètres en milieu urbain). Les fonctions de densité de probabilité pourront facilement être déduites par analogie à celles présentées pour les apparitions/disparitions de groupes (relations 6.34 à 6.36). Afin de ne pas changer le modèle sur la répartition des paramètres de

rayons à l'intérieur d'un groupe, on utilise la méthode 2 du tableau 6.2. $\bar{N}_g(d)$ étant fixée, par exemple par l'expression 6.26, il est nécessaire de fixer N'_g . On définit tout d'abord les étalements $\Delta\theta_{e,g}^{bis}$, $\Delta\theta_{r,g}^{bis}$ et $\Delta\tau_g^{bis}$ comme des largeurs où les apparitions/disparition de rayons sont très dépendantes les unes des autres (ces étalements caractérisent en quelque sorte la zone de corrélation où les rayons restent dépendants les uns des autres), ce qui permet d'exprimer N'_g par :

$$\begin{aligned} N'_g(d) &= \bar{N}_g(d) \left[\frac{\Delta\theta_{e,g}(d)}{\Delta\theta_{e,g}^{bis}} \right]^{-1} \left[\frac{\Delta\theta_{r,g}(d)}{\Delta\theta_{r,g}^{bis}} \right]^{-1} \left[\frac{\Delta\tau_g(d)}{\Delta\tau_g^{bis}} \right]^{-1} \\ &\simeq 10B\Delta\tau_g^{bis}N_rM_e \left[\frac{\Delta\theta_{e,g}(d)}{\Delta\theta_{e,g}^{bis}} \right]^{-1} \left[\frac{\Delta\theta_{r,g}(d)}{\Delta\theta_{r,g}^{bis}} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (6.40)$$

où la deuxième relation dans 6.40 est déduite de l'expression $\bar{N}_g(d)$ donnée dans 6.26 et reste valide pour $\Delta\tau_g(d) \gg \Delta\tau_g^{bis}$ et $B\Delta\tau_g^{bis}N_rM_e > 1$, ce qui est généralement le cas en pratique. Les valeurs d'étalement $\Delta\theta_{e,g}^{bis}$, $\Delta\theta_{r,g}^{bis}$ et $\Delta\tau_g^{bis}$ pourraient être considérées comme des variables aléatoires (par exemple uniformes) et ce serait, dans ce cas, les moyennes de ces variables aléatoires qu'il faudrait considérer dans 6.40.

Ainsi, dès qu'un ensemble de N'_g rayons apparaît, on lui associe tout d'abord des positions moyennes avec la méthode 2 présentée dans 6.3.3 (tirage aléatoire uniforme) puis ensuite des rayons à l'intérieur du volume défini par ces positions moyennes et les étalements $\Delta\theta_{e,g}^{bis}$, $\Delta\theta_{r,g}^{bis}$ et $\Delta\tau_g^{bis}$. Les atténuations des rayons sont ensuite fixées par une des méthodes décrites sur la figure 6.11.

L'algorithme permettant de générer les paramètres de rayons pour un groupe donné tout au long de son existence est donné par la figure 6.18.

L'initialisation consiste à appliquer le modèle stationnaire présenté sur la figure 6.10 en associant, en plus à chaque rayon un paramètre de glissement et une durée de vie (la fonction de pondération en amplitude ne dépendant que des durées de vie).

Les glissements de rayons, en l'occurrence d'ensemble de rayons, sont supposés indépendants des glissements de groupe. On considère que les différents glissements sont tous linéaires. En supposant un modèle géométrique simple, il est possible de montrer que la linéarité du glissement des retards et des angles au niveau du site mobile est valide sur de courtes distances de déplacement relativement à la distance des diffuseurs [561]. Puisque la longueur moyenne d'existence de trajets est entre 1 et 10 m (à l'extérieur des bâtiments), le modèle de glissement linéaire sera un bon modèle. La fonction de pondération de l'atténuation pourra être supposée de même forme que pour les groupes, c'est à dire soit de forme sinusoïdale (sinusoïde définie sur π) soit constante avec 2 fonctions de transition de forme arctangente.

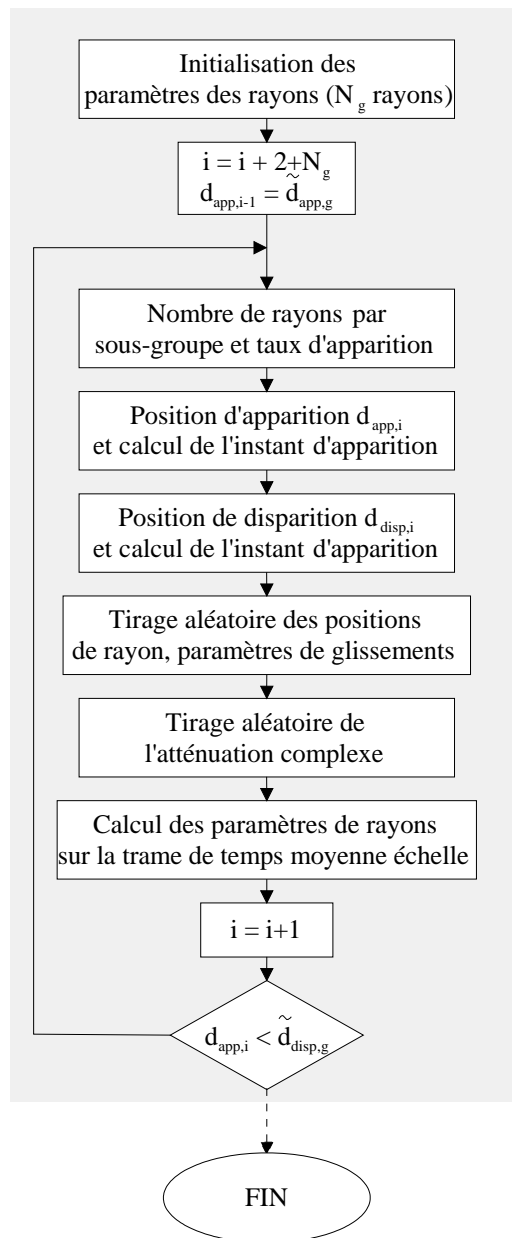


FIG. 6.18 – *Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de rayons à l'intérieur d'un groupe variant dans le temps*

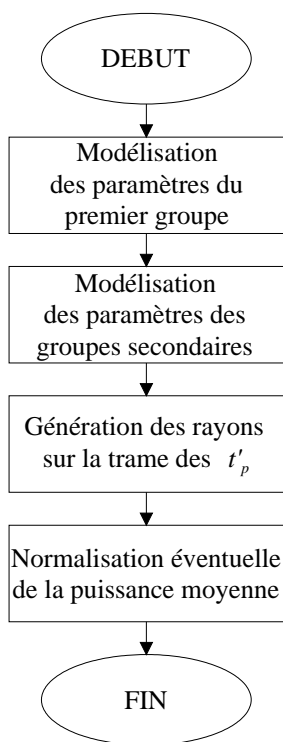


FIG. 6.19 – *Synoptique globale de simulation du modèle à rayons.*

6.3.6 Structure de simulation des paramètres de rayons

Après avoir défini les caractéristiques du modèle à groupe de trajets et les différents algorithmes, on présente ici le synoptique global de simulation des paramètres de rayons. Comme le suggère la figure 6.16 la génération des paramètres de groupes et de rayons associés se fait en 2 temps : en premier on génère les paramètres du premier groupe (constitué d'une succession continue de groupes de formes différentes) puis ceux concernant les groupes secondaires. En effet les puissances des groupes secondaires doivent dépendre de celle du premier groupe. La figure 6.19 montre la démarche globale de simulation des rayons.

Une étape de normalisation de la puissance au niveau de chaque groupe mais aussi au niveau global de la réponse de canal peut être utile. En effet, il est par exemple possible de prendre en compte séparément l'atténuation de puissance à grande échelle en fonction de la distance séparant l'émetteur et le récepteur. Les groupes secondaires peuvent être normalisés par un même coefficient sur tout le parcours afin que la probabilité de dépassement de la puissance des groupes secondaires sur le premier groupe soit correctement modélisé. Cela revient à un réajustement de la puissance des groupes à posteriori, c'est à dire après la génération de l'ensemble des rayons.

6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'intérêt s'est porté sur la modélisation du canal dans le contexte de l'étude des systèmes de communications sans fil de type MIMO. En effet, le problème de la modélisation du canal de transmission détient une importance capitale dans l'évaluation des systèmes MIMO. Contrairement à l'évaluation analytique des performances des systèmes où des modèles de canal "simples" doivent être utilisés, l'évaluation par simulation des systèmes de communications doit être basée sur des modèles précis. Nous nous sommes intéressés, dans ce contexte, à la simulation numérique du canal de transmission MIMO prenant en compte toutes les dimensions nécessaires, en particulier la dimension spatiale et la polarisation sur les deux sites.

Nous avons proposé une méthode générique de simulation basée sur la séparation des phénomènes de propagation et de l'interaction entre l'onde électromagnétique et les antennes. Nous avons présenté les principales caractéristiques de cette méthode dans la première partie.

Le canal devant pouvoir être simulé sur des durées assez importantes au regard de la stationnarité (statistique) temporelle, nous avons proposé une adaptation du modèle paramétrique à rayons en zone locale du chapitre 4. Cette adaptation consiste à ajouter des périodes d'existence de rayon ainsi que des variations temporelles des paramètres de rayons. Nous avons proposé une structure de simulation permettant la prise en compte de n'importe quel type d'antenne ou de réseau d'antennes et plus généralement pouvant s'appliquer à tout type de système classique (il faudrait effectuer quelques modifications pour les systèmes à ULB).

Après une description globale de la structure de simulation, nous avons proposé une méthode originale de simulation basée sur le calcul des matrices de fonctions de transfert discrètes variant dans le temps. Cette méthode est basée sur un double échantillonnage temporel adapté au vitesse de déplacement du/des sites mobiles et des diffuseurs. En effet, du fait que les caractéristiques des rayons varient beaucoup plus lentement que la fonction de transfert, nous avons défini 2 trames d'échantillonnage temporel, l'une grossière pour les caractéristiques des rayons et l'autre beaucoup plus fine dépendant des étalements Doppler instantanés. A partir de cette matrice de fonctions de transfert (linéairement interpolée), nous avons proposé une méthode de filtrage du signal d'entrée basée sur la FFT et la STFT discrète. Cette méthode s'appuie sur l'hypothèse largement justifiée dans notre contexte que le canal est sous-étalé dans le domaine temporel (voir chapitre 5). Elle permet d'obtenir une complexité équivalente au filtrage par un canal qui serait temporellement invariant.

La simulation du canal ne pouvant s'effectuer que conditionnellement à la connaissance des caractéristiques des rayons, il est important de définir une méthode permettant de les générer. C'est l'objectif de la deuxième partie dans laquelle une approche stochastique de modélisation des paramètres de rayons est présentée. Après avoir décrit l'approche générale basée sur la notion d'échelle, tant dans le domaine temporel que dans le domaine des étalements (notion de groupe de trajets), nous avons donné le formalisme mathématique décrivant le modèle.

Ce modèle s'appuie sur une association judicieuse de plusieurs méthodes existantes. L'approche présentée s'intéresse contrairement à la plupart des études, à prendre en compte la dépendance entre les différents domaines associés à la fonction de diffusion du canal (retard, direction à l'émission et à la réception ...) ainsi qu'aux variations temporelles des paramètres de groupes et de trajets à l'intérieur des groupes. En particulier, nous avons proposé un double processus d'apparition/disparition portant sur les groupes et les trajets à l'intérieur des groupes. De plus, un modèle, issu de la littérature [352], est adapté ici pour modéliser les dispersions des groupes conjointement dans les domaines retard, direction d'émission et direction de réception. Une autre contribution originale concerne la modélisation des formes analytiques des groupes qui n'est pas figée mais peut être décrit de manière statistique, conditionnellement aux paramètres de position et de dispersion des groupes.

Pour finir, nous avons proposé une structure de simulation permettant de préciser l'implantation du modèle à groupes de rayons.

L'ensemble de cette approche est exploitée par les mesures dans le chapitre suivant.

Chapitre 7

Exploitation de mesures pour la modélisation du canal

7.1 Introduction

Dans le chapitre 6, nous avons donné un aperçu de la forme et des caractéristiques du modèle à groupes de trajets. Ce modèle est suffisamment général pour pouvoir s'appliquer à un grand nombre de configurations différentes. Pour le paramétrage des modèles, nous avons plusieurs campagnes de mesures à notre disposition effectuées en milieu urbain et suburbain en SIMO par FT R&D Belfort [562] (dans la région de Mulhouse) et par l'IETR (à Vitré) et en MIMO par l'IETR (à Vitré). Les mesures FT R&D Belfort s'apparentent à des configurations en macrocellules et celles de l'IETR en micro et macrocellules. Dans ce chapitre, on présente les résultats basés sur la campagne de mesures de FTR&D Belfort en milieu suburbain [562] autour de Mulhouse.

Avant cette phase de modélisation, une analyse descriptive des mesures a été menée et des modèles concernant les paramètres caractéristiques de propagation ainsi que les profils de puissance ont été proposés dans [547]. Néanmoins, ces modèles ne prennent pas en compte la notion de groupe de trajets. La méthodologie de traitement statistique des mesures et certains résultats sont présentés dans [547] et [561]. Cette phase d'observation des mesures permet de mettre en évidence et de caractériser les phénomènes de propagation pour lesquels il faut ensuite définir et/ou adapter des modèles adéquats.

Dans un premier temps, on donne une description de la campagne de mesures concernant l'environnement, le système de mesure et les prétraitements appliqués. On s'intéresse ensuite à la modélisation des fonctions et paramètres liés au modèle à groupes de trajets défini dans le chapitre 6. On présentera successivement les résultats concernant la définition des modèles de fonction de diffusion de groupe, la répartition du nombre de groupes, les paramètres caractéristiques de groupes (positions moyennes, dispersions et puissances dans les différents domaines) et enfin la modélisation des fonctions de diffusion conditionnellement à la connaissance des paramètres caractéristiques de groupes.

7.1.1 Remarques sur les outils statistiques utilisés

Les méthodes statistiques d'analyse descriptive et de modélisation statistiques utilisées dans les parties concernant la modélisation sont décrites dans les ouvrages [559, 563].

On utilisera abondamment les fonctions de distribution cumulative (FDC) et les fonctions de densité de probabilité (FDP) éventuellement conditionnelles. Ces fonctions estimées à partir des mesures sont ensuite comparées à des modèles théoriques. L'estimation des paramètres des modèles théoriques se fait au maximum de vraisemblance. A partir de ces modèles théoriques de FDC et des FDC estimées sur les mesures, on peut entreprendre des tests d'hypothèse sur la validité du modèle.

On utilise, en particulier le test de Kolmogorov-Smirnov (Ks), par défaut, pour une probabilité d'erreur de première espèce de $\alpha = 1$ %. Cela signifie qu'on a 1 % de chance d'affirmer que l'hypothèse souhaitée est fausse alors qu'elle est vraie (plus α est faible, plus le test a de chances de ne pas rejeter l'hypothèse désirée). Le résultat d'un test d'hypothèse n'a aucun sens si on ne précise pas un paramètre de confiance tel que la probabilité d'erreur de première espèce α . Un autre paramètre important rentrant en compte dans la décision du test est la taille de l'échantillon.

7.2 Description des mesures et prétraitement

On peut trouver des informations complémentaires sur l'environnement de mesure étudié et le système de mesure de FTR&D utilisé dans [562].

7.2.1 Environnement de mesure

La campagne de mesures de FTR&D a été effectuée dans un milieu de type suburbain rural/pavillonnaire aux alentours de Mulhouse (site de Wittenheim [562]).

Le réseau d'antennes de réception fixe est placé sur un bâtiment assez élevé par rapport au niveau moyen des toits. Chaque mesure correspond à un parcours de 27 m de la station émettrice mobile (antenne omnidirectionnelle placée sur le toit d'une voiture). On a à notre disposition un ensemble de 194 mesures dont certaines sont redondantes (seule, l'orientation du réseau d'antennes est différente).

Comme le montrent les cartes dans [562], les mesures sont assez uniformément réparties autour de la station de base ce qui permet d'obtenir des statistiques assez représentatives. Le sursol entourant le MS peut être séparé en 3 catégories : parfois la végétation (bois) est prépondérante, parfois ce sont les bâtiments (principalement des maisons), et enfin le sursol paraît parfois dégagé. Ces mesures sont donc assez représentatives de la propagation pour une macrocellule en milieu suburbain. Une première analyse prenant en compte la différence entre les 3 types de sursol, a montré certaines différences globales sur les caractéristiques des mesures correspondantes. Pour la modélisation par groupes

de trajets, nous avons pris en compte l'ensemble des mesures afin d'obtenir un modèle représentatif de l'ensemble du site.

7.2.2 Système de mesure et format des réponses

7.2.2.1 Sondeur

Le système de mesure est basé sur un sondeur de canal large bande à étalement de spectre fonctionnant autour de la fréquence porteuse de 2,2 GHz.

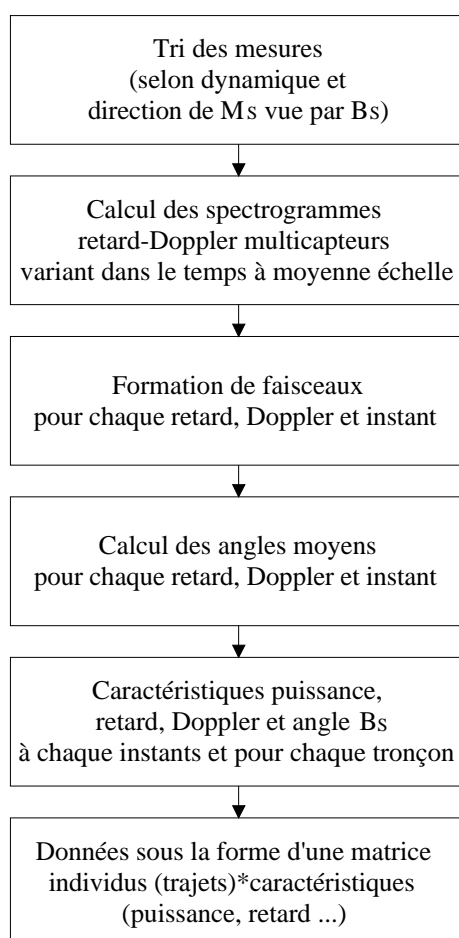
Le site de réception fixe est composé d'un réseau linéaire uniforme de 12 antennes à polarisation verticale espacées de 5 cm soit $0,36\lambda$ et d'une antenne omnidirectionnelle toujours à polarisation verticale. Seules, les 10 antennes du milieu sont utilisées lors des mesures (les 2 antennes extérieures servent à limiter les problèmes liés aux effets de bord). Ces antennes ont une ouverture de 120° et 12 dB de gain. Le site d'émission mobile est une voiture surmontée d'un dipôle linéaire à polarisation verticale.

La longueur de la réponse impulsionnelle mesurée est de $10,2 \mu s$ et le débit code de 50 MHz (code de longueur 511). Un fenêtrage de Hamming sur les fonctions de transfert réduit la largeur de bande à -3dB à 10 MHz mais améliore la dynamique.

Les mesures se présentent sous la forme d'un ensemble de réponses impulsionnelles associées aux différents capteurs et à différents instants (différentes positions du parcours). Pour chaque parcours, on dénombre 600 positions réparties uniformément tous les $4,6$ cm soit environ tous les $\lambda/3$, c'est à dire une réponse toutes les 11 ms. A chaque instant, on a 10 réponses impulsionnelles associées aux différents capteurs directifs du réseau et une réponse correspondant à l'antenne omnidirectionnelle. L'échantillonnage des retards est de 20 ns, ce qui signifie que chacune des réponses impulsionnelles est constituée de $512 \times 2 = 1024$ valeurs réelles (512 nombres complexes). La mesure d'un tronçon de 27 m comporte donc $1024 \times 600 \times 11 = 6758400$ valeurs réelles.

7.2.2.2 Domaine temporel et domaine spatial à la station mobile (MS)

Puisque l'échantillonnage temporel uniforme correspond à un échantillonnage spatial linéaire uniforme inférieur à $\lambda/2$, la dimension temporelle du canal permet d'étudier la dimension spatiale au niveau du MS. Le spectre Doppler avec abscisses normalisées par $\nu_{\max} = f_c \times v/c$ (où v est la vitesse de déplacement de MS en m/s) correspond donc au spectre des directions (cosinus de l'angle des trajets) au niveau du MS et ce tant que l'influence des diffuseurs en mouvement sur les variations temporelles du canal reste négligeable. L'analyse des mesures nous a montré que l'influence des véhicules en mouvement devait effectivement être négligeable (en particulier le Doppler maximal ne dépasse quasiment jamais $f_c \times v/c$). Les évanouissements temporels et le spectre Doppler du canal peuvent donc nous renseigner sur les directions d'arrivée des trajets (avec une ambiguïté de 180°) au niveau du MS. C'est cette possibilité qui nous permettra de proposer des

FIG. 7.1 – *Prétraitement des données de mesure et mise en forme*

modèles angulaires non seulement sur le site de réception multicapteur mais aussi sur le site mobile.

7.2.3 Estimation des fonctions caractéristiques

Les mesures brutes nécessitent quelques transformations avant d'être exploitées. Ces étapes de prétraitement et de mise en forme sont représentées par la figure 7.1.

7.2.3.1 Tri des mesures

Tout d'abord, une phase de tri nous permet d'éliminer certaines mesures de l'étude : on ne conserve que les mesures dont la dynamique est supérieure à 15 dB et dont la différence angulaire entre la direction du MS (vue par BS) et la normale au réseau de BS est inférieure en valeur absolue à 45° . En effet, plus cette différence angulaire augmente, plus

les mesures correspondantes ont des chances d'être filtrées par les diagrammes d'antenne, ce qui entraîne une vision incomplète du canal. Après examen visuel des profils angulaires de puissance du canal et conformément à l'idée que la dispersion angulaire associée à ce type de liaison est relativement faible, on fixe la différence angulaire maximale à 45° . Cette étape de tri réduit à 99, le nombre de mesures.

7.2.3.2 Estimation des fonctions caractéristiques d'ordre 2 du canal

Après cette phase de tri, il s'agit à partir des échantillons de mesure et de la connaissance de ce qu'ils représentent (trame de temps, de retard et de position des capteurs), d'estimer au moins une des fonctions définies dans le chapitre 5. Tout d'abord, on limite la longueur des réponses impulsionnelles à $5 \mu s$.

Une pré-analyse des mesures montre que les fonctions caractéristiques à l'ordre 2 changent au cours des 27 m de parcours. En effet, sur cette distance, l'hypothèse ST-WSSUS, et en particulier l'hypothèse WSS de stationnarité temporelle, n'est pas valide et il est donc nécessaire d'utiliser des méthodes temps-fréquence. Dans ce contexte, nous utilisons une STFT avec fenêtre de Hanning dans le domaine temporel afin d'obtenir un spectre Doppler variant dans le temps pour chaque capteur de réception et chaque retard. A partir des 600 réponses impulsionnelles multicapteurs constituant une mesure, on calcule 39 réponses où chacune utilise 30 points pour le calcul du spectre Doppler. La distance minimale de parcours sur laquelle la mesure doit être stationnaire est donc de 1,35 m, ce qui semble physiquement valable, et la distance entre chaque réponse est d'environ 70 cm. On obtient alors une réponse fonction du retard et du Doppler pour chaque capteur de réception variant dans le temps à « moyenne échelle ».

Une méthode de formation de faisceaux classique avec fenêtre de Chebyshev (lobes secondaires à -25 dB) permet ensuite de calculer un spectre angulaire pour chaque retard, chaque Doppler et pour chacune des 39 positions du tronçon. La résolution angulaire étant mauvaise, on s'intéresse plutôt aux paramètres caractéristiques liés aux profils de direction (voir 5). L'analyse de ces fonctions nous montre que dans la plupart des cas, quel que soit le retard, le Doppler ou la position sur le tronçon, le spectre angulaire estimé correspond approximativement à celui qui serait obtenu si le trajet incident était un trajet spéculaire [547] arrivant d'une direction donnée par la direction moyenne estimée. En effet, l'analyse montre que les dispersions angulaires estimées sont celles correspondant à un trajet spéculaire incident sur le réseau d'antenne. D'autre part, en supposant que pour chaque retard et chaque Doppler, le trajet est spéculaire dans le domaine angulaire, les dispersions angulaires pour chaque retard, correspondent à celles qui seraient estimées (avec une correction systématique pour enlever l'effet de la résolution limitée du système [547]) à partir des profils angulaires de puissance moyennés dans le domaine Doppler. Ces 2 arguments justifient notre approche.

Tout au long des phases d'estimation, des seuils prenant en compte le niveau des lobes secondaires et le RSB ont pu être appliqués.

Après avoir appliqué ces différentes phases de traitement, on obtient des DSP retard-Doppler-angle à BS variant dans le temps, c'est à dire selon la position du MS. La dimension Doppler normalisée est donc relative à la direction des trajets au niveau du site MS (chapitre 5) puisque l'influence des diffuseurs mobiles est négligeable. Pour plus de simplicité d'écriture, on continuera à parler de spectre Doppler plutôt que de spectre Doppler normalisé. A partir de ces DSP variant dans le temps, on déduit les caractéristiques des trajets en terme de puissance, retard, Doppler et angle d'arrivée à BS. Contrairement aux angles d'arrivée à BS, les retards et le Doppler des trajets appartiennent à une trame particulière dont les valeurs sont régulièrement espacées (espacées de 20 ns pour le retard et espacées de 0,1 entre -0,97 et 0,97 pour le Doppler). Ces trajets n'ont pas forcément de signification physique mais constitue plutôt l'intégration de la puissance de toutes les contributions (rayons) situées à l'intérieur de l'intervalle de résolution retard-Doppler du système. Ceci n'a pas une importance capitale, puisque les analyses portent sur des groupes et non pas sur les trajets à l'intérieur des groupes.

7.2.3.3 Exemples de fonctions estimées

Des fonctions 1D et 2D et des paramètres caractéristiques du canal ayant été obtenues par ces traitements sont données sur les figures 7.2 à 7.10. On représente, respectivement, les fonctions de diffusion marginales variant dans le temps, c'est à dire selon les positions du MS, les fonctions de diffusion 2D moyennées sur le parcours et les variations des paramètres caractéristiques de canal. Les figures 7.2 à 7.4 concernent une mesure présentant des étalements assez importants (MS entouré de bâtiments), alors que les figures 7.5 à 7.10 concernent des mesures pour lesquelles les alentours du MS sont plutôt dégagés (1 cas avec 3 trajets diffus et l'autre cas avec 1 seul trajet diffus). On voit sur ces figures l'intérêt de prendre en compte un modèle à groupes de trajets et les variations temporelles (spatiales à MS) à moyenne échelle.

7.2.3.4 Mise en forme des données

L'ensemble des caractéristiques de rayons peut être contenu dans une matrice individus \times caractéristiques (aussi appelées attributs), ce qui est pratique pour les méthodes de traitement (statistique) de données [563]. Chaque colonne représente une caractéristique dont les plus importantes sont le numéro de mesure, la position sur le tronçon (de 0 à 27 m tous les 70 cm), la puissance de trajet, le retard de trajet, le Doppler et l'angle à BS. Une autre matrice contient les caractéristiques physiques de la liaison (directions de l'axe MS-BS, distance MS-BS, direction de la trajectoire de MS, dynamique, puissance moyenne, ...) associée à chacune des 39×99 DSP. A partir de ces 2 matrices, on peut envisager tous les traitements désirés sur les caractéristiques statistiques d'ordre 2 du canal. En particulier, les liens entre les paramètres géométriques et les paramètres des trajets ont pu être étudiés. Nous avons ainsi montré dans [547] que le modèle géométrique à 1 rebond n'était pas satisfaisant pour l'obtention conjointe des retards, angles à BS et angles à MS : 1 deuxième rebond proche du MS est certainement à prendre en compte pour beaucoup de trajets. Les positions des diffuseurs déduites des retards et des angle

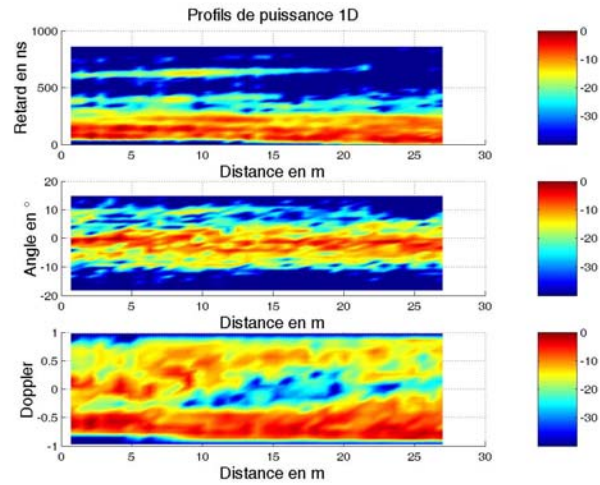


FIG. 7.2 – Profil de puissance variant le long du parcours du MS - Bâtiments autour du MS - Etalements importants

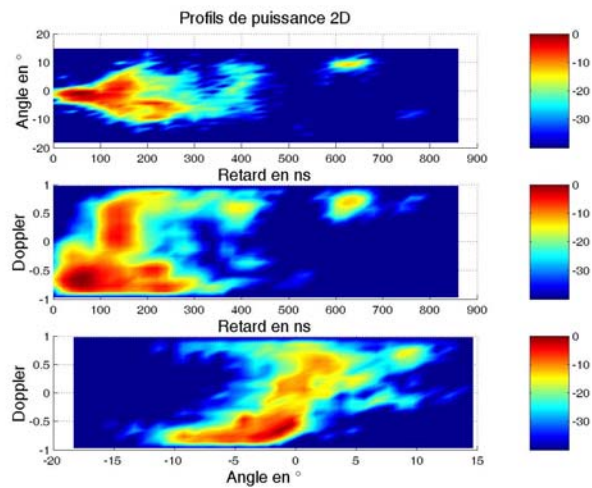


FIG. 7.3 – Moyenne sur le parcours du MS de profils de puissance 2D - Bâtiments autour du MS - Etalements importants

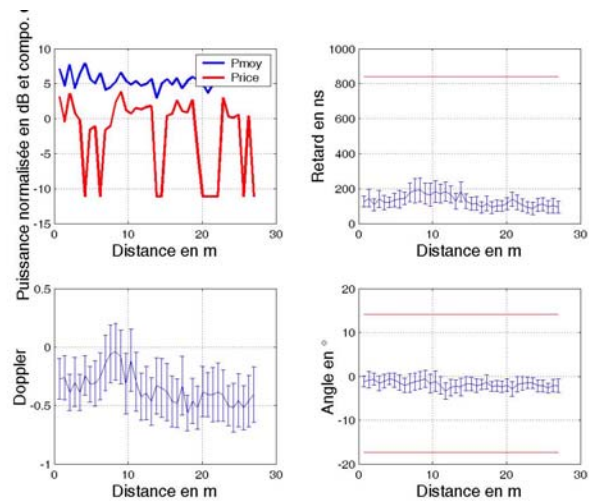


FIG. 7.4 – Variations des paramètres caractéristiques de canal le long du parcours du MS - Bâtiments autour du MS - Etalements importants

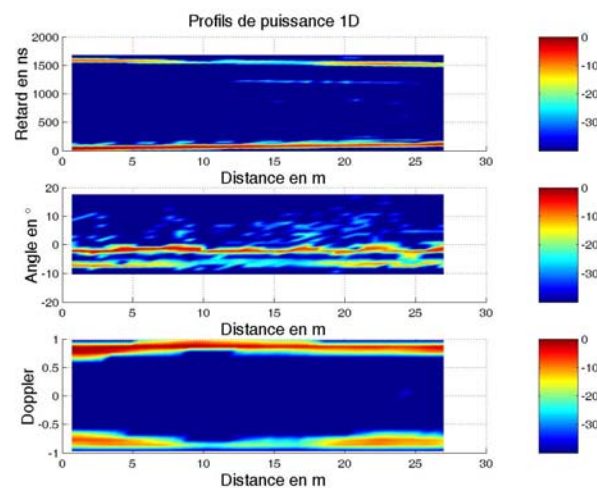


FIG. 7.5 – Profil de puissance variant le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 2 groupes prépondérants et 1 troisième moins important

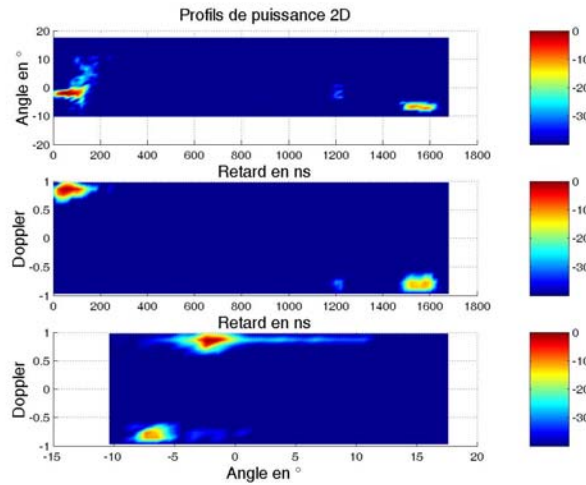


FIG. 7.6 – Moyenne sur le parcours du MS de profils de puissance 2D - Environnement dégagé autour du mobile - 2 groupes prépondérants et 1 troisième moins important

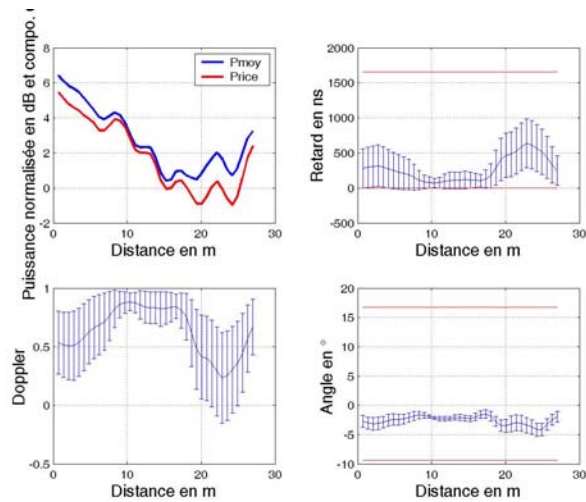


FIG. 7.7 – Variations des paramètres caractéristiques de canal le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 2 groupes prépondérants et 1 troisième moins important

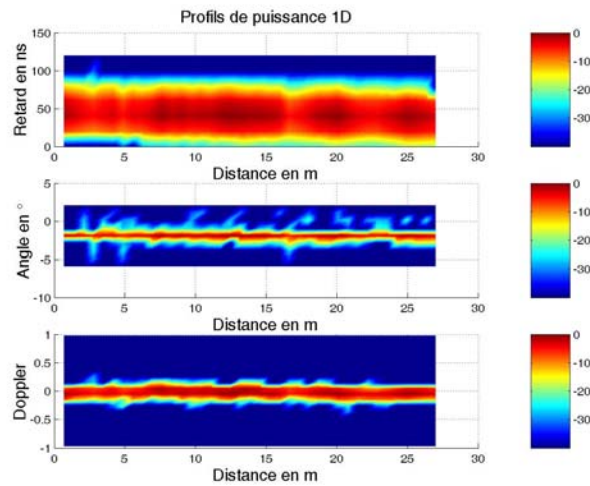


FIG. 7.8 – Profil de puissance variant le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 1 seul groupe (trajet diffus)

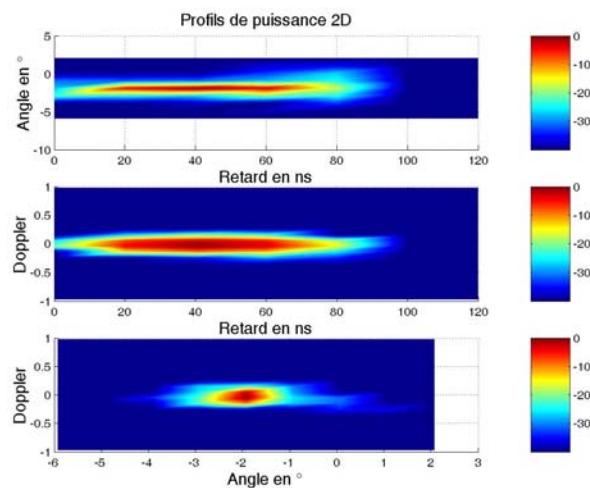


FIG. 7.9 – Moyenne sur le parcours du MS de profils de puissance 2D - Environnement dégagé autour du mobile - 1 groupe (trajet diffus)

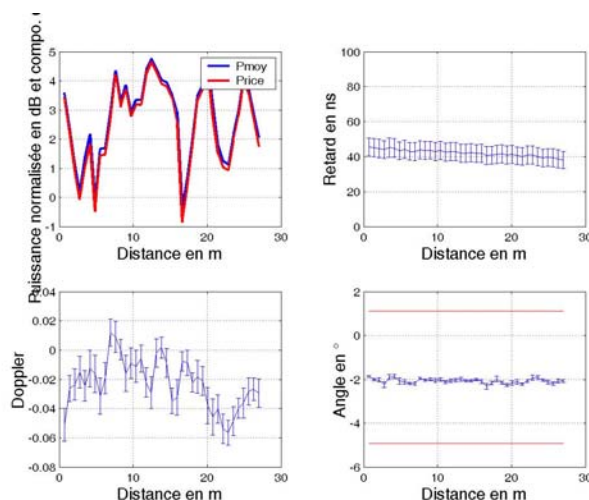


FIG. 7.10 – Variations des paramètres caractéristiques de canal le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 1 groupe (trajet diffus)

à BS ont quand même pu montrer une certaine cohérence avec l'environnement physique (étude sur carte) [547, 561].

7.3 Définition des modèles analytiques des profils de puissance de groupe

La première étape concerne l'identification des groupes à partir des caractéristiques des DSP variant dans le temps. Une fois que les groupes sont identifiés, on connaît quels trajets appartiennent à quel groupe. La deuxième étape concerne donc l'extraction des paramètres caractéristiques de groupe et le choix des modèles analytiques de profil de puissance à tester. La dernière étape vise à effectuer un choix parmi les différents modèles potentiels.

7.3.1 Identification des groupes

Plusieurs méthodes d'identification des groupes sont envisageables. Tout d'abord, on peut appliquer des méthodes de classification automatique comme les techniques d'agrégation autour des centres mobiles ou la classification hiérarchique [563]. Ces algorithmes sont basés sur la définition de distances (généralement euclidiennes) qui permettent de juger de la proximité entre individus et/ou entre groupes d'individus. Dans notre cas, les individus sont les différents trajets d'une même réponse et les distances sont calculées à partir des différentes caractéristiques associées aux trajets (puissance, retard, Doppler et angle à BS) qu'il est possible de pondérer différemment. Il serait aussi possible de

considérer des paramètres fonctions des caractéristiques de trajets (comme par exemple, les positions de diffuseurs associées à un modèle géométrique à 1 rebond).

Des études effectuées dans [561] ont eu pour objet l'adaptation et l'évaluation de ces méthodes, en associant en particulier des prétraitements de type ACP (Analyse en Composantes Principales). Les méthodes développées ont montrées de bonnes performances pour certaines des mesures mais pas toutes. Dans [9], des méthodes de classification appliquées à des mesures de propagation à 60 GHz ont montré de bonnes performances. Cette dernière méthode donne une importance différente aux paramètres retard et angle d'arrivée. Dans notre cas, il s'agit d'identifier un groupe sur la totalité du parcours, c'est à dire sur les 39 DSP, ce qui pose des problèmes supplémentaires du fait que les méthodes de classification sont, à priori, appliquées indépendamment d'une DSP à l'autre.

Comme dans la plupart des études par groupes de trajets sur des mesures ([374,392] par exemple), nous avons finalement utilisé l'approche visuelle. On se base alors sur les profils de puissance 1D (profil des retards, profils angulaires et profils Doppler) variant dans le temps et leurs moyennes temporelles ainsi que sur la moyenne des profils 2D (profils retard-angle et profils retard-Doppler essentiellement) sur tout le tronçon (voir figure 7.2 à 7.10). Cet examen visuel nous permet d'identifier les groupes qu'on sépare dans le domaine des retards (retard minimum et maximum de groupe) et de définir quels types de forme analytique sont à tester dans chacun des 3 domaines. L'avantage de cette méthode réside dans la sûreté de la validité du découpage en groupe et ses 2 inconvénients résident dans la durée importante et dans le fait que cette méthode est subjective. Malgré ces inconvénients, elle nous permet de fonder notre étude sur des groupes corrects.

7.3.2 Extraction des paramètres caractéristiques de groupe

Après cette phase d'identification, des traitements sont appliqués afin d'extraire les paramètres de groupes, notamment les positions moyennes, les valeurs maximales et minimales de position (et en conséquence, les étalements respectifs), les dispersions RMS, les skewness et les kurtosis [547] (cumulants d'ordre 3 et 4 renseignant sur la forme des fonctions [559]) dans les domaines des retards, du Doppler et des angles à BS.

En ce qui concerne les puissances, on discerne les puissances de groupes normalisées sur une seule DSP ou sur les 39 DSP d'un tronçon. D'autre part, la puissance est de 3 types : elle représente soit la puissance maximale de trajets, soit la puissance maximale sur le profil des retards, soit la puissance totale de tous les trajets du groupe. Ces différentes définitions de la puissance permettent de fournir des informations complémentaires. Lorsqu'on veut étudier les changements à moyenne échelle des groupes, il est nécessaire d'utiliser la normalisation sur l'ensemble du tronçon. La puissance totale est très dépendante des étalements dans les différents domaines. Quand cela n'est pas précisé, c'est la puissance maximale sur le profil de puissance des retards de groupe qui est utilisée. Remarquons que cette définition de la puissance est dépendante de la largeur de bande (tous les trajets situés dans le même intervalle de résolution des retards sont intégrés et cet intervalle de résolution dépend de la largeur de bande) et ce, surtout pour les groupes de dispersions RMS des retards limitées.

Domaine	Spectre
Retards	Gaussien, laplacien, uniforme, exponentiel, lognormal, gamma.
Doppler	Clarkes, plat, gaussienne ν , gaussienne θ_{ms} , Von Mises, gaussien ν double, gaussien θ_{ms} double, Von Mises double.
Angle à BS	Gaussien, laplacien, uniforme.

TAB. 7.1 – Les différentes lois testées pour les profils de puissance marginaux de groupe

7.3.3 Choix des modèles à évaluer

On entend par modèle, la forme analytique devant représenter les profils de puissance de groupe. Puisqu'on considère la séparabilité des profils de puissance de groupe, il suffit d'avoir un modèle 1D par profil de puissance marginale (profil de puissance des retards, profil de puissance angulaire et profil de puissance Doppler).

Dans un premier temps, on sélectionne des modèles puis, dans un deuxième temps, on les teste afin d'estimer les paramètres associés et d'évaluer leur adéquation respective.

Le choix des différents modèles à tester a été fait durant l'analyse visuelle. Ces formes analytiques de groupes sont celles de fonctions de densité de probabilité usuelles (les fonctions de densité de probabilité détiennent en effet la propriété d'être positive, comme les DSP) et peuvent être, en particulier, choisies parmi celles habituellement utilisées dans le cadre de la modélisation du canal de propagation.

La démarche consiste à savoir, à partir d'un examen visuel des profils de puissance ou des cumulants normalisés d'ordre 3 et 4 correspondants (skewness et kurtosis), quel type de lois pourrait être adéquat. Cette approche est plutôt de type empirique puisqu'elle ne prétend pas expliquer les phénomènes mais plutôt aboutir à une forme analytique qui "coïncide" particulièrement bien avec la mesure. Néanmoins, des raisonnements logiques basés sur les phénomènes physiques permettent d'exclure des familles de fonctions et au contraire d'en conserver d'autres. Par exemple, un raisonnement logique montre qu'un profil de puissance angulaire azimutal est plutôt de forme symétrique alors qu'au contraire un profil des retards est plutôt de forme asymétrique. Généralement, les formes analytiques choisies ont 2 paramètres, la moyenne ou la référence et l'écart-type. Certaines lois dont la forme est modulable comporte un troisième paramètre appelé, paramètre de forme. Les différentes lois testées sont résumées dans le tableau 7.1. On pourra se reporter à l'annexe A.4 pour obtenir des détails sur principales formes analytiques et en particulier sur la loi de Von Mises (qui est rarement utilisée).

Les lois gaussienne, laplacienne, exponentielle et gamma sont toutes tronquées selon l'étalement du domaine concerné, ce qui signifie, dans l'absolu que les limites de profils de puissance devraient être considérées pour ces lois comme des paramètres de modèle. Néanmoins, l'analyse nous montre que le rapport de la dispersion RMS sur l'étalement étant suffisamment petit, ces paramètres peuvent être omis.

La loi gamma utilisée dans le domaine des retards est une généralisation de la loi exponentielle dont la forme est ajustable comme cela est indiqué dans l'annexe A.4. Cette loi et la loi exponentielle sont considérées en référence au retard minimal de groupe.

Les spectres Doppler observés, qu'ils soient associés à un groupe ou à une réponse entière, ne correspondent presque jamais à des spectre angulaires au niveau du MS de type uniforme en azimuth (spectre classique de Clarkes/Gans/Jakes) ou en 3D (spectre plat). Pour cette raison, il nous a paru important de tester des modèles angulaires non-isotropes tels que le spectre gaussien et le spectre de VM, particulièrement bien adapté à ce type de problème [179]. Ce modèle de VM (voir annexe A.4) permet donc à partir du spectre Doppler, d'obtenir un modèle angulaire azimuthal au niveau du mobile dont la dispersion angulaire est ajustable, ce qui est important dans un contexte MIMO.

Les spectres Doppler de type gaussien (et gaussien double) sont définis en fonction du Doppler normalisé comme dans le COST 207 [161] et en fonction des angles au niveau du MS. Dans ce dernier cas, le spectre Doppler doit être déduit par la relation de Gans 5.15. Le terme "double" utilisé pour les spectres gaussiens et de VM signifie qu'une somme pondérée de deux de ces spectres forment le spectre global de groupe. Ces lois composites ont été choisies après le constat que, pour certaines mesures, aucun modèle n'était acceptable (en particulier, les dispersions Doppler générées n'étaient pas correctes pour ces mesures). L'étude visuelle de ces mesures a montré que la forme des spectres Doppler faisait apparaître 2 pics généralement situés aux alentours de 0,5 et -0,5 en terme de Doppler normalisé, ce qui motive le choix de ces modèles.

Les lois gaussienne, laplacienne et uniforme dans le domaine angulaire ont été retenues pour leur propriété de symétrie, de facilité de paramétrage (paramétrage par l'angle moyen et la dispersion angulaire) et du fait que la validité de ces formes a souvent été appuyée par des mesures et/ou qu'elles ont souvent été utilisées dans le contexte de la modélisation du spectre angulaire.

On trouvera une description analytique des principales lois du tableau 7.1 dans l'annexe A.4.

7.3.4 Evaluation et choix des modèles à retenir

L'analyse des profils de puissance de groupe se fait séquentiellement dans chaque domaine (retard, Doppler et angle à BS). Pour juger de l'adéquation d'un profil de puissance, il faut choisir un critère à minimiser ou à maximiser. Ce critère nous permet, par l'intermédiaire d'un algorithme d'optimisation adéquat, d'une part de fixer les paramètres optimaux du modèle (au sens du critère) et d'autre part de comparer via la valeur finale de ce critère (valeur pour les paramètres retenus), plusieurs modèles entre-eux. Le critère utilisé est celui de l'EQM. Le problème d'optimisation s'exprime donc par :

$$EQMM_k = \min_{\mathbf{P}_a} \sum_{i=1}^{N_{abc}} (P_{\text{mod},k}(x_i | \mathbf{P}_a) - P_{\text{mes},i})^2 \quad (7.1)$$

où $P_{\text{mod},k}(x_i | \mathbf{P}_a)$ représente la valeur (scalaire) du modèle k en l'abscisse x_i (scalaire) pour des valeurs de paramètre spécifiées dans le vecteur \mathbf{P}_a et $P_{\text{mes},i}$ représente le profil de puissance mesuré pour l'abscisse i . Les profils de puissance sont tous les deux normalisés de telle sorte que leur somme respective sur les abscisses soit égale à 1. Cette normalisation permet de comparer plusieurs modèles différents portant éventuellement sur des domaines différents. En conséquence, l'EQM minimale, $EQMM_k$, est comprise entre 0 et 1 puisque les profils de puissance sont à valeurs réelles positives. On parlera d'erreur ou de distance minimale pour la racine de l' $EQMM_k$.

Ces méthodes sont appliquées au domaine des retards et au domaine Doppler. Le profil angulaire étant constitué de trajets spéculaires d'angles quelconques. On définit un "profil cumulatif" :

$$\begin{aligned} FDC_{P,j} &= \frac{1}{\sum_{i=1}^{N_{abc}} P_{\text{mes},i}} \sum_{i=1}^j P_{\text{mes},i} \\ P_{\text{mes},i} &= P_{\text{mes}}[\theta_i] \\ \theta_n &\leq \theta_m \text{ pour } n \leq m \end{aligned} \quad (7.2)$$

où j varie de 1 à N_{abc} et $P_{\text{mes},i}$ est la puissance du trajet i où les angles θ_i sont rangés dans l'ordre croissant. La notation FDC s'explique par le fait que la représentation discrète de la séquence $FDC_{P,j}$ en fonction de l'abscisse formée par la séquence des angles des trajets θ_i détient toutes les propriétés d'une FDC discrète. Cette fonction de répartition prend en compte la puissance relative de chaque trajet comme une mesure de probabilité. Cette méthode permet d'utiliser les distances et les méthodes de test d'hypothèse associées utilisées en statistique [559]. On retrouve, par exemple, la distance de Kolmogorov (écart maximal entre la FDC du modèle et la FDC empirique) qui est utilisée dans le test d'hypothèse de KS ou la distance de Cramer Von Mises équivalente à l'EQM sur $FDC_{P,j}$ qui est utilisée dans le test de même nom [559]. L'étude des modèles obtenus selon les 2 critères (associés à la distance de Kolmogorov et à celle de Cramer Von Mises) montre que ces 2 critères aboutissent généralement au même modèle (les 2 critères sont souvent minimisés pour le même modèle).

D'autre part, la répartition des angles de trajets (toujours au sein d'un même groupe) a été étudiée et des modèles de FDC ont été testés par le test de KS.

Après l'application de ces méthodes, on obtient pour chaque groupe les paramètres et les erreurs associés aux différents modèles. Pour la répartition des angles des trajets, on a en plus les résultats du test de KS. Pour l'analyse des modèles, on ne prend en compte que les groupes dont la dispersion RMS est supérieure à celle du système (sans étalement des trajets) tant le domaine des retards que dans le domaine Doppler. Dans le domaine des retards, la dispersion minimale est fixée à 10 ns (8 ns de dispersion du système seul) et dans le domaine Doppler à 0,05. Cela réduit le nombre de groupes à 6181 (groupes diffus conjointement dans les domaines retard et Doppler-angle).

On définit pour chaque groupe et dans chaque domaine le modèle optimal comme celui minimisant l'EQM. Afin de savoir si un modèle est important à conserver, on s'intéresse à deux caractéristiques. D'une part on s'intéresse à la fréquence d'occurrence du choix des

Domaine	Spectre
Retards	Gaussien : 32 %, laplacien : 42 %, gamma.:26 %
Doppler	VM : 34 % et VM double : 66 %
Angle à BS	Laplacien : 63 % et gaussien : 37 %

TAB. 7.2 – Occurrence globale des modèles

différents modèles et d'autre part à la répartition des erreurs de tous les modèles quand l'EQM est minimisée pour un modèle particulier.

Selon cette analyse, le modèle exponentiel, le modèle uniforme et le modèle lognormal dans le domaine des retards ne paraissent pas nécessaires à conserver car lorsqu'il sont choisis, les valeurs des erreurs des autres modèles sont particulièrement proches et ce contrairement aux trois autres modèles. De plus, ces deux modèles ne sont valables que dans 4% des cas et les erreurs associées restent assez élevées et proches d'au moins un des trois autres modèles (gaussien, laplacien ou gamma) quand ils sont choisis. On ne conserve donc, pour l'étude, que les spectres gaussien, laplacien et gamma (le spectre gamma comporte le cas particulier de la loi exponentielle).

Dans le domaine Doppler, le spectre classique de Clarkes n'est jamais valide quand on prend en compte le spectre VM et il n'est valide que dans 0,6 % dans le cas où on ne le prend pas en compte. Le spectre plat est quant à lui valide dans seulement 2,9 % des cas. Quand les spectres Doppler composites ne sont pas pris en compte, le spectre VM est valide dans 93 % des cas. Quand on prend en compte les spectres composés, les lois VM et VM doubles suffisent à couvrir 96 % des cas (dont 30 % pour le spectre VM). On ne conserve donc que les spectres VM et VM doubles.

Dans le domaine angulaire, le spectre uniforme n'est valable que dans 1,7 % des cas, avec en plus, des erreurs assez élevées et proches des deux autres modèles. On ne conserve donc que le modèle gaussien et le modèle laplacien, ce qui est en accord avec la plupart des études sur les spectres angulaires.

Le tableau 7.2 donne un ordre d'idée sur les occurrences relatives des différents modèles.

La répartition des erreurs de tous les modèles confondus pour chacun des 3 domaines est donnée sur la figure 7.11.

Dans le domaine angulaire, les erreurs sur les deux modèles sont équivalentes (moyenne de 0,1 et écart-type de 0,05 environ). Dans le domaine des retards, les moyennes des erreurs associées au modèle gaussien sont plus faible (de 0,07 contre 0,1 pour les 2 autres modèles) mais les écart-types plus élevés (0,09 contre 0,06 pour les 2 autres modèles). En ce qui concerne le domaine Doppler, la moyenne et l'écart-type des erreurs sont plus faibles dans le cas du modèle VM que dans le cas du modèle VM double (0,095 contre 0,13 pour la moyenne et 0,07 contre 0,12 pour l'écart-type).

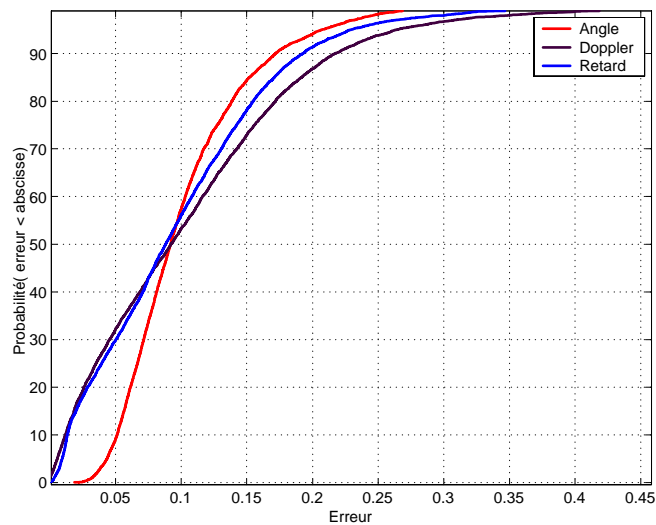


FIG. 7.11 – Répartition des erreurs des modèles dans les 3 domaines

Les formes analytiques des profils de puissance seront mises en relation avec les paramètres de position moyenne et de dispersion RMS dans la suite.

7.4 Nombre de groupes

La répartition du nombre de groupes est particulièrement bien modélisée par une loi de Poisson (tronquée puisqu'au moins un groupe est présent), comme le montre la figure 7.12.

Le test de KS ne peut rejeter l'hypothèse d'une loi de Poisson. Les mesures sont donc, sur ce point là, en accord avec le modèle proposé dans le chapitre 6.

7.5 Positions moyennes, dispersions et puissance de groupe

Les dispersions (RMS) Doppler et les dispersions (RMS) des retards de groupe sont corrigées de manière à prendre en compte la résolution limitée des réponses de canal vues par le système. On peut obtenir une dispersion corrigée $\tilde{\sigma}_x$ par la relation :

$$\tilde{\sigma}_x = \begin{cases} \sqrt{\sigma_x^2 - (\sigma_{x,syst})^2} & \text{pour } \sigma_x > \sigma_{x,syst} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (7.3)$$

On fixe $\sigma_{x,syst} = 10$ ns dans le domaine des retards et $\sigma_{x,syst} = 0,05$ dans le domaine Doppler normalisé. Les seuls groupes à être pris en compte sont les groupes de dispersions non nulles, ce qui constitue la majorité des groupes. Une étude a montré que les groupes

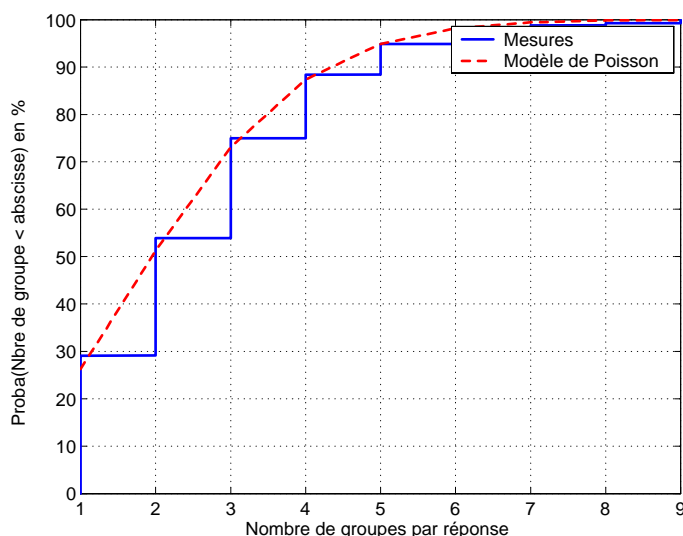


FIG. 7.12 – Répartition du nombre de groupes par réponse

formés d'un seul trajet spéculaire sont de puissance bien moindre que la puissance maximale des groupes diffus (20 dB de différence en moyenne), ce qui pousse à conclure que la dispersion nulle estimée est simplement un artefact de mesure et d'estimation (une limite due à la dynamique). Cette remarque est un argument supplémentaire pour le rejet de ces groupes.

En faisant l'hypothèse que le spectre angulaire est forcément symétrique, ce qui physiquement se justifie, il est possible dès qu'on traitera d'angles moyens, de "symétriser" les FDP estimées. En effet, on ne s'intéresse qu'à la valeur absolue des angles moyens, c'est à dire à sa déviation par rapport à la référence (direction du MS vue par BS) et on transforme donc les séquences d'angles moyens par :

$$\bar{\theta}' = [|\bar{\theta}| \quad -|\bar{\theta}|] \quad (7.4)$$

La longueur des séquences d'angle moyen est donc doublée.

Dans chacun des domaines traités, on s'efforce de séparer les caractéristiques et modèles du premier groupe de celles et ceux des groupes secondaires. On a en tout 6181 groupes à notre disposition dont 3580 premiers groupes et 2601 groupes secondaires.

7.5.1 Premiers groupes

Le nombre d'individus à notre disposition est de 3454.

La répartition des angles moyens suit une loi symétrique dont la FDC est représentée par la figure 7.13.

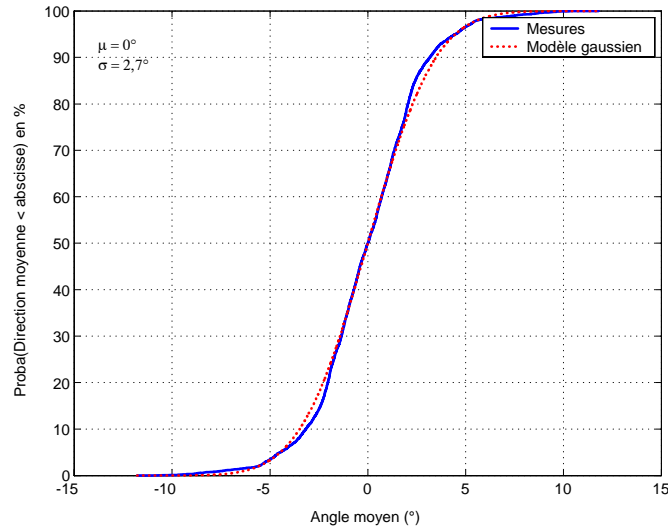


FIG. 7.13 – FDC de l'angle moyen de groupe

Plusieurs lois symétriques ont été testées dont la loi gaussienne. Puisque c'est celle qui donne la distance de KS la plus petite (le test ne valide pas l'hypothèse gaussienne pour autant), on retient la loi gaussienne. L'écart-type de ce paramètre reste relativement faible ($2,7^\circ$), ce qui est en accord avec une diffusion locale aux alentours du MS dont le centre de la zone doit approximativement être la position du mobile.

A plus ou moins 10 % près, les densités de probabilité des puissances conditionnées aux angles moyens sont constantes, et ce, quels que soit les groupes ou le retard de référence ce qui signifie que $m_P^{(2)}(\tilde{\theta}_r)$ associé au premier groupe est une constante.

Puisque, d'une part le Doppler moyen ne dépend pas des angles moyens et que d'autre part, le modèle du spectre Doppler n'a pas besoin du Doppler moyen pour être paramétré (en effet la dispersion étant très dépendante du Doppler moyen, celle-ci suffira à définir le modèle de spectre Doppler), on ne le décrit pas ici. On montrera que la répartition du Doppler moyen obtenu par simulation des modèles VM et VM double est correcte.

Les dispersions angulaires, des retards et Doppler et la répartition de puissance doivent maintenant être étudiées afin de paramétrer le modèle lognormal proposé dans le chapitre 6. Les valeurs de dispersion ne dépendant manifestement pas des angles moyens, on ne cherche pas de modèle sur les paramètres moyens de dispersions RMS et de puissance en fonction des positions moyennes.

Un examen visuel montre que le modèle lognormal n'est pas du tout adéquat pour la répartition de la dispersion Doppler et il serait donc intéressant de trouver une autre loi qui soit en relation avec le modèle gaussien. La dispersion Doppler normalisée étant une variable comprise entre 0 et 1 (du fait que les composantes de Doppler normalisé sont comprises entre -1 et 1), il peut être intéressant de chercher parmi les lois de densité de probabilité dont le support est borné. Parmi ces lois, on a en particulier la loi Bêta, la

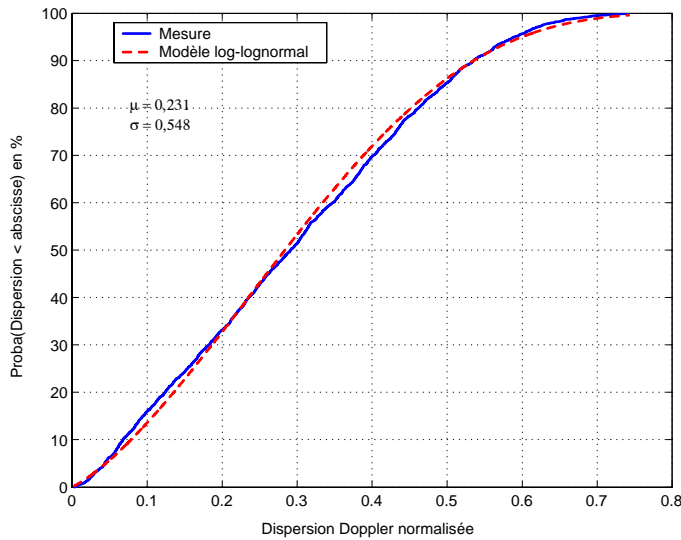


FIG. 7.14 – FDC des dispersions Doppler - Premiers groupes

loi uniforme ou la loi de Clarkes (répartition de $\sin(a)$ quand a est une variable aléatoire uniforme). Néanmoins, aucune de ces lois n'est adaptée aux mesures et elles ne sont, de plus, aucunement rattachées à une variable aléatoire gaussienne. En considérant les propriétés de la fonction logarithmique, on se rend compte que la grandeur :

$$\tilde{\sigma}_{\nu, \log} = \ln(-\ln(\tilde{\sigma}_{\nu})) \quad (7.5)$$

est justement définie pour $0 < \tilde{\sigma}_{\nu} < 1$ ($\exp(-\exp(x))$ où x est réel et bornée entre 0 et 1). Le modèle gaussien sur la variable $\tilde{\sigma}_{\nu, \log}$, et plutôt convaincant de 2 points de vue : il passe le test du KS et, en plus, il est compatible avec le modèle de simulation présenté dans le chapitre 6 (seule la transformation finale concernant la dispersion Doppler est à changer). On nomme cette loi, "loi log-lognormale" et c'est elle qu'on utilise dans tout le reste du document pour modéliser la répartition de la dispersion Doppler.

Les répartitions des variables des dispersions des retards, angulaires et Doppler sont données par les figures 7.14, 7.15 et 7.16. Les modèles lognormaux sont aussi représentés et leurs paramètres sont donnés sur ces mêmes figures.

On remarque que le modèle lognormal n'est pas très bien adapté à la dispersion des retards. Le modèle exponentiel serait mieux adapté mais il n'est pas compatible avec la méthode de simulation proposé dans le chapitre 6. A part la loi concernant la dispersion Doppler, les autres lois ne passent pas le test de KS, mais la figure 7.16 montre quand même une relativement bonne concordance pour la dispersion angulaire. Même si les paramètres des modèles (moyenne et écart-types du log des variables) suffisent à définir les dispersions RMS dans les différents domaines (équation A.67), on les donne dans le tableau 7.3.

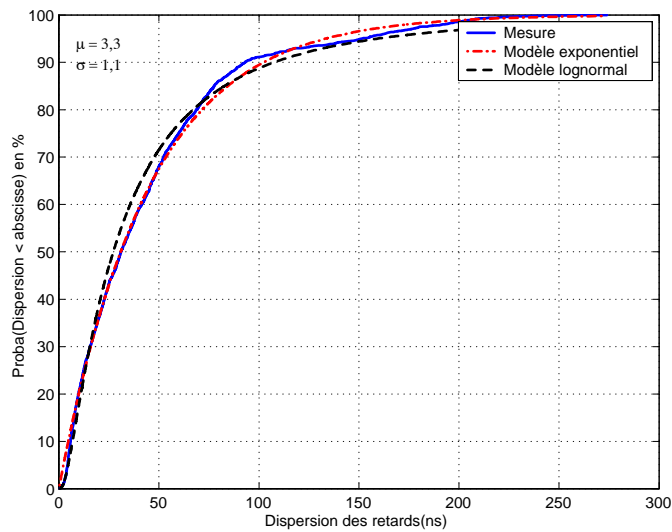


FIG. 7.15 – FDC des dispersions des retards - Premiers groupes

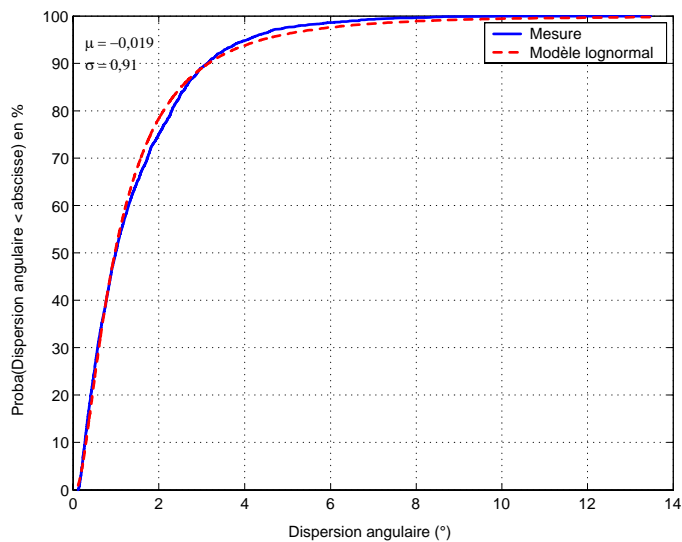


FIG. 7.16 – FDC des dispersions angulaires - Premiers groupes

	Moyenne	Ecart-type	μ	σ
Dispersion Doppler	0,30	0,17	0,23	0,55
Dispersion des retards	44,45	44,6	3,30	1,08
Dispersion angulaire	1,45	1,35	-0,02	0,91

TAB. 7.3 – Moyennes et écarts types en linéaire et en échelle log des dispersions de premier groupe

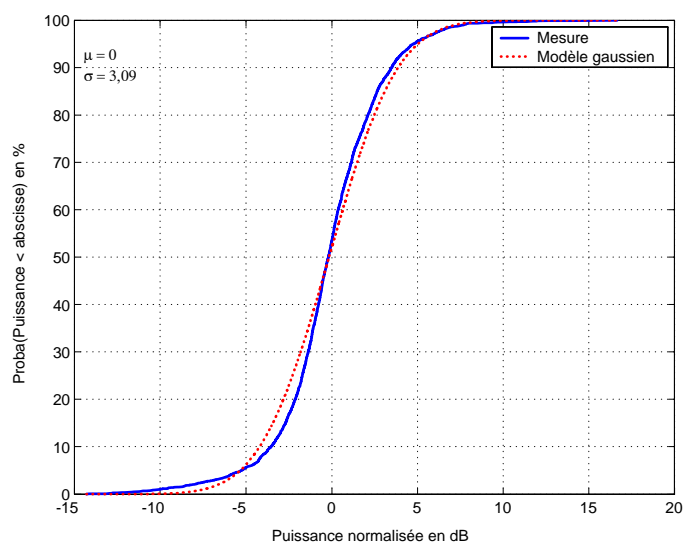


FIG. 7.17 – FDC des puissances totales - Premiers groupes

La puissance totale de groupe normalisée à moyenne échelle est donnée par la figure 7.17.

Un autre paramètre important lié à la puissance est le lien entre la puissance moyenne du premier groupe et celle des éventuels groupes secondaires. Comme on peut s'y attendre, la puissance du premier groupe est dans la grande majorité des cas supérieure à celle des groupes secondaires (dans 91,4 % des cas de réponses formées d'au moins 2 groupes). La FDC du rapport de puissance conditionnée au fait que la puissance du premier groupe n'est pas maximale (strictement inférieure à 0 dB) est donnée sur la figure 7.18.

Le modèle gaussien tronqué proposé est un modèle gaussien de moyenne nulle et d'écart-type 7 dB limité aux valeurs négatives (il suffit de prendre l'opposé du module d'une variable aléatoire gaussienne ayant les paramètres spécifiés pour simuler ce rapport de puissance). Le test de KS à 5% ne rejette pas le modèle gaussien.

Afin de compléter le modèle, on donne la corrélation entre les valeurs de dispersion (en échelle log) et la puissance en dB dans le tableau 7.4. Ces corrélations caractérisent la corrélation log-linéaire (log-log -linéaire pour le Doppler). En soulignant le fait que plus $\tilde{\sigma}_{\nu, \log}$ est élevée, plus la dispersion Doppler est faible, on déduit du tableau 7.4 que les dispersions sont corrélées entre-elles : si l'une est de valeur élevée, les 2 autres ont une probabilité assez forte d'être élevées (les 3 valeurs de corrélation sont supérieures à 0,6 en valeur absolue). Par contre, la puissance paraît quant à elle assez décorrélée des valeurs de dispersion, avec quand même une tendance à l'anticorrélation. Si ces valeurs de corrélation suffisent à modéliser les phénomènes, il faut préciser qu'une analyse permettant de mieux comprendre les relations entre variables aléatoires devrait faire intervenir les corrélations partielles [559].

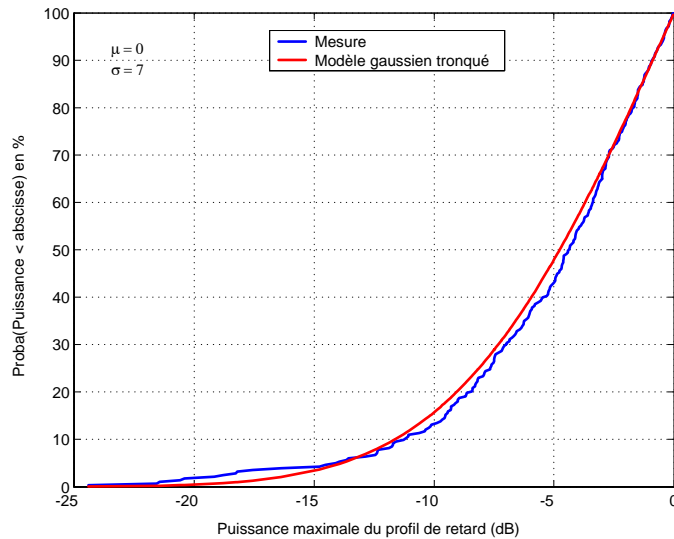


FIG. 7.18 – FDC du rapport de la puissance moyenne maximale du premier groupe sur la puissance maximale de groupe de la réponse (quand la puissance du premier groupe n'est pas maximale)

	Dispersion Doppler	Dispersion des retards	Dispersion angulaire	P dB
Dispersion Doppler	1	-0,60	-0,82	0,31
Dispersion des retards	-0,60	1	0,64	-0,19
Dispersion angulaire	-0,82	0,64	1	-0,28
Puissance en dB	0,31	-0,19	-0,28	1

TAB. 7.4 – Corrélation entre les dispersions associées au premier groupe

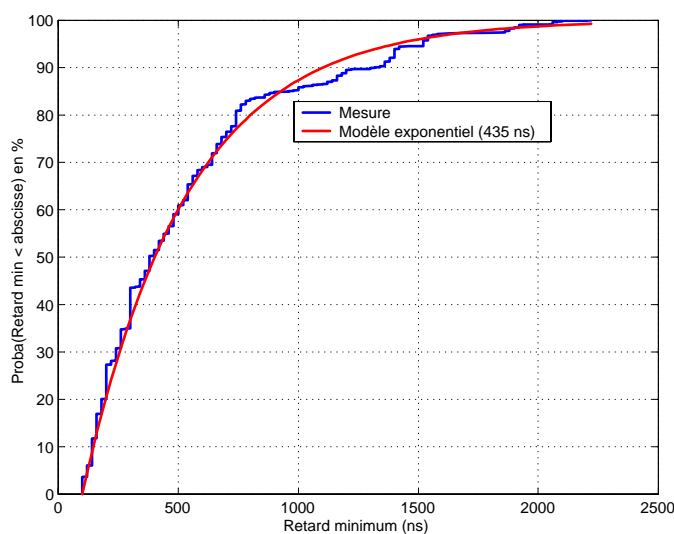


FIG. 7.19 – FDC des retards minimum de groupe - groupes secondaires

7.5.2 Groupes secondaires

Rappelons que le nombre d'individus est ici de 2601.

Contrairement aux premiers groupes où les retards sont approximativement donnés par la distance entre émetteur et récepteur, on s'occupe ici des retards minimaux de groupes et de la dépendance des paramètres à ceux-ci. La répartition des retards minimaux est donnée sur la figure 7.19.

Les lois exponentielle, gamma et log normales ont été testées mais les 3 modèles donnant approximativement le même résultat, on ne retiendra que le modèle exponentiel. Même si cette loi ne passe pas le test KS, ce qui se remarque à son inadéquation entre 800 et 1500 ns, elle nous paraît bonne à retenir pour 2 raisons. D'une part la moyenne (en enlevant les 100 ns qui correspond au plus petit retard minimal de groupes secondaires) et l'écart-type estimés sont presque égaux (435 ns contre 440 ns respectivement), ce qui est une propriété de la loi exponentielle et d'autre part cette loi est simple et souvent utilisée dans ce contexte. Comme alternative, on pourrait proposer une loi composite donc plus compliquée puisqu'elle nécessiterait au moins 2 fois plus de paramètres (au moins 4).

Contrairement aux premiers groupes, les paramètres des groupes secondaires doivent être étudiés en fonction des retards de référence (retards minimaux). La méthode choisie consiste à séparer l'axe des retards en un ensemble de plusieurs classes. Cet échantillonnage du domaine des retards doit être fait de telle sorte que le nombre d'individus soit suffisant dans chaque classe. Pour plus de simplicité, on utilise un échantillonnage régulier toutes les 200 ns de 100 à 1700 ns, puis une classe dont les limites vont de 1700 à 2300 ns. L'effectif de chaque classe est donné dans le tableau 7.5.

Retard central	100	300	500	700	900	1100	1300	1500	1700 2300
Effectif	521	786	472	380	57	94	84	132	75

TAB. 7.5 – Effectif pour chaque classe de retard minimum des groupes secondaires

Retard central	100	300	500	700	900	1100	1300	1500	1700 2300
Dispersion Doppler	O	O	O	O	O	O	O	x	O
Dispersion des retards	O	x	O	x	O	O	O	O	O
Dispersion angulaire	x	x	x	O	O	O	O	O	O
Angle moyen	x	x	x	O	O	O	O	x	x
Puissance	x	x	O	O	O	O	O	O	O

TAB. 7.6 – Résultats des tests KS en fonction des classes de retards minimaux des groupes secondaires

Le tableau 7.5 indique qu'on peut accorder plus d'importance aux paramètres correspondant à des retards minimaux inférieurs à 800 ns qu'à ceux correspondant à des retards minimaux supérieurs à 800 ns. Précisons que tous les individus ne sont pas forcément indépendants puisque plusieurs groupes peuvent en fait représenter un même groupe mais pris à des positions différentes sur le tronçon.

Contrairement aux premiers groupes, l'affichage de toutes les FDC n'est pas envisageable pour toutes les classes de retard. On donnera donc directement le résultat de test de KS sur les lois ayant été déclarées comme les mieux adaptées. En ce qui concerne les dispersions et la puissance, on teste les lois lognormales (log-lognormale pour le Doppler). En ce qui concerne les angles moyens, on teste pour chaque classe de retard le modèle gaussien. Celui-ci n'est pas parfait mais faute de mieux, on le conserve. Comme pour le premier groupe et pour les mêmes raisons, on ne caractérise par le Doppler moyen. Les résultats des tests sont donnés dans le tableau 7.6 où un **O** signifie que l'hypothèse testée ne peut être rejetée alors qu'un **x** signifie que l'hypothèse est rejetable.

Le fait que le test de puissance soit rejeté pour des retards faibles est lié, en particulier, au fait que la puissance maximale sur le profil des retards de groupe est assez proche de 0 dB sans jamais dépasser cette valeur. En ce qui concerne les angles moyens, on remarque que souvent une densité de probabilité non maximale en 0 apparaît, ce qui explique le fait que l'hypothèse de répartition gaussienne est souvent écartée. Cela peut physiquement s'expliquer puisque les groupes secondaires sont moins probablement dans l'axe du Ms.

A toutes les lois testées dans le tableau 7.6, on doit associer les moyennes et écart-types. La moyenne des angles moyens est nulle quel que soit le retard minimal (moyenne égale à la direction du Ms). L'écart-type quant à lui augmente avec les retards comme le montre la figure 7.20. Cette dépendance peut se justifier physiquement par le fait que des angles moyens élevés signifie forcément des retards élevés dès lors que les diffuseurs proches de la station de base sont très improbables.

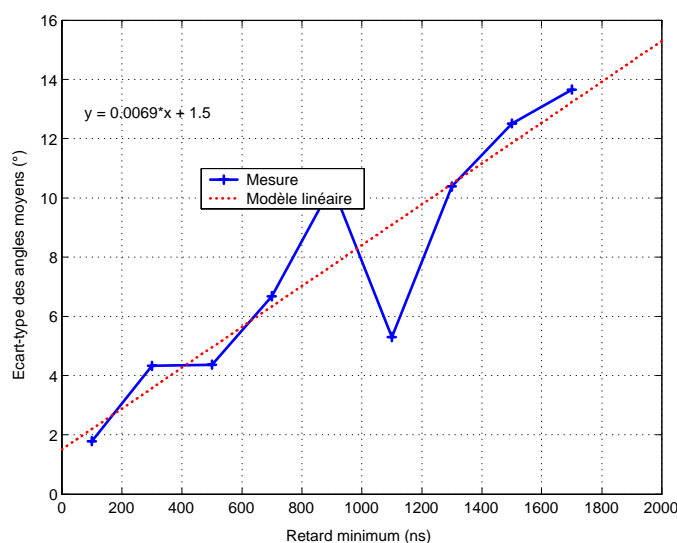


FIG. 7.20 – *Ecart-types des angles moyens en fonction des retards minimum - Groupes secondaires*

La tendance à l'augmentation de l'écart-type des angles moyens est bien modélisée par une fonction linéaire dont l'équation est indiquée sur la figure 7.20.

Les paramètres de la répartition des dispersions angulaires dépendent aussi des retards mais pas des directions moyennes. Comme le montrent les figures 7.21 et 7.22, on observe une augmentation des dispersions angulaires avec les retards minimaux.

Pour plus de simplicité nous avons, comme pour les angles moyens, utilisé des régressions linéaires tant pour la moyenne que pour l'écart-type des dispersions angulaires (l'équation étant donnée sur les figures respectives). La moyenne et l'écart-type pouvant être reliés aux 2 paramètres de la loi lognormale par les relations A.68, le modèle concernant le domaine angulaire est entièrement spécifié.

L'analyse des dispersions des retards en fonction des retards minimaux ne fait pas apparaître de relation particulière et on propose donc de considérer une seule FDC. Puisque le tableau 7.6 donne les résultats de test pour chaque retard, il est nécessaire de faire un test supplémentaire sur la répartition globale des dispersions des retards (et non plus sur la répartition conditionnée au retard minimal). Les FDC estimées et modélisées sont représentées sur la figure 7.23. Le modèle lognormal n'est pas rejeté par le test de KS.

Comme pour la dispersion des retards, la dispersion Doppler ne dépend pas des retards minimaux. Une analyse globale des répartitions montre que, comme pour le premier groupe, le modèle log-lognormal est valide (le test de KS ne rejette pas cette hypothèse).

La moyenne et l'écart-type des dispersions Doppler sont de 0,29 et 0,18, respectivement.

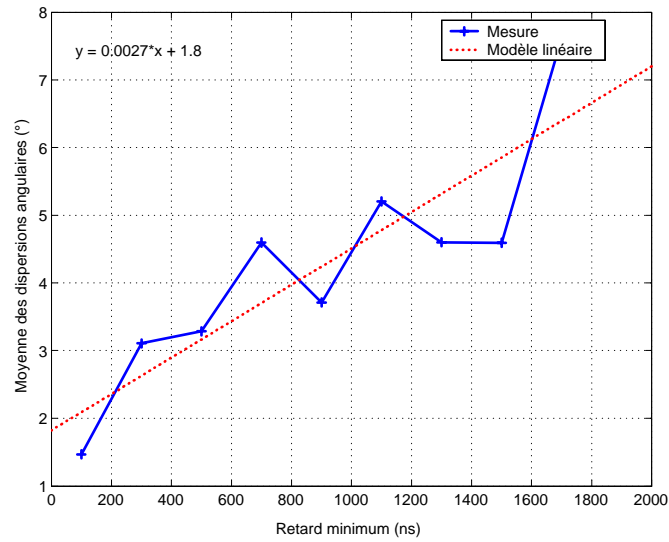


FIG. 7.21 – Moyenne des dispersions angulaires en fonction des retards minimaux

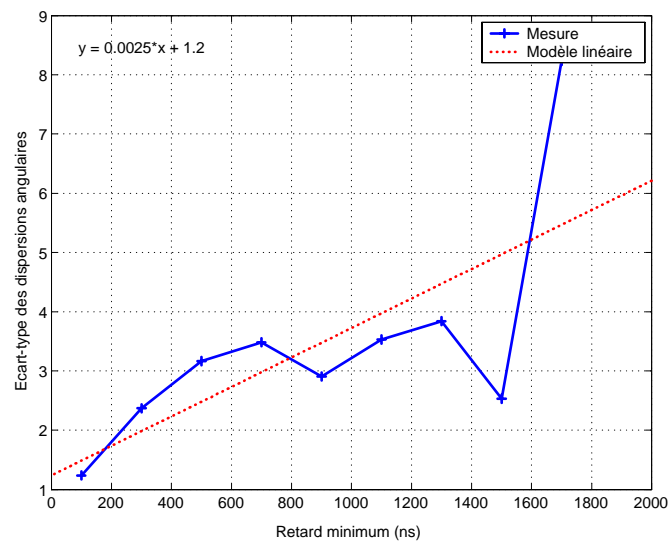


FIG. 7.22 – Moyenne des dispersions angulaires en fonction des retards minimaux

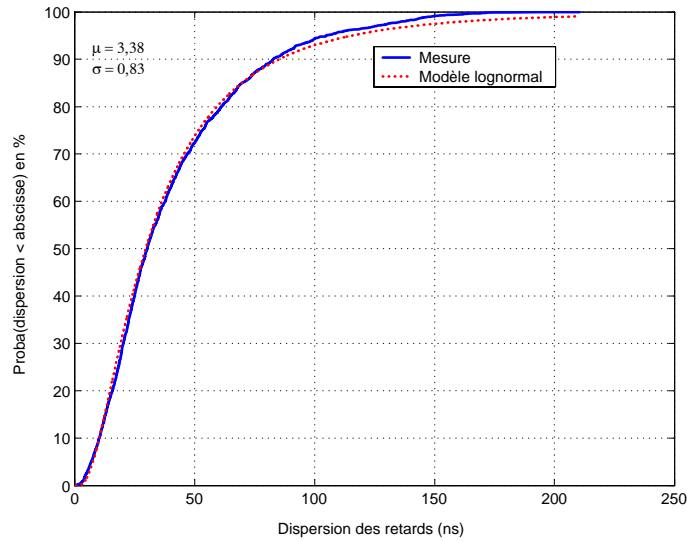


FIG. 7.23 – FDC globale de la dispersion des retards des groupes secondaires

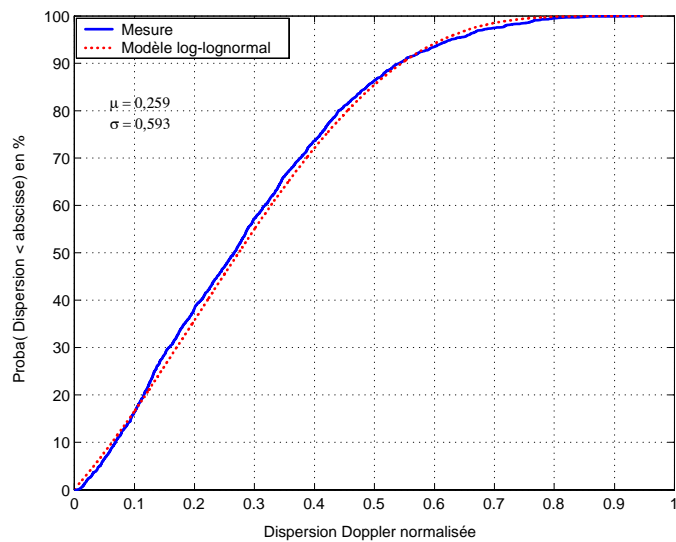


FIG. 7.24 – FDC globale de la dispersion Doppler des groupes secondaires

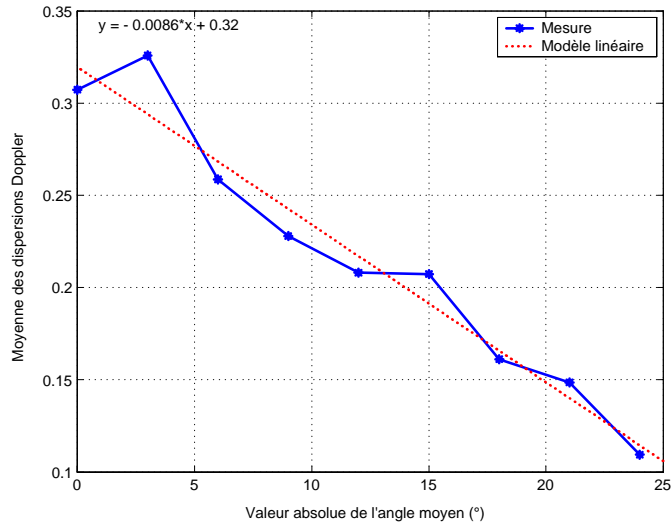


FIG. 7.25 – *Moyenne de la dispersion Doppler en fonction de la déviation angulaire pour les groupes secondaires*

Si la dispersion Doppler ne dépend pas des retards, elle dépend néanmoins des valeurs absolues des angles moyens (déviation angulaire). Un examen plus approfondi montre que la moyenne peut être modélisée par une fonction linéaire de la déviation angulaire. La moyenne des dispersions Doppler et de $\tilde{\sigma}_{\nu, \log}$ sont représentées en fonction de la déviation angulaire sur les figures 7.25 et 7.26.

L'écart-type de la dispersion Doppler et de $\tilde{\sigma}_{\nu, \log}$ est constant et égal à 0,16 et 0,55. Le test de KS ne rejette pas l'hypothèse de loi log-lognormale dans 8 cas sur 9. Le fait que la dispersion Doppler est d'autant plus faible que la déviation angulaire est grande se comprend aisément à partir d'un raisonnement physique. En effet, plus une zone de diffusion est éloignée du Ms, ce qui est le cas quand la déviation angulaire augmente, plus la dispersion angulaire associée à cette zone et vue par le MS a des chances d'être faible.

Ayant défini tout ce qui concernait les dispersions et les positions moyennes conditionnellement aux retards minimaux, il s'agit maintenant de définir les propriétés des puissances de groupes conditionnellement aux retards minimaux et aux angles moyens (la dépendance aux Doppler moyens n'étant pas à prendre en compte comme cela a été évoqué) puis les corrélations entre puissance et dispersion pour chaque retard.

Etant donné le trop petit nombre d'individus, il n'est pas facile d'étudier la répartition de la puissance en fonction des retards et des angles. En réduisant le nombre de classes des retards (échantillonné toutes les 400 ns au lieu de 200 ns) et en définissant des classes angulaires (échantillonnées à 4°), on remarque que la distribution de la puissance est plutôt indépendante des angles moyens. Cela permet de réduire l'étude de la puissance à sa dépendance aux retards minimaux. La moyenne et l'écart-type de la puissance en fonction des retards minimaux de groupe sont donnés sur les figures 7.27 et 7.28.

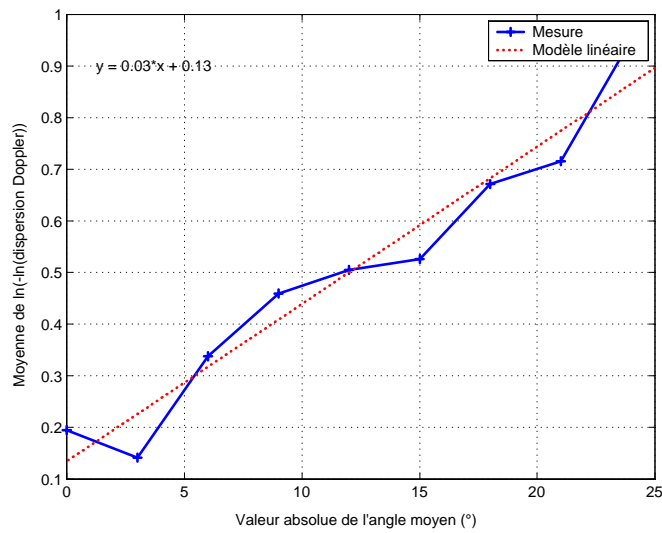


FIG. 7.26 – Moyenne de $\tilde{\sigma}_{\nu, \log}$ en fonction de la déviation angulaire pour les groupes secondaires

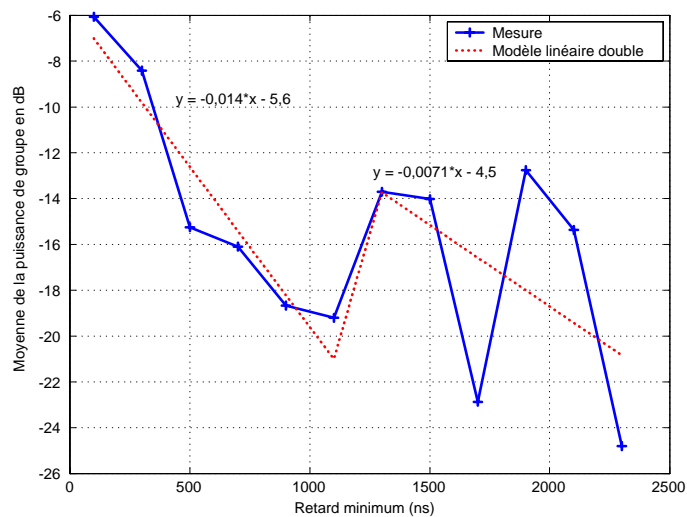


FIG. 7.27 – Moyenne de la puissance conditionnée aux retards minimaux pour les groupes secondaires

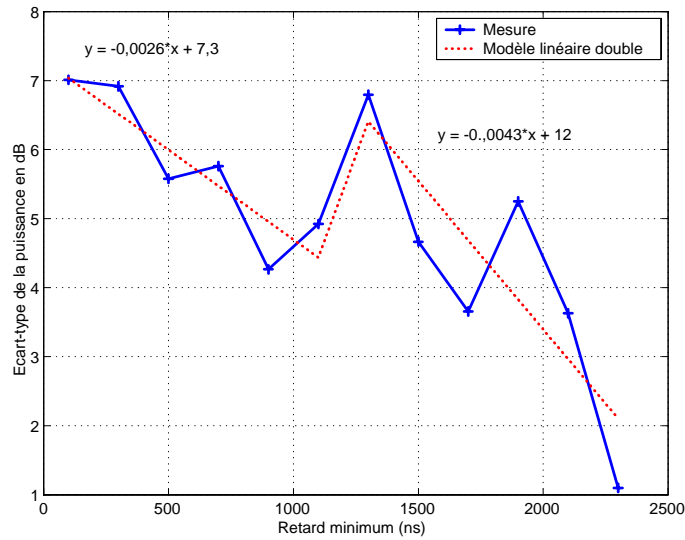


FIG. 7.28 – *Ecart-type de la puissance conditionnée aux retards minimaux pour les groupes secondaires*

	Dispersion Doppler	Dispersion des retards	Dispersion angulaire	P dB
Dispersion Doppler	1	-0,17	-0,40	0,00
Dispersion des retards	-0,22	1	0,20	0,13
Dispersion angulaire	-0,44	0,24	1	-0,32
Puissance en dB	0,11	-0,1	-0,22	1

TAB. 7.7 – *Corrélation entre les dispersions et la puissance associées aux groupes secondaires*

Un modèle doublement linéaire pour la moyenne et l'écart-type des puissance en dB est proposé. Ce modèle linéaire sur la moyenne des puissances en dB signifie que la puissance moyenne en linéaire suit approximativement une double loi exponentielle. Les valeurs de moyenne et d'écart-type de ce modèle représentent les paramètres de la loi gaussienne sur la puissance en dB (loi lognormale sur les puissances en linéaires) et les valeurs linéaires correspondantes peuvent être obtenues à partir de l'annexe A.4 (relations A.67).

L'analyse de la matrice de corrélation entre les paramètres de dispersion et la puissance montre que les éléments de celle-ci ne dépendent ni des retards ni des angles moyens. On fournit alors la corrélation sur l'ensemble des groupes secondaires quels que soient leur retard minimal et leur angle moyen. On retrouve globalement les mêmes tendances que pour le premier groupe (signes des coefficients de corrélation) mais avec des corrélations (en valeur absolue) beaucoup plus faibles.

La corrélation entre la puissance totale et (le logarithme de) la dispersion des retards est plus élevée que la corrélation entre la puissance maximale sur le profil des retards et (le logarithme de) la dispersion des retards (corrélation de 0,35 contre 0,13).

7.6 Modélisation des formes de profil de puissance de groupes

La modélisation de la forme des groupes doit prendre en compte d'éventuelles dépendances aux positions moyennes et/ou dispersions. Dans un premier temps on s'intéresse donc à la modélisation de ces formes conditionnellement aux positions et aux dispersions puis dans un deuxième temps on cherche des relations entre les paramètres de modèle et les paramètres de groupes pour les lois gamma, de VM et VM double. Ce sont les seules lois qui méritent des précisions puisque ce sont les seules dont au moins certains des paramètres (si ce n'est tous) ne sont ni la moyenne (correspondant alors à la position moyenne de groupes) ni l'écart-type (correspondant alors à la dispersion RMS de groupe).

7.6.1 Modèle sur les formes analytiques

Il faut dans un premier temps tester la dépendance entre les 3 domaines (retard, Doppler et angle) des modèles sur les profils de puissance. Ceci revient à tester la dépendance entre variables qualitatives (les variables qualitatives sont les lois des domaines concernés). Plusieurs méthodes d'analyse et de test sont proposées dans [559]. Une analyse visuelle de comparaison des domaines 2 à 2 nous a permis de conclure à l'indépendance entre les domaines (c'est à dire que la connaissance de la forme d'une loi dans un domaine ne nous apporte aucune information concernant la loi dans un autre domaine). Cette indépendance ne signifie pas forcément qu'une loi dans un domaine est indépendante des paramètres de groupes dans un autre domaine. Une analyse approfondie de ce type de dépendance nous montre que la forme de la loi du profil de puissance Doppler dépend du retard minimal de groupe. C'est néanmoins le seul cas de dépendance direct entre domaines différents. Une analyse séparée entre premier groupe et groupes secondaires ne faisant pas apparaître de différences notables, on fait l'étude sur l'ensemble des groupes.

Par contre, les formes de groupes dépendent dans tous les cas des dispersions dans le domaine concerné comme le montrent les figures 7.29 à 7.31.

A part pour la dispersion Doppler où un modèle quadratique est mieux adapté, des modèles linéaires et éventuellement linéaires par morceaux (2 morceaux) ont été choisis. Pour chacune des figures, le modèle de la courbe qui n'est pas précisé peut facilement être déduit en considérant que la somme des probabilités pour chaque valeur de dispersion est égale à 1.

Au dessus d'une dispersion Doppler de $1/\sqrt{2} = 0,707$, le modèle VM n'est théoriquement plus valable (la dispersion maximale est de 0,707 et correspond à la dispersion Doppler associée au spectre de Clarkes), alors que le modèle VM double peut l'être (la dispersion Doppler maximale du modèle VM double est égale à 1), mais la figure 7.29

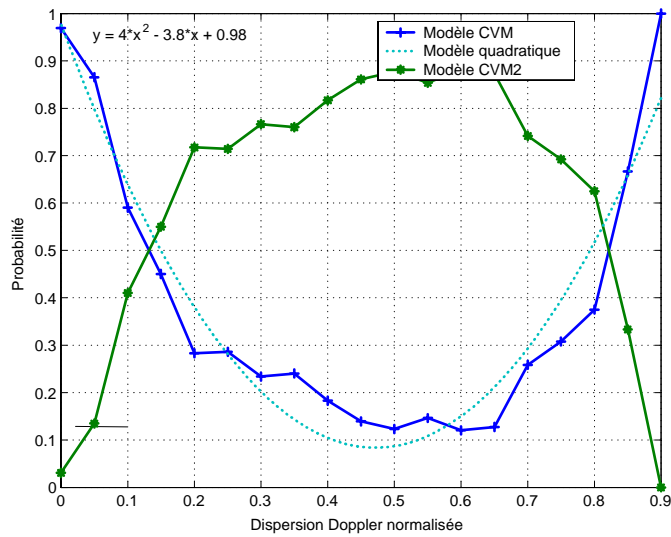


FIG. 7.29 – Probabilité de la loi sur les profils de puissance Doppler conditionnellement à la dispersion Doppler

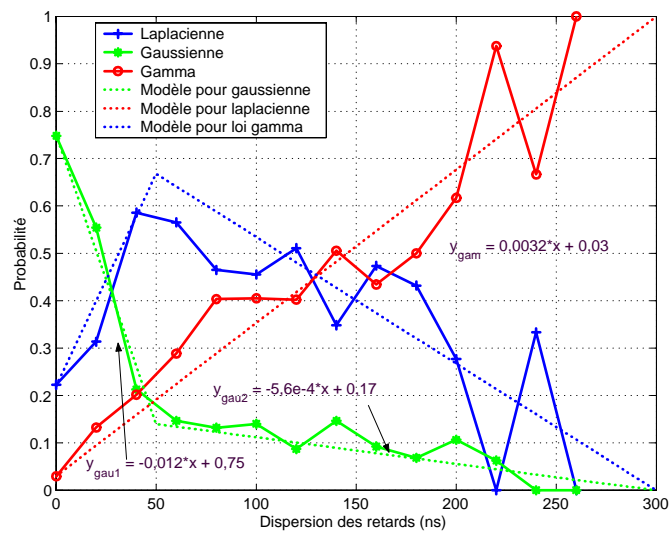


FIG. 7.30 – Probabilité de la loi sur les profils de puissance des retards conditionnellement à la dispersion des retards

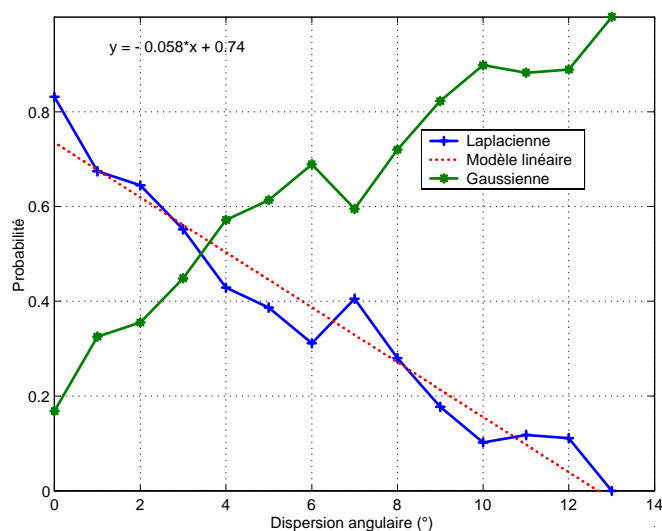


FIG. 7.31 – Probabilité de la loi sur les profils de puissance angulaires conditionnellement à la dispersion angulaire

montre, au contraire, une augmentation de la probabilité d'avoir le modèle VM. On peut relativiser ce problème, d'une part en remarquant que le modèle n'est pas validé sur le critère de la dispersion Doppler le plus adéquat mais sur l'EQMM, et que d'autre part il n'y a que 3% de cas où le Doppler est effectivement supérieur à 0,707. Globalement, le spectre Doppler VM double est donc mieux adapté aux fortes valeurs de dispersion Doppler.

Les groupes, dont les dispersions des retards sont élevées, sont plutôt mieux modélisés par une loi gamma, c'est à dire une loi asymétrique, alors que les groupes de dispersions des retards faibles sont, au contraire, mieux modélisés par les lois symétriques, telle qu'une loi gaussienne ou laplacienne.

Dans le domaine angulaire, le modèle gaussien est d'autant plus probable que la dispersion angulaire est élevée et à partir de 13° , il est certain.

Comme nous l'avons fait remarquer, la forme du profil de puissance Doppler dépend aussi du retard minimal, ce qui est illustré par la figure 7.32.

On remarque que le modèle de VM est d'autant plus probable que le retard minimal est élevé. On rappelle que la dispersion Doppler n'étant pas liée au retard minimal, cette dépendance et celle avec la dispersion Doppler constituent des informations complémentaires non-redondantes. La valeur de probabilité du modèle de VM pour les premiers groupes n'apparaît pas sur cette figure mais elle correspond approximativement à l'extrapolation du modèle linéaire, c'est à dire à une probabilité de 0,23.

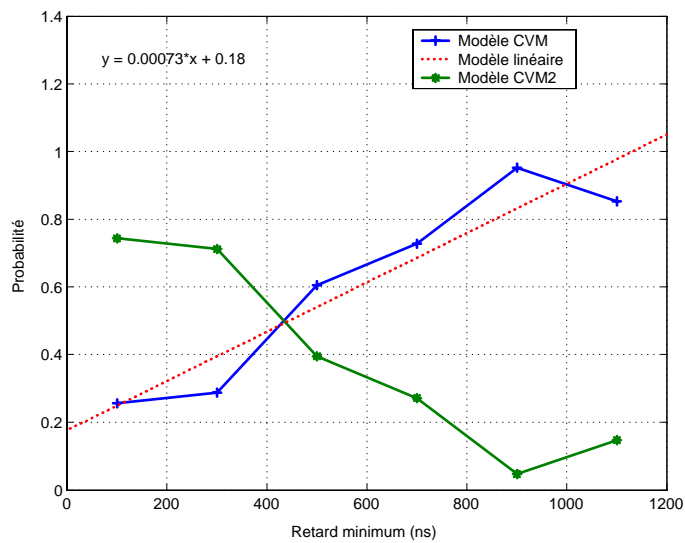


FIG. 7.32 – Probabilité de la loi sur les profils de puissance Doppler conditionnellement au retard minimal

7.6.2 Domaine des retards

L'étalement des retards, c'est à dire le support du profil de puissance des retards, est en moyenne 4,5 fois supérieur à la dispersion des retards et ce quelle que soit la dispersion des retards. Ce paramètre est important en particulier pour les lois symétriques gaussienne et laplacienne puisque la différence entre la valeur moyenne et le retard minimal est égale à la moitié de l'étalement des retards. L'écart-type des lois estimées est, comme prévue, toujours très proche de la dispersion des retards de groupe.

La loi gamma nécessite le paramétrage de sa forme qui est elle même reliée au rapport retard moyen sur dispersion des retards que l'on nomme rapport de forme (voir relation A.73 de l'annexe A.4). Il s'avère que ce paramètre dépend de la dispersion des retards. La moyenne et l'écart-type conditionnels à la dispersion des retards concernant le premier groupe sont donnés par les figures 7.33 et 7.34.

Le rapport de la moyenne sur l'écart-type peut être considéré constant égal à 6,7. La distribution de ce rapport est bien modélisé par une loi gamma dont le rapport de forme est 6,7 ($a = \sqrt{6,7}$) et la moyenne est donnée par la figure 7.33. Dans 12% des cas, le rapport de forme est compris entre 0,999 et 1,001, ce qui signifie que dans 12% des cas le profil de puissance des retards de groupe est approximativement une loi exponentielle. Pour les groupes secondaires, la moyenne est la même mais la relation entre écart-type et moyenne est différente. L'écart-type du rapport de forme est bien modélisé par une loi exponentielle décroissante comme le montre la figure 7.35.

On remarque que le rapport moyenne sur écart-type du rapport de forme est, cette fois, contrairement au cas des premiers groupes, dépendant de la dispersion des retards puisqu'il augmente avec elle.

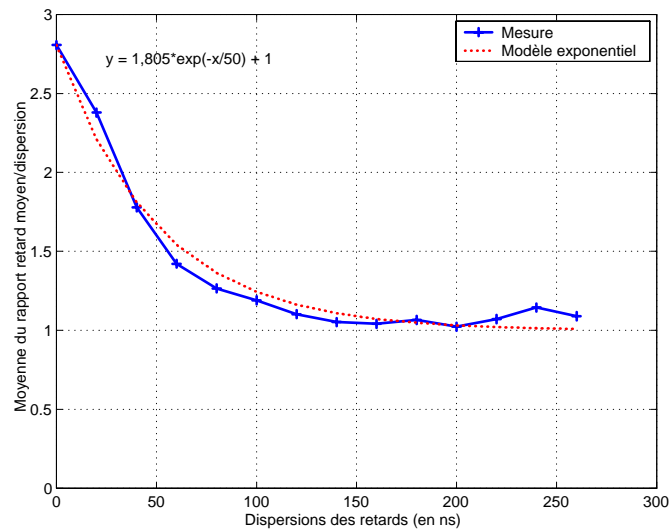


FIG. 7.33 – Moyenne du rapport de forme (retard moyen/dispersion des retards) de la loi gamma

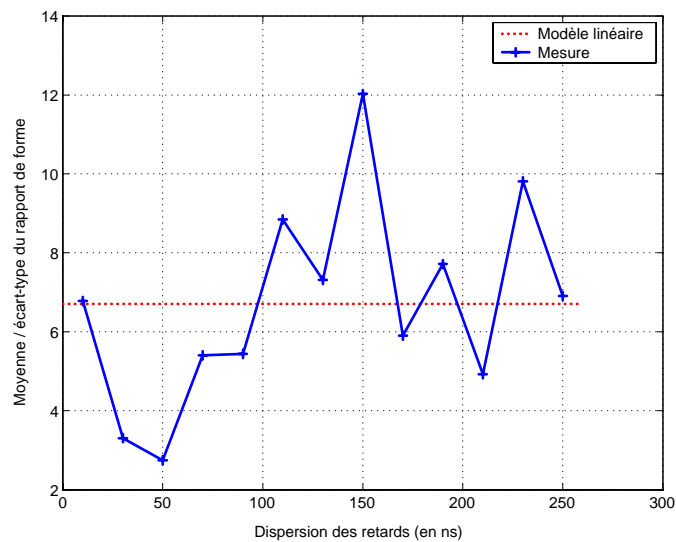


FIG. 7.34 – Moyenne/écart-type du rapport de forme de la loi gamma

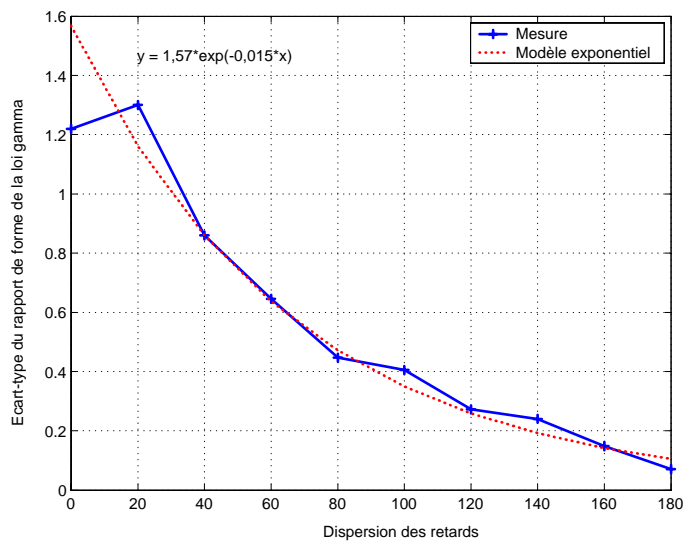


FIG. 7.35 – *Ecart-type du rapport de forme pour la loi gamma et pour les groupes secondaires*

7.6.3 Domaine angulaire

Le seul paramètre à modéliser pour le domaine angulaire concerne le rapport de l'étalement sur la dispersion. Le rapport moyen entre l'étalement angulaire et la dispersion angulaire diminue avec l'augmentation de la dispersion comme le montre la figure 7.36.

Le rapport entre étalement et dispersion angulaire étant suffisamment grand, les dispersions angulaires estimées sur les mesures sont très proches des paramètres de dispersion des lois gaussienne et laplacienne.

7.6.4 Domaine Doppler

Quel que soit le type de profil de puissance Doppler, VM et VM double, leur paramétrage n'est pas simple du fait qu'il n'existe pas de relation simple entre les paramètres de groupe et les paramètres associés à ces 2 modèles. Nous proposons, pour chaque type de profil une méthode particulière de modélisation. La simulation basée sur ces deux modèles montre une excellente adéquation entre les paramètres Doppler de position moyenne et de dispersion Doppler. On se reportera à l'annexe A.4 pour la description analytique du spectre VM et du spectre Doppler associé.

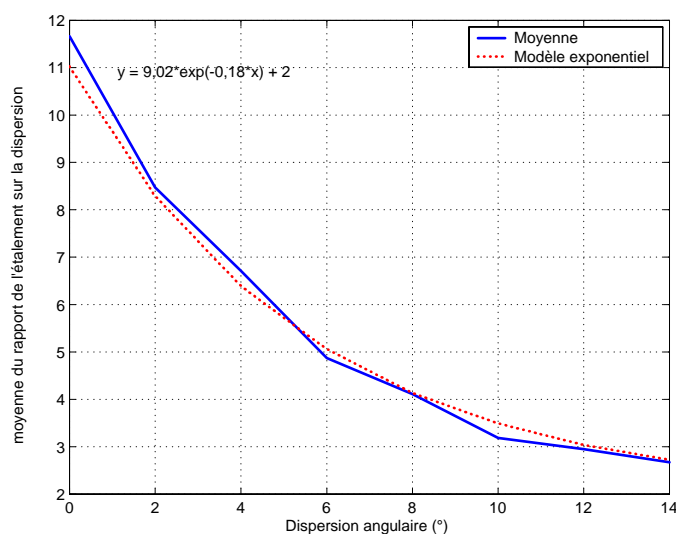


FIG. 7.36 – Dépendance entre l'étalement et la dispersion angulaire.

7.6.4.1 Modèle de Von Mises

On modélise la distribution conditionnelle aux dispersions Doppler du paramètre μ_{vm} puis on détermine d'une manière déterministe le paramètre κ_{vm} en fonction de μ_{vm} et de la dispersion Doppler.

La forme du spectre Doppler, à une symétrie près, ne dépend que du paramètre défini dans la relation A.77 (on a alors μ_{vm} égal à μ'_{vm} , $-\mu'_{vm}$, $\pi - \mu'_{vm}$ ou $\mu'_{vm} - \pi$). On pourra supposer dans toute la suite l'équiprobabilité entre ces 4 valeurs.

Les fonctions de densité de probabilité conditionnelles de $|\mu_{vm}|$ associées aux premiers groupes sont représentées pour plusieurs classes de dispersion Doppler sur la figure 7.37.

Si les mesures ne permettent d'obtenir que $|\mu_{vm}|$ et pas μ_{vm} c'est à cause de l'ambiguïté des réseaux linéaires. On suppose que le signe μ_{vm} à associer à $|\mu_{vm}|$ est équiprobable (positif ou négatif avec la même probabilité). D'après la figure 7.37, on choisit de modéliser le paramètre μ_{vm} par une loi uniforme entre 0 et 2π pour les valeurs de dispersion Doppler inférieures à 0,125 et par un modèle gaussien de moyenne $\pi/2$ et d'écart-type 0,5 (pour $|\mu_{vm}|$, le signe étant équiprobable) pour les valeurs de dispersion Doppler supérieures à 0,125.

Pour les groupes secondaires, le paramètre μ_{vm} ne dépend pas de la dispersion Doppler. Comme le montre la figure 7.38, un modèle gaussien sur μ'_{vm} de moyenne 0,93 et d'écart-type 0,33 est un modèle adéquat. Ce modèle n'est pas rejeté par le test de Ks. Cette répartition signifie qu'il est peu probable que les ondes arrivent dans l'axe de déplacement de Ms ($\mu'_{vm} = 0$), c'est à dire dans l'axe de la rue ou perpendiculairement à celui-ci ($\mu'_{vm} = \pi/2$).

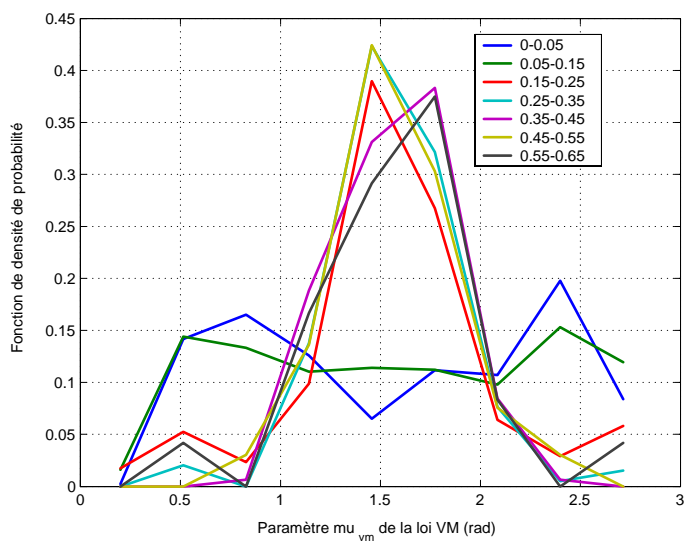


FIG. 7.37 – Fonctions de densité de probabilité du paramètre μ_{vm} estimé conditionnellement à la dispersion Doppler

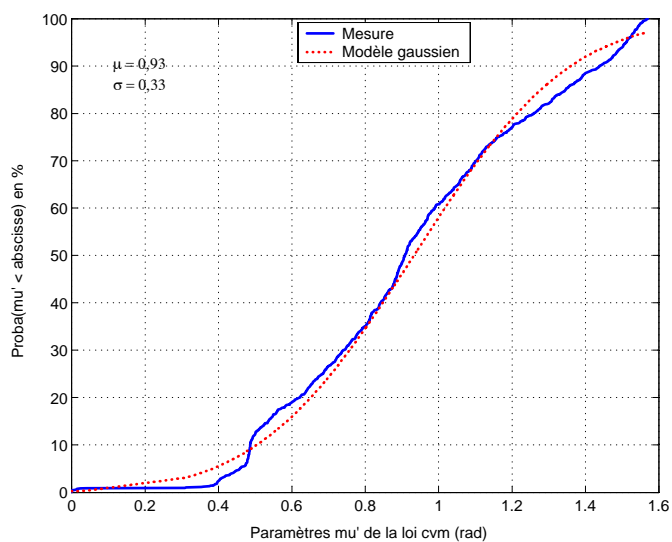


FIG. 7.38 – Répartition du paramètre μ'_{cvm} pour les groupes secondaires

	c_x	b_x	a_x
$x = A$	-0,13	1	0,61
$x = B$	-0,53	1,5	1,2
$x = C$	-0,23	0,28	0,65
$x = D$	-0,33	0,92	0,084

TAB. 7.8 – Coefficients des polynômes du modèle VM

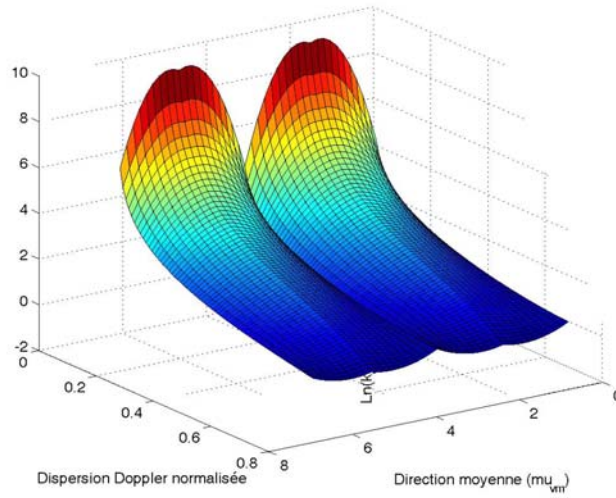


FIG. 7.39 – Logarithme du paramètre κ_{vm} en fonction de paramètre μ_{vm} et de la dispersion Doppler $\tilde{\sigma}_\nu$ pour le modèle proposé

Pour modéliser la relation déterministe entre le paramètre κ_{vm} , le paramètre μ_{vm} et la dispersion Doppler $\tilde{\sigma}_{\nu, \log}$, on choisit un modèle impliquant 4 trinômes du second degré décrivant les coefficients d'un polynôme du troisième degré. Mathématiquement, on a :

$$\ln(\kappa_{vm}) = D(\mu'_{vm}) (\tilde{\sigma}_{\nu, \log})^3 + C(\mu'_{vm}) (\tilde{\sigma}_{\nu, \log})^2 + B(\mu'_{vm}) \tilde{\sigma}_{\nu, \log} + A(\mu'_{vm}) \quad (7.6)$$

où les coefficients D , C , B , et A sont eux-mêmes des fonctions polynomiales (trinôme du second degré) du paramètre μ'_{vm} (où μ'_{vm} varie, on le rappelle de 0 à $\pi/2$). On a, par exemple, pour $D(\mu'_{vm})$:

$$D(\mu'_{vm}) = c_D (\mu'_{vm})^2 + b_D \mu'_{vm} + a_D \quad (7.7)$$

Les $4 \times 3 = 12$ coefficients sont donnés dans le tableau 7.8.

Comme le montrent les figures 7.39 et 7.40, le paramètre κ_{vm} est une fonction déterministe de μ'_{vm} et de la dispersion Doppler. Les paramètres μ'_{vm} et la dispersion Doppler étant des variables aléatoires, le paramètre κ_{vm} est donc aussi une variable aléatoire.

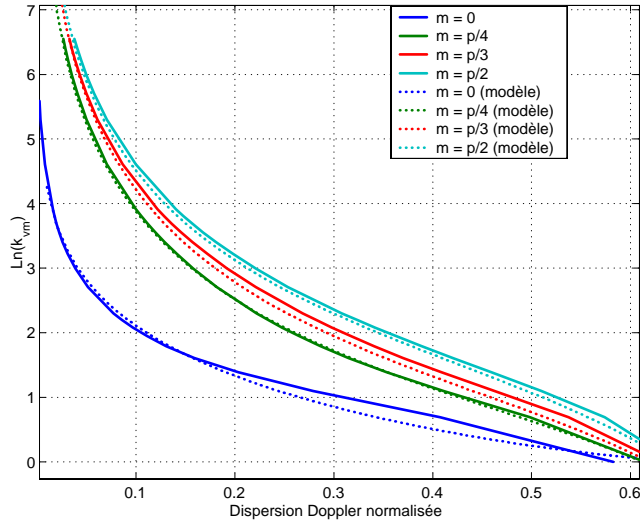


FIG. 7.40 – Adéquation entre modèle et réalité pour le profil de puissance Doppler de VM

L'adéquation de ce modèle polynomiale est vérifiée en simulant le profil de puissance VM pour plusieurs valeurs de μ_{vm} et de κ_{vm} et en calculant la dispersion Doppler RMS correspondante. Les courbes représentées par la figure 7.40 montrent la bonne adéquation du modèle pour quelques valeurs de μ_{vm} . Notons une petite dérive pour des valeurs de dispersion Doppler comprises entre 0,6 et 0,7.

Plus globalement, on peut vérifier que les répartitions statistiques des dispersions Doppler et du Doppler moyen générées par le modèle correspondent à celles des mesures concernées par le modèle VM. Les résultats de simulation pour les premiers groupes (à titre d'exemple) sont donnés sur les figures 7.41 et 7.42 . Ils montrent que la méthode de simulation proposée permet de rendre compte correctement des statistiques. Le modèle associé aux groupes secondaires montre des résultats aussi convaincants.

On peut représenter la méthode de simulation des spectres Doppler de VM (quand la dispersion Doppler est déjà connue) par le synoptique de la figure 7.55.

7.6.4.2 Modèle de Von Mises double

Le modèle de VM double comporte 5 paramètres. Le modèle exploite des résultats concernant le modèle à 2 trajets spéculaires. La dispersion RMS d'un tel modèle s'exprime en fonction de l'écart de position Δx et du rapport de puissance α entre les 2 trajets par :

$$\sigma_x = \Delta x \frac{\sqrt{\alpha}}{1 + \alpha} \quad (7.8)$$

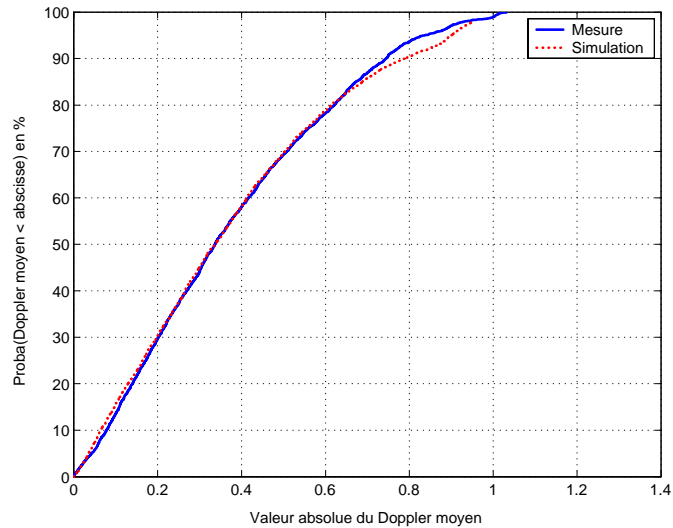


FIG. 7.41 – Répartitions du module du Doppler moyen des mesures et de celui généré par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM - Cas des premiers groupes

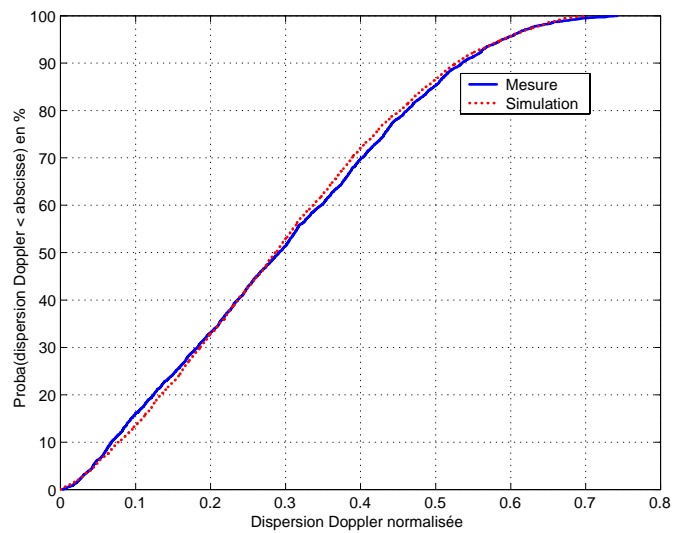


FIG. 7.42 – Répartitions de la dispersion Doppler des mesures et de celle générée par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM - Cas des premiers groupes

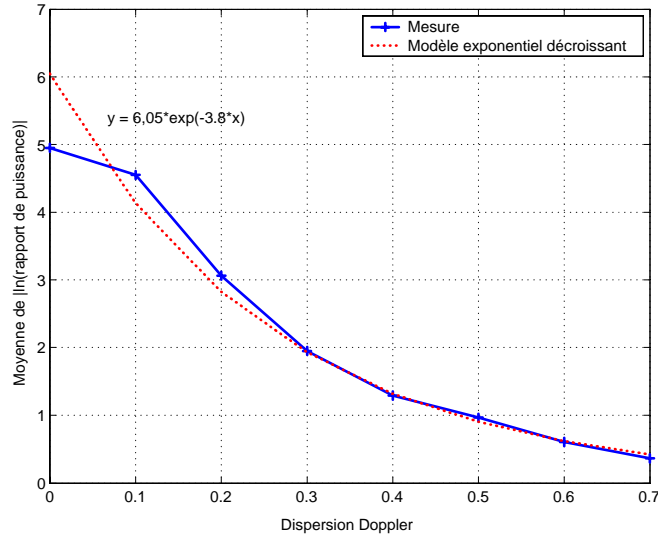


FIG. 7.43 – Moyenne de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle de VM double - Premiers groupes

Dans notre contexte, on définit l'étalement par :

$$\Delta x = |\cos(\mu_{vm,1}) - \cos(\mu_{vm,2})| \quad (7.9)$$

où $\mu_{vm,1}$ et $\mu_{vm,2}$ sont les paramètres de position centrale associés à chacune des 2 lois VM composant le profil de puissance de VM double.

En définissant, en plus, α comme le rapport des énergies associées aux 2 lois, on trouve une très grande dépendance entre σ_x et la dispersion Doppler (corrélation de 0,91). Partant de ce constat, on cherche à modéliser la répartition du rapport de puissance en fonction des dispersions Doppler. Une fois que le rapport de puissance et la dispersion RMS Doppler sont connus, l'écart Δx est calculé à partir de la relation 7.8. Dans le modèle de VM double, la valeur $|\mu_{vm,1}|$ est inférieure à $\pi/2$ et la valeur $|\mu_{vm,2}|$ est comprise entre $\pi/2$ et π . Comme on peut s'y attendre les répartitions de $|\mu_{vm,1}|$ et de $\pi - |\mu_{vm,2}|$ sont équivalentes.

La répartition de la valeur absolue du logarithme du rapport de puissance est bien modélisée par une loi gamma (le signe de $\ln(\alpha)$ est équiprobable). Les paramètres de cette loi gamma dépendent de la dispersion Doppler. Les moyennes et écart-types de $|\ln(\alpha)|$ sont représentés pour les premiers groupes par les figures 7.43 et 7.44 et pour les groupes secondaires par les figures 7.45 et 7.46.

Le modèle sur la moyenne est identique pour les 2 types de groupes alors que le modèle sur les écart-types diffère d'un cas à l'autre (modèle linéaire par morceaux pour les premiers groupes et modèle exponentiel pour les groupes secondaires).

A partir de la dispersion et du rapport de puissance, on peut obtenir par l'intermédiaire de la formule 7.8, l'écart entre les cosinus des paramètres $\mu_{vm,1}$ et $\mu_{vm,2}$. La

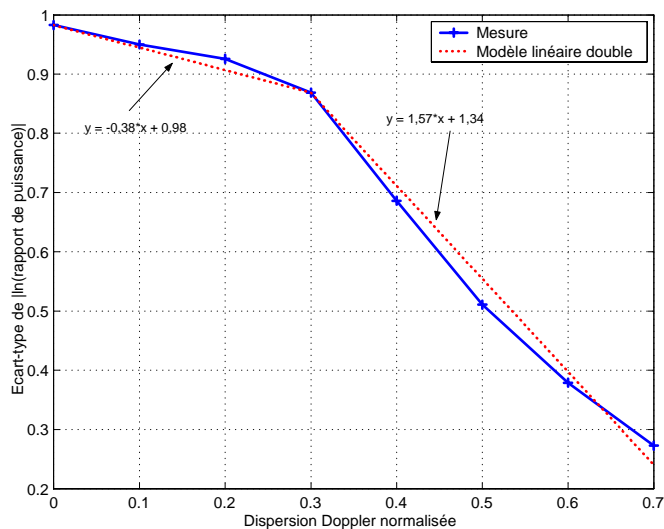


FIG. 7.44 – *Ecart-type de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle VM double - Premiers groupes*

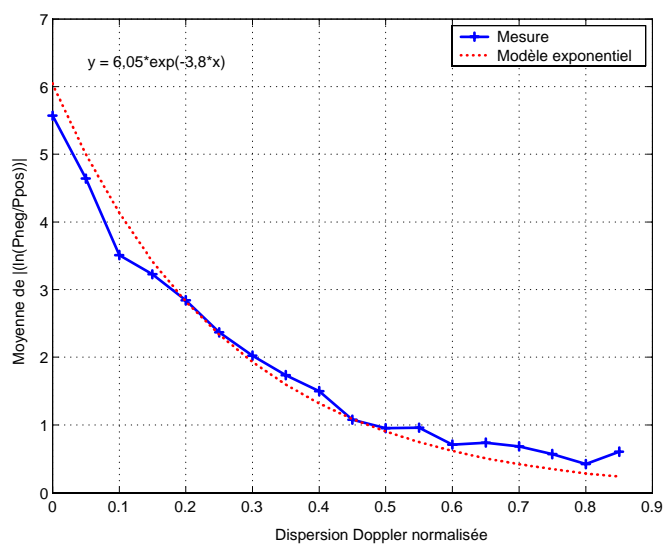


FIG. 7.45 – *Moyenne de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle de VM double - Groupes secondaires*

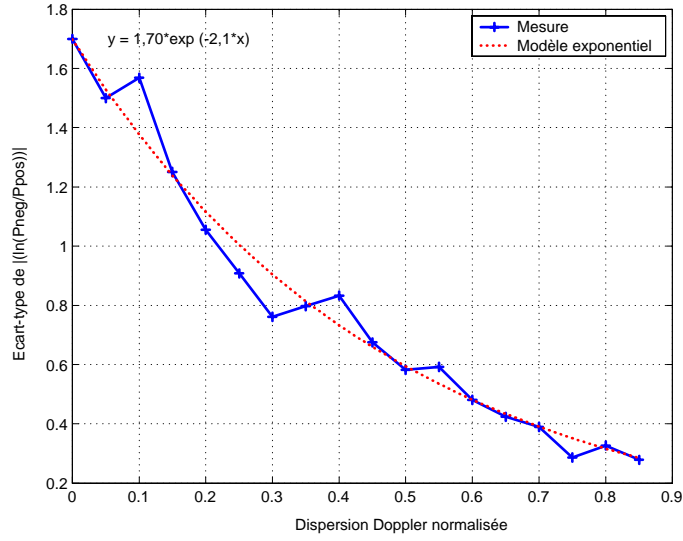


FIG. 7.46 – *Ecart-type de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle de VM double - Groupes secondaires*

répartition de $\mu'_{vm,1} = |\mu_{vm,1}|$ et de $\mu'_{vm,2} = \pi - |\mu_{vm,2}|$ est bien modélisée par une distribution gaussienne comme le montrent les figures 7.47 et 7.48. Les paramètres de ces deux lois gaussiennes sont approximativement identiques.

Le modèle gaussien n'est pas rejeté par le test de KS dans les 2 cas. Quand un des 2 paramètres a été tiré aléatoirement, l'autre est calculé d'une manière déterministe par la relation 7.9 si cela est possible ($-1 < \cos(\mu_{vm,1}) - \Delta x < 0$), et si cela n'est pas possible un nouveau tirage aléatoire sur les paramètres $\mu_{vm,1}$ et $|\ln(\alpha)|$ est effectué (et cela jusqu'à tant que $\mu_{vm,2}$ puisse être déduit).

Lorsque le modèle à 2 trajets est paramétré, il reste à associer les paramètres $\kappa_{vm,1}$ et $\kappa_{vm,2}$ afin d'obtenir le modèle VM double. Un modèle simple, où ces deux paramètres sont non-seulement indépendants entre eux mais aussi indépendants de la dispersion Doppler, a été testé mais, après son évaluation par simulation, il s'avère qu'il produit un biais sur les dispersions Doppler. Pour cette raison, on suppose, après observation, que les variables aléatoires $\kappa_{vm,1}$ et $\kappa_{vm,2}$ sont indépendantes, gaussiennes et identiquement distribuées mais que leur moyenne et leur écart-type sont une fonction linéaire de la dispersion Doppler. Les modèles sur la moyenne et sur l'écart-type sont représentés sur les figures 7.49 et 7.50 pour les premiers groupes et sur les figures 7.51 et 7.52 pour les groupes secondaires.

On voit apparaître une remontée des valeurs moyennes et une diminution des écart-types des paramètres $\kappa_{vm,1}$ et $\kappa_{vm,2}$ pour les dispersions élevées ($>0,6$). Cela peut venir du fait que pour ces dispersions se rapprochant de 1, le modèle doit tendre vers le modèle à 2 trajets spéculaires (d'égal puissance) et pour cela les valeurs de $\kappa_{vm,1}$ et $\kappa_{vm,2}$ doivent tendre vers l'infini.

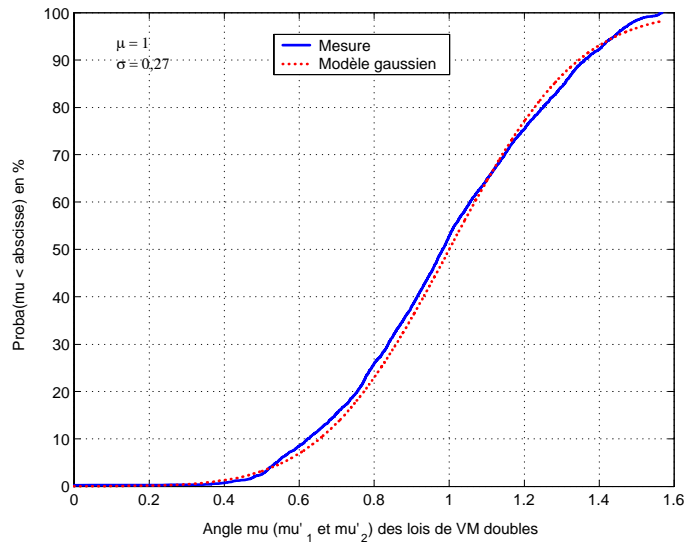


FIG. 7.47 – Paramètres d'angle moyen ($\mu'_{vm,1}$ ou $\mu'_{vm,2}$) de la loi de VM double - Premiers groupes

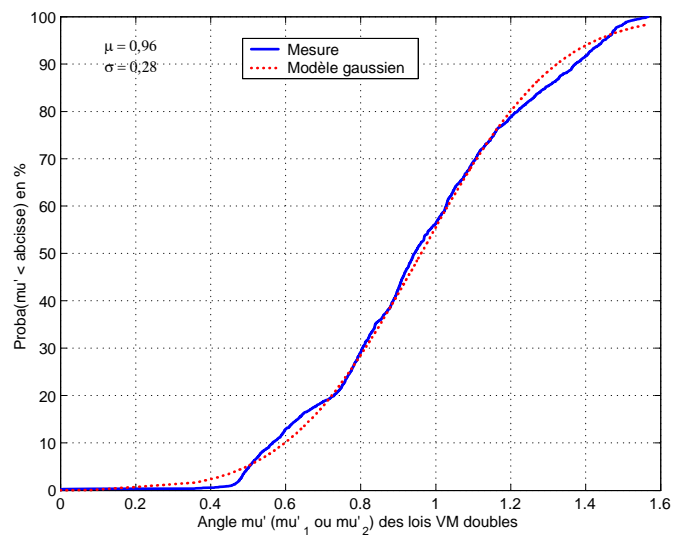


FIG. 7.48 – Paramètres d'angle moyen ($\mu'_{vm,1}$ ou $\mu'_{vm,2}$) de la loi VM double - Groupes secondaires

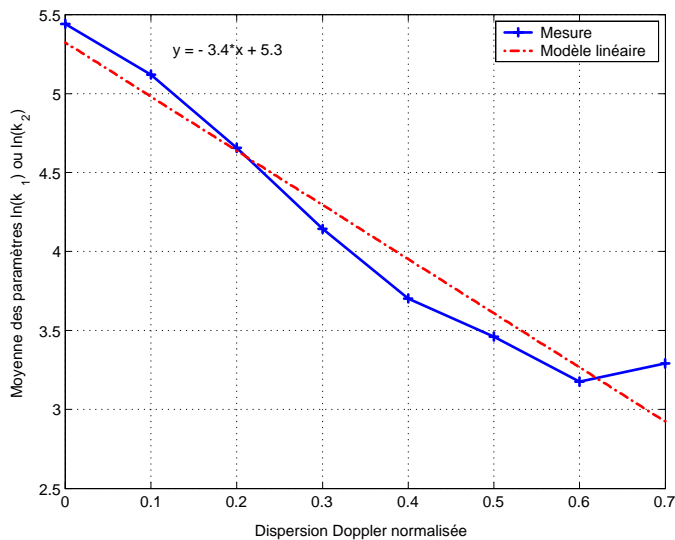


FIG. 7.49 – Moyenne de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associée au modèle de VM double - Premiers groupes

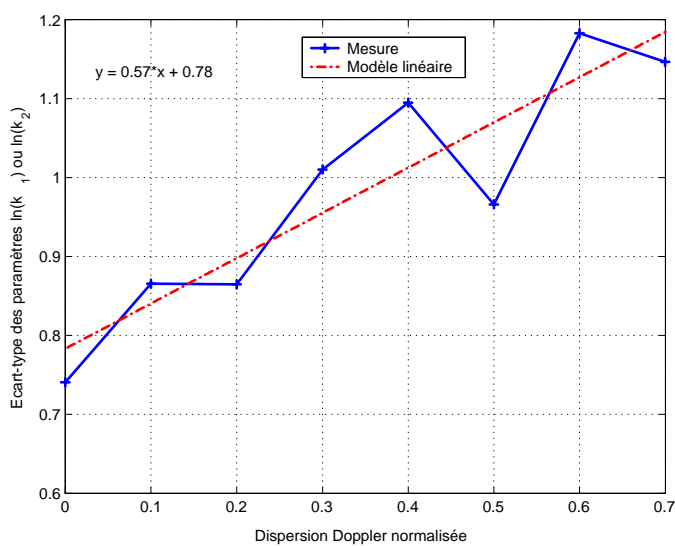


FIG. 7.50 – Ecart-type de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associé au modèle Vm double - Premiers groupes

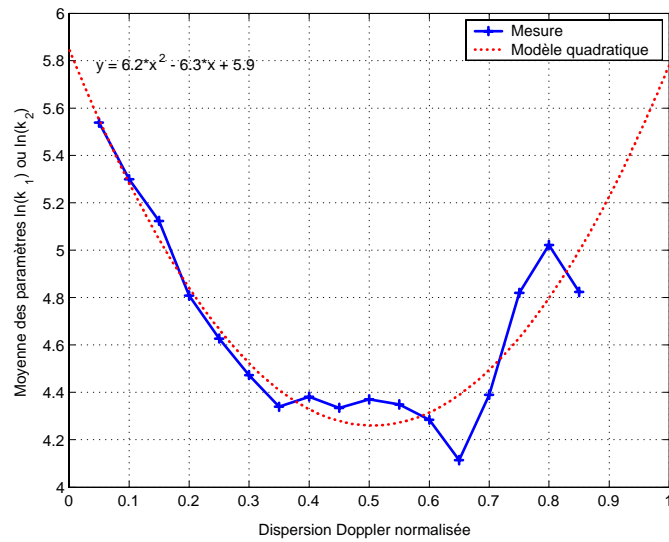


FIG. 7.51 – Moyenne de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associés au modèle VM double - Groupes secondaires

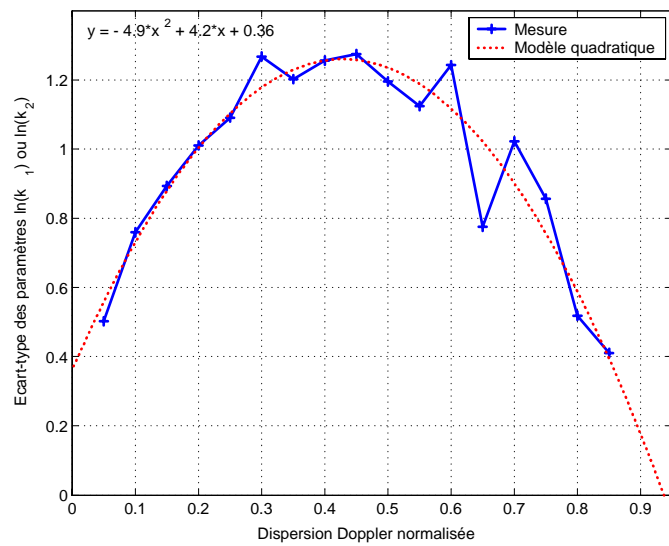


FIG. 7.52 – Ecart-type de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associés au modèle CVM double - Groupes secondaires

Une analyse par simulation nous montre que les répartitions des dispersions Doppler du modèle proposé et celle des mesures sont très proches (figure 7.53 pour les premiers groupes et figure 7.54 pour les groupes secondaires).

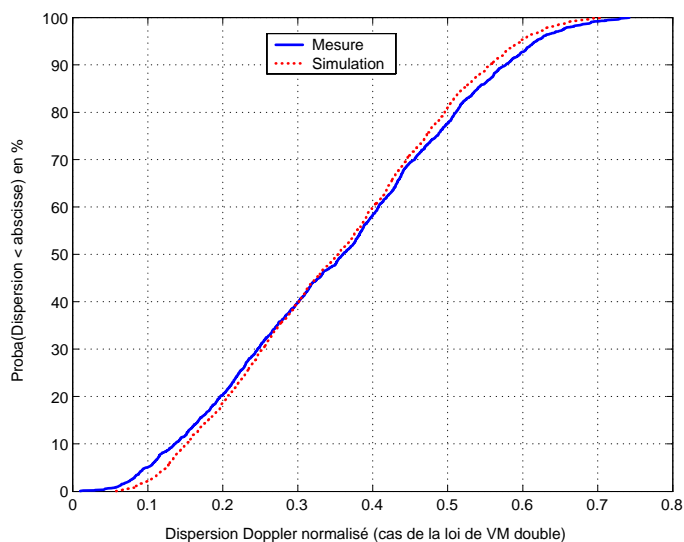


FIG. 7.53 – Répartition de la dispersion Doppler des mesures et de celle générée par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM double - Premiers groupes

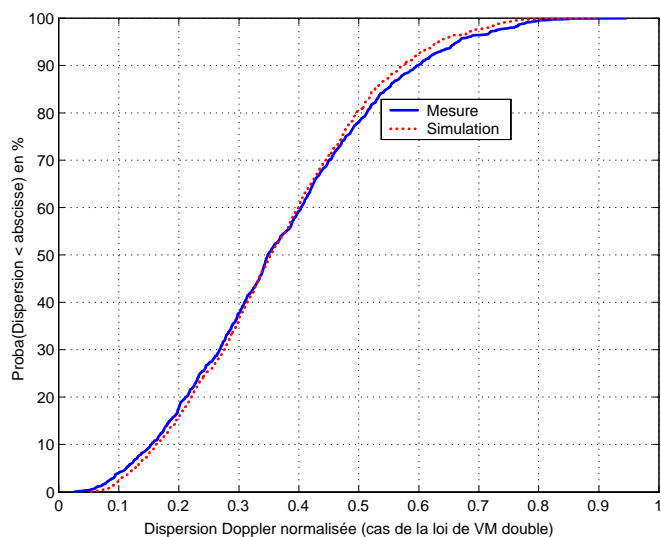


FIG. 7.54 – Répartitions de la dispersion Doppler des mesures et de celle générée par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM double - Groupes secondaires

On peut résumer la méthode de simulation des spectres Doppler de VM doubles (quand la dispersion Doppler est connue) par le synoptique de la figure 7.55.

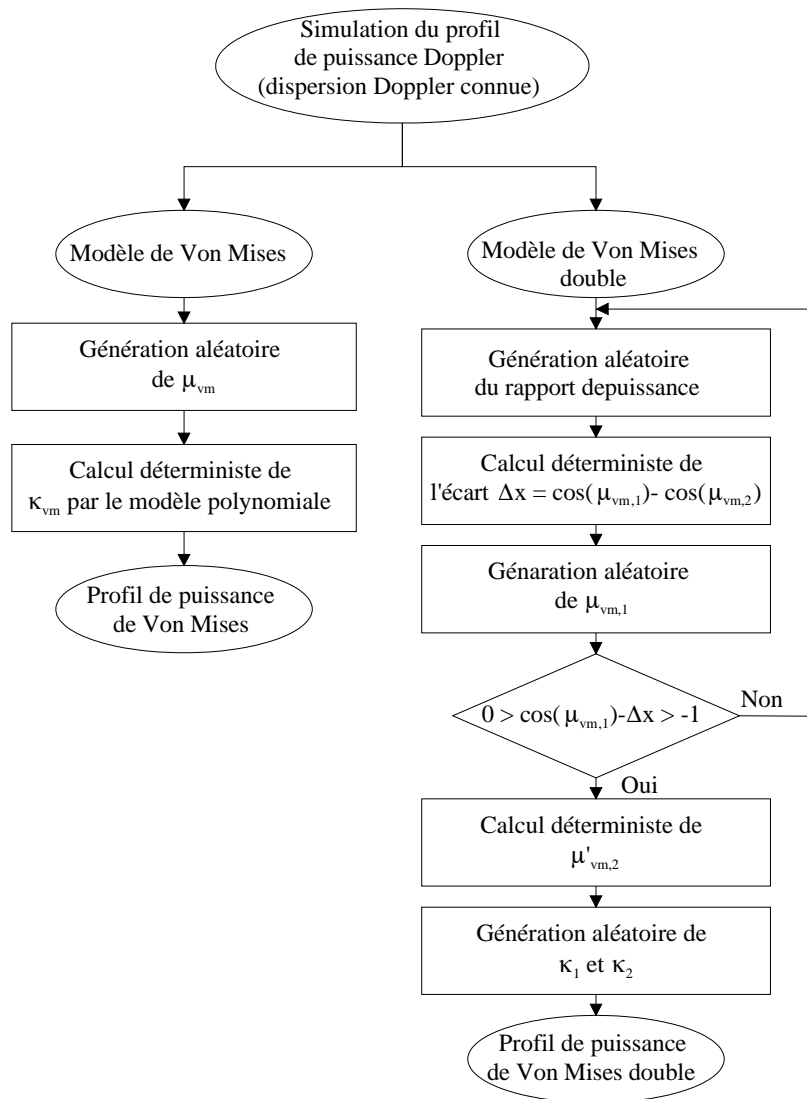


FIG. 7.55 – Synoptique de simulation du profil de puissance Doppler pour les 2 modèles VM et VM doubles (avec la connaissance de la dispersion Doppler)

7.7 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de montrer comment à partir d'une campagne de mesure, on pouvait paramétrer le modèle stochastique présenté dans le chapitre 6.

Nous avons tout d'abord présenté la campagne de mesures. Ces mesures ont été faites en environnement suburbain par FTR&D Belfort avec le sondeur SIMO large bande de FTR&D [562]. L'antenne multicateur de réception est placée largement au dessus du niveau des toits ce qui rend la configuration de la liaison de type macrocellulaire. Plusieurs méthodes d'analyses ont été développées et des résultats concernant cette campagne sont présentés dans [547, 561].

Nous avons présenté une méthode originale d'estimation des fonctions caractéristiques d'ordre deux du canal dans le cas non-stationnaire dans le temps (en effet les parcours de la station mobile étant de 27 m, l'hypothèse WSS n'est plus valide). Cette méthode est basée, en particulier, sur le fait que pour chaque intervalle de résolution dans le plan retard-Doppler, la dispersion angulaire est nulle. L'hypothèse que le mouvement des diffuseurs, s'il est présent, a une influence négligeable sur les fonctions de canal (ce qui est conforté par une pré-analyse des mesures), nous a permis d'analyser le domaine spatial au niveau de la station mobile en plus du domaine spatial au niveau de la station de base de réception. Cette caractérisation statistique doublement directionnelle s'inscrit donc dans un contexte MIMO.

Les parties suivantes ont concerné la modélisation par groupe de trajets en prenant en compte tant l'aspect large bande (retard de trajets et de groupes) que l'aspect spatial au niveau des deux sites (direction des trajets conjointement des deux côtés de la liaison). Nous avons, dès que cela était nécessaire, envisagé une étude séparée entre les premiers groupes et les groupes secondaires.

Tout d'abord, nous avons identifié les groupes. Des méthodes de classification automatique développées dans [561] n'ayant donné de résultats convaincants que pour certaines mesures, nous sommes finalement restés sur une identification visuelle qui elle est plus robuste bien que moins universelle. A partir de méthodes d'optimisation non linéaires et de critères adaptés, nous avons effectué un choix quant aux formes analytiques les mieux adaptées pour chacun des profils de puissance marginaux de groupes.

Nous avons successivement décrit les modèles concernant le nombre de groupe par réponse, les paramètres caractéristiques de groupes (retards moyens, angles moyens, dispersions des retards...) et leurs éventuels interdépendances, ainsi que les formes analytiques de profil de puissance, et plus particulièrement, leurs paramètres respectifs. Une dépendance de la plupart des paramètres au retard de groupe a été constatée. Un modèle particulièrement bien adapté à la répartition de la dispersion Doppler a été proposé et validé.

La modélisation de la dépendance des formes analytiques et de leurs paramètres aux paramètres caractéristiques du canal, et en particulier aux dispersions RMS, a abouti à des modèles originaux en particulier dans le domaine Doppler où deux méthodes de modélisation du spectre angulaire (spectres anisotropiques basés sur la FDP de Von Mises), au niveau du site mobile, ont été proposées et validées.

L'ensemble de ces modèles se caractérise par la prise en compte de la dépendance entre les différentes dimensions (retard, Doppler, angles au niveau de la station Mobile et au niveau de la station de base). Cette dépendance est importante à prendre en compte pour

les systèmes exploitant la dimension temporelle conjointement à la dimension spatiale, comme c'est le cas des systèmes MIMO large bande.

Cette étude a débouché sur un modèle réaliste, pouvant être exploité par la méthode de simulation du chapitre 6 pour les applications MIMO large bande, utilisant la diversité d'espace dans le plan horizontal.

Conclusion

Ces dernières années, les travaux de recherche sur les communications sans fil ont été marquées par l'apparition des techniques de transmission MIMO. Ces techniques sont aujourd'hui reconnues pour l'amélioration qu'elles peuvent apporter aux liaisons numériques en terme de débit et/ou de qualité. Dans ce contexte, un intérêt particulier doit être porté à l'étude du canal de transmission. Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans ce cadre. Il a pour objectif la caractérisation et la modélisation spatio-temporelles du canal de propagation. Cette étude trouve une importance encore plus grande dans le contexte MIMO, sachant que les performances de ces systèmes sont largement tributaires du canal et de ses caractéristiques. Généralement, les études menées sur la conception des systèmes s'appuient sur des modèles simplifiés du canal MIMO. Le travail présenté ici, et développé dans le cadre des projets SIMPAA et ANVAR, a pour but d'aboutir à un modèle suffisamment général et plus proche de la réalité physique. Il a aussi pour objectif de proposer un cadre théorique de la caractérisation et de l'approche de modélisation.

La caractérisation et la modélisation du canal étant envisagées dans un contexte système, il apparaissait important de présenter une synthèse bibliographique sur les différents aspects des communications sans fil, en plus d'une synthèse portant directement sur l'étude du canal. Ainsi, dans les deux premiers chapitres, nous avons présenté un état de l'art assez complet sur le sujet. En effet, malgré l'abondance des travaux publiés sur le sujet des télécommunications sans fil, peu proposent une vision globale prenant en compte simultanément les différents aspects d'une chaîne de communication tout en les replaçant dans leur contexte historique.

Le premier chapitre a mis en évidence les découvertes scientifiques qui ont ponctué le développement des différents systèmes de communications. Il aide à mieux comprendre le cheminement qui a permis d'aboutir aux systèmes spatio-temporels actuels et en particulier aux systèmes MIMO. Ce chapitre permet aussi de mieux cerner les besoins en terme de connaissances sur le canal de propagation qu'implique l'étude de ces systèmes.

Le deuxième chapitre présente plus spécifiquement les études expérimentales sur le canal de propagation à trajets multiples, menées depuis les années 50 dans le contexte des liaisons cellulaires terrestres. Il donne un aperçu sur l'évolution des recherches en terme de caractérisation du canal, notamment l'évolution des gammes de fréquences, des environnements et des caractéristiques étudiées. En particulier, il fait apparaître la forte corrélation entre les études systèmes et les études liées au canal. Il permet aussi de noter que les études concernant le domaine spatial du canal ne sont pas nouvelles. En effet, les

premières applications, qui ont porté sur la diversité spatiale ou de polarisation avec 2 antennes, remontent à quelques dizaines d'années. Depuis, l'évolution de ces techniques a été ponctuée par la recherche de connaissances de plus en plus précises sur le canal, en passant de la bande étroite, à la large bande et des applications SISO aux applications MIMO.

Les trois chapitres suivants apportent une contribution dans le domaine de la caractérisation du canal de transmission MIMO, tant du point de vue physique (chapitre 3 et 4) que du point de vue signal (chapitre 5). Ces chapitres s'appuient en particulier sur une approche séparant les réseaux d'antennes, qui font partie du système, du canal de propagation.

Cette séparation nécessite le rappel des notions sur les phénomènes de propagation des ondes radioélectriques et sur les antennes en appuyant sur la notion de réseau d'antennes, composante essentielle des systèmes MIMO. Ceci constitue l'objet de notre travail présenté dans le chapitre 3. Il montre, en particulier, que les modèles d'ondes planes et sphériques réelles sont suffisants pour notre application. D'autre part, nous avons présenté comment il était possible de caractériser et modéliser les antennes, afin de prendre en compte la dimension spatiale, polarisation incluse, ainsi que la rotation des antennes affectant, en particulier, les systèmes mobiles.

Dans le chapitre 4, nous proposons une approche physique et globale de caractérisation et de modélisation du canal de propagation. Cette approche est basée sur une décomposition en trajets élémentaires et permet de prendre en compte toutes les dimensions du canal, c'est à dire le temps, la fréquence, les dimensions spatiales de positions, de direction et de polarisation à l'émission et à la réception. Nous avons démontré la possibilité de décrire le canal par un ensemble fini de paramètres associés aux trajets. Bien que le modèle en zone locale soit connu, l'originalité de ce chapitre est dans la démarche entreprise permettant d'y aboutir et dans la définition de ses conditions de validité, notamment l'extension à un contexte MIMO de l'hypothèse d'onde plane. A la fin de ce chapitre, des résultats concernant le canal de transmission MIMO, large bande et variant dans le temps, sont donnés en prenant en compte la rotation éventuelle des réseaux d'antennes au cours du temps.

Le chapitre 5 porte plus particulièrement sur la caractérisation spatio-temporelle du canal et la définition des fonctions le décrivant dans le cas déterministe et stochastique. Par rapport au chapitre 4, la principale contribution ici concerne l'extension de l'approche de Bello [10], en mettant à un pied d'égalité les domaines spatial, polarisation incluse, et temporel. Si quelques hypothèses apportées par la connaissance de la structure spatio-temporelle sont prises en compte, ce travail reste assez général pour pouvoir s'appliquer à n'importe quel type de canal. Ce développement, portant sur le canal de propagation (hors antennes), peut prendre en compte sans difficultés les antennes pour aboutir à un canal de transmission matriciel MIMO. Ce chapitre donne, en particulier, les conditions de validité et les limites concernant l'utilisation d'un spectre angulaire pour caractériser le canal. D'autre part, nous avons montré, en particulier, que la notion de spectre angulaire de transfert, doublement directionnel, n'est valide que localement et qu'il faut donc pour rester dans un contexte général d'application, définir un spectre angulaire de transfert

variant dans l'espace. Nous avons aussi, dans ce chapitre, appuyé sur les différences et les similitudes entre les structures temporelles et spatiales du canal. La principale différence concerne la propriété de sous-étalement valable dans le domaine temporel mais pas dans le domaine spatial. C'est en particulier cette constatation qui nous permet de définir des fonctions caractéristiques du second ordre statistique, ayant un sens physique et surtout sur lesquelles il est possible de définir des hypothèses simplificatrices telle que la stationnarité spatiale. Enfin, dans le cas stationnaire, nous avons introduit les principaux paramètres liés aux différents domaines permettant de synthétiser l'information sur les fonctions de canal.

Les deux derniers chapitres traitent du problème de la modélisation et de la simulation du canal et sont par là même, plus directement liés aux projets SIMPAA et ANVAR. Sur la base des chapitres précédents et en particulier, du chapitre 4, ils fournissent des résultats permettant de simuler une chaîne de communication MIMO avec un canal de transmission réaliste, ce qui répond à un besoin réel des concepteurs de systèmes.

Dans le chapitre 6, nous avons présenté une structure de simulation basée sur le modèle en zone locale, introduit dans le chapitre 4. Néanmoins, l'objectif de ce simulateur étant de fournir des simulations à long terme, nous avons proposé une adaptation du modèle en zone locale. Cette adaptation consiste à ajouter des périodes d'existence de rayons ainsi que des variations temporelles des paramètres de rayons. La méthode de simulation permet de prendre en compte n'importe quel type d'antennes. L'approche de simulation numérique proposée est basée sur un double échantillonnage temporel permettant de limiter la quantité de calcul pour obtenir la matrice des fonctions de transfert variant dans le temps. En deuxième étape, la simulation de l'effet du canal sur le signal d'entrée a été développée. Partant du fait que le canal à simuler est sous-étalé, une méthode basée sur la STFT discrète a permis d'effectuer la transformation du signal d'entrée par le canal dans le domaine fréquentiel. D'autre part, un modèle stochastique à groupes de trajets est proposé dans le but de décrire les paramètres des rayons utiles à la simulation. Il permet de prendre en compte les apparitions/disparitions à deux échelles différentes, d'une part pour les groupes de trajets et d'autre part pour les trajets à l'intérieur des groupes.

Le chapitre 7 a porté sur le paramétrage du modèle théorique, décrit dans le chapitre 6, en se basant sur des résultats de mesures. Les mesures traitées dans ce chapitre ont été réalisées par FT R&D en environnement suburbain (de type macrocellulaire) à l'aide d'un sondeur SIMO large bande. Nous avons proposé une méthode originale d'estimation des fonctions caractéristiques d'ordre deux du canal dans le cas non-stationnaire dans le temps (non WSS). Dans le cas de ces mesures, l'influence du mouvement des diffuseurs s'est avérée négligeable sur les fonctions de canal et a permis d'aboutir à une caractérisation doublement directionnelle MIMO, en exploitant le mouvement linéaire uniforme de l'émetteur. Nous avons montré dans ce chapitre l'existence d'une dépendance entre les domaines retards, direction d'émission et de réception, ce qui conforte sa prise en compte dans le modèle vu au chapitre 6. La modélisation de la dépendance des formes analytiques des profils de puissance de groupes aux paramètres caractéristiques du canal (positions moyennes et dispersions RMS) a abouti à des modèles originaux, en particulier dans le domaine Doppler, où deux méthodes de simulation du spectre angulaire au niveau du site mobile (spectres anisotropiques basés sur la FDP de Von Mises) ont été proposées

et validées. Cette étude a débouché sur un modèle réaliste, pouvant être exploité par la méthode de simulation du chapitre 6 pour les applications MIMO large bande, utilisant la diversité d'espace dans le plan horizontal.

Les perspectives de cette étude sont multiples.

Nous avons réalisé des campagnes de mesures en SIMO et en MIMO dans des environnements urbains de type micro- et macrocellulaire. Des mesures en pénétration et à l'intérieur des bâtiments sont prévues. L'application des approches développées dans le cadre de ce travail pourra être étendue à ces campagnes de mesures afin d'en extraire des modèles.

Par ailleurs, afin de rendre le modèle actuel plus complet, il serait intéressant de pouvoir considérer conjointement la polarisation et la direction des ondes sur les deux sites d'émission et de réception. Ainsi, il serait possible d'exclure complètement l'effet des antennes du milieu de transmission.

Ces travaux s'inscrivent et pourront être poursuivis dans le cadre du projet régional CPER intitulé "PALMYRE" et portant sur la réalisation d'une plate-forme expérimentale de développement de systèmes radioélectriques MIMO.

Par ailleurs, ce travail pourra aider aux développements de simulateurs MIMO logiciels et matériels qui seront d'une grande utilité pour les études systèmes (codage et modulation temps-espace). Dans cette optique, un projet régional PRIRE intitulé "SIMPAA2" vient de démarrer et a pour but de compléter le projet SIMPAA et de l'étendre aux réseaux locaux sans fil (WLAN).

Annexes

A.1 Repère spatial et systèmes de coordonnées

Afin de représenter la position spatiale, la direction d'une onde et la polarisation d'une onde, il est important d'introduire un repère et les systèmes de coordonnées utilisés. La figure A.1 introduit ce repère.

La sphère \mathcal{S} est de rayon unitaire. Le point noté Ω appartient à la surface de la sphère \mathcal{S} , ce qui signifie que $\|\vec{O\Omega}\| = 1$. Les angles θ ($\theta \in [0, 2\pi]$ rad) et ϕ ($\phi \in [0, \pi]$ rad) représentent, respectivement les angles d'azimut et de coélévation (l'angle d'élévation est égal à $\pi/2 - \phi$ rad). Par convention, tous les vecteurs unitaires sont surplombés d'un accent circonflexe. Le vecteur \hat{a}_r est un vecteur unitaire perpendiculaire à la sphère \mathcal{S} pointant dans la direction Ω (il donne la direction de la composante radiale). Le plan $T(\Omega)$ est le plan tangent à la sphère \mathcal{S} au point Ω , c'est à dire le plan transverse à \hat{a}_r . Les vecteurs unitaires \hat{a}_v , \hat{a}_h et \hat{a}_r dépendent de Ω mais cette dépendance sera omise dans les notations. Les vecteurs unitaires \hat{x} , \hat{y} et \hat{z} forment la base cartésienne ($B_{cart} = \{\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}\}$) alors que vecteurs unitaires \hat{a}_v , \hat{a}_h et \hat{a}_r forment la base sphérique ($B_{sph} = \{\hat{a}_v, \hat{a}_r, \hat{a}_h\}$). Les vecteurs \hat{a}_v et \hat{a}_h appartiennent au plan $T(\Omega)$ et pointent en direction des incréments de ϕ et de θ , respectivement.

Un point situé dans un espace à 3 dimensions peut s'exprimer, par ses coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) ou par ses coordonnées cartésiennes (x, y, z) . Pour passer des coordonnées cartésienne au coordonnées sphériques, on utilise les relations suivantes :

$$\begin{aligned} r &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \phi &= \arccos\left(\frac{z}{r}\right) \\ \theta &= \arctan\frac{y}{x} \end{aligned} \tag{A.10}$$

Pour éviter l'ambiguïté sur l'angle d'azimut, il faut connaître les signes de y et de x . Pour passer des coordonnées sphériques au coordonnées cartésiennes, on utilise les

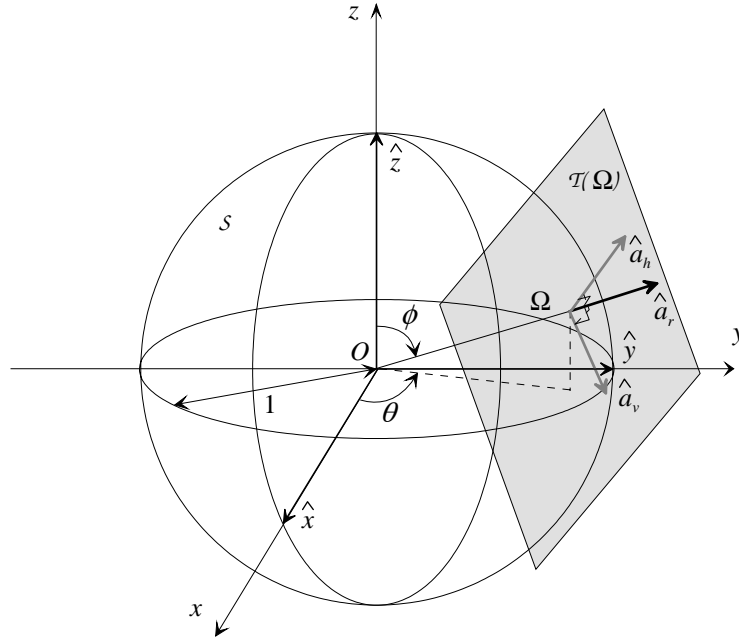


FIG. A.1 – Repère spatial et systèmes de coordonnées

relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 x &= r \cos(\theta) \sin(\phi) \\
 y &= r \sin(\theta) \sin(\phi) \\
 z &= r \cos(\phi)
 \end{aligned}
 \tag{A.11}$$

Dans le contexte du rayonnement électromagnétique, certaines grandeurs physiques, comme le champ électrique ou magnétique peuvent être vectorielles et dépendent de la position. Dans ce cas, il est intéressant d'utiliser les composantes vectorielles sphériques. Elles sont alors reliées aux composantes cartésiennes et cette relation dépend de la direction (c'est à dire des angles θ et ϕ dans notre cas) de la position considérée. Les vecteurs unitaires de la base sphérique peuvent s'obtenir à partir des vecteurs unitaires de la base cartésiennes par :

$$\begin{aligned}
 \hat{a}_v &= \hat{x} \cos(\theta) \cos(\phi) + \hat{y} \sin(\theta) \cos(\phi) - \hat{z} \sin(\phi) \\
 \hat{a}_h &= -\hat{x} \sin(\theta) + \hat{y} \cos(\theta) \\
 \hat{a}_r &= \hat{x} \cos(\theta) \sin(\phi) + \hat{y} \sin(\theta) \sin(\phi) + \hat{z} \cos(\phi)
 \end{aligned}
 \tag{A.12}$$

Inversement, les vecteurs unitaires de la base cartésiennes peuvent s'obtenir à partir des vecteurs unitaires de la base sphérique par :

$$\begin{aligned}\hat{x} &= \hat{a}_v \cos(\theta) \cos(\phi) - \hat{a}_h \sin(\theta) + \hat{a}_r \cos(\theta) \sin(\phi) \\ \hat{y} &= \hat{a}_v \sin(\theta) \cos(\phi) + \hat{a}_h \cos(\theta) + \hat{a}_r \sin(\theta) \sin(\phi) \\ \hat{z} &= -\hat{a}_v \sin(\phi) + \hat{a}_r \cos(\phi)\end{aligned}\quad (\text{A.13})$$

Dans le seul cas où $\theta = 0$ et $\phi = 0$, les vecteurs unitaires cartésiens sont égaux aux vecteurs unitaires sphériques. Tout vecteur peut s'exprimer, entre autre, dans la base cartésienne par ses coordonnées cartésienne (u_x, u_y, u_z) ou dans la base sphérique par ses coordonnées sphériques (u_r, u_v, u_h) :

$$\vec{u} = u\hat{u} = \overbrace{\hat{x}u_x + \hat{y}u_y + \hat{z}u_z}^{\text{Repère cartésien}} = \overbrace{\hat{a}_r u_r + \hat{a}_v u_v + \hat{a}_h u_h}^{\text{Repère sphérique}} \quad (\text{A.14})$$

où $u = \|\vec{u}\|$ est la norme de \vec{u} . $\hat{x}u_x$, $\hat{y}u_y$ et $\hat{z}u_z$ sont appelées les composantes cartésiennes $\hat{a}_v u_v$, $\hat{a}_h u_h$ et $\hat{a}_r u_r$ sont appelées les composantes sphériques. Les relations entre les coordonnées sphériques (u_v, u_h, u_r) et les coordonnées cartésiennes (u_x, u_y, u_z) s'obtiennent simplement en remplaçant dans les relations A.12 et A.13, les vecteurs unitaire de la base sphérique par les coordonnées sphériques (u_v, u_h, u_r) et les vecteurs unitaires de la base cartésienne par les coordonnées cartésiennes (u_x, u_y, u_z) . Dans le contexte de la géométrie analytique, on introduit des notations vectorielles et matricelles et les transformations des coordonnées s'écrivent alors :

$$\mathbf{u}_{cart} = \mathbf{M}\mathbf{u}_{sphe} \quad (\text{A.15})$$

$$\mathbf{u}_{sphe} = \mathbf{M}^T \mathbf{u}_{cart} \quad (\text{A.16})$$

$$\mathbf{u}_{sphe} = \begin{bmatrix} u_v & u_h & u_r \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.17})$$

$$\mathbf{u}_{cart} = \begin{bmatrix} u_x & u_y & u_z \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\phi) & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \sin(\phi) \\ \sin(\theta) \cos(\phi) & \cos(\theta) & \sin(\theta) \sin(\phi) \\ -\sin(\phi) & 0 & \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{M}\mathbf{M}^T = \mathbf{I} \quad (\text{A.20})$$

Remarquons que les notations vectorielles A.17 et A.18 donnent les coordonnées des vecteurs pour une base particulière et cette base doit donc être précisée. Dans notre cas, on supposera que la base est cartésienne et que le repère est orthonormé lorsque le contexte ne le précise pas. La matrice M n'est rien d'autre qu'une matrice effectuant une rotation de repère d'azimut θ et d'élévation ϕ (M^T effectue donc une rotation de repère de d'azimut $-\theta$ et d'élévation $-\phi$).

Dans le contexte des antennes et plus généralement du rayonnement en 3D, on parle souvent de puissance par unité de surface ou par unité d'angle solide. La puissance dans un cône angulaire dépend alors de l'intégration de la puissance par unité d'angle solide dans le cône angulaire en question et la puissance sur une surface donnée dépend de

l'intégration de la puissance par unité de surface sur la surface en question. Ces problèmes se traitent dans le contexte de la géométrie différentielle, qui fait intervenir, entre autre les opérateurs gradient, divergence, rotationnel ou laplacien. On introduit les incréments de longueur infinitésimal dans chacune des directions des vecteurs unitaires liés aux coordonnées sphériques :

$$dl_r = dr \quad (\text{A.21})$$

$$dl_\theta = r \sin(\phi) d\theta$$

$$dl_\phi = r d\phi$$

A partir de ces longueurs différentielles, il est possible d'obtenir la surface différentielle :

$$dS = dl_\theta dl_\phi = r^2 \sin(\phi) d\theta d\phi \quad (\text{A.22})$$

L'angle différentiel solide s'exprime par :

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \sin(\phi) d\theta d\phi \quad (\text{A.23})$$

En intégrant $d\Omega$ sur tous les angles θ et ϕ possibles, c'est à dire sur toute la sphère, on obtient 4π *steradians*, ce qui correspond à l'angle solide d'une sphère.

Le passage d'une intégrale volumique en coordonnées cartésiennes à une intégrale volumique en coordonnées sphériques est d'une grande utilité dans le contexte de la caractérisation spatiale du canal, particulièrement pour la caractérisation par un spectre angulaire des directions d'arrivée. Pour cela, on utilise les relations A.11 liant les coordonnées sphériques aux coordonnées cartésiennes et le Jacobien, ce qui donne :

$$\begin{aligned} \int_v f(\vec{p}) dV &= \int_v f(x,y,z) dx dy dz & (\text{A.24}) \\ &= \int_v f(r,\theta,\phi) \underbrace{r^2 \sin(\phi)}_{|\text{Jacobien}|} dr d\theta d\phi \\ &= \int_v f(r,\theta,\phi) dr dS \end{aligned}$$

En utilisant A.24 et $\int_v \delta(\vec{p} - \vec{p}') dV = 1$, on peut exprimer la distribution de Dirac en coordonnées cartésiennes et sphériques par :

$$\delta(\vec{p} - \vec{p}') = \delta(x - x') \delta(y - y') \delta(z - z') \quad (\text{A.25})$$

$$= \frac{1}{r^2 \sin(\phi)} \delta(r - r') \delta(\theta - \theta') \delta(\phi - \phi') \quad (\text{A.26})$$

Lorsque $f(r, \theta, \phi)$ est non nulle seulement pour $r = r'$, on peut définir :

$$f(\vec{p}) = f(r, \theta, \phi) = \frac{\delta(r - r')}{r^2} \tilde{f}(\theta, \phi) \quad (\text{A.27})$$

La fonction $\tilde{f}(\theta, \phi)$ est une fonction angulaire exprimée en unité par stéradian si $f(\vec{p})$ est exprimée en unité par m^3 . Ce type de fonction sera appelée spectre angulaire dans le contexte de la caractérisation spectrale du signal spatial. Le vecteur \vec{p} devrait alors être considéré comme une fréquence spatiale c'est à dire comme une grandeur exprimée en m^{-1} (en langage physique, si \vec{k} est le vecteur d'onde, c'est à dire la pulsation spatiale, $\vec{p} = \vec{k} / (2\pi)$). L'intégrale A.24 peut alors se simplifier par :

$$\int_{\mathcal{S}} f(\vec{p}) dV = \int_{\mathcal{S}} \tilde{f}(\theta, \phi) d\Omega = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \tilde{f}(\theta, \phi) \sin(\phi) d\theta d\phi \quad (\text{A.28})$$

Si $\tilde{f}(\theta, \phi)$ représente un spectre angulaire de puissance en fonction des directions des ondes, l'intégrale A.28 représente la puissance moyenne.

Un autre cas particulier utile dans le contexte de la caractérisation spatiale du canal est le cas où on considère une propagation dans le plan azimutal, c'est à dire que :

$$\tilde{f}(\theta, \phi) = \tilde{f}(\theta) \delta\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{A.29})$$

Dans ce cas si $\tilde{f}(\theta, \phi)$ est une puissance par stéradian, $\tilde{f}(\theta)$ est une puissance par radian. La puissance moyenne s'exprime alors par :

$$\int_v f(\vec{p}) dV = \int_0^{2\pi} \tilde{f}(\theta) d\theta \quad (\text{A.30})$$

A.2 Modélisation des antennes et réseaux d'antennes

Dans cet annexe, on propose plusieurs modèles de diagramme vectoriel d'antenne élémentaires. Dans le contexte du traitement d'antennes et plus généralement des systèmes MIMO, des réseaux d'antennes sont utilisés. Nous donnons donc des modèles de réponse de réseau parmi les plus répandus. Souvent les modèles d'antenne élémentaire et de structure de réseau ne suffisent pas à donner un modèle complet de réseau d'antennes car les phénomènes de couplage viennent modifier les diagrammes des antennes élémentaires seules. Les modèles proposés peuvent être utilisés en combinaison avec le modèle physique de canal de propagation pour obtenir le modèle de canal de transmission.

A.2.1 Modèles d'antennes élémentaires

A.2.1.1 Antenne linéaire

Pour une antenne linéaire d'épaisseur très faible par rapport à la longueur d'onde et placée sur l'axe z la densité de courant s'exprime par :

$$\vec{J}(\vec{r}) = \hat{z}I(z)\delta(x)\delta(y) \quad (\text{A.31})$$

où $I(z)$ est la distribution de courant le long de l'élément d'antenne. La distribution de courant doit vérifier l'équations d'Helmoltz [523], mais des approximations sur cette distribution sont possibles selon la longueur électrique de l'antenne (longueur exprimée en longueur d'onde). Si on considère que l'antenne s'étend de $z = -l/2$ à $z = l/2$ et en utilisant 3.27, on obtient :

$$\vec{F} = \hat{z}F_z = \hat{z} \int_{-l/2}^{l/2} I(z') \exp(jk_z z') dz' = \hat{z} \int_{-l/2}^{l/2} I(z') \exp(jk \cos(\phi) z') dz' \quad (\text{A.32})$$

Le vecteur de rayonnement ne dépend donc que de l'angle ϕ :

$$\vec{F}_\perp(\phi) = \hat{a}_v F_v(\phi) = -\hat{a}_v F_z(\phi) \sin(\phi) \quad (\text{A.33})$$

où le facteur $\sin(\phi)$ vient de la relation entre le repère cartésien et le repère sphérique. Pour une antenne linéaire placée sur l'axe z , seule la composante de polarisation verticale (pour le champ électrique) existe et celle-ci ne dépend que de l'angle d'élévation. Lorsque cette antenne linéaire est alimentée en son milieu (en $z = 0$), ce qui constitue un dipôle, la distribution de courant vérifiant l'équation d'Helmoltz s'exprime par :

$$I(z) = I \sin(k(l/2 - |z|)) \quad (\text{A.34})$$

où I est l'intensité du courant. En insérant A.34 dans A.32 et en utilisant A.33, on obtient l'expression de la composante verticale suivante :

$$F_v(\phi) = -F_z(\phi) \sin(\phi) = -\frac{2I \cos(\pi L \cos(\phi)) - \cos(\pi L)}{k \sin(\phi)} \quad (\text{A.35})$$

où $L = l/\lambda$ est la longueur électrique de l'antenne exprimée en longueur d'onde. Selon la valeur de L , le maximum de gain de l'antenne n'apparaît pas forcément à $\phi = \pi/2$. Lorsque L tend vers 0, on parle de dipôle Hertzien et on peut montrer que $F_v(\phi) = \sin(\phi)$. Un autre cas particulier est l'antenne demi-onde (dipôle $\lambda/2$) et sa composante verticale s'obtient avec $L = 0,5$ dans A.35, soit $F_v(\phi) = (2I/k) \cos(\pi/2 \cos(\phi)) / \sin(\phi)$. Les antennes monopôles sont alimentées par la partie inférieure (non par le milieu de l'élément). Si elles sont posées sur un plan de masse considéré infini et parfaitement conducteur, une antenne monopôle a le même vecteur de rayonnement qu'un dipôle de longueur double.

Pour un dipôle fin de longueur l , le diagramme vectoriel 3.32 s'exprime par :

$$\mathbf{g}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_v(\theta, \phi) \\ g_h(\theta, \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \frac{\cos(\pi L \cos(\phi)) - \cos(\pi L)}{\sin(\phi)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.36})$$

En prenant en compte l'aspect large bande on noterait :

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(f, \theta, \phi) &= \begin{bmatrix} g_v(f, \theta, \phi) \\ g_h(f, \theta, \phi) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{C'}{f + f_c} \frac{\cos\left(\left(\pi L_c + \frac{lf}{c}\right) \cos(\phi)\right) - \cos(\pi L)}{\sin(\phi)} \\ 0 \end{bmatrix} \\ L_c &= \frac{l}{\lambda_c} = \frac{lf_c}{c} \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

A.2.1.2 Antenne à boucle

Contrairement à l'antenne linéaire considérée précédemment, les antennes à boucles (antenne à boucle circulaire et carré) considérées dans la suite sont placées dans le plan xy et centrées sur l'axe des z . Au contraire du cas de l'antenne linéaire, l'antenne à boucle ne comporte qu'une composante horizontale. Si on choisit correctement la surface intérieure à la boucle d'une antenne à boucle centrée sur l'axe z et la longueur du dipôle hertzien placé sur l'axe z , alors l'association de ces deux antennes produisent un champ électrique polarisé circulairement.

Lorsque la circonférence de la boucle, qu'elle soit de n'importe quelle forme (circulaire ou carré...), est très petite relativement à la longueur d'onde le vecteur de rayonnement s'exprime par :

$$\vec{F} = \hat{a}_h F_h(\phi) = \hat{a}_h j I S k \sin(\phi) \quad (\text{A.38})$$

où S est la surface délimitée par la boucle. Dans le cas d'une boucle circulaire $S = \pi a^2 = \pi A^2 \lambda^2$ avec a le rayon de la boucle en m (A est le rayon de la boucle exprimée en longueur d'onde) et dans le cas d'une boucle rectangulaire $S = l_1 l_2 = \lambda^2 L_1 L_2$ avec l_1 et l_2 les côtés de la boucle en m (l_1 et l_2 les côtés de la boucle exprimées en longueur d'onde). Ces boucles sont appelées boucles hertziennes et leur intensité de rayonnement a la même dépendance en ϕ que le dipôle hertzien. Par contre, elle est polarisé horizontalement contrairement au dipôle Hertzien. Dans ce cas, le diagramme vectoriel 3.32 s'exprime par :

$$\mathbf{g}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_v(\theta, \phi) \\ g_h(\theta, \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ A^2 \lambda C \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.39})$$

En prenant en compte l'aspect large bande on noterait :

$$\mathbf{g}(f, \theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_v(f, \theta, \phi) \\ g_h(f, \theta, \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ C'(f + f_c) \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.40})$$

Le vecteur de rayonnement, dans le cas d'une boucle circulaire de rayon quelconque $a = A\lambda$ s'exprime par :

$$\vec{F} = \hat{a}_h F_h(\phi) = 2\pi j I A \lambda J_1(2\pi A \sin(\phi)) \hat{a}_h \quad (\text{A.41})$$

où est la fonction de Bessel d'ordre 1. Lorsque $ka \ll 1$, on peut faire l'approximation à l'ordre 1 $J_1(x) \simeq x/2$, et on aboutit bien à la relation A.38. Dans ce cas, le diagramme vectoriel 3.32 s'exprime par :

$$\mathbf{g}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_v(\theta, \phi) \\ g_h(\theta, \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ ACJ_1(2\pi A \sin(\phi)) \end{bmatrix} \quad (\text{A.42})$$

En prenant en compte l'aspect large bande on noterait :

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(f, \theta, \phi) &= \begin{bmatrix} g_v(f, \theta, \phi) \\ g_h(f, \theta, \phi) \end{bmatrix} & (\text{A.43}) \\ &= \begin{bmatrix} 0 \\ \left(A_c + \frac{a}{c}f\right) C' J_1\left(2\pi \left(A_c + \frac{a}{c}f\right) \sin(\phi)\right) \end{bmatrix} \\ A_c &= \frac{a}{\lambda_c} = \frac{a}{c} f_c \end{aligned}$$

On peut trouver d'autres modèles, tels que ceux portant sur les antennes à ouverture, (antennes à guide d'onde ouvert, antennes cornets, antennes à réflecteur type parabolique ou hyperbolique, antennes à lentilles ou encore antennes micro-rubans) dans [523].

Précisons que les problèmes d'adaptation et de non perfection de la structure géométrique entraînent dans la réalité des différences avec les formules théoriques de diagramme vectoriel présentées précédemment.

A.2.2 Modèles de réseaux d'antennes

On présente dans cette partie les réseaux à structure linéaire (linéaire, rectangulaire) et circulaire (circulaire, sphérique). Dans toute la suite, les angles θ_{res} et ϕ_{res} définissent l'orientation du réseau par rapport à une orientation de référence. Les éléments utilisés dans un même réseau sont considérés identiques. Les réseaux sont considérés dans une direction particulière mais ceci n'est pas restrictif puisqu'on peut utiliser les relations 3.37 et 3.45 en plus de celles présentées dans cette partie pour obtenir les caractéristiques des réseaux quelle que soit leur orientation.

A.2.2.1 Réseau linéaire uniforme

Pour un réseau linéaire uniforme (ULA pour Uniform Linear Array en anglais) orienté selon l'axe x , on a :

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_n(\theta, \phi) &= \mathbf{g}(\theta, \phi) \\ \vec{r}_n &= \hat{x} r_n \\ r_n &= \left(n - \frac{N+1}{2} \right) d \end{aligned} \quad (\text{A.44})$$

où N est le nombre d'antennes et d est la distance entre les antennes constituant le réseau. Les antennes pointent dans une direction perpendiculaire au réseau, par exemple dans la direction de l'axe y , \hat{y} . Le facteur de réseau géométrique est, dans le cas d'onde plane, défini par :

$$\begin{aligned} f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \varphi_n(\theta, \phi)\right) \\ \varphi_n(\theta, \phi) &= a_{r,lin}(\theta, \phi) \cdot \left(n - \frac{N+1}{2} \right) \\ a_{r,lin}(\theta, \phi) &= a_{r,x}(\theta, \phi) \\ &= \cos(\theta) \sin(\phi) = \cos(\psi) \end{aligned} \quad (\text{A.45})$$

où ψ est l'angle de séparation entre l'axe du réseau et la direction de l'onde plane. La variable $a_{r,lin}$ est comprise entre -1 et 1 et ψ entre 0 et π .

La dernière relation de A.45 montre qu'avec ce type de réseau, il n'est pas possible, dans le cas le plus général d'une propagation en 3D, d'obtenir les angles d'azimut et d'élévation conjointement. Il est seulement possible, sous condition d'avoir un échantillonnage adapté ($d < \lambda/2$), d'obtenir l'angle de déviation entre la direction d'orientation du réseau et la direction de l'onde. Dans le seul cas où les directions des ondes sont comprises dans un plan et que le réseau linéaire est placé dans ce plan (la propagation et son effet sur le réseau peuvent être décrits en 2D), la direction de l'onde est connue avec une ambiguïté (cône d'ambiguïté). Cette ambiguïté peut être évitée si on utilise des antennes élémentaires directives d'ouverture inférieure à 180° dans le plan de propagation et pointant perpendiculairement au réseau dans le plan de propagation.

A.2.2.2 Réseau rectangulaire uniforme

Pour un réseau rectangulaire uniforme (URA pour Uniform Linear Array en anglais) placé dans le plan xz , on a :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{g}_n(\theta, \phi) &= \mathbf{g}(\theta, \phi) & (A.46) \\
 \vec{r}_n &= \vec{r}'_{n', n''} \\
 n &= n' + (N' - 1)n'' \\
 \vec{r}'_{n', n''} &= \hat{x}r'_{n'} + \hat{z}r''_{n''} \\
 r'_{n'} &= \left(n' - \frac{N' + 1}{2} \right) d' \\
 r''_{n''} &= \left(n'' - \frac{N'' + 1}{2} \right) d''
 \end{aligned}$$

où $N = N'N''$ est le nombre d'antennes. N' est le nombre d'antennes et d' la distance entre antennes selon l'axe x . N'' est le nombre d'antennes et d'' la distance entre antennes selon l'axe z . Les antennes constituant le réseau sont orientées dans la direction perpendiculaire au plan du réseau, c'est à dire dans la direction de l'axe y , \hat{y} ou son opposée $-\hat{y}$. En reprenant la démarche utilisée dans A.45, il est possible de définir deux composantes cartésiennes de direction d'onde chacune relative à un des côtés du réseau (axe des x ou axe des z) :

$$\begin{aligned}
 f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda} (d'\varphi_{n'}(\theta, \phi) + d''\varphi_{n''}(\theta, \phi))\right) & (A.47) \\
 \varphi_{n'}(\theta, \phi) &= a'_{r, lin}(\theta, \phi) \cdot \left(n' - \frac{N' + 1}{2} \right) \\
 \varphi_{n''}(\theta, \phi) &= a''_{r, lin}(\theta, \phi) \cdot \left(n'' - \frac{N'' + 1}{2} \right) \\
 a'_{r, lin}(\theta, \phi) &= a_{r, x}(\theta, \phi) = \cos(\theta) \sin(\phi) \\
 a''_{r, lin}(\theta, \phi) &= a_{r, z}(\theta, \phi) = \cos(\phi)
 \end{aligned}$$

Les relations A.47 montrent qu'il est possible d'estimer toutes les directions avec une ambiguïté entre l'arrière et l'avant du réseau rectangulaire, ambiguïté qui peut être évité en utilisant des antennes directives dont l'ouverture se restreint à un des deux côtés du réseau. En effet, dans le cas où le réseau est placé dans le plan xz , il y a une ambiguïté sur le signe de l'angle d'azimut (devant /derrière le plan du réseau). Si on place le réseau dans le plan horizontal xy , l'ambiguïté porte sur l'angle de coélévation.

A.2.2.3 Réseau circulaire uniforme

Les réseaux circulaires uniformes (UCA pour Uniform Circular Array en anglais) sont basés sur une répartition circulaire uniforme des directions de pointage et des positions

des antennes dans un plan. Un réseau circulaire placé dans le plan xy se caractérise par :

$$\begin{aligned}
\mathbf{g}_n(\theta, \phi) &= \mathbf{g}_{\theta_n}(\theta, \phi) & (A.48) \\
g_{h,n}(\theta, \phi) &= \cos(\theta_n) g_h(\theta - \theta_n, \phi) \\
g_{v,n}(\theta, \phi) &= g_v(\theta - \theta_n, \phi) \\
\vec{r}_n &= r(\hat{x} \cos(\theta_n) + \hat{y} \sin(\theta_n)) \\
\theta_n &= \frac{n-1}{N} 2\pi
\end{aligned}$$

où N est le nombre d'éléments du réseau. La distance entre les capteurs voisins est donnée par :

$$d = 2r \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \quad (A.49)$$

Lorsque N augmente et/ou r diminue, la distance entre capteurs d diminue et pour un rayon nul ($r = 0$), tous les capteurs ont la même position (mais pointent dans des directions différentes). Le facteur de réseau s'exprime par :

$$\begin{aligned}
f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} r \varphi_n(\theta, \phi)\right) & (A.50) \\
\varphi_n(\theta, \phi) &= (\cos(\theta_n) \cos(\theta) + \sin(\theta_n) \sin(\theta)) \sin(\phi) \\
&= \cos(\theta - \theta_n) \sin(\phi)
\end{aligned}$$

Le facteur de réseau A.50 montre que tant que r est différent de 0, il est possible d'estimer les directions d'arrivée dans le plan du réseau (ici l'angle d'azimut puisque le réseau est placé dans le plan xy) mais aussi l'angle de déviation par rapport au plan du réseau avec une ambiguïté sur le signe (on ne peut pas savoir si l'onde arrive du dessous ou du dessus du plan dans lequel est le réseau).

Lorsque le rayon du réseau est nul, on parle plus spécifiquement de réseau à faisceau uniforme circulaire (CUBA pour Circular Uniform Beam Array en anglais). La condition de rayon nul permet aussi de caractériser les réseaux synthétiques à faisceau uniforme circulaire (à balayage électronique ou par antenne tournante). Dans ce cas, les antennes doivent être directives pour permettre l'estimation des directions. La résolution angulaire fournie par le réseau sera d'autant plus fine que l'ouverture des antennes et/ou le rayon r sera grand. Pour éviter les ambiguïtés angulaires, il faut respecter le théorème d'échantillonnage, c'est à dire $d < \lambda/2$. Dans le cas d'une antenne tournante ou de réseau à faisceau uniforme circulaire, les échantillons indicés par n correspondent à un échantillonnage angulaire uniforme de l'azimut sinon on peut parler d'échantillonnage position-angle.

A.2.2.4 Réseau cylindrique uniforme

Les réseaux de type cylindrique sont circulaires dans un plan et linéaire selon l'axe orthogonal au cercle. En considérant que l'axe principal du cylindre correspond à l'axe z , on a :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{g}_n(\theta, \phi) &= \mathbf{g}_{\theta'_{n'}}(\theta, \phi) & (A.51) \\
 g_{h,n}(\theta, \phi) &= \cos(\theta'_{n'}) g_h(\theta - \theta'_{n'}, \phi) \\
 g_{v,n}(\theta, \phi) &= g_v(\theta - \theta'_{n'}, \phi) \\
 n &= n' + (N' - 1)n'' \\
 \vec{r}_n &= r(\hat{x} \cos(\theta'_{n'}) + \hat{y} \sin(\theta'_{n'})) + \hat{z} \left(n'' - \frac{N'' + 1}{2} \right) d \\
 \theta'_{n'} &= \frac{n' - 1}{N'} 2\pi
 \end{aligned}$$

où N' est le nombre de capteurs sur un cercle et N'' , le nombre de cercles empilés selon l'axe z (le réseau comportent donc $N = N'N''$ éléments). r est le rayon du cylindre et d est l'espacement entre les cercle selon l'axe z . Avec $N'' = 1$ ($N' > 1$), on retrouve le réseau uniforme circulaire dans le plan xy , avec $N' = 1$ et $r = 0$ ($N'' > 1$), on retrouve le réseau linéaire orienté selon l'axe z , et avec $N'' = 1$ et $r = 0$ ($N' > 1$), on retrouve le réseau à faisceau uniforme circulaire. Le facteur de réseau s'exprime par :

$$\begin{aligned}
 f_n^{(res)}(\theta, \phi) &= \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} r \varphi'_{n'}(\theta, \phi) + d \varphi''_{n''}(\theta, \phi) \right) & (A.52) \\
 \varphi'_{n'}(\theta, \phi) &= \cos(\theta - \theta'_{n'}) \sin(\phi) \\
 \varphi''_{n''}(\theta, \phi) &= \cos(\phi) \left(n - \frac{N + 1}{2} \right)
 \end{aligned}$$

Ce type de réseau permet de déterminer sans ambiguïté les directions d'arrivée en 3D.

A.2.2.5 Réseau sphérique uniforme

Un réseau sphérique est un réseau dont les antennes sont placées à la surface d'une sphère et pointent vers l'extérieur de la sphère, c'est à dire dans la direction du vecteur radial \hat{r} . On discerne plusieurs types de réseaux sphériques uniformes selon les positions des antennes sur la sphère.

On peut considérer que la distance entre une antenne et ses voisines est constante. L'uniformité stricte des positions sur la surface d'une sphère n'est possible que pour certains nombres particulier de points (d'antennes). Par exemple, dans [372], un réseau sphérique uniforme de 32 antennes (à double polarisation) a été conçu mais ne vérifie pas une uniformité stricte puisque deux distances entre antennes existent ($0,641r$ et $0,714r$ où r est le rayon de la sphère). En effet, il n'est pas possible d'obtenir une uniformité

stricte de 32 points sur la surface d'une sphère. En fait il s'agit souvent d'optimiser les positions afin de rendre la répartition la plus uniforme possible. Dans [372] la disposition est basée sur un icosaèdre tronqué (ballon de foot).

On définit, un autre type de répartition uniforme des antennes sur la sphère: la disposition est telle que les longueurs séparant les antennes en longitude d_θ (ou d_h) et latitude d_ϕ (ou d_v) sont égales $d_\theta = d_\phi$. Comme dans le premier cas, il n'est pas possible de vérifier ce critère pour n'importe quel nombre d'antennes et on définit donc des positions approximatives se rapprochant le plus possible de l'uniformité. On considère que les d_ϕ sont constants (le nombre de positions le long des longitudes est constant) et pour chaque angle de coélévation ϕ on calcule le nombre de capteurs permettant une distance de séparation en latitude d_θ la plus proche possible de d_ϕ . :

$$\begin{aligned}
\mathbf{g}_n(\theta, \phi) &= \mathbf{g}_{\theta_n, \phi_n}(\theta, \phi) & (A.53) \\
n &= \sum_k^{n'-1} N_k'' + n'' \\
N &= \sum_{n'}^{N'} N_{n'}'' \\
\phi_n &= \phi_{n'} = \frac{2n' - 1}{N'} \pi / 2 \text{ avec } 1 \leq n' \leq N' \\
\theta_n &= \theta_{n', n''} = \frac{n'' - 0,5}{N_{n'}''} 2\pi \text{ avec } 1 \leq n'' \leq N_{n'}'' \\
N_{n'}'' &= \begin{cases} \lfloor N' \sin(\phi_{n'}) \rfloor & \text{si } \text{mod}(N' \sin(\phi_{n'}), 1) \leq 0,5 \\ \lceil N' \sin(\phi_{n'}) \rceil & \text{si } \text{mod}(N' \sin(\phi_{n'}), 1) > 0,5 \end{cases} \\
\vec{r}_n &= r(\hat{x} \cos(\theta_n) \sin(\phi_n) + \hat{y} \sin(\theta_n) \sin(\phi_n) + \hat{z} \cos(\phi_n)) & (A.54)
\end{aligned}$$

où N est le nombre d'éléments du réseau sphérique et r le rayon de la sphère. Les valeurs d'angles se déduisent des formules sur les parties infinitésimales dl_θ et dl_ϕ donnée dans l'annexe A.1. On a alors pour les distances entre antennes :

$$\begin{aligned}
d_\phi &= \frac{\pi r}{N'} & (A.55) \\
d_\theta(n') &= \frac{2\pi r}{N_{n'}''} \sin(\phi_{n'}) \simeq \frac{\pi r}{N'}
\end{aligned}$$

Les relations A.55 montre que les distances entre antennes voisines selon la latitude est à peu près égale à la distance entre antennes voisines en longitude (elles tendent à être égales quand N' tend vers l'infini). La surface $d_\phi d_\theta(n')$ est approximativement constante quelle que soit la direction, ce qui montre l'uniformité de cette répartition.

Ces réseaux permettent l'estimation en 3D des directions d'arrivée sans les désavantages du réseau cylindrique pour les directions proche de l'axe du cylindre. En effet, toute les direction peuvent être estimées avec la même précision.

A.2.2.6 Réseau à diversité de polarisation

En plus de l'échantillonnage des positions et/ou des directions comme dans les réseaux précédents, il est possible d'échantillonner le vecteur champ c'est à dire la polarisation. Un réseau à diversité de polarisation orthogonale pourra être constitué de 3 antennes sélectives en polarisation (par exemple des dipôle électriques ou des boucles magnétiques). En considérant des antennes identiques, il s'agit alors de les placer selon les 3 axes x , y et z , c'est à dire que leur diagrammes sont égaux à :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{g}_1(\theta, \phi) &= \mathbf{g}(\theta, \phi) & (A.56) \\
 \mathbf{g}_2(\theta, \phi) &= \mathbf{g}_{\theta_2=0, \phi_2=90^\circ}(\theta, \phi) \\
 \mathbf{g}_3(\theta, \phi) &= \mathbf{g}_{\theta_3=90^\circ, \phi_3=90^\circ}(\theta, \phi) \\
 \vec{r}_1 &= \vec{r}_2 = \vec{r}_3 = \vec{0}
 \end{aligned}$$

Si l'antenne élémentaire caractérisée par $\mathbf{g}(\theta, \phi)$ est un dipôle placé le long de l'axe z , la première antenne échantillonne le champ électrique selon l'axe z , la deuxième, selon l'axe x et la troisième selon l'axe y . Si l'antenne élémentaire caractérisée par $\mathbf{g}(\theta, \phi)$ est une boucle placée dans le plan xy , la première antenne échantillonne le champ magnétique selon l'axe z , la deuxième, selon l'axe x et la troisième selon l'axe y . Un échantillonnage complet du champ pourrait donc se faire avec un réseau constitué de 3 dipôles orthogonaux (sensible au champ électrique) entre eux et 3 boucles orthogonales (sensible au champ magnétique) entre elles. Un tel réseau est considéré dans [564, 565] pour développer une méthode d'estimation des directions et des propriétés de polarisation du champ électromagnétique.

Avec un dipôle dans l'axe z , on obtiendrait la polarisation verticale du champ électrique et avec une boucle dans le plan xy , on obtiendrait la polarisation horizontale du champ électrique (polarisation verticale du champ magnétique) si les ondes sont TEM. Si ces antennes sont de très petite dimension devant la longueur d'onde, on parle d'antennes Hertiennes (dipôle et boucle de Hertz) et le diagramme de rayonnement est proportionnel à $\sin(\phi)$ pour les deux antennes comme le montre les relations A.35 et A.39.

A.2.2.7 Réseaux à diversité de position et/ou de direction et de polarisation

Il est possible d'utiliser des réseaux uniformes à diversité de position et/ou direction et polarisation. Dans ce cas, pour chaque position et/ou direction des antennes des différents réseaux définis précédemment, il serait possible de placer plusieurs antennes de polarisation orthogonale. Dans [372], un réseau sphérique uniforme à diversité de position, direction et polarisation (deux polarisations perpendiculaires entre elles et tangentes à la sphère) permet de caractériser le champ vectoriel en 3D. Ce type de réseau peut permettre, avec des algorithmes adaptés de séparer entièrement le canal de propagation des antennes.

A.2.3 Modèle de couplage entre antennes

Dans le cas d'un réseau dont les antennes détiennent les mêmes impédances internes et impédances de charges [528], l'expression de la matrice de couplage \mathbf{C} est :

$$\mathbf{C} = (Z_T + Z_A)(\mathbf{Z} + Z_T)^{-1} \quad (\text{A.57})$$

où Z_T est l'impédance de charge et Z_A est l'impédance internes des antennes. La relation montre que pour maximiser la puissance en sortie, les antennes doivent être adaptées (Z_T est choisie comme le complexe conjugué de Z_A) mais, par contre, pour minimiser le couplage (\mathbf{C} se rapproche le plus possible d'une matrice diagonale), il faut maximiser l'impédance de sortie Z_T . Il s'agit donc de trouver un compromis entre gains de puissance et phénomènes de couplage. La matrice \mathbf{Z} est la matrice des impédances mutuelles et elle s'exprime, dans le cas d'un réseau linéaire uniforme de dipôles dont la longueur l est un multiple de la longueur d'onde, par [528] :

$$\begin{aligned} Z_{m,n} &= R + jX & (\text{A.58}) \\ R &= \frac{\sqrt{\mu/\epsilon}}{4\pi \sin^2(kl/2)} \left[-2 \int_{u_0}^{+\infty} \frac{\cos(y)}{y} dy + \int_{u_1}^{+\infty} \frac{\cos(y)}{y} dy + \int_{u_2}^{+\infty} \frac{\cos(y)}{y} dy \right] \\ X &= \frac{\sqrt{\mu/\epsilon}}{4\pi \sin^2(kl/2)} \left[-2 \int_{u_0}^{+\infty} \frac{\sin(y)}{y} dy + \int_{u_1}^{+\infty} \frac{\sin(y)}{y} dy + \int_{u_2}^{+\infty} \frac{\sin(y)}{y} dy \right] \\ u_0 &= kd|m-n| \\ u_1 &= k\sqrt{d^2|m-n|^2 + l^2} + l \\ u_2 &= k\sqrt{d^2|m-n|^2 + l^2} - l \end{aligned}$$

où $\sqrt{\mu/\epsilon}$ est l'impédance intrinsèque du milieu et d est la distance entre les éléments constituant le réseau. L'expression A.58 montre que le couplage diminue vite avec la distance et au dessus d'une longueur d'onde d'écart, il peut être négligé. Chaque élément de la matrice \mathbf{Z} générée par l'expression A.58 comportant des éléments de même valeurs, la matrice \mathbf{C} calculée avec les expressions A.57 et A.58 sera donc du même type (matrice de Toeplitz symétrique).

A.3 Matrices de transformation de coordonnées de polarisation

On définit la matrice permettant de passer des coordonnées cartésiennes aux coordonnées verticale et horizontale d'une onde TEM de direction $\mathbf{\Omega} = [\theta, \phi]$ par :

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_T(\mathbf{\Omega}) &= \begin{bmatrix} M_{vx} & M_{vy} & M_{vz} \\ M_{hx} & M_{hy} & M_{hz} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\phi) & \sin(\theta) \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.59})$$

Lorsqu'on veut relier les corrélations entre les coordonnées cartésiennes aux corrélations entre les coordonnées verticale et horizontale, il faut définir une matrice de dimension 9×4 liant les 9 corrélations concernant les coordonnées cartésiennes aux 4 corrélations concernant les coordonnées sphériques (vertical et horizontale). En définissant le vecteur des corrélations entre les composantes cartésiennes de polarisation d'un vecteur \mathbf{v} par :

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{cart}^{vec} &= \text{Vec} \left(E \{ \mathbf{v} \mathbf{v}^H \}^T \right)^T \\ &= [\mathcal{R}_{xx} \quad \mathcal{R}_{xy} \quad \mathcal{R}_{xz} \quad \mathcal{R}_{yx} \quad \mathcal{R}_{yy} \quad \mathcal{R}_{yz} \quad \mathcal{R}_{zx} \quad \mathcal{R}_{zy} \quad \mathcal{R}_{zz}]^T \end{aligned} \quad (\text{A.60})$$

et la vecteur de corrélation entre les composantes verticale et horizontale de polarisation d'un vecteur \mathbf{v}_{Tem} par :

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{Tem}^{vec} &= \text{Vec} \left(E \{ \mathbf{v}_{Tem} \mathbf{v}_{Tem}^H \}^T \right)^T \\ &= [\mathcal{R}_{vv} \quad \mathcal{R}_{vh} \quad \mathcal{R}_{hv} \quad \mathcal{R}_{hh}]^T \end{aligned} \quad (\text{A.61})$$

où, par exemple, \mathcal{R}_{xy} est la corrélation entre la composante v_x et la composante v_y de polarisation et \mathcal{R}_{vh} est la corrélation entre la composante $v_{Tem;v}$ et la composante $v_{Tem;h}$ de polarisation. En posant :

$$\mathcal{R}_{Tem}^{vec} = \underbrace{\widetilde{\mathbf{M}}_T}_{4 \times 9} \mathcal{R}_{cart}^{vec} \quad (\text{A.62})$$

alors $\widetilde{\mathbf{M}}_T$ se déduit de $\mathbf{M}_T(\mathbf{\Omega})$ par :

$$\widetilde{\mathbf{M}}_T(\mathbf{\Omega}) = (\mathbf{M}_T(\mathbf{\Omega}) \otimes \mathbf{M}_T(\mathbf{\Omega})) \quad (\text{A.63})$$

A.4 Lois de probabilité et de profil de puissance

Les fonctions de densité de probabilité (FDP) et les profils de puissance normalisés (fonction de diffusion marginale) détenant les mêmes propriétés (fonctions réelles positives dont l'intégrale est égal à 1), on les présente en même temps. Les moments statistiques

associés aux fonctions de densité de probabilité sont aussi les paramètres caractéristiques de canal associé à aux profils de puissance.

On présente les lois gaussienne, lognormale, laplacienne, gamma, et de Von Mises (VM). Cette annexe est largement basé sur [559] et sur [416] pour la loi VM.

A.4.1 Loi gaussienne

La loi gaussienne est aussi appelée loi de Laplace-Gauss ou loi normale. On dit que X suit une loi gaussienne $\mathcal{N}(\mu, \sigma)$ ($X \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma)$) si sa FDP est définie par :

$$f(x | \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x - \mu}{\sigma}\right)^2\right) \quad (\text{A.64})$$

La valeur moyenne et l'écart-type d'une variable aléatoire gaussienne sont définies par :

$$\begin{aligned} \bar{X} &= \text{E}\{X\} = \mu \\ \sigma_X &= \sqrt{\text{E}\{(X - \bar{X})^2\}} = \sigma \end{aligned} \quad (\text{A.65})$$

A.4.2 Loi lognormale

La loi lognormale est une loi dérivée de la loi gaussienne. Contrairement à la loi gaussienne, c'est une loi asymétrique. C'est la loi d'une variable aléatoire positive X telle que son logarithme népérien suive une loi gaussienne, $\ln(X) \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma)$. Sa FDP s'exprime par :

$$f(x | \mu, \sigma) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}x} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln(x) - \mu}{\sigma}\right)^2\right) & \text{pour } x > 0 \\ 0 & \text{pour } x \leq 0 \end{cases} \quad (\text{A.66})$$

La valeur moyenne et l'écart-type d'une variable aléatoire gaussienne s'expriment en fonction des paramètres μ et σ par :

$$\begin{aligned} \bar{X} &= \exp\left(\mu + \frac{\sigma^2}{2}\right) \\ \sigma_X &= \sqrt{\exp(2\mu + \sigma^2)(\exp(\sigma^2) - 1)} \\ &= \bar{X}\sqrt{\exp(\sigma^2) - 1} \end{aligned} \quad (\text{A.67})$$

Il est possible, à partir de la moyenne et de l'écart-type d'obtenir les paramètres μ et σ par :

$$\begin{aligned}\mu &= \ln\left(\frac{\bar{X}}{\sqrt{\alpha^2 + 1}}\right) \\ \sigma &= \sqrt{\ln(\alpha^2 + 1)} \\ \alpha &= \frac{\bar{X}}{\sigma_X}\end{aligned}\tag{A.68}$$

On remarque que quand le rapport de la moyenne sur l'écart-type $\alpha = 1$, alors $\mu = \ln(\bar{X}/\sqrt{2})$ et $\sigma = \sqrt{\ln(2)}$.

Contrairement à la loi gaussienne et à la loi laplacienne, la FDP d'une loi lognormale change de forme en fonction de la valeur de ses paramètres μ et σ .

A.4.3 Loi laplacienne

Une loi laplacienne est en fait une loi exponentielle à 2 côtés. On dit que X suit une loi laplacienne $\mathcal{L}(\mu, \sigma)$ ($X \sim \mathcal{L}(\mu, \sigma)$) si sa FDP est définie par :

$$f(x | \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} \exp\left(-\sqrt{2}\frac{|x - \mu|}{\sigma}\right)\tag{A.69}$$

La valeur moyenne et l'écart-type d'une variable aléatoire laplacienne sont définies par :

$$\begin{aligned}\bar{X} &= \mu \\ \sigma_X &= \sigma\end{aligned}\tag{A.70}$$

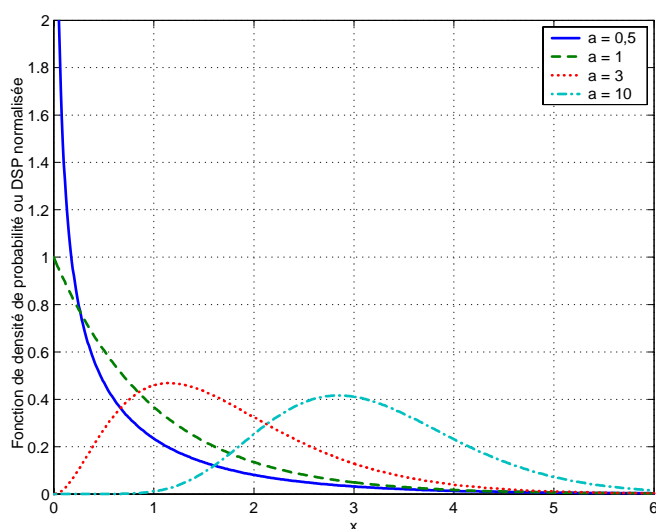
A.4.4 Loi Gamma

La loi gamma est en fait une famille de lois dont la loi exponentielle est un cas particulier. Les lois gamma sont liées aux lois du Khi-2. On dit que X suit une loi gamma $\mathcal{G}(a, b, c)$ ($X \sim \mathcal{G}(a, b, c)$) si sa FDP est définie par :

$$f(x | a, b, c) \begin{cases} = \frac{1}{b^a \Gamma(a)} \exp\left(-\frac{x - c}{b}\right) (x - c)^{a-1} & \text{pour } x \geq c \\ = 0 & \text{pour } x < c \end{cases}\tag{A.71}$$

où $\Gamma(a)$ est la loi gamma.

Souvent, les définitions des lois gamma sont données pour $c = 0$. Dans notre contexte où cette loi peut représenter le profil de puissance des retards la valeur c représentera en fait le retard minimum de groupe et les deux seuls paramètres à estimer se réduisent alors à a et b .

FIG. A.2 – *Fonction gamma à σ_X constant*

La valeur moyenne et l'écart-type d'une variable aléatoire laplacienne sont définies par :

$$\begin{aligned}\bar{X} &= ab + c \\ \sigma_X &= ab^2\end{aligned}\tag{A.72}$$

Le cas particulier d'une loi exponentielle s'obtient pour $a = 1$; le paramètre b permet alors d'ajuster l'écart-type.

Il est possible, à partir de la moyenne, de l'écart-type et de c d'obtenir les paramètres a et b par :

$$\begin{aligned}a &= \left(\frac{\bar{X} - c}{\sigma}\right)^2 \\ b &= \frac{\sigma}{\sqrt{a}}\end{aligned}\tag{A.73}$$

Comme la loi lognormale, cette loi n'est pas symétrique et peut changer de forme en fonction de la valeur de ces paramètres a et b . On remarque que le rapport de la moyenne sur l'écart-type est réglé par le paramètre a , qui peut donc être appelé rapport de forme. La fonction gamma est représentée sur la figure A.2 pour σ_X constante et plusieurs valeurs de a . Les fonctions caractéristiques ou fonctions de corrélation (selon que la loi gamma représente une DSP normalisée ou une FDP correspondantes sont représentées sur la figure A.3.

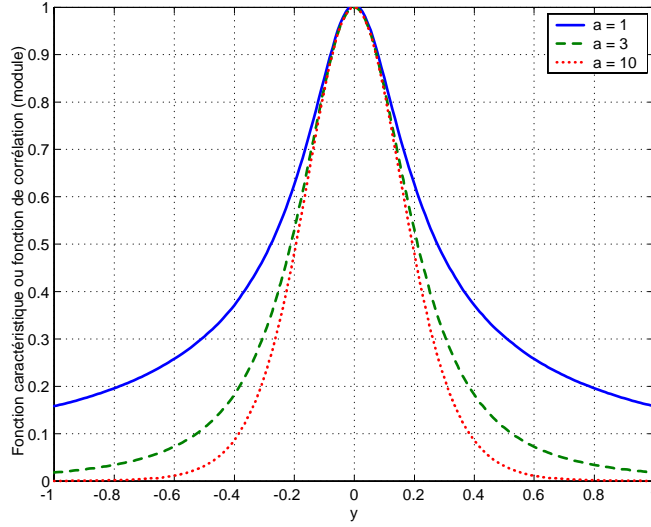


FIG. A.3 – *Fonction caractéristique ou fonction de corrélation associée à la loi gamma à σ_X constant*

A.4.5 Loi de Von Mises

Cette loi dont l'origine remonte au début du siècle a beaucoup servi depuis dans l'analyse et la modélisation des variables cycliques telle que les variables de direction. On l'introduit dans le contexte où la variable est une variable angulaire représentant la direction d'une onde dans le plan azimutal. Puisqu'on l'utilise pour modéliser un profil de puissance Doppler, on donnera aussi la forme analytique de ce profil Doppler.

On dit que X suit une loi gamma $\mathcal{VM}(\mu, \kappa)$ ($X \sim \mathcal{VM}(\mu, \kappa)$) si sa FDP est définie par :

$$f_{\theta}(\theta | \mu, \kappa) = \frac{\exp(\kappa \cos(\theta - \mu))}{2\pi I_0(\kappa)} \text{ pour } \kappa \geq 0 \quad (\text{A.74})$$

où $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifié d'ordre 0, $\mu \in [-\pi, \pi[$ est la direction moyenne et $\kappa \geq 0$ contrôle la dispersion angulaire, c'est à dire l'écart-type (quand $\kappa = 0$, la FDP est uniforme de $-\pi$ à π , ce qui revient à un spectre uniforme en azimut et quand κ augmente, la dispersion angulaire diminue).

Quand κ est petit, cette FDP approxime la FDP en cosinus [186] alors que quand κ grandit, cette FDP s'apparente à une gaussienne de moyenne μ et d'écart-type $\sqrt{\kappa}$. Quelques représentations de la fonction (angulaire) de Von Mises sont données sur la figure pour plusieurs valeurs de κ et une valeur constante de μ (μ n'influe pas sur la forme du profil angulaire de Von Mises).

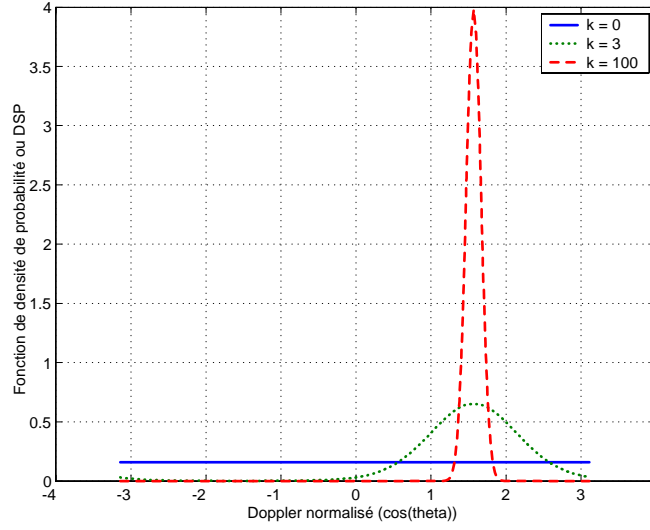


FIG. A.4 – *Fonction de Von Mises en fonction des angles pour plusieurs valeurs de κ*

Le spectre en nombre d'onde (FDP du nombre d'onde) associé à ce profil angulaire se calcul par changement de variable en considérant que $k = \cos(\theta)$:

$$f_k(k | \mu, \kappa) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 - k^2}} \frac{\exp(\kappa \cos(\mu) k) \cosh\left(\kappa \cos(\mu) \sqrt{1 - k^2}\right)}{I_0(\kappa)}, \quad |k| \leq 1 \quad (\text{A.75})$$

où $\cosh(\cdot)$ est la fonction cosinus hyperbolique. Le nombre d'onde k peut représenter dans le contexte radiomobile, le doppler normalisé dû au seul mouvement du mobile. Une propriété importante de la FDP définie dans A.75 est :

$$f_k(k | \mu, \kappa) = f_k(k | -\mu, \kappa) = f_k(-k | \pi - \mu, \kappa) = f_k(k | -(\pi - \mu), \kappa) \quad (\text{A.76})$$

Cela signifie que lorsqu'on ne connaît que f_k , on ne peut pas connaître le signe de μ . De plus pour étudier la forme de f_k en fonction de μ on pourra se contenter de faire varier μ de 0 à π , autrement dit, on pourra se limiter à l'étude de la forme de $f_k(k | \mu', \kappa)$ où μ' est défini par :

$$\mu' = \arccos(|\cos(\mu)|) \quad (\text{A.77})$$

Quelques représentations de la fonction de Von Mises sont donnés sur la figure, pour plusieurs valeurs κ et un angle constant $\mu = \pi/2$ et sur la figure, pour plusieurs valeurs de κ et de μ .

Il est possible, à partir de la transformée de fourier de la fonction A.75, d'obtenir la fonction caractéristique (si la fonction A.75 représente une fonction de densité de probabilité du cosinus de l'angle d'arrivée) ou la fonction de corrélation (si la fonction

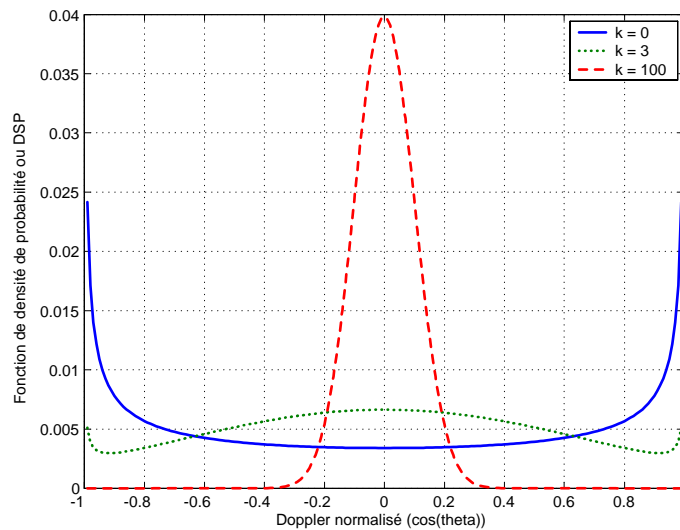


FIG. A.5 – *Modèle de Von Mises en fonction de $\cos(\theta)$ pour plusieurs valeurs de κ*

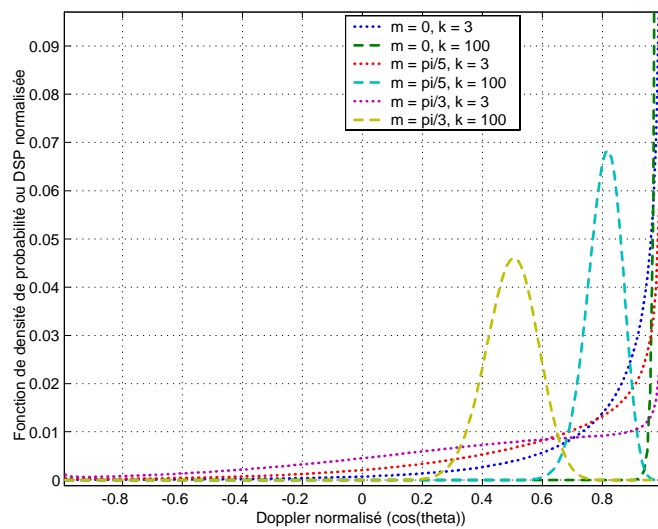


FIG. A.6 – *Modèle de Von Mises en fonction de $\cos(\theta)$ - Influence de l'angle moyen μ pour 2 valeurs de κ*

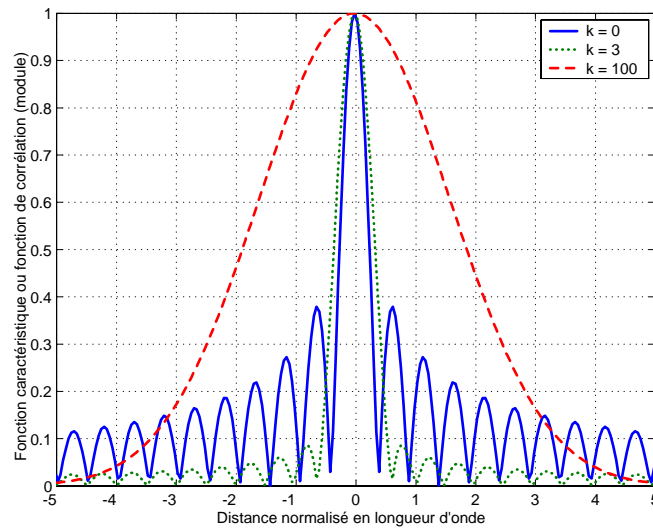


FIG. A.7 – *Fonctions caractéristiques ou fonctions de corrélation spatiale en fonction de κ*

A.75 représente un spectre en fonction du cosinus de l'angle d'arrivée) suivante :

$$\phi(\tilde{r} \mid \mu, \kappa) = \frac{I_0\left(\sqrt{\kappa^2 - 4\pi^2\tilde{r}^2 + j4\pi\kappa \cos(\mu)\tilde{r}}\right)}{I_0(\kappa)} \quad (\text{A.78})$$

Les TF des fonctions de la figure A.5 sont représentées sur la figure A.7 et celles des fonctions de la figure A.6 sont représentées sur la figure A.8.

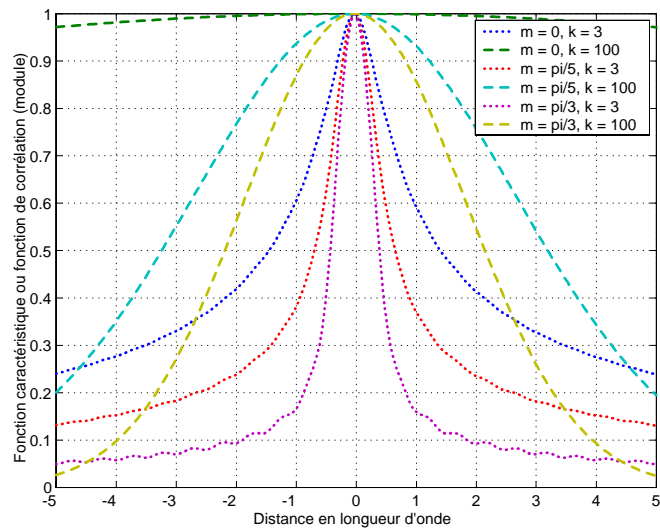


FIG. A.8 – Fonctions caractéristiques ou fonctions de corrélation spatiale en fonction de μ pour 2 valeurs de κ

Symboles et abréviations

Abréviations

AMPS	Advance Mobile Phone Service
AMRC	Accès Multiple à Répartition de Codes
AMRF	Accès Multiple à Répartition en Fréquence
AMRS	Accès Multiple à Répartition spatiale
AMRT	Accès Multiple à Répartition en Temps
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BLU	Bande Latérale Unique
BLR	Boucle Locale Radio
BS	Base Station
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CBS	Codeur Binaire à Symbole
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CSS	Codeur Symbole à Signal
D-AMPS	<i>Digital-Advance Mobile Phone Service</i>
DECT	<i>Digital Electronic Cordless Telephone</i>
DCS	<i>Digital Communication System</i>
DSP	Densité Spectrale de Puissance
EM	Expectation and Maximization
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
EQMM	Erreur Quadratique Moyenne Minimale
ETSI	European Telecommunication Standard Institute
FCC	<i>Federal Commission of Communication</i>
FDC	Fonction de Distribution Cumulative
FDD	Frequency Division Duplex
FDP	Fonction de densité de probabilité
FFT	Frequency Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Filter
FLVT	Filtre Linéaire Variant dans le Temps
FWA	<i>Fixed Wireless Access</i>
GSM	<i>Global System Mobile communication</i>
G-WSSUS	Gaussian-Wide Sens Stationary Uncorrelated Scatterers
IES	Interférence Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform

IMTS	<i>Improved Mobile Telephone Service</i>
IMU	Interférence Multi-Utilisateur
KS	Kolmogorov-Smirnov (test statistiques)
LMDS	<i>Local Multipoint Distribution System</i>
LOS	Line Of Sight
MA	Modulation d'Amplitude
MAP	Maximum A Posteriori
MAQ	Modulation d'Amplitude en Quadrature
MCT	Modulation Codée en Treillis
MDF	Modulation à Déplacement de Fréquence
MDP	Modulation à Déplacement de Phase
MF	Modulation de Fréquence
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MMDS	<i>Multipoint Multichannel Distribution Service</i>
MPC	Modulation à Phase Continue
MS	Mobile Station
MV	Maximum de Vraisemblance
NL	Non Linéaire
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OEM	Onde ElectroMagnétique
PTMT	<i>Point To Multipoint</i>
Q-WSSUS	Quasi-Wide Sens Stationary Uncorrelated Scatterers
RF	RadioFréquence
RI	Réponse Impulsionnelle
RSB	Rapport Signal à Bruit
RSI	Rapport Signal à Interférence
RSIB	Rapport Signal à Interférence plus Bruit
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
ST-WSSUS	Spatio-temporal – Wide Sens Stationary Uncorrelated Scatterers
STFT	Short Term Fourier Transform
TDD	Time Division Duplex
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TE	Transverse Electrique
TEM	Transverse ElectroMagnétique
TM	Transverse Magnétique
TFR	Transformée de Fourier Rapide
TF	Transformée de Fourier
UCA	Uniform Circular Array
ULA	Uniform Linear Array
URA	Uniform Rectangular Array
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
WSSUS	Wide Sens Stationary Uncorrelated Scatterers
ZF	Zero Forcing

Liste des tableaux

4.1	Liste des paramètres (constants) utiles à la description du canal de propagation en zone locale	134
5.1	Représentations et relations entrée sortie d'un système linéaire	167
5.2	Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 1 - Cas général	169
5.3	Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la forme 2 - Cas général	171
5.4	Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la deuxième forme de représentation	174
5.5	Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel pour la première forme de représentation	174
5.6	Variables d'évanouissement et variables d'étalement	179
5.7	Définition des transformées position-direction dans le domaine spatial pour la première forme de représentation	183
6.1	Liste des paramètres et fonctions liés aux trajets utiles à la simulation du canal de transmission	217
6.2	Les deux principales méthodes de modélisation des rayons	238
7.1	Les différentes lois testées pour les profils de puissance marginaux de groupe	271
7.2	Occurrence globale des modèles	274
7.3	Moyennes et écarts types en linéaire et en échelle log des dispersions de premier groupe	279
7.4	Corrélation entre les dispersions associées au premier groupe	281
7.5	Effectif pour chaque classe de retard minimum des groupes secondaires . .	283
7.6	Résultats des tests KS en fonction des classes de retards minimaux des groupes secondaires	283
7.7	Corrélation entre les dispersions et la puissance associées aux groupes secondaires	289
7.8	Coefficients des polynômes du modèle VM	298

Table des figures

1.1	Schéma de principe d'une chaîne de communication numérique	15
1.2	Les sources physiques des signaux non-désirés	23
1.3	Les sources physiques des distorsions subies par le signal	25
1.4	Le multiplexage des données avec un signal temporel	29
3.1	Fronts d'onde plane réelle	99
3.2	Fronts d'onde plane complexe uniforme	100
3.3	Fronts d'onde plane non-uniforme (milieu sans pertes)	101
3.4	Front d'onde d'une onde sphérique	102
3.5	Les interactions des OEM avec les obstacles.	106
4.1	Situation géométrique considérée	121
4.2	Représentation géométrique d'un trajet et de la variation de sa longueur .	126
4.3	Modélisation des diffuseurs par des points	131
4.4	Illustration géométrique du volume onde plane	136
4.5	Rayon de sphéricité et distance objet-point d'observation	140
4.6	Géométrie dans le plan azimutal du modèle en zone locale	145
5.1	Canal de propagation et canal de transmission.	156
5.2	Support possible du spectre de pulsation spatiale-fréquence dans un milieu sans perte non-dispersif en fréquence	161
5.3	Représentation d'un signal spatio-temporel par différentes fonctions	163
5.4	Fonctions spatiales du canal de forme 1 - Coordonnées absolues	169
5.5	Fonctions spatiales du canal de forme 2 - Coordonnées relatives	172
5.6	Fonctions temporelles du canal de forme 2 - Coordonnées relatives	173
5.7	Fonctions temporelles du canal de forme 1 - Coordonnées absolues	174
5.8	Représentation physique d'un modèle de canal à 1 seul trajet	176
5.9	Représentation du module des fonctions de canal pour le modèle physique à un seul trajet (représentation de forme 1 pour le domaine spatial et de forme 2 pour le domaine temporel)	179
5.10	Représentation physique du canal de propagation radioélectrique en zone locale	181
5.11	Fonctions spatiales caractéristiques du canal de propagation radioélec- trique en zone locale	182
5.12	Fonctions spatiales caractéristiques du canal de propagation radioélectrique.	183

5.13	Fonctions spatiales scalaires caractéristiques du canal de propagation radioélectrique vu par un couple d'antennes particulières.	186
5.14	Fonctions caractéristiques spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique en zone locale	189
5.15	2 définitions du support spatio-temporel du signal sur le site mobile . . .	191
5.16	Fonctions temporelles de corrélation du canal	192
5.17	Représentation mixte énergétique et corrélative des fonctions temporelles caractéristiques d'ordre 2 du canal	193
5.18	Fonctions caractéristiques temporelles d'ordre 2 du modèle WSSUS	195
5.19	Différents types d'évanouissement temporels fonctions des paramètres d'étalement du canal relativement aux paramètres d'étalement du signal temporel	198
5.20	Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique	202
5.21	Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire	204
5.22	Fonctions caractéristiques spatiales à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique dans le cas stationnaire - cas scalaire	206
5.23	Différents types d'évanouissement spatiaux fonctions des paramètres d'étalement du canal relativement aux paramètres d'étalement du signal spatial	209
5.24	Fonctions caractéristiques à l'ordre 2 du canal de propagation radioélectrique - Cas ST-WSSUS	211
6.1	Les différentes méthodes permettant de fixer les valeurs des paramètres (ou de certains des paramètres)	218
6.2	Structure du simulateur de canal	220
6.3	Paramètres et fonctions associés à un réseau d'antennes	221
6.4	Représentation du module des évanouissements temporels pour $\Delta d_e = \lambda/10$ et un Doppler de Jakes avec un seul site se déplaçant à vitesse variable	227
6.5	Algorithme global de calcul du signal reçu	228
6.6	Approche globale de génération des rayons	231
6.7	Pertes de puissance en fonction de la distance vue à différentes échelles . .	232
6.8	Propagation par groupe de trajets	232
6.9	Différents types d'influences (de groupes)- Interprétation physique géométrique	234
6.10	Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de rayons d'un groupe - cas stationnaire	236
6.11	Modèles de répartition de puissance des trajets	239
6.12	Méthode 1 de génération des rayons	240
6.13	Méthode 2 de génération des rayons	241
6.14	Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de groupe - cas stationnaire	243
6.15	Exemple de variations de profils de puissance moyen en fonction de la position du mobile	247
6.16	Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de groupe variant dans le temps	249
6.17	Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de dispersion et puissance de groupe variant dans le temps	252

6.18	Synoptique de l'algorithme de calcul des paramètres de rayons à l'intérieur d'un groupe variant dans le temps	254
6.19	Synoptique globale de simulation du modèle à rayons.	255
7.1	Prétraitement des données de mesure et mise en forme	262
7.2	Profil de puissance variant le long du parcours du MS - Bâtiments autour du MS - Etalements importants	265
7.3	Moyenne sur le parcours du MS de profils de puissance 2D - Bâtiments autour du MS - Etalements importants	265
7.4	Variations des paramètres caractéristiques de canal le long du parcours du MS - Bâtiments autour du MS - Etalements importants	266
7.5	Profil de puissance variant le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 2 groupes prépondérants et 1 troisième moins important	266
7.6	Moyenne sur le parcours du MS de profils de puissance 2D - Environnement dégagé autour du mobile - 2 groupes prépondérants et 1 troisième moins important	267
7.7	Variations des paramètres caractéristiques de canal le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 2 groupes prépondérants et 1 troisième moins important	267
7.8	Profil de puissance variant le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 1 seul groupe (trajet diffus)	268
7.9	Moyenne sur le parcours du MS de profils de puissance 2D - Environnement dégagé autour du mobile - 1 groupe (trajet diffus)	268
7.10	Variations des paramètres caractéristiques de canal le long du parcours du MS - Environnement dégagé autour du mobile - 1 groupe (trajet diffus)	269
7.11	Répartition des erreurs des modèles dans les 3 domaines	275
7.12	Répartition du nombre de groupes par réponse	276
7.13	FDC de l'angle moyen de groupe	277
7.14	FDC des dispersions Doppler - Premiers groupes	278
7.15	FDC des dispersions des retards - Premiers groupes	279
7.16	FDC des dispersions angulaires - Premiers groupes	279
7.17	FDC des puissances totales - Premiers groupes	280
7.18	FDC du rapport de la puissance moyenne maximale du premier groupe sur la puissance maximale de groupe de la réponse (quand la puissance du premier groupe n'est pas maximale)	281
7.19	FDC des retards minimum de groupe - groupes secondaires	282
7.20	Ecart-types des angles moyens en fonction des retards minimum - Groupes secondaires	284
7.21	Moyenne des dispersions angulaires en fonction des retards minimaux	285
7.22	Moyenne des dispersions angulaires en fonction des retards minimaux	285
7.23	FDC globale de la dispersion des retards des groupes secondaires	286
7.24	FDC globale de la dispersion Doppler des groupes secondaires	286
7.25	Moyenne de la dispersion Doppler en fonction de la déviation angulaire pour les groupes secondaires	287
7.26	Moyenne de $\tilde{\sigma}_{\nu, \log}$ en fonction de la déviation angulaire pour les groupes secondaires	288

7.27	Moyenne de la puissance conditionnée aux retards minimaux pour les groupes secondaires	288
7.28	Écart-type de la puissance conditionnée aux retards minimaux pour les groupes secondaires	289
7.29	Probabilité de la loi sur les profils de puissance Doppler conditionnellement à la dispersion Doppler	291
7.30	Probabilité de la loi sur les profils de puissance des retards conditionnellement à la dispersion des retards	291
7.31	Probabilité de la loi sur les profils de puissance angulaires conditionnellement à la dispersion angulaire	292
7.32	Probabilité de la loi sur les profils de puissance Doppler conditionnellement au retard minimal	293
7.33	Moyenne du rapport de forme (retard moyen/dispersion des retards) de la loi gamma	294
7.34	Moyenne/écart-type du rapport de forme de la loi gamma	294
7.35	Écart-type du rapport de forme pour la loi gamma et pour les groupes secondaires	295
7.36	Dépendance entre l'étalement et la dispersion angulaire.	296
7.37	Fonctions de densité de probabilité du paramètre μ_{vm} estimé conditionnellement à la dispersion Doppler	297
7.38	Répartition du paramètre μ'_{cvm} pour les groupes secondaires	297
7.39	Logarithme du paramètre κ_{vm} en fonction de paramètre μ_{vm} et de la dispersion Doppler $\tilde{\sigma}_\nu$ pour le modèle proposé	298
7.40	Adéquation entre modèle et réalité pour le profil de puissance Doppler de VM	299
7.41	Répartitions du module du Doppler moyen des mesures et de celui généré par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM - Cas des premiers groupes	300
7.42	Répartitions de la dispersion Doppler des mesures et de celle générée par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM - Cas des premiers groupes	300
7.43	Moyenne de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle de VM double - Premiers groupes	301
7.44	Écart-type de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle VM double - Premiers groupes	302
7.45	Moyenne de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle de VM double - Groupes secondaires	302
7.46	Écart-type de la valeur absolue du logarithme du rapport des puissances de chacune des lois de VM associées au modèle de VM double - Groupes secondaires	303
7.47	Paramètres d'angle moyen ($\mu'_{vm,1}$ ou $\mu'_{vm,2}$) de la loi de VM double - Premiers groupes	304
7.48	Paramètres d'angle moyen ($\mu'_{vm,1}$ ou $\mu'_{vm,2}$) de la loi VM double - Groupes secondaires	304

7.49	Moyenne de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associée au modèle de VM double - Premiers groupes	305
7.50	Ecart-type de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associé au modèle VM double - Premiers groupes	305
7.51	Moyenne de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associés au modèle VM double - Groupes secondaires	306
7.52	Ecart-type de $\ln(\kappa_{vm,1})$ et $\ln(\kappa_{vm,2})$ associés au modèle CVM double - Groupes secondaires	306
7.53	Répartition de la dispersion Doppler des mesures et de celle générée par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM double - Premiers groupes	307
7.54	Répartitions de la dispersion Doppler des mesures et de celle générée par simulation à partir du modèle concernant le profil de puissance Doppler de VM double - Groupes secondaires	307
7.55	Synoptique de simulation du profil de puissance Doppler pour les 2 modèles VM et VM doubles (avec la connaissance de la dispersion Doppler)	308
A.1	Repère spatial et systèmes de coordonnées	316
A.2	Fonction gamma à σ_X constant	333
A.3	Fonction caractéristique ou fonction de corrélation associée à la loi gamma à σ_X constant	334
A.4	Fonction de Von Mises en fonction des angles pour plusieurs valeurs de κ	335
A.5	Modèle de Von Mises en fonction de $\cos(\theta)$ pour plusieurs valeurs de κ	336
A.6	Modèle de Von Mises en fonction de $\cos(\theta)$ - Influence de l'angle moyen μ pour 2 valeurs de κ	336
A.7	Fonctions caractéristiques ou fonctions de corrélation spatiale en fonction de κ	337
A.8	Fonctions caractéristiques ou fonctions de corrélation spatiale en fonction de μ pour 2 valeurs de κ	338

Bibliographie

- [1] P. Guguen, *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil*. thèse de Doctorat en électronique, INSA-Rennes, Janvier 2003.
- [2] M. Salehudin, *Modélisation statistique du canal radiomobile large bande à 910 MHz en site urbain*. Thèse de doctorat en Traitement du Signal et Télécommunications, Université de Rennes, Avril 1989.
- [3] M. Touati, « Etude et réalisation d'une liaison hertzienne à 15 GHz - Mesures de propagation en zone urbaine et rurale sur une bande de 500 MHz ». Décembre 1993.
- [4] G. Zaharia, *Caractérisation de la propagation radioélectrique à l'intérieur des bâtiments à 900 MHz - Implications sur la qualité d'une transmission numérique CT2-CAI*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Février 1997.
- [5] C. Moy, *Conception d'un système de transmission numérique à étalement de spectre hybride DS/FH de type RAKE adapté au canal de diffusion troposphérique - Mesures de propagation sur une liaison expérimentale à 4,5 GHz*. Thèse de doctorat en électronique, INSA Rennes, Juin 1999.
- [6] S. Guillouard, *Conception et réalisation d'un sondeur de canal très large bande à 60 GHz - Mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Juillet 1999.
- [7] A. Affandi, *Caractérisation et modélisation de la propagation à l'intérieur des bâtiments dans les bandes de 450, 900, 1800, 2400 et 5800 MHz*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Mai 2000.
- [8] T. Quiniou, *Conception et réalisation de sondeurs spatio-temporels du canal à 1800 MHz - Mesures de propagation à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Janvier 2001.
- [9] S. Collonge, *Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments*. Thèse de Doctorat en électronique, IETR-INSA Rennes, Décembre 2003.
- [10] P.A. Bello, « Characterization of randomly time-variant linear channels ». *IEEE Transactions on Communications Systems*, pages 360–393, décembre 1963.
- [11] I.V. Lindell, « Four revolutions in electricity and magnetism in the 19th century ». *Millennium Conference on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland*, Avril 2000.

-
- [12] J.C. Maxwell, « A dynamical theory of the electromagnetic field ». *Phil. Trans.*, vol. 166, pages 459–512, 1865.
- [13] H. Hertz, « On the finite velocity of propagation of electromagnetic action ». *Sitzungsber. d. Berl. Acad. D. Wiss.*, Février 1888.
- [14] T.K. Sarkar, M. Salazar-Palma et D. Sengupta, « A chronology of developments of wireless communication and electronics ». *Millennium Conference on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland*, Avril 2000.
- [15] J.J. Ledos, « L'invention des ondes : Du Dao à la mécanique quantique ». *Convegno Internazionale su Le origini e lo sviluppo della Telegrafia Senza Fili (TSF)*, Juin 2000.
- [16] J.R. Carson, « Notes on the theory of modulation ». *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 10, page 57, 1922.
- [17] R. Prasad, *Universal wireless personal communications*. Artech House Boston-London, 1998.
- [18] G. Roda, *Tropocastter radio links*. Artech House, 1988.
- [19] L. Boithias, *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Dunod, 1984.
- [20] H. Nyquist, « Certain factors affecting telegraph speed ». *Bell System Technical Journal*, vol. 3, pages 324–346, Avril 1924.
- [21] K. Küpfmüller, « Transcient phenomena in wave filters ». *Elektrische Nachrichtentechnik*, vol. 1, page 141, 1924.
- [22] H. Nyquist, « Certain topics in telegraph transmission theory ». *Trans. AIEE*, vol. 47, pages 617–644, Avril 1928.
- [23] R.V.L. Hartley, « Transmission of information ». *Bell System Technical Journal*, vol. 7, page 535, Juillet 1928.
- [24] C.E. Shannon, « A mathematical theory of communication ». *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pages 379–423, Juillet 1948.
- [25] C.E. Shannon, « Communication in the presence of noise ». *Proceedings of the IRE*, vol. 37, n° 1, pages 10–21, Janvier 1949.
- [26] G. Blanc, « Actualité de Norbert Wiener ». *Séminaire Ecrit, image et nouvelles technologie*, 1993-1994.
- [27] J.G. Proakis et M. Salehi, *Communication systems engineering*. Prentice Hall International Editions, 1994.
- [28] D.O. North, *Analysis of the factors which determine signal:noise discrimination in radar*. RCA Technical Report PTR-6-C, Juin 1943.
- [29] D.O. North, « Analysis of the factors which determine signal:noise discrimination in radar ». *Proc. IRE*, vol. 51, pages 1016–1028, Juillet 1963.
- [30] D. Gabor, « Theory of communication ». *Journal of the institution of electrical engineers, Part 3: Radio and communication engineering*, vol. 93, pages 429–457, Novembre 1946.
- [31] V.A. Kotelnikov, *The theory of optimum noise immunity*. Phd. Dissertation, Molotov Energy Institute, Moscow, 1947.
- [32] J.M. Wozencraft et I.M. Jacobs, *Principles of communication engineering*. Wiley, New York, 1965.

-
- [33] R.W. Hamming, « Error detecting and error correcting codes ». *Bell System Technical Journal*, vol. 29, pages 147–160, Avril 1950.
- [34] R.G. Gallager, *Information theory and reliable communication*. Wiley, New York, 1968.
- [35] E. Biglieri, J. Proakis et S. Shamai, « Fading channels: Information theory and communications aspects ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n° 6, pages 2619–2692, Octobre 1998.
- [36] G. Calhoun, *Radio Cellulaire Numérique*. Lavoisier Tec and Doc, 1992.
- [37] P. Duvaut, *Traitement du signal: concepts et applications*. Hermès, Traité des nouvelles technologies - Série traitement du signal, 1994.
- [38] J.C. Bic, D. Duponteil et J.C. Imbeaux, *Elements de communications numériques - Transmission sur fréquence porteuse 1*. Dunod, 1986.
- [39] T.H. Liew et L. Hanzo, « Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, n° 2, pages 185–219, Février 2002.
- [40] C. Berrou et A. Glavieux, « Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, n° 10, pages 1261–1271, Octobre 1996.
- [41] G. Battail, « A conceptual framework for understanding turbocodes ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 16, n° 2, pages 245–254, Février 1998.
- [42] A.F. Naguib et R. Calderbank, « Space-Time coding and signal processing for high data rate wireless communications ». *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 1, pages 13–34, 2001.
- [43] A.R. Calderbank, « the art of signaling: fifty years of coding theory ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n° 6, pages 2561–2595, Octobre 1998.
- [44] J.G. Proakis, *Digital Communications - Third edition*. McGraw-Hill International Editions, 1995.
- [45] A. Glavieux et M. Joindot, *Communications numériques — Introduction*. Masson, 1996.
- [46] S. Mallier, *Classification des bruits impulsifs du réseau d'accès ADSL - Etude comparative des modulations DMT et MC-CDMA*. Thèse de doctorat en électronique, INSA Rennes, 2002.
- [47] D. Parsons, *The mobile radio propagation channel*. Pentech Press, 1992.
- [48] O. Andrisano, V. Tralli et R. Verdone, « Millimeter waves for short-range multimedia communication systems ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, n° 7, pages 1383–1401, Juillet 1998.
- [49] S. Collonge, G. Zaharia et G. El Zein, « Wideband and dynamic characterization of the 60 GHz indoor radio propagation - Future WLAN architectures ». *Annales des télécommunications*, 2003.
- [50] « Ultra-wideband radio in multipleaccess wireless communications ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications - Special issue*, vol. 20, n° 9, Décembre 2002.
- [51] M. Bellanger, *Traitement numérique du signal — Théorie et pratique*. Masson, 1995.
- [52] J.C. Bic, D. Duponteil et J.C. Imbeaux, *Elements de communications numériques - Transmission sur fréquence porteuse 1*. Dunod, 1986.

- [53] S. Bougeard, *Modélisation du bruit de phase des oscillateurs hyperfréquences*. Thèse de doctorat en électronique, INSA Rennes, Décembre 2001.
- [54] J.M. Brossier, *Signal et communication numérique - Egalisation et synchronisation*. Hermès, 1997.
- [55] R.C. Dixon, *Spread Spectrum Systems - Second Edition*. John Wiley and Sons, 1984.
- [56] R. Price et P.E. Green, « A communication technique for multipath channels ». *Proceedings of the IRE*, pages 555–570, Mars 1958.
- [57] G.L. Turin, « Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio ». *Proceeding of the IEEE*, vol. 68, n° 3, pages 328–353, Mars 1980.
- [58] J.Y. Baudais, *Etude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*. Thèse de doctorat en électronique, INSA Rennes, Mai 2001.
- [59] W. Akmouche, *Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM*. Thèse de doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, U.F.R. Sciences et techniques, Octobre 2000.
- [60] R.V. Nee et R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House Publishers, 2000.
- [61] S. Glisic et B. Vucetic, *Spread spectrum CDMA systems for wireless communications*. Artech House Publishers, 1997.
- [62] J.M. Wozencraft et I.M. Jacobs, *Multiuser detection*. Cambridge University Press, 1998.
- [63] S. Hara et R. Prasad, « Overview of multicarrier CDMA ». *IEEE Communications Magazine*, pages 126–133, Décembre 1997.
- [64] Z. Wang et G.B. Giannakis, « Wireless multicarrier communications - Where Fourier meets Shannon ». *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 29–48, Mai 2000.
- [65] O. Macchi, « L'égalisation numérique en communication ». *Annale des Télécommunications*, vol. 53, n° 1-2, pages 39–58, Janvier 1998.
- [66] A. Bouttier, *Egalisation autodidacte des modulations linéaires par filtrage récursif*. Thèse de Doctorat en traitement du signal, Université de Rennes I, Octobre 2000.
- [67] D.G. Brennan, « Linear diversity combining techniques ». *Proceedings of the IRE*, vol. 47, pages 1075–1102, Juin 1959.
- [68] W.C. Jakes, *Microwaves mobile communications*. John Wiley and Sons, 1974.
- [69] J.D. Parsons, M. Henze, P.A. Ratliff et M.J. Withers, « Diversity techniques for mobile radio reception ». *The Radio and Electronic Engineer*, vol. 45, n° 7, pages 357–367, Juillet 1975.
- [70] J.N. Pierce et S. Stein, « Multiple diversity with Nonindependent fading ». *Proceedings of the IRE*, vol. 48, pages 89–104, Janvier 1960.
- [71] R. O. LaMaire et M. Zorzi, « The effect of correlation in diversity systems with Rayleigh fading, shadowing, and power capture ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 14, n° 3, Avril 1996.
- [72] L. Fang, G. Bi et A.C. Kot, « New method of performance analysis for diversity reception with correlated Rayleigh-fading signals ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 5, pages 1807–1812, Septembre 2000.

- [73] M. Flament, F. Gessler, F. Lagergren, O. Queseth, R. Stridh, M. Unbehaun, J. Wu et J. Zander, « An approach to 4th-Generation wireless infrastructures - Scenarios and key research issues ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 1999.
- [74] A. Bria, F. Gessler, O. Queseth, R. Stridh, M. Unbehaun, J. Wu, J. Zander et M. Flament, « 4th-Generation wireless infrastructures : scenarios and research challenges ». *IEEE Personal Communications*, pages 25–31, Décembre 2001.
- [75] A. Bria, M. Flament, F. Gessler, O. Queseth, R. Stridh, M. Unbehaun, J. Wu et J. Zander, « Overall design of 4th-Generation wireless infrastructures (4GW) ». *Proceedings of Radiovetenskap och Kommunikation*, pages 415–419, Juin 2002.
- [76] R.A. Monzino et T.W. Miller, *Introduction to adaptative arrays*. New York Wiley and Sons, 1980.
- [77] D.H. Johnson et D.E. Dudgeon, *Array signal processing : concepts and techniques*. Prentice Hall Signal Processing series Alan V. Oppenheimer, 1993.
- [78] A. Hero et al., « Highlights of statistical signal and array processing ». *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 21–64, Septembre 1998.
- [79] K. Brayer, *Data communications via fading channels*. IEEE Press - Selected Reprint Series, 1975.
- [80] V.M. Bogachev et I.G. Kiselev, « Optimum combining of signals in space diversity reception ». *Telecommunication Radio Engineer*, vol. 34-35, page 83, Octobre 1980.
- [81] J.H. Winters, « Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. SAC-2, pages 528–539, Juillet 1984.
- [82] J.H. Winters, « Optimum combining for indoor radio systems with multiple users ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-35, n° 11, pages 1222–1230, Novembre 1987.
- [83] J.H. Winters, J. Salz et R. D. Gitlin, « The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, n° 2/3/4, pages 1740–1750, Février, Mars, Avril 1994.
- [84] J.H. Winters et J. Salz, « Upper bounds on the bit error rate of optimum combining in wireless systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 942–946, Juin 1994.
- [85] R.H. Clarkes, « Statistical theory of mobile-radio reception ». *The Bell System Technical Journal*, vol. 47, n° 2, pages 957–1000, Juillet 1969.
- [86] J. Salz et J.H. Winters, « Effect of fading correlation on adaptative arrays in digital mobile radio ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n° 4, pages 1049–1057, Novembre 1994.
- [87] H. Krim et M. Viberg, « Two decades of array signal processing research - The parametric approach ». *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 67–94, Juillet 1996.
- [88] L.C. Godara, « Applications of antenna arrays to mobile communications, part II : Beam-forming and direction-of-arrival considerations ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, n° 8, pages 1193–1245, Août 1997.
- [89] S. Marcos, *Les méthodes à hautes résolution : traitement d'antennes et analyse spectrale*. Editions Hermes, 1998.

- [90] J. Capon, « High Resolution frequency wave number spectrum analysis ». *Proceeding of the IEEE*, vol. 57, pages 1408–1418, 1969.
- [91] R.O. Schmidt, « Multiple Emitter location and signal parameter estimation ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, n° 3, pages 276–280, Mars 1986.
- [92] R. Roy et T. Kaylath, « ESPRIT - Estimation os Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques ». *Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, n° 7, pages 984–995, Juillet 1989.
- [93] A.P. Dempster, N.M. Laird et D.B. Rubin, « Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm ». *Journal Royal Stat. Soc., Ser. B*, vol. 39, pages 477–489, 1977.
- [94] S.C. Swales, M.A. Beach, D.J. Edwards et J.P. McGeehan, « The Performance enhancement of multibeam adaptative base stations antennas ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, n° 3, pages 56–57, Février 1990.
- [95] O. Andrisano, V. Tralli et R. Verdone, « Millimeter waves for short-range multimedia communication systems ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 1, pages 230–236, Février 1991.
- [96] M. Bengtsson et B. Ottersten, « Signal waveform estimation from array data in angular spread environment ». *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Novembre 1996.
- [97] M. Bengtsson, *Sensor array processing for scatered sources*. Phd. thesis, Shool of electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH) - TRITA-S3-SB-9729, Novembre 1997.
- [98] D. Asztély et B. Ottersten, « Modified array manifold for signal waveforme estimation in wireless communications ». *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Novembre 1996.
- [99] D. Asztély et B. Ottersten, « Modified array manifold for signal waveform estimation in wireless communications ». *IEE Proceedings on Radar, Sonar and navigation*, Février 1998.
- [100] D. Asztély, *Spatial and spatio-temporal processing with antenna arrays in wireless systems*. Phd. Thesis, Royal Institute of Technology (KTH), Department of Signals, Sensors and Systems - Trita-S3. SB. 9924, Janvier 1999.
- [101] P. Zetterberg, *Mobile communication with base station antenna arrays : propagation modeling and system capacity*. Licentiate thesis, Shool of electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH) - TRITA-S3-SB-9502, Février 1995.
- [102] P. Zetterberg, « The spectrum efficiency of a base station antenna array system for spatially selective transmission ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, n° 3, pages 651–660, Aout 1995.
- [103] P. Zetterberg, *Mobile cellular communication with base station antenna arrays : spectrum efficiency, algorithms and propagation models*. Phd. thesis, Shool of electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH) - TRITA-S3-SB-9712, 1997.
- [104] J. Fuhl, *Smarts antennas for second and third generation mobile communications systems*. Phd. thesis, Technischen Universität Wien, Fakultät für Electrotechnik, Mars 1997.

-
- [105] A.J. Paulraj et C.B. Papadias, « Space-time processing for wireless communications ». *IEEE Signal Processing magazine*, pages 49–83, Novembre 1997.
- [106] A.J. Paulraj et E. Lindskog, « A taxonomy of space-time processing for wireless networks ». *IEE Proceedings on Rada, Sonar and navigation*, vol. 145, n° 1, pages 25–31, Février 1998.
- [107] A.F. Naguib, A. Paulraj et T. Kaylath, « Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA ». *27th Asilomar Conference on Signals, System and Computers*, vol. 2, n° 3, pages 1437–1441, Novembre 93 1993.
- [108] A.F. Naguib, A. Paulraj et T. Kaylath, « Effects of multipath and base-station antenna arrays on uplink capacity of cellular CDMA ». *IEEE Global Communications Conference*, vol. 1, pages 395–399, 1994.
- [109] A.F. Naguib, *Adaptative antennas for CDMA wireless networks*. Phd. Dissertation, Stanford University - Information Systems Laboratory, Août 1996.
- [110] B.H. Khalaj, A. Paulraj et T. Kaylath, « 2D RAKE receivers for CDMA cellular systems ». *IEEE Global Communications Conference*, vol. 1, pages 400–404, 1994.
- [111] J.J. Ledos, « Reverse channel performance improvements in CDMA Cellular Communication systems employing adaptative antennas ». *IEEE Global Communications Conference*, vol. 1, pages 42–47, 1993.
- [112] J. Ramos et M.D. Zoltowski, « Reduced complexity blind 2D RAKE receiver for CDMA ». *8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical signal and Array Processing*, pages 502–505, 1996.
- [113] M.D. Zoltowski, Y.F. Chen et J. Ramos, « Blind 2D RAKE receivers based on space-time adaptative MVDR processing for IS-95 CDMA system ». *Military Communications Conference*, vol. 2, pages 618–622, 1996.
- [114] J. Ramos et M.D. Zoltowski, « Blind 2D RAKE receiver for cdma incorporating code synchronization and multipath time delay estimation ». *IEEE ICASSP*, vol. 5, n° 3, pages 4025–4028, 1997.
- [115] T. Boros, G.G. Raleigh et M.A. Pollack, « Adaptative space-time equalization for rapidly fading communication channels ». *GLOBECOM*, vol. 2, pages 984–989, 1996.
- [116] M.D. Zoltowski et J. Ramos, « Blind multi-user access interference cancellation for CDMA based PCS/cellular using antenna arrays ». *IEEE ICASSP*, vol. 5, pages 2730–2733, 1996.
- [117] H. Liu et M.D. Zoltowski, « Blind Equalization in antenna array CDMA systems ». *IEEE Transaction on signal Processing*, vol. 45, n° 1, pages 161–172, Janvier 1997.
- [118] Marc Chenu-Tournier, *Contribution à l'utilisation des techniques de traitement d'antenne dans un système de radio-communication numérique : application à l'UMTS et au GSM*. Thèse de doctorat en traitement du signal de l'ENS de Cachan, 2001.
- [119] L. Ros, *Réception multi-capteur pour un terminal radio-mobile dans un système d'accès multiple à répartition par codes. Application au mode TDD de l'UMTS*. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble de Cachan, Décembre 2001.
- [120] M. Barrett et R. Arnott, « Adaptative antennas for mobile communications ». *Electronics and Communications Engineering Journal*, pages 429–457, Août 1994.

- [121] P. Mogensen, P. Zetterberg, H. Dam, P.L. Espensen, S.L. Larsen et K. Olsen, *Algorithms and antenna array recommendation*. Technical report A020/AUC/A12/DR/P/1/xx-D2.1.2, Tsunami(II), Septembre 1996.
- [122] M.A. Beach, C.M. Simmonds, P. Howard et P. Darwood, « Smart antennas : an enabling technology for the wireless revolution ». *Millenium Conference on Antennas and Propagation*, Avril 2000.
- [123] L.C. Godara, « Applications of antenna arrays to mobile communications, part I : performance improvement, feasibility, and system considerations ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, n° 7, pages 1031–1060, Juillet 1997.
- [124] « Smart Antennas ». *IEEE Personal Communications*, pages 1–54, Février 1998.
- [125] R.M. Bueher, A.G. Kogiantis, S.C. Liu, J. Tsai et D. Uptegrove, « Intelligent antennas for wireless communications-Uplink ». *Bell Labs Technical Journal*, pages 73–103, Juillet-Septembre 1999.
- [126] S. Ponnekanti, « An overview of smart antenna technology for heterogeneous networks ». *IEEE Communications Surveys*, vol. 2, n° 4, pages 14–23, Octobre-Novembre-Décembre 1999.
- [127] J.H. Winters, « On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. SAC-5, n° 11, pages 871–878, Juin 1987.
- [128] I.E. Telatar, *Capacity of multi-antenna gaussian channels*. Tech. Rep. AT and T-Bell Labs BL0112170-950615-07TM, 1995.
- [129] G.J. Foschini et M.J. Gans, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas ». *Wireless Personal Communications*, vol. 6, n° 3, pages 311–335, Mars 1998.
- [130] G.G. Raleigh J.M. Cioffi, « Spatio-temporal coding for wireless communication ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n° 3, pages 357–366, Mars 1998.
- [131] P.F. Driessen et G.J. Foschini, « On the capacity formula for multiple-input multiple-output wireless channels: a geometric interpretation ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n° 2, pages 173–176, Février 1999.
- [132] C.N. Chuah, J.M. Kahn et D. Tse, « Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment ». *IEEE Global Communications Conference*, vol. 4, pages 1894–1899, Novembre 1998.
- [133] D. Schiu, G.J. Foschini, M.J. Gans et J.M. Kahn, « Fading correlation and its effects on the capacity of multi-element antenna systems ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pages 502–513, Mars 2000.
- [134] C.N. Chuah, J.M. Kahn et D. Tse, « Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, n° 3, pages 637–650, Mars 2002.
- [135] T.L. Marzetta et B.M. Hochwald, « Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n° 1, pages 139–157, Janvier 1999.
- [136] S. Loyka et A. Kouki, « The impact of correlation on multi-antenna system performance: correlation matrix approach ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2001.

-
- [137] M. Kiessling, J. Speidel, I. Viering et M. Reinhardt, « A closed-form bound on correlated MIMO channel capacity ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, septembre 2002.
- [138] J.B. Andersen, « Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 18, n° 11, pages 2172–2178, Novembre 2000.
- [139] H. Bölcskei, D. Gesbert et A.J. Paulraj, « On the capacity of OFDM-based multi-antenna systems ». *IEEE ICASSP*, Juin 2000.
- [140] F. Boixadera Espax et J.J. Boutros, « Capacity considerations for wireless MIMO channels ». *Workshop on Multiaccess, Mobility and Teletraffic for Wireless Communications*, Octobre 1999.
- [141] D. Gesbert, H. Bölcskei et A.J. Paulraj, « Performance evaluation for scattering MIMO channel models ». *Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Octobre 2000.
- [142] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore et A.J. Paulraj, « MIMO wireless channels: capacity and performance prediction ». *IEEE Global Communications Conference*, Novembre 2000.
- [143] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore et A.J. Paulraj, « Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction ». *IEEE Transactions on Communications*, 2002.
- [144] L. Hanlen et M. Fu, « Multiple antenna wireless communication systems: limits to capacity growth ». *IEEE WCNC*, 2001.
- [145] L. Hanlen et M. Fu, « MIMO wireless systems: capacity limits for sparse scattering ». *Australian CTW*, Février 2002.
- [146] D. Chizhik, G.J. Foschini et M.J. Gans, « Keyholes, correlations, and capacities of multi-element transmit and receive antennas ». *IEEE Transaction on Wireless Communications*, vol. 1, n° 2, pages 361–368, Avril 2002.
- [147] T.S. Pollock, T.D. Abhayapala et R.A. Kennedy, « Fundamental limits of MIMO capacity for spatially constrained arrays ». *Proc. Fourth Australian Communications Theory Workshop*, pages 7–12, Février 2003.
- [148] S. Loyka, « MIMO channel capacity electromagnetic wave perspective ». *National Symposium of Radio Science - URSI*, Aout 2002.
- [149] S. Catreux, *Techniques d'antennes multi-entrées multi-sorties dans un système de type cellulaire*. Thèse de doctorat en électronique, INSA Rennes, Mars 2000.
- [150] R.S. Blum, J.H. Winters et N.R. Sollenberger, « MIMO channel capacity for the distributed antenna systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 1220–1224, 2001.
- [151] W. Roh et A. Paulraj, « MIMO channel capacity for the distributed antenna systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, septembre 2002.
- [152] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal et S. Vishwanath, « Fundamental capacity of MIMO channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 21, n° 3, Avril 2003.
- [153] D.P. Palomar, J.R. Fonollosa et M.A. Lagunas, « Capacity results of spatially flatened frequency-selective MIMO channels using linear processing techniques in transmission ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2001.

- [154] D.P. Palomar, J.R. Fonollosa et M.A. Lagunas, « Capacity results of spatially correlated frequency-selective MIMO channels in UMTS ». *Conference on Information Science and Systems*, pages 21–23, Mars 2001.
- [155] V. Tarokh, N. Seshadri et A.R. Calderbank, « Space-time for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n° 2, pages 744–765, Mars 1998.
- [156] O. Andrisano, V. Tralli et R. Verdone, « A simple transmit diversity technique for wireless communications ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 16, pages 1451–1458, Octobre 1998.
- [157] G.J. Foschini et M.J. Gans, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas ». *Bell System Technical Journal*, vol. 1, n° 2, pages 41–59, Automne 1996.
- [158] R.W. Heath et A. Paulraj, « Characterization of MIMO channels for spatial multiplexing systems ». *Proc. of Int. Conf. on Com.*, vol. 2, pages 591–595, Juin 2001.
- [159] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu et P. Smith, « From theory to practice: An overview of space-time coded MIMO wireless systems ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 21, n° 3, pages 281–302, Avril 2003.
- [160] D. Gesbert, H. Bölcskei et A.J. Paulraj, « Breaking the barriers of Shannon’s capacity: An overview of MIMO wireless system ». *Teletronikk Telenor Journal.*, Janvier 2002.
- [161] M. Failli, *Digital land mobile radio communications*. Commission of the European Communities, 1989.
- [162] E. Damosso et L.M. Correia, *Digital mobile radio towards future generation system*. Commission of the European Communities, 1996.
- [163] J.F. Bourdeuilles, « Modélisation de la propagation pour l’ingénierie radio des systèmes de communications avec les mobiles ». *Journées Propagation Electromagnétique du décimétrique à l’Angström*, Octobre 1997.
- [164] A. Neskovic, N. Neskovic et G. Paunovic, « Modern approaches in modeling of mobile radio systems propagation environment ». *IEEE Communications Surveys*, pages 2–12, Octobre-Novembre-Décembre 2000.
- [165] I. Forkel et M. Salzmann, « Radio Propagation Modelling and its Application for 3G Mobile Network Simulation ». *Proceedings of the 10th Aachen Symposium on Signal Theory*, pages 363–370, Septembre 2001.
- [166] S.O. Rice, « Statistical properties of a sine wave plus random noise ». *Bell System Technical Journal*, vol. 27, n° 1, pages 109–157, Janvier 1948.
- [167] M. Nakagami, *The m-distribution, a general formula of intensity distribution of rapid fading*. Pergamon Press, 1960.
- [168] W.R. Young et L.Y. Lacy, « Echoes in transmission at 450 megacycles from land-to-car radio units ». *Proceedings of IRE*, vol. 38, n° 3, pages 255–258, Mars 1950.
- [169] W.R. Young, « Comparison of mobile radio transmission at 150, 450, 900, and 3700 Mc ». *Bell System Technical Journal*, vol. 31, n° 6, pages 1068–1085, Novembre 1952.
- [170] P.M. Trifonov, V.N. Budko et V.S. Zotov, « Structure of USW field-strength spatial fluctuations in a city ». *Transaction on Telecommunications radio Engineering*, vol. 9, pages 26–30, Février 1964.

-
- [171] W.C. Jakes et D.O. Reudink, « Comparison of mobile radio transmission at UHF and X band ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 16, pages 10–14, Octobre 1967.
- [172] J.F. Ossanna, « A model for mobile radio fading due to buildings reflections: theoretical and experimental fading waveform power spectra ». *Bell System Technical Journal*, vol. 43, n° 6, pages 2935–2971, Novembre 1964.
- [173] W.C.Y. Lee, « Preliminary investigation of mobile radio signal fading using directional antennas on the mobile units ». *IEEE Transaction on Vehicular Communications*, vol. VC-15, pages 8–15, Octobre 1966.
- [174] E.N. Gilbert, « Energy reception for mobile radio ». *Bell System Technical Journal*, vol. 44, n° 8, pages 1779–1803, Octobre 1965.
- [175] R.H. Clarkes, « Statistical theory of mobile-radio reception ». *The Bell System Technical Journal*, vol. 47, n° 2, pages 957–1000, Juillet 1968.
- [176] M.J. Gans, « A power spectral-theory of propagation in the mobile-radio environment ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-21, n° 1, pages 27–38, Février 1972.
- [177] W.C.Y. Lee, « Finding the approximate angular probability density function of wave arrival by using a directional antenna ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-21, n° 3, pages 328–334, Mai 1973.
- [178] F. Ikegami et S. Yoshida, « Analysis of multipath propagation structure in urban mobile radio environnements ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-28, n° 4, pages 531–537, Juillet 1980.
- [179] A. Abdi, J.A. Barger et M. Kaveh, « A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, pages 425–434, 2002.
- [180] W.C.Y. Lee et R.H. Brandt, « The elevation angle of mobile radio signal arrival ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-22, n° 4, pages 110–113, Novembre 1973.
- [181] W.C.Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*. Howard W. Sams and Co., 1986.
- [182] T. Aulin, « A modified model for the fading signal at a mobile radio channel ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-28, pages 182–203, Août 1979.
- [183] J.D. Parsons et A.M.D. Turkmani, « Characterisation of mobile radio signals: model description ». *IEE Proceedings*, vol. 138, n° 6, pages 549–556, Décembre 1991.
- [184] S. Qu et T. Yeap, « A three dimensional scattering model for fading channels in land mobile environment ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, n° 3, pages 765–781, May 1999.
- [185] W.C.Y. Lee et Y.S. Yeh, « Polarization diversity system for mobile radio ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-20, pages 912–923, Octobre 1972.
- [186] W.C.Y. Lee, « Effect on correlation between two mobile radio base-station antennas ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-21, n° 11, pages 1214–1224, Novembre 1973.

- [187] F. Adachi, M. Feeney, A. Williamson et J. Parsons, « Cross correlation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station ». *IEE Proceedings-F*, vol. 133, n° 6, pages 506–512, Octobre 1986.
- [188] M.T. Feeney, *The complex narrowband UHF mobile radio channel*. Phd. Thesis, University of Liverpool, 1989.
- [189] C.M. Keller et M.C. Brown, « Propagation measurements for 1.9 GHz high-gain antenna design ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 59–63, Juillet 1995.
- [190] D.C. Cox, R.R. Murray, H.W. Arnold, A.W. Norris et M.F. Wazowicz, « Cross-polarization coupling measured for 800 MHz radio transmission in and around houses and large buildings ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, n° 1, pages 83–87, Janvier 1986.
- [191] S.A. Bergmann et H.W. Arnold, « Polarisation diversity in portable communications environment ». *Electronics Letters*, vol. 22, n° 11, pages 609–610, Mai 1986.
- [192] S. Kozono, T. Tsuruhara et M. Sakamoto, « Base station polarization diversity reception for mobile radio ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-33, n° 4, pages 301–306, Novembre 1984.
- [193] R.G. Vaughan, « Polarization diversity in mobile communications ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, n° 3, pages 177–186, Août 1990.
- [194] J.F. Lemieux, M.S. El-Tanany et H.M. Hafez, « Experimental evaluation of space/frequency/polarization diversity in the indoor wireless channel ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 3, pages 569–574, Août 1991.
- [195] S.R. Todd, M.S. El-Tanany et S.A. Mahmoud, « Space and frequency diversity measurements of the 1.7 GHz indoor radio channel using a four-branch receiver ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 3, pages 312–320, Août 1992.
- [196] A.M.D. Turkmani, A.A. Arowojolu, P.A. Jefford et C.J. Kellett, « An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, n° 2, pages 318–326, Mai 1995.
- [197] C.B. Dietrich, K. Dietze, J.R. Nealy et W.L. Stutzman, « Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 9, pages 1271–1281, Septembre 2001.
- [198] P.L. Perini et C.L. Holloway, « Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environnements ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n° 6, pages 764–775, Septembre 1998.
- [199] B.K. Kim, W.L. Stutzman et D.G. Sweeney, « Indoor and outdoor measurements of space, polarization, and angle diversity for celular base stations in urban environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [200] P.F. Wilson, P.B. Papazian, M.G. Cotton, Y. Lo et S.C. Bundy, « Simultaneous wide-band four-antenna wireless channel-sounding measurements at 1920 MHz in a suburban environnement ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, n° 1, pages 67–78, Novembre 2001.

-
- [201] T. Neubauer et P.C.F. Eggers, « Simultaneous characterization of polarization matrix components in pico cells ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pages 1361–1365, Septembre 1999.
- [202] I.Z. Kovacs, P.C.F. Eggers et K. Olesen, « Characterization of cross polarization discrimination in forest environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 725–731, Septembre 2000.
- [203] P. Kyritsi et D.C. Cox, « Propagation characteristics of horizontally and vertically polarized electric fields in an indoor environment : simple model and results ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [204] L. Lukama, K. Konstantinou et D.J. Edwards, « Three-branch orthogonal polarisation diversity ». *Electronics Letters*, vol. 37, n° 20, pages 1258–1259, Septembre 2001.
- [205] G.L. Turin, « Communication through noisy, random-multipath channels ». *IRE Nat. Conv. Rec.*, pages 154–156, 1956.
- [206] W. Honcharenko, J.P. Kruys, H.D. Yee et N.J. Schah, « Broadband wireless access ». *IEEE Communications Magazine*, pages 20–26, January 1997.
- [207] D.C. Cox, « Delay-Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-20, n° 5, pages 625–635, Septembre 1972.
- [208] D.C. Cox, « 910 MHz urban mobile radio propagation : multipath characteristics in New-York city ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-21, n° 11, pages 1188–1193, Novembre 1973.
- [209] G.L. Turin, F.D. Clapp, T.L. Johnston, S.B. Fine et D. Lavry, « A statistical model of urban multipath propagation ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-21, n° 1, pages 1–9, Février 1972.
- [210] A.S. Bajwa, « Time-delay/Doppler scattering function for suburban mobile radio propagation at 436 MHz ». *Electronics Letters*, vol. 14, n° 14, pages 423–425, Juillet 1978.
- [211] A.S. Bajwa, *Wideband characterisation of the UHF mobile radio propagation in urban and suburban areas*. Phd. thesis, Faculty of Science and Engineering, University of Birmingham, août 1979.
- [212] H. Suzuki, « A statistical model for urban radio propagation ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, n° 7, pages 673–680, Juillet 1977.
- [213] H. Hashemi, « Simulation of the urban radio propagation channel ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-28, n° 3, pages 213–225, Août 1979.
- [214] G. EL Zein, M. Salehudin, J.M. Floch et J. Citerne, « Mesures de propagation radiomobiles à 910 MHz dans la ville de Rennes ». *Journées Nationales Microondes*, pages 183–185, Juin 1987.
- [215] M. Salehudin, G. EL Zein, A. Daniel et J. Citerne, « UHF wideband mobile radio time domain channel parameters estimation based on environment related statistical data ». *Proceedings of ISAP'89*, vol. 3, pages 801–804, août 1989.
- [216] A.S. Bajwa, « A simple stochastic approach to wideband modelling of multipath propagation in mobile radio environments ». *IERE International Conference on Land Mobile Radio*, pages 113–118, Décembre 1983.

- [217] W.R. Braun et U. Dersch, « A physical mobile radio channel model ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 2, pages 472–482, Mai 1991.
- [218] J.S. Sadowsky et V. Kafedziski, « On the correlation and scattering functions of the WSSUS channel for mobile communications ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, n° 1, pages 270–282, Février 1998.
- [219] L.J. Greenstein, V. Erceg, Y.S. Yeh et M.V. Clark, « A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, n° 2, pages 477–485, Mai 1997.
- [220] S. Bug, C. Wengerter, I. Gaspard et R. Jakoby, « WSSUS-Channel models for broadband mobile communication systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [221] H.H. Hoffman et D.C. Cox, « Attenuation of 900 MHz radio waves propagating into a metal building ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-30, n° 4, pages 808–811, Juillet 1982.
- [222] D.C. Cox, R.R. Murray et A.W. Norris, « Measurements of 800 MHz radio transmission into buildings with mettalic walls ». *Bell System Technical Journal*, vol. 62, n° 9, pages 2695–2717, Novembre 1983.
- [223] S.E. Alexander, « Radio propagation within buildings at 900 MHz ». *Electronics Letters*, vol. 18, n° 21, pages 913–914, Octobre 1982.
- [224] D.M.J. Devasirvatham, « Time delay spread mesurements of wideband radio signals within a buildings ». *Electronics Letters*, vol. 20, n° 23, pages 950–951, Novembre 1984.
- [225] D.M.J. Devasirvatham, « A comparison of time delay spread and signal level measurements within two dissimilar office buildings ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-35, n° 3, pages 319–324, Mars 1987.
- [226] T.S. Rappaport, *Characterizing the UHF factory multipath channel*. Phd. Thesis, Purdue University, West Lafayette, Décembre 1987.
- [227] T.S. Rappaport, « Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, n° 3, pages 1058–1069, Août 1989.
- [228] H. Pahlavan, R. Ganesh et T. Hotaling, « Multipath propagation measurements on manufacturing floors at 910 MHz ». *Electronics Letters*, vol. 25, n° 3, pages 225–227, Février 1989.
- [229] A.A.M. Saleh et R.A. Valenzuela, « A statistical model for indoor multipath propagation ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. SAC-5, n° 2, pages 128–137, Février 1987.
- [230] R. Ganesh et H. Pahlavan, « Multipath propagation measurements on manufacturing floors at 910 MHz ». *Electronics Letters*, vol. 25, n° 12, pages 763–765, Juin 1989.
- [231] T.S. Rappaport, K. Takamizawa et S.Y. Seidel, « Statistical channel impulse response models for factory and open plan buildings radio communication system design ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, n° 5, pages 794–807, Mai 1991.

- [232] P. Yegani et C.D. McGillem, « A statistical model for the factory radio channel ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, n° 10, pages 1445–1454, Octobre 1991.
- [233] H. Hashemi, « Impulse response modelling of indoor radio propagation channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 11, n° 7, pages 967–977, Septembre 1993.
- [234] T. Lo, J. Litva et H. Leung, « Estimating the impulse response of indoor radio channels using signal subspace techniques ». *IEE Proceedings-I*, vol. 140, n° 3, pages 203–210, Juin 1993.
- [235] T. Lo, J. Litva et H. Leung, « A new approach for estimating indoor radio propagation characteristics ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, n° 10, pages 1369–1376, Octobre 1994.
- [236] H. Pahlavan, R. Ganesh et T. Hotaling, « Frequency domain measurements of the indoor radio channels ». *Electronics Letters*, vol. 25, pages 1645–1647, 1989.
- [237] S.J. Howard et H. Pahlavan, « Autoregressive modelling of an indoor radio channel ». *Electronics Letters*, vol. 26, n° 12, pages 816–817, Juin 1990.
- [238] H. Pahlavan et S.J. Howard, « Statistical AR models for the frequency selective indoor radio channel ». *Electronics Letters*, vol. 26, n° 15, pages 1133–1135, Juillet 1990.
- [239] S.J. Howard et H. Pahlavan, « Autoregressive modelling of wide-band indoor radio propagation ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, n° 9, pages 1540–1552, Septembre 1992.
- [240] D. Molkdar, « Review on radio propagation into and within buildings ». *IEE Proceedings-H*, vol. 138, n° 1, pages 61–73, Février 1991.
- [241] H. Hashemi, « The indoor radio propagation channel ». *Proceeding of the IEEE*, vol. 81, n° 7, pages 943–967, Juillet 1993.
- [242] U. Dersch, J. Troger et E. Zollinger, « Multiple reflections of radio waves in a corridor ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, n° 9, pages 1571–1574, Septembre 1994.
- [243] W. Honcharenko, H.L. Bertoni, J.L. Dailing, J. Qian et H.D. Yee, « Mechanisms governing UHF propagation on single floor in modern office buildings ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 4, pages 496–504, Novembre 1992.
- [244] U. Dersch et E. Zollinger, « Propagation mechanisms in microcell and indoor environments ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n° 4, pages 1058–1066, Novembre 1994.
- [245] C.L. Law et M.T. Wong, « Wideband indoor channel characterisation using microstrip patch antennas at 1.95 GHz with different antenna height configurations ». *Electronics Letters*, vol. 32, n° 9, pages 793–795, Avril 1996.
- [246] L. Dossi, G. Tartara et F. Tallone, « Statistical analysis of measured impulse response functions of 2 GHz indoor radio channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 14, n° 3, pages 405–410, Avril 1996.
- [247] A. Affandi, G. El-Zein et J. Citerne, « Characterization of the indoor propagation at 1.8 GHz ». *Journées Propagation Electromagnétique du Décimétrique à l'Angström*, pages 267–270, Octobre 1997.

- [248] A. Affandi, G. El-Zein et J. Citerne, « Investigation on frequency dependence of indoor radio propagation parameters ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1988–1992, Septembre 1999.
- [249] G. Dolmans et L. Leyten, « Effect of delay spread and fading on the performance of an adaptative dual-antenna handset ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 1999.
- [250] R. Herradon, J.M. Garcíe, F. Jiménez et J.M. Hernando, « Autoregressive modeling of an indoor radio channel ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 194–198, Mai 1999.
- [251] F. Babich et G. Lombardi, « Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, n° 3, pages 455–464, Mars 2000.
- [252] F. Villanese, W.G. Scanlon et N.E. Evans, « Statistical characteristics of pedestrian-induced fading for a narrowband 2.45 GHz indoor channel ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [253] L.H. Macêdo, M.H.C. Dias, R.D. vieira, J.F. Macêdo et G.L. Siqueira, « Mobile indoor wide-band 1,8 GHz sounding measurement-based time dispersion analysis ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [254] P.F.M. Smulders et A.G. Wagemans, « Wideband indoor radio propagation measurements at 58 GHz ». *Electronics Letters*, vol. 28, n° 13, pages 1270–1272, Juin 1992.
- [255] T. Manabe, K. Taira, K. Sato, T. Ihara, Y. Kasashima et K. Yamaki, « Multipath measurement at 60 GHz for indoor wireless communication systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 905–909, Juin 1994.
- [256] T. Manabe, Y. Miura et T. Ihara, « Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 14, n° 3, pages 441–448, Avril 1996.
- [257] A. Bohdanowicz, G.J.M. Janssen et S. Pietrzyk, « Wideband indoor and outdoor multipath channel measurements at 17 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1998–2003, Septembre 1999.
- [258] L. Talbi et G.Y. Delisle, « Experimental characterization of EHF multipath indoor radio channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 14, n° 3, pages 431–440, Avril 1996.
- [259] L. Talbi, « Effect of frequency carrier on indoor propagation channel ». *Electronics Letters*, vol. 36, n° 15, pages 1309–1310, Juillet 2000.
- [260] L. Talbi, « Human disturbance of indoor EHF wireless channel ». *Electronics Letters*, vol. 37, n° 22, pages 1361–1363, Octobre 2000.
- [261] R.J.C. Bultitude, R.F. Hahn et R.J. Davies, « Propagation considerations for the design of an indoor broad-band communications system at EHF ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, n° 1, pages 235–245, Février 1998.
- [262] F. Villanese, N.E. Evans et W.G. Scanlon, « Pedestrian-induced fading for indoor channels at 2.45, 5.7 and 62 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.

- [263] Y. Delignon, L. Clavier, V. Lethuc, G. Garnier et M. Rachdi, « Compound statistical model for 60 GHz channel ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [264] L. Clavier, M. Rachdi, M. Fryziel, Y. Delignon, V. Lethuc, G. Garnier et P.A. Rolland, « Compound statistical model for 60 GHz channel ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [265] H. Xu, V. Kukshya et T.S. Rappaport, « Spatial and temporal characterization of 60 GHz indoor channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 620–630, Avril 2002.
- [266] M.L. Rubio, A. Garcia-Armada, R.P. Torres et J.L. Garcia, « Channel modeling and characterization at 17 GHz for indoor broadband WLAN ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 593–601, Avril 2002.
- [267] Y. Lostenlen, Y. Corre, Y. Louët et Y. Le Helloco, « Comparison of measurements and simulations in indoor environments for wireless local networks at 60 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [268] A.G. Siamarou et M.O. Al-Nuaimi, « Coherence bandwidth characterisation at mm-waves ». *IST*, 2002.
- [269] A.G. Siamarou et M.O. Al-Nuaimi, « Wideband propagation measurements for indoor radio channels at 62.4 GHz ». *IST*, 2002.
- [270] N. Moraitis et P. Constantinou, « Propagation modeling at 60 GHz for indoor wireless LAN Applications ». *IST*, 2002.
- [271] S. Collonge, G. Zaharia et G. El Zein, « Influence of the human activity on wideband characteristics of the 60 GHz indoor radio channel ». *IEEE Transaction on Wireless Communications*, 2003.
- [272] S. Collonge, G. Zaharia et G. El Zein, « Influence of furniture on the 60 GHz radio propagation in a residential environment ». *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 37, n° 10, Novembre 2003.
- [273] S. Guérin, J. Guo et S. Barton, « Indoor propagation measurements at 5 GHz for HIPERLAN ». *Journées Propagation Electromagnétique du Décamétrique à l'Ångström*, Octobre 1997.
- [274] J. Kivinen et P. Vainikainen, « Wideband propagation measurements in corridors at 5.3 GHz ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 512–516, Septembre 1998.
- [275] P. Hafezi, A. Nix et M.A. Beach, « An experimental investigation of the impact of human shadowing on temporal variation of broadband indoor radio channel characteristics and system performance ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [276] I. Cuiñas, M.S. Varela et M.G. Sanchez, « Wideband indoor radio channel measurements at 5.8 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [277] I. Cuiñas, M.S. Varela et M.G. Sanchez, « Measuring, modeling, and characterizing of indoor radio channel at 5.8 GHz ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, n° 2, pages 526–535, Mars 2001.
- [278] X. Zhao, J. Kivinen et P. Vainikainen, « Tapped delay line channel models at 5.3 GHz in indoor environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.

- [279] H. Suzuki, « Accurate and efficient prediction of coverage map in an office environment using frustum ray tracing and in-situ penetration loss measurement ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [280] T.S. Rappaport and D.A. Hawbaker, « Wide-band microwave propagation parameters using circular and linear polarized antennas for indoor wireless channels ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, n° 2, pages 240–246, Février 1992.
- [281] R. Ganesh et H. Pahlavan, « Effects of traffic and local movements on multipath characteristics of an indoor radio channel ». *Electronics Letters*, vol. 26, n° 12, pages 810–812, Juin 1990.
- [282] D. Ndzi, J. Austin et E. Vilar, « Indoor channel characterization using hyper-resolution impulse response ». *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, Avril 2000.
- [283] S. Kozono et A. Taguchi, « Mobile propagation loss and delay spread characteristics with a low base station antenna on an urban road ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, n° 1, pages 103–109, Février 1993.
- [284] R.J.C. Bultitude, R.F. Hahn et R.J. Davies, « Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 7, pages 31–39, Janvier 1989.
- [285] S.Y. Seidel et T.S. Rappaport, « Path loss, scattering, and multipath delay statistics in four European cities for digital cellular and micro-cellular ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 4, pages 721–730, Novembre 1991.
- [286] A.J. Rustako, N. Amitay, G.J. Owens et R.S. Roman, « Radio propagation at microwave frequencies for Line-Of-Site microcellular mobile and personal communications ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 1, pages 203–210, Février 1991.
- [287] N. Amitay, « Modeling and computer simulation of wave propagation in lineal line-of-sight microcells ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 4, pages 337–342, Novembre 1992.
- [288] N. Amitay, L.J. Greenstein et G.J. Owens, « Measurement-based estimates of bit-error-rate performance in urban LOS microcells at 900 MHz ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 4, pages 414–423, Novembre 1992.
- [289] M.J. Feuerstein, K.L. Blackard, T.S. Rappaport, S.Y. Seidel et H.H. Xia, « Path loss, delay spread, and outage models as functions of antenna height for microcellular system design ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n° 3, pages 487–498, Août 1994.
- [290] U. Dersch et E. Zollinger, « Physical characteristics of urban micro-cellular propagation ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, n° 11, pages 1528–1539, Novembre 1994.
- [291] M.C. Lawton et J.P. McGeehan, « The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in small-cell environments ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n° 4, pages 955–969, Novembre 1994.
- [292] B.S. Park, D-H. Choi, K-J Kim et H-K. Park, « The fading characteristics in the microcellular environments using deterministic prediction model ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.

- [293] I. Siaud, « A mobile radio propagation channel model with frequency hopping for the performance evaluation of the third generation radiocommunication systems in an urban area ». *Colloque Propagation électromagnétique du décimétrique à l'Angström*, pages 277–282, Octobre 1997.
- [294] S. Ichitsubo an T. Furuno et R. Kawasaki, « A statistical model for micro-cellular multipath propagation environment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 61–66, Mai 1997.
- [295] S. Ichitsubo an T. Furuno, T. Taga et R. Kawasaki, « Multipath propagation model for line-of-sight street micro-cells in urban area ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 2, pages 422–427, Mars 2000.
- [296] K. Taira, S. sekizawa et Y. Hase, « Multipath delay prediction on a workstation for urban mobile radio environnement ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 149–153, Mai 1998.
- [297] A. Kanatas, N. Moraitis, G. Pantos et P. Constantinou, « Wideband characterization of microcellular suburban mobile radio channels at 1.89 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [298] V. Erceg, D.G. Michelson, S.S. Ghassemzadeh, L.J. Greenstein, A.J. Rustako, P.B. Guerlain, M.K. Dennison, R.S. Roman, D.J. Barnickel, S.C. Wang et R.R. Miller, « A model for the multipath delay profile of fixed wireless channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 17, n° 3, pages 399–410, Mars 1999.
- [299] I. Siaud et B. Morin, « Investigations on radio propagation channel measurements at 2.2 GHz and 3.5 GHz for the fixed wireless access in an urban area ». *Annales des télécommunications*, vol. 54, n° 9-10, pages 464–478, 1999.
- [300] A. Karlsson, R.E. Schuh, C. Berljung, P. Karlsson et N. Löwendahl, « The influence on radio channels at frequencies of 3 and 5 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [301] N. Kita, S. Uwano et A. Sato, « New multipath propagation model for high-speed wireless access system for residential area using 5 GHz band ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [302] J. Ojala, R. Böhnke, A. Lappeteläinen et M. Uno, « On the propagation characteristics of the 5 GHz rooftop-torooftop meshed network ». *IST*, 2002.
- [303] K.H. Kim, J.H. Kim, Y.J. Yoon, J.H. Seok et J.W. Lim, « Propagation model for the WLAN service at the campus environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [304] J. Maurer, D. Didascalou, V. Engels et W. Wiesbeck, « Wideband wave propagation measurements for local multipoint distribution services (LMDS) at 26 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [305] P. Soma, L.C. Ong, S. Sun et Y.W.M. Chia, « Static and dynamic radio channel models for LMDS system ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [306] N. Naz et D.D. Falconer, « Temporal variations characterization for fixed wireless at 29.5 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [307] H. Xu, T.S. Rappaport, R.J. Boyle et J.H. Schaffner, « Measurements and models for 38 GHz point-to-multipoint radiowave propagation ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 18, n° 3, pages 310–321, Mars 2000.

- [308] U. Martin, « Modeling the mobile radio channel by echo estimation ». *Frequenz*, vol. 48, n° 9-10, pages 198–212, 1994.
- [309] W. Mohr, « Modeling of wideband mobile radio channels based on propagation measurements ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 397–401, Septembre 1995.
- [310] M. Pätzold et A. Szczepanski, « Methods for modeling of specified and measured multipath power delay profiles ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [311] P. Hoehner, « A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 4, pages 461–468, Novembre 1992.
- [312] A. Ross et E. Zehavi, « Propagation channel for personal communications systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 185–189, 1994.
- [313] G. Wetzker, « Simulations methods for time-variant wideband channels ». *IEEE Global Communications Conference*, pages 1557–1561, Novembre 1997.
- [314] M. Pätzold, U. Killat, F. Laue et Y. Li, « On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, n° 1, pages 254–269, Février 1998.
- [315] M. Pätzold et F. Laue, « Level crossing rate and average fade duration of fades of deterministic simulation models for rice fading channels ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, n° 4, pages 1121–1129, Juillet 1999.
- [316] M.F. Pop et N.C. Beaulieu, « Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n° 4, pages 699–708, Avril 2001.
- [317] C. Xiao, Z.R. Zheng et N.C. Beaulieu, « Second-order statistics of an improved Jakes' fading simulator ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [318] C. Xiao et Z.R. Zheng, « A generalized simulation model for Rayleigh fading channels with accurate second-order statistics ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [319] P. Dent, G.E. Bottomley et T. Croft, « Jakes fading model revisited ». *Electronics Letters*, vol. 29, n° 13, pages 1162–1163, Juin 1993.
- [320] Y. Li et Y.L. Guan, « Modified Jakes' model for simulating multiple uncorrelated fading waveforms ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [321] L.M. Correia, *Wireless flexible personalised communications*. John Wiley and Sons, 2001.
- [322] L. Bigler, H.P. Lin, S.S. Jeng et G. Xu, « Experimental direction of arrival and spatial signature measurements at 900 MHz for smart antenna systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 55–58, Juillet 1995.
- [323] S.S. Jeng, H.P. Lin, G. Xu et W.J. Vogel, « Measurements of spatial signature of an antenna array ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 669–672, Octobre 1995.
- [324] P.C.F Eggers, « TSUNAMI Spatial radio spreading as seen by directive antennas ». *COST231*, vol. TD(94) 119, pages 1–24, Septembre 1994.
- [325] P.C.F Eggers, « Quantitative descriptions of radio environment spreading relevant to adaptive antenna arrays ». *EPMMCC*, pages 68–73, Novembre 1995.

-
- [326] P.C.F Eggers, « Angular - temporal domain analogies of the short-term mobile radio propagation channel at the base station ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 742–746, Octobre 1996.
- [327] P.C.F Eggers, I.Z. Kovacs, K. Olesen et G. Kuijpers, « Measurements of wideband multi-element transmit-receive diversity channels in the UMTS-band ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [328] G. Durgin et T.S. Rappaport, « Basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading wireless channels ». *Electronics Letters*, vol. 34, n° 25, pages 2431–2432, Décembre 1998.
- [329] G. Durgin et T.S. Rappaport, « Theory of multipath shape factors for small-scale fading wireless channels ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, n° 5, pages 682–693, Décembre 1998.
- [330] M. Steinbauer, H. Özcelik, H. Hostetter, C.F. Mecklenbraüker et E. Bonek, « How to quantify multipath separation ». *IEICE Transaction Electronic*, vol. E85-C, n° 3, pages 552–557, Mars 2002.
- [331] P.C.F Eggers, « Super resolution and deconvolution of angular power spectra ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 801–805, Septembre 1997.
- [332] S.S. Jeng, G. Xu, H.P. Lin et W.J. Vogel, « Experimental studies of spatial signature variation at 900 MHz for smart antenna systems ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 46, n° 7, pages 953–962, Juillet 1998.
- [333] W. Yang, A. Kavak et G. Xu, « Experimental study of fast fading in wireless communications with a smart antenna system ». *IEEE Signal Processing workshop on Statistical Array Processing*, pages 392–394, 1998.
- [334] A. Kavak, W. Yang et G. Xu, « Characterization of fast fading wireless vector channels ». *Asilomar Conference on Signal System and Computer*, vol. 1, pages 780–784, 1998.
- [335] A. Kavak, W. Yang, K.R. Dandekar et G. Xu, « Effects of base station height and mobile terminal movement on the vector propagation channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 777–781, 1999.
- [336] A. Kavak, W. Yang, G. Xu et W.J. Vogel, « Characteristics of vector propagation channels in dynamic mobile scenarios ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 49, n° 12, pages 1695–1702, Décembre 2001.
- [337] J.C. Liberti, « Measuring and modeling spatial radio channels for smart antenna systems ». *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, vol. 2, pages 635–638, 1998.
- [338] W.C.Y. Lee, « Mobile radio signal correlation versus antenna height and spacing ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pages 290–292, août 1977.
- [339] P.C.F Eggers, « Angular dispersive mobile radio environments sensed by highly directive base station antennas ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 522–526, Septembre 1995.
- [340] A. Klein, W. Mohr, R. Thomas, P. Weber et B. Wirth, « Direction of arrival of partial waves in wideband mobile radio channels for intelligent antenna concepts ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 849–853, Avril 1996.

- [341] A. Klein et W. Mohr, « A statistical wideband mobile radio channel model including the directions-of-arrival ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 102–104, Septembre 1996.
- [342] C.R. Ward, M. Smith, A. Jeffries, D. Adams et J. Hudson, « Characterising the radio propagation channel for smart antenna systems ». *IEE Electronics and Communication Engineering Journal*, pages 191–200, Août 1996.
- [343] D.N. Adams, C.R. Ward, M.S. Smith, A.W. Jeffries, J.E. Hudson et F.G. Overbury, « Macrocellular angle of arrival and delay propagation characteristics and their impact on smart antenna design and performance ». *IEE International Conference on Antennas and Propagation*, vol. 2, pages 2.128–2.131, Avril 1997.
- [344] K. Kalliola et P. Vainkainen, « Characterization system for radio channel of adaptive array antennas ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, vol. 1, pages 95–99, Septembre 1997.
- [345] K. Kalliola et P. Vainkainen, « Dynamic wideband measurements of mobile radio channel with adaptive antennas ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 21–25, Septembre 1998.
- [346] U. Martin, « Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macrocells ». *IEE Proceedings Radar, Sonar, Navigation*, vol. 145, n° 1, pages 42–49, Février 1998.
- [347] A. Plattner, N. Prediger et W. Herzig, « Characterisation of the directional wideband radio channel in urban and suburban areas ». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pages 853–856, 1993.
- [348] M. Larsson, « Spatio-temporal channel measurements at 1800 MHz for adaptive antennas ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pages 376–380, Mai 1999.
- [349] M. Nilsson, B. Lindmark, M. Ahlberg, M. Larsson, et C. Beckman, « Measurements of the spatio-temporal polarization characteristics of a radio channel at 1800 MHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 386–391, Mai 1999.
- [350] P. Pajusco, « Experimental characterization of DOA at the base station in rural and urban area ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 1998.
- [351] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen et F. Frederiksen, « Joint directional properties of uplink and downlink channel in mobile communications ». *Electronics Letters*, vol. 35, n° 5, pages 1311–1312, Août 1999.
- [352] A. Algans K.I. Pedersen et P.E. Mogensen, « Experimental analysis of the joint statistical properties of azimuth spread, delay spread, and shadow fading ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 523–531, Avril 2002.
- [353] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen et B.H. Fleury, « Power azimuth spectrum in outdoor environments ». *Electronics Letters*, vol. 33, n° 18, pages 1583–1584, Août 1997.
- [354] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen et B.H. Fleury, « Dual-polarized model of outdoor propagation environments for adaptive antennas ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 990–995, Mai 1999.
- [355] K.I. Pedersen et P.E. Mogensen, « Simulation of dual-polarized propagation environments for adaptive antennas ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 62–66, Septembre 1999.

-
- [356] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen et B.H. Fleury, « A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 2, pages 437–447, Mars 2000.
- [357] B.H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus et K.I. Pedersen, « Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE Algorithm ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 17, n° 3, pages 434–450, Mars 1999.
- [358] O. Norklit et J.B. Andersen, « Diffuse channel model and experimental results for array antennas in mobile environments ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n° 6, pages 834–840, Juin 1998.
- [359] P. Laspougeas, P. Pajusco et J.-C. Bie, « Radio propagation in urban small cells environment at 2 GHz : Experimental spatio-temporal characterization and spatial wideband channel model ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 885–892, Septembre 2000.
- [360] P. Laspougeas, P. Pajusco et J.-C. Bie, « Spatial radio channel model for UMTS in urban small cells area ». *European Conference on Wireless Technology (ECWT'00)*, pages 118–121, Octobre 2000.
- [361] K. Hugl, K. Kallilola et J. Laurila, « Spatial reciprocity of uplink and downlink radio channels in FDD systems ». *COST273 TD(02)*, n° 066, Mai 2002.
- [362] S.E. Foo, C.M. Tan et M.A. Beach, « Spatial temporal characterization of UTRA FDD channels at the users equipment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [363] H.L. Bertoni, P. Pongsilamane, C. Cheon et G. Liang, « Sources and statistics of multipath arrival at elevated base station antenna ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 581–585, Mai 1999.
- [364] C. Cheon, G. Liang et H.L. Bertoni, « Simulating radio channel statistics for different building environments ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 19, n° 11, pages 2191–2200, Novembre 2001.
- [365] J.E. Dietert et B. Rembold, « Stochastic channel model for outdoor applications based on raytrace simulations ». *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, Avril 2000.
- [366] A. Kuchar, E.A. Aparicio, J.P. Rossi et E. Bonek, « Azimuth, elevation, and delay of signals at mobile station site ». *Virginia Tech's eight Symposium on Wireless Personal Communications*, pages 99–110, Juin 1998.
- [367] A. Kuchar, J.P. Rossi et E. Bonek, « Directional macro-cell channel characteristics from urban measurements ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, n° 2, pages 137–146, Février 2000.
- [368] H. Laitinen, « Angular signal distribution and cross-polarization power ratio seen by a mobile receiver at 2.15 GHz ». *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, Avril 2000.
- [369] K. Kallilola, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila et E. Bonek, « Directional radio channel measurements at mobile station in different radio environments at 2.15 GHz ». *4th European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC'2001)*, Février 2001.

- [370] K. Kalliola, *Experimental analysis of multidimensional radio channels*. PhD. Thesis of Science in Technology, Helsinki University of Technology, Finland, Février 2002.
- [371] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila et E. Bonek, « 3-D double-directional radio channel characterisation for urban macrocellular applications ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n° 9, Septembre 2003.
- [372] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila et E. Bonek, « Real-time 3D spatial-temporal dual-polarised measurement of wideband radio channel at mobile station ». *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, n° 2, pages 439–448, Avril 2000.
- [373] J. Laurila, K. Kalliola, M. Toeltsch, K. Hugl, P. Vainikainen et E. Bonek, « Wide-band 3-D characterization of mobile radio channels in urban environment ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n° 2, pages 233–243, Février 2002.
- [374] M. Toeltsch, J. Laurila, K. Kalliola, A.F. Molisch, P. Vainikainen et E. Bonek, « Statistical characterization of urban spatial radio channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 539–549, Avril 2002.
- [375] K. Hugl, K. Kallilola et J. Laurila, « Spatial channel characteristics for macro- and microcellular BS installations ». *COST273 Workshop, Opportunities of the Multidimensional Radiochannel*, Mai 2002.
- [376] J.P. Barbot et A.J. Levy, « Indoor wideband measurements at 2.2 GHz in a shopping center ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, pages 397–401, Septembre 1993.
- [377] J.P. Barbot, P. Larzabal et A.J. Levy, « Wideband indoor propagation channel direction of arrival measurements ». *SPAWC*, pages 193–196, Avril 1997.
- [378] Y. Ogawa, N. Hamaguchi, K. Oshima et K. Itoh, « High-Resolution analysis of indoor multipath propagation structure ». *IEICE Transaction Communication*, vol. E-78-B, n° 11, pages 1450–1457, Novembre 1995.
- [379] A.H. Abu-Bakar et P.A. Matthiews, « Direction of arrival of radio signals inside and outside a buildings ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1754–1758, Juin 1994.
- [380] M. Pettersen, P.H. Lehne, J. Noll, O. Rostbakken, E. Antonsen et R. Eckhoff, « Indoor and outdoor propagation measurements at 5 and 60 GHz for radio LAN application ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pages 1454–1459, Septembre 1999.
- [381] T. Quiniou, A. Affandi, G. El-Zein et J. Citerne, « Experiments on direction of arrival for indoor propagation channel at 1.8 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1439–1443, Septembre 1999.
- [382] M.P. Lötter et P.V. Rooyen, « Cellular channel modeling and the performance of DS-CDMA systems with antenna arrays ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 17, n° 12, pages 2181–2196, Décembre 1999.
- [383] B.S. Lee, C.M. Tan, S.E. Foo, A.R. Nix et J.P. McGeehan, « Site specific prediction and measurement of indoor power delay and power azimuth spectra at 5 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.

- [384] J. Medbo et J-E. Berg, « Spatio-temporal characteristics at 5 GHz in a typical office environment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [385] D.W. Browne, J. Medbo, H. Asplund et J-E. Berg, « A simple approach to site sensitive modelling of indoor radio propagation ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [386] T. Zwick, D. Didascalou et C. Fischer, « A wave propagation based stochastic channel model ». *COST 259*, vol. TD (98), n° 43, Février 1998.
- [387] T. Zwick, D. Didascalou, M. Döttling et W. Wiesbeck, « Spatial radio channel modeling for the design of new generation mobile communication systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 2388–2392, Septembre 1999.
- [388] T. Zwick, C. Fisher, D. Didascalou et W. Wiesbeck, « A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 18, n° 1, Janvier 2000.
- [389] T. Zwick, C. Fisher, D. Didascalou et W. Wiesbeck, « A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 6, pages 1178–1179, Août 2002.
- [390] H. Laitinen, *Verification of a stochastic radio channel model using wideband measurement data*. Master Thesis of Science and Technology, Helsinki University of Technology, Juin 1999.
- [391] Q.H. Spencer, B.D. Jeffs, M.A. Jensen et A.L. Swindelhurst, « Experiments in modelling the space-time indoor wireless communication channel ». *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pages 297–300, Avril 1997.
- [392] Q.H. Spencer, B.D. Jeffs, M.A. Jensen et A.L. Swindelhurst, « Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 18, n° 3, pages 347–360, Mars 2000.
- [393] J. Kivinen, X. Zhao et P. Vainikainen, « Wideband indoor radio channel measurements with direction of arrival estimations in the 5 GHz band ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 1999.
- [394] D. Hampicke, A. Richter, A. Schneider et G. Sommerkorn, « Characterization of the directional mobile radio channel in industrial scenarios, based on wide-band propagation measurements ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 2258–2262, Septembre 1999.
- [395] C.M. Tan, A.R. Nix et M.A. Beach, « Dynamic spatial-temporal propagation measurement and super-resolution channel characterisation at 5.2 GHz in a corridor ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [396] C.C. Chong, D.I. Laurenson et S. McLaughlin, « Statistical characterization of the 5.2 GHz wideband directional indoor propagation channels with clustering and correlation properties ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [397] C.C. Chong, C-M. Tan, D.I. Laurenson, S. McLaughlin, M.A. Beach et A.R. Nix, « A new statistical wideband spatio-temporal channel model for 5 GHz band WLAN systems ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 21, n° 2, pages 139–150, Février 2003.

- [398] R. Heddergott et P. Truffer, « Results of indoor wideband delay-azimuth-elevation measurements for stochastic radio channel modeling ». *COST 259*, vol. TD(99), n° 083, pages 1–12, Septembre 1999.
- [399] R. Heddergott et P. Truffer, « Statistical characteristics of indoor radio propagation in NLOS scenarios ». *COST 259*, vol. TD(00), n° 024, pages 1–15, Janvier 2000.
- [400] H. Xu, V. Kukshya et T.S. Rappaport, « Spatial and temporal characterization of 60 GHz indoor channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [401] J. Hansen and, « A novel stochastic millimeter-wave indoor radio channel model ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 6, pages 1240–1246, Août 2002.
- [402] R. Heddergott, P. Truffer et M. Nold, « Validation of a high resolution measurement technique for estimating the parameters of impinging waves in indoor environments ». *European Personal Mobile Communications Conference*, pages 167–172, Mars 1999.
- [403] B.H. Fleury, U.P. Bernhard et R. Heddergott, « Advanced radio channel model for magic wand ». *Proceedings Of Mobile Telecommunication Summit, ACTS*, pages 600–607, Novembre 1996.
- [404] R. Heddergott, U.P. Bernhard et B.H. Fleury, « Stochastic radio channel model for advanced indoor mobile communication systems ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, vol. 1, pages 140–144, Mars 1997.
- [405] M. Mizuno, S. Sekizawa et K. Taira, « Measurement of spatio-temporal propagation characteristics in urban microcellular environment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, pages 2263–2267, Septembre 1999.
- [406] H.M. El-Sallabi et P. Vainikinen, « Modeling and simulation of wideband radio channel characterization for an urban LOS micro-cell ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 2383–2387, Septembre 1999.
- [407] G.V. Tsoulos et G.E. Athanasiadou, « On the application of adaptative antennas to microcellular environments: radio channel characteristics and system performance ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, n° 1, pages 1411–1416, January 2002.
- [408] J-I Takada, J. Fu, H. Zhu et T. Kobayashi, « Spatio-temporal channel characterization in a suburban non line-of-sight microcellular environment ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 532–533, Avril 2002.
- [409] Y.L.C. de Jong et M.H.A. Herben, « Experimental verification of ray-tracing based propagation prediction models for urban microcell environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pages 1434–1438, Septembre 1999.
- [410] Y.L.C. de Jong et M.H.A. Herben, « High-resolution angle-of-arrival measurements of the mobile radio channel ». *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 47, n° 11, pages 1677–1687, Novembre 1999.
- [411] D. Hampicke, A. Richter, A. Schneider, G. Sommerkorn et R.S. Thöma, « Statistical analysis of time-variant directional mobile radio channels based on wide-band measurements ». *European Wireless*, pages 273–278, Octobre 1999.

-
- [412] A. Richter, R.S. Thömae et T. Taga, « Directional measurements and analysis of propagation path variations in a street micro-cell scenario ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [413] H. Masui, M. Ishii, K. Sakawa, H. Shimizu, T. Kobayashi et M. Akaike, « Microwave spatio-temporal channel characteristics measured at base station in an urban environment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [414] Y. Kuwarhara, Y. Iki, K. Nagao, S. Obayashi, K. Murakami, A. Sato, S. Kawamura et M. Hata, « DOA/TOA measurement of 25 GHz band for urban mobile radio ». *IEICE Transaction on Communication*, vol. E82-B, n° 12, pages 1974–1986, Décembre 1999.
- [415] T-A. Chen, M.P. Fitz, W-Y. Kuo, M.D. Zoltowski et J.H. Grimm, « A space-time model for frequency nonselective Rayleigh fading channels with applications to space-time modems ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 18, n° 7, pages 1175–1260, Juillet 2000.
- [416] A. Abdi et M. Kaveh, « A space-time correlation model for multielement antennas systems in mobile fading channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 550–560, Avril 2002.
- [417] J.C. Liberti et T.S. Rappaport, « A geometrically based model for Line-Of-Site multipath radio channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 844–848, Avril 1996.
- [418] R.B. Ertel et J.H. Reed, « Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 17, n° 11, pages 1829–1839, Novembre 1999.
- [419] P. Petrus, J.H. Reed et T.S. Rappaport, « Geometrically based statistical channel model for macro-cellular mobile environnements ». *IEEE Global Communications Conference*, pages 1197–1201, Novembre 1996.
- [420] R.B. Ertel et J.H. Reed, « Impact of path loss on the Doppler spectrum for the geometrically based single bounce vector channel models ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 586–590, 1998.
- [421] P.C.F Eggers, « Generation of base station DOA distributions by Jacobi transformation of scattering areas ». *Electronics Letters*, vol. 34, n° 1, pages 24–25, Janvier 1998.
- [422] J. Laurila, A.F. Molisch et E. Bonek, « Influence of the scatterer distribution on power delay profiles an azimuthal power spectra of mobile radio channels ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 267–271, Septembre 1998.
- [423] A.G. Burr, « Power delay profile of spatial channel model ». *COST 259*, vol. TD(97), n° 66, 1997.
- [424] A.G. Burr, « Power delay profile of spatial channel model ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 255–257, Septembre 1998.
- [425] T. Trump et B. Ottersten, « Estimation of nominal direction of arrival and angular spread using an array of sensors ». *Signal Processing*, vol. 50, n° 1-2, pages 57–69, Avril 1996.

- [426] J. Fuhl, A.F. Molisch et E. Bonek, « Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas ». *IEE Proceedings-Radar, Sonar Navigation*, vol. 145, n° 1, pages 672–682, Février 1998.
- [427] A. Trindade, N. Sarmiento, A. Rodrigues et R. Prasad, « Impact of antenna array geometry on the performance of mobile communication systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1880–1884, Septembre 1999.
- [428] J.-A. Tsai, R. Buehrer et B.D. Woerner, « The impact of AOA energy distribution on the spatial fading correlation of linear antenna array ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [429] J.-A. Tsai, *Combined space-time diversity and interference cancellation for MIMO wireless systems*. Phd. thesis in Electrical and Computer Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Mai 2002.
- [430] R.M. Buehrer, « The impact of angular energy distribution on spatial correlation ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [431] P.D. Teal, T.D. Abhayapala et R.A. Kennedy, « Spatial correlation in non-isotropic scattering scenarios ». *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 3, pages 2833–2336, Mai 2002.
- [432] L. Schumacher, K.I. Pedersen et P.E. Mogensen, « From antenna spacings to theoretical capacities - Guidelines for simulating MIMO systems ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, Septembre 2002.
- [433] J.J. Blanz, A. Klein et W. Mohr, « Measurement-based parameter adaptation of wideband spatial mobile radio channel models ». *International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 91–97, Septembre 1996.
- [434] M. Döhler, M. Dell’Anna et A.H. Aghvami, « Pdf-transformation for the outdoor-indoor propagation model ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [435] M. Lu, T. Lo et J. Litva, « A physical spatio-temporal model of multipath propagation channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 810–814, 1997.
- [436] S. Ichitsubo, K. Tsunekawa et Y. Ebine, « Multipath propagation model of spatio-temporal dispersion observed at the base station in urban areas ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 6, pages 1204–1210, Août 2002.
- [437] M. Cabrera, J. Vidal et O. Muñoz, « Time evolutionary propagation channel model for user positioning in UMTS ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2001.
- [438] S.T. Kim, J-H. Yoo et H.K. Park, « A spatially and temporally correlated fading model for array antenna applications ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, n° 6, pages 1899–1905, Novembre 1999.
- [439] A. Stéphenne et B. Champagne, « Effective multi-path vector channel simulator for antenna array systems ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 6, pages 2370–2381, Novembre 2000.
- [440] J.J. Blanz, P. Jung et P.W. Baier, « A flexibly configurable statistical channel model for mobile radio systems with directional diversity ». *Proceedings of the second ITG Conference Mobile Kommunikation*, pages 93–90, 1995.
- [441] J.J. Blanz et P. Jung, « A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n° 3, pages 367–371, Mars 1998.

- [442] Y. Chen et V.K. Dubey, « A generic channel model in multi-cluster environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [443] O. Norklit, P.C.F. Eggers et J.B. Andersen, « Jitter diversity in multipath environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1995.
- [444] Y.Z. Mohasseb et M.P. Fitz, « A 3-D spatio-temporal simulation model for wireless channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 6, pages 1193–1202, Août 2002.
- [445] M. Steinbauer, A.F. Molisch, P. Mogensen, R. Heddergott, H. Qsplund et N. Lohse, « Directional channel modelling in COST259 SWG 2.1 ». *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, Avril 2000.
- [446] M. Steinbauer, *The radio propagation channel - A non-directional, directiopnal, and double directional point-of-view*. Phd. thesis Technischen Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik, Novembre 2001.
- [447] H. Hofstetter, A.F. Molisch et M. Steinbauer, « Implementation of a COST259 geometry based stochastic channel model for macro- and microcells ». *European Personal Mobile Communications Conference*, Février 2001.
- [448] A.F. Molisch, M. Steinbauer, H. Asplund et N.B. Mehta, « Backward Compatibility of the COST259 directional channel model ». *Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, pages 549–553, Octobre 2002.
- [449] A.F. Molisch, M. Steinbauer et H. Asplund, « Virtual cell deployment areas and cluster tracing - new methods for directional channel modeling in microcells ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [450] C.C. Martin, J.H. Winters et N.R. Sollenberger, « Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radio channel measurements ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [451] C.C. Martin, J.H. Winters, H.H. Zeng, N.R. Sollenberger et A. Dixit, « Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radio channel measurements and experimental implementation for EDGE ». *34th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pages 738–742, 2000.
- [452] C.C. Martin, J.H. Winters et N.R. Sollenberger, « MIMO radio channel measurements: Performance comparison of antenna configurations ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1225–1229, Octobre 2001.
- [453] D. Chizhis, J. Ling, P. Wolniansky, R.A. Valenzuela, N. Costa et K. Huber, « Multiple Input Multiple Output measurements and modeling in Manahattan ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [454] M.D. Batarriere, T.K. Blankenship, J.F. Kepler, T.P. Krauss, I. Lisica, S. Mukthavaram, J.W. Porter, T.A. Thomas et F.W. Vook, « Wideband MIMO mobile impulse response measurements at 3.7 GHz ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [455] M. Hunukumbure et M.A. Beach, « Outdoor MIMO measurements for UTRA applications ». *IST*, 2002.
- [456] I. Viering, H. Hofstetter et W. Utschick, « Evaluation of suburban measurements by eigenvalue statistics ». *IEEE Global Communications Conference*, Novembre 2002.

- [457] H. Hofstetter, I. Viering et W. Utschick, « Evaluation of suburban measurements by eigenvalue statistics ». *COST273-Workshop*, Mai 2002.
- [458] D.S. Baum, D.A. Gore, R.U. Nabar, S. Panchanathan, K.V.S. Hari, V. Erceg et A.J. Paulraj, « Measurement and characterization of broadband MIMO fixed wireless channels at 2.5 GHz ». *ICPW*, pages 203–206, Décembre 2000.
- [459] P. Soma, D.S. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy et A.J. Paulraj, « Analysis and modeling of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radio channel based on outdoor measurements conducted at 2.5GHz for fixed BWA applications ». *ICPW*, pages 272–276, Mai 2002.
- [460] V. Erceg, P. Soma, D.S. Baum et A.J. Paulraj, « Capacity Obtained from Multiple-Input Multiple-Output Channel Measurements in Fixed Wireless Environments at 2.5 GHz ». *International Conference on Communications (ICC'02)*, vol. 1, pages 396–400, Mai 2002.
- [461] H. Xu, M.J. Gans, N. Amitay, R.A. Valenzuela, T. Sizer, R. Storz, D. Taylor, W.M. MacDonald et C. Tran, « MIMO channel capacity for fixed wireless : measurements and models ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [462] M.J. Gans, N. Amitay, Y.S. Yeh, H. Xu, T.C. Damen, R.A. Valenzuela, T. Sizer, R. Storz, D. Taylor, W.M. MacDonald, C. Tran et A. Adamiecki, « Outdoor BLAST measurement system at 2.44 GHz : Calibration and initial results ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 570–583, Avril 2002.
- [463] P. Kyritsi, D.C. Cox, R.A. Valenzuela et P.W. Wolniansky, « Effect of antenna polarization on the capacity of a multiple element system in an indoor environment ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 6, pages 1227–1239, Août 2002.
- [464] J.P. Kermoal, P.E. Mogensen, S.H. Jensen, J.B. Andersen, F. Frederiksen, T.B. Sorensen, K.I. Pedersen et F. Frederiksen, « Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna arrays ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [465] J.P. Kermoal, L. Schumacher, P.E. Mogensen et K.I. Pedersen, « Experimental investigation of correlation properties of MIMO radio channels for indoor picocell scenarios ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [466] J.P. Kermoal, L. Schumacher, F. Frederiksen et P.E. Mogensen, « Polarization diversity in MIMO radio channels : experimental validation of a stochastic model and performance assessment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [467] J-P. Kermoal, *Measurement, modeling and performance evaluation of the MIMO radio channel*. PhD. thesis, Center for PersonKommunikation, Aalborg University, Denmark, 2002.
- [468] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen et F. Frederiksen, « A stochastic MIMO radio channel with experimental validation ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 6, pages 1211–1226, Août 2002.
- [469] M. Stoychev et H. Safar, « Statistics of the MIMO radio channel in indoor environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [470] J.W. Wallace et M.A. Jensen, « Characterization of measured 4x4 and 10x10 MIMO wireless channel data at 2.4 GHz ». *IEEE Antennas and Propagation-Society International Symposium Digest*, vol. 3, Juillet 2001.

- [471] J.W. Wallace et M.A. Jensen, « Statistical characteristics of measured MIMO wireless channel data and comparison to conventional models ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [472] J.W. Wallace, M.A. Jensen, A.L. Swindlehurst et B.D. Jeffs, « Experimental Characterization of the MIMO wireless channel : data acquisition and analysis ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, Mars 2003.
- [473] D.P. McNamara, M.A. Beach, P. Karlsson et P.N. Fletcher, « Initial characterisation of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) channels for space-time communications ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [474] D.P. McNamara, M.A. Beach et P.N. Fletcher, « Experimental investigation of the temporal variation of MIMO channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [475] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D.McNamara, P. Karlsson et M. Beach, « Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements ». *IEEE Global Communications Conference*, Novembre 2001.
- [476] K. Yu, *Modeling of multiple-input multiple-output radio propagation channels*. Technical Licentiate Thesis, School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, 2002.
- [477] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D.McNamara, P. Karlsson et M. Beach, « A wideband statistical model for NLOS indoor MIMO channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [478] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D.McNamara, P. Karlsson et M. Beach, « A 20 MHz HiperLAN/2 MIMO channel model in NLOS indoor scenarios ». *Konferensen Radio Vetenskap och Kommunikation (RVK)*, pages 311–315, Juin 2002.
- [479] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten et M. Beach, « Narrow band MIMO channel modeling for LOS indoor scenarios ». *37th Triennial General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI)*, Août 2002.
- [480] P. Laspougeas, J.M. Conrat, S. Mayrargue et P. Pajusco, « Single and dual multi-sensor channel characterization in indoor and campus environment ». *COST273-Workshop*, Mai 2002.
- [481] H. Özcelik, M. Herdin, H. Hofstetter et E. Bonek, « A comparison of measured 8x8 MIMO systems with a popular stochastic channel model at 5.2 GHz ». *International Conference on Telecommunication (ICT'2003)*, Février 2003.
- [482] M. Herdin, H. Özcelik, H. Hofstetter et E. Bonek, « Linking reduction in measured MIMO capacity with dominant-wave propagation ». *International Conference on Telecommunication (ICT'2003)*, Février 2003.
- [483] V. Jungnickel, V. Pohl, H. Nguyen, U. Krüger, T. Haustein et C.v. Helmolt, « High capacity antennas for MIMO radio systems ». *WPMC*, Octobre 2002.
- [484] V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein et C.V. Helmolt, « Antenna spacing in MIMO indoor channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [485] V. Jungnickel, V. Pohl et C.v. Helmolt, « Experiments on the element spacing in multi-antenna systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [486] K.I. Pedersen, J.B. Andersen, J.P. Kermoal et P.E. Mogensen, « A stochastic Multiple-Input-Multiple-Output radio channel model for evaluation of space-time coding ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.

- [487] M. Liénard, J. Baudet, D. Degardin et P. Degauque, « Capacity of multi-antenna array systems in tunnel environment ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [488] M. Liénard, J. Baudet, D. Degardin et P. Degauque, « Expected capacity enhancement in subway tunnels with MIMO techniques ». *IST'02*, 2002.
- [489] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn et R.S. Thömae, « Joint estimation of DoD, time delay, and DoA for high-resolution channel sounding ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [490] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn et R.S. Thömae, « MIMO measurement and joint M-D parameter estimation of mobile radio channels ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2001.
- [491] D. Hampicke, Ch. Schneider, M. Landmann, A. Richter, G. Sommerkorn et R.S. Thömae, « Measurement-based simulation of mobile radio channels with multiple antennas using a directional parametric data model ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [492] G. Sommerkorn, A. Richter, R.S. Thomä et W. Wirnitzer, « Antenna multiplexing and time alignment for MIMO channel sounding ». *37th Triennial General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI)*, Août 2002.
- [493] R.S. Thomä, D. Hampicke, M. Landmann, G. Sommerkorn et A. Richter, « MIMO measurement for double-directional channel modelling ». *IEE Technical Seminar on MIMO Communications Systems*, Décembre 2001.
- [494] R.S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter et G. Sommerkorn, « MIMO vector channel sounder measurement for smart antenna system evaluation ». *European Transaction on Telecommunication ETT, Special Issue on Smart Antennas*, vol. 12, n° 5, pages 427–438, Septembre/Octobre 2001.
- [495] R.S. Thomä, D. Hampicke, M. Landmann, C. Schneider, G. Sommerkorn et A. Richter, « MIMO channel sounding and double-directional modelling ». *37th Triennial General Assembly of the International Union of Radio Science (URSI)*, Août 2002.
- [496] M. Landmann, « Estimation of multidimensional polarimetric channel model parameters ». *COST273*, vol. TD(02), n° 132, Septembre 2002.
- [497] D. Hampicke, M. Landmann, Ch. Schneider, G. Sommerkorn, R.S. Thömae, T. Fügen, J. Maurer et W. Wiesbeck, « MIMO capacities for different antenna array structures based on double directional wideband channel measurements ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [498] T. Zwick, D. Hampicke, J. Maurer, A. Richter, G. Sommerkorn, R. Thomä et W. Wiesbeck, « Results of double-directional channel sounding measurements ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [499] A.F. Molisch, M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek et R.S. Thomä, « Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels ». *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 20, n° 3, pages 561–569, Avril 2002.
- [500] M. Steinbauer, D. Hampicke, G. Sommerkorn, A. Schneider, A.F. Molisch, R. Thomä et E. Bonek, « Array measurement of the double directional mobile radio channel ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.

- [501] E. Bonek, H. Hofstetter, C.F. Mecklenbräuer et M. Steinbauer, « Double-directional superresolution radio channel measurements ». *37th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing*, Juin 2001.
- [502] E. Bonek, M. Steinbauer, H. Hofstetter et C.F. Mecklenbräuer, « Double-directional radio channel measurements - What we can derive from them ». *International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE'01)*, pages 89–92, Juillet 2001.
- [503] H. Hofstetter, M. Steinbauer et C. Mecklenbräuer, « Double-directional radio channel estimation at 2GHz for high speed vehicular mobiles - Experimental results ». *4th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, pages 871–875, Septembre 2001.
- [504] B.H. Fleury, P. Jourdan et A. Stucki, « High resolution channel parameter estimation for MIMO applications using the SAGE Algorithm ». *IEEE International Zurich Seminar on Broadband Communications*, Février 2002.
- [505] B.H. Fleury, X. Yin, P. Jourdan et A. Stucki, « High resolution channel parameter estimation for communications systems equipped with antenna arrays ». *IFAC Symposium on System identification*, Août 2003.
- [506] D.B. Smith, « An application of a generalised Jakes model for MIMO channels ». *Workshop on the Applications of Radio Science*, Février 2002.
- [507] T. Svantesson, « A double-bounce channel model for multipolarized MIMO systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2002.
- [508] A.F. Molisch, « A channel model for MIMO systems in macro- and microcellular environments ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2002.
- [509] A.F. Molisch, « A generic model for MIMO wireless propagation channels in macro- and microcells ». *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 52, n° 1, pages 61–71, Mars 2004.
- [510] K-H. Li et M.A. Ingram, « Impact of clustering in statistical indoor propagation models on link capacity ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n° 4, Avril 2002.
- [511] A.F. Molisch, « Effect of far scatterer clusters in MIMO outdoor channel models ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [512] R.R. Müller et H. Hofstetter, « Confirmation of random matrix model for the antenna array channel by indoor measurements ». *IEEE International Symposium on Antenna and Propagation*, Juillet 2001.
- [513] R.R. Müller, « A random matrix model for the antenna array channel with decaying power delay profile ». *IEEE Information Theory Workshop*, Septembre 2001.
- [514] R.R. Müller, « A random matrix model of communication via antenna arrays ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, n° 9, pages 495–506, Août 2002.
- [515] I. Gaspard et S. Ritscher, « A WSSUS based MIMO channel model and its parametrization from channel sounder measurements ». *International Conference on Wireless Communications*, Septembre 2001.
- [516] M. Newton et D. Kitchener, « Simulating the MIMO outdoor-to-indoor propagation environment ». *London Communications Symposium*, Septembre 2001.
- [517] *Spatial Channel Model Text Description*. 3GPP, Avril 2003.

- [518] M. Stege, J. Jelitto, M. Bronzel et G. Fettweis, « A Multiple Input-Multiple Output channel model for simulation of TX- and RX-diversity wireless systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [519] H. Xu, D. Chizhik, H. Huang et R. Valenzuela, « An efficient channel modeling approach for MIMO systems ». *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*, Septembre 2002.
- [520] K. Yu et B. Ottersten, « Models for MIMO propagation channels, a review ». *Wiley Journal on Wireless Communications and Mobile Computing, Special Issue on Adaptive Antennas and MIMO Systems*, Juillet 2002.
- [521] L. Schumacher, L.T. Berger et J. Ramiro-Moreno, « Recent advances in propagation characterisation and multiple antenna processing in the 3GPP framework ». *Proceedings of 26th URSI General Assembly*, Août 2002.
- [522] N. Blaunstein, *Radio propagation in cellular networks*. Artech House, 2000.
- [523] S.J. Orfanidis, *Electromagnetic waves and antennas*. Rutgers University, Novembre 2002.
- [524] A. Vander Vorst, *Transmission, propagation et rayonnement*. De Boeck Université, 1995.
- [525] G. Durgin, *Theory of stochastic local area channel modeling for wireless communications*. Phd. Thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Décembre 2000.
- [526] G.A. Korn and T.M. Korn, *Mathematical handbook for scientists and engineers - Second edition*. McGraw-Hill, 1961.
- [527] P. Beckmann et A. Spizzichino, *The scattering of Electromagnetic waves from rough surfaces*. Artech House, 1987.
- [528] T. Svantesson, *Antennas and propagation from a signal processing perspective*. Phd. thesis, Department of Signals and Systems, Chalmers University of Technology, Mai 2001.
- [529] C.D. Meyer, *Matrix analysis and applied linear algebra*. SIAM, Avril 2000.
- [530] J.S. Hammerschmidt et A.A. Hutter, « Spatio-temporal channels models for the mobile station : Concepts, parameters, and canonical implementation ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2000.
- [531] D. Blatt, J. Goldberg et H. Messer, « An azimuth-Doppler-Delay scattering function : definition and estimation ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2001.
- [532] M. Pätzold, « System function and characteristics quantities of spatial deterministic gaussian uncorrelated scattering process ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [533] N. Lohse, M. Bronzel et G. Fettweis, « Radio channel characterization using space-time functions ». *COST273*, vol. TD(01), n° 050, Octobre 2001.
- [534] N. Lohse, M. Bronzel et G. Fettweis, « MIMO description for spatial-variant filter generation ». *Proc. IEE Seminar on MIMO*, Décembre 2001.
- [535] J. Guillet, *Caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation radiomobile*. Rapport interne, Février 2001.

- [536] J. Guillet, « Caractérisation spatio-temporelle des canaux linéaires de propagation sans fil - Contexte MIMO ». *4ème Journées d'études - Propagation Electromagnétique dans l'Atmosphère du Décamétrique à l'Angström*, Mars 2002.
- [537] F. Hlawatsch et G.F. Boudreaux-Bartels, « Linear and quadratic time-frequency signal representations ». *IEEE Signal Processing Magazine*, pages 21–67, Avril 1992.
- [538] M. Coates, *Time-Frequency modelling*. Phd., University of Cambridge, Department of engineering, Août 1998.
- [539] G. Matz et F. Hlawatsch, *Time-frequency signal analysis and Processing*, ch. Chapter 9.4: Time-varying power spectra of non-stationnary random processes. Englewood Cliffs (NJ) : Prentice Hall, 2002.
- [540] G. Matz et F. Hlawatsch, *Time-frequency signal analysis and Processing*, ch. Chapter 4.7: Time-frequency transfert function calculus of LTV Systems. Englewood Cliffs (NJ) : Prentice Hall, 2002.
- [541] L.A. Zadeh, « Frequency analysis of variable networks ». *Proceedings of the IRE*, vol. 38, pages 291–299, Mars 1950.
- [542] G. Matz et F. Hlawatsch, « Time-frequency transfer function calculus (symbolic calculus) of linear time-varying systems (linear operators) based on a generalized underspread theory ». *Journal of Mathematical Physics, special issue on Wavelet and Time-Frequency Analysis*, vol. 39, n° 8, pages 4041–4070, Août 1998.
- [543] G. Matz, *A time-frequency calculus for time varying systems and non-stationnary processes with applications*. Phd., Technical University of Wien, Fakultät für Elektrotechnik, Novembre 2000.
- [544] J.J. Spilker, « On the characterization and measurement of randomly varying filters ». *IEEE Transactions on Circuit Theory*, pages 44–51, Mars 1965.
- [545] G. Matz et F. Hlawatsch, *Time-frequency signal analysis and Processing*, ch. Chapter 9.5: Time-frequency characterization of random channels. Englewood Cliffs (NJ) : Prentice Hall, 2002.
- [546] K.S. Shanmugan et A.M. Breipohl, *Random signals : Detection, estimation and data analysis*. John Wiley and Sons, 1988.
- [547] J. Guillet, *Modélisation analytique du canal de propagation radiomobile*. Rapport final - SIMPAA - Sous projet 2- Tâche 2.3, Octobre 2002.
- [548] B.H. Fleury, « An uncertainty relation for WSS processes and its application to WS-SUS systems ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, n° 12, pages 1632–1634, Décembre 1996.
- [549] F. Hlawatsch et G. Matz, *Wavelet transforms and time frequency signal analysis*, ch. Chapter 9: Quadratic time-frequency analysis of linear time-varying systems. Boston : Birkhäuser, 2001.
- [550] W. Weichselberger, *Spatial structure of multiple antenna radio channel - a signal processing viewpoint*. Phd., Technischen Universität Wien, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Décembre 2003.
- [551] B.H. Fleury, « Direction dispersion and space selectivity in the mobile radio channel ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [552] J.M. Conrat, *Spécifications fonctionnelles*. Projet SIMPAA, sous-projet 1, tâche 1, Septembre 2000.

- [553] H. Iwai et Y. Karasawa, « Wideband propagation model for the analysis of the effect of the multipath fading on the Near-Far problem in CDMA mobile radio systems ». *IEICE Transaction on Communication*, vol. 76-B2, pages 342–354, 1993.
- [554] C.C. Chong, D.I. Laurenson et S. McLaughlin, « The implementation and evaluation of a novel wideband dynamic directional indoor channel model based on a markov process ». *PIMRC'03*, Septembre 2003.
- [555] C.C. Chong, D.I. Laurenson et S. McLaughlin, « Generalization and parametrization of a novel wideband dynamic directional markov channel model for indoor wireless communications ». *WPMC'03*, Septembre 2003.
- [556] T. Svantesson, « A study of polarization diversity using an electromagnetic spatio-temporal channel model ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Septembre 2000.
- [557] T. Svantesson, « A physical MIMO radio channel model for multi-element multi-polarized antennas systems ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Octobre 2001.
- [558] H. Omote et T. Fujii, « Time-space path model in wide-band mobile communications ». *IEEE Vehicular Technology Conference*, Mai 2003.
- [559] G. Saporta, *Probabilités, analyse des données et statistique*. Technip, Paris, 1990.
- [560] J. Guillet, *Modélisation et simulation du canal de propagation radioélectrique MIMO - Applications aux liaisons outdoor type fixe à fixe*. Rapport interne, Aout 2001.
- [561] J. Maugendre, *Mesure et modélisation spatio-temporelle du canal de propagation radiomobile dans un contexte microcellulaire UMTS*. Rapport de stage de fin d'étude, IETR-INSA, Juillet 2002.
- [562] N. Lebeque et P. Pajusco, *Mesures et caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation radio-mobile*. Projet SIMPAA, sous-projet 2, tâche 1, ref. 2.1/P/Rapport/MesFTR&D/D/1.0, Juillet 2000.
- [563] L. Lebart, A. Morineau et M. Piron, *Statistiques exploratoire multidimensionnelle*. Dunod, 1997.
- [564] K.T. Wong et M.D. Zoltowsky, « Uni-vector-sensor ESPRIT for multisource azimuth, elevation and polarization estimation ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, n° 10, pages 1467–1474, Octobre 1997.
- [565] K.T. Wong et M.D. Zoltowsky, « Self-initiating MUSIC-Based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beamspace ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, n° 8, pages 1235–1245, Août 2000.

Résumé

Depuis l'apparition des premiers réseaux radiomobiles cellulaires analogiques au début des années 70, nous avons assisté à une explosion de la demande en systèmes de communication sans fil. Les services concernés par les télécommunications sans fil se sont depuis étendus à la transmission de données et aux applications multimédia. Devant la nécessité d'avoir des débits élevés tout en garantissant une certaine qualité de service, les techniques MIMO (Multiple Input - Multiple Output) apparaissent comme très prometteuses. En utilisant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, ces systèmes exploitent la dimension spatiale pour la transmission de l'information. Ainsi la mise en oeuvre de ces techniques permet d'aboutir à une amélioration substantielle des débits et/ou des performances des liaisons numériques.

Comme dans toutes les études systèmes, une analyse approfondie du canal de transmission et des mécanismes de propagation associés s'avère indispensable. Si dans un contexte classique, la caractérisation et la modélisation du canal peuvent se limiter au domaine temporel, il est nécessaire pour les systèmes MIMO de considérer la dimension spatiale au même niveau que la dimension temporelle. Une modélisation précise et réaliste du canal dans le domaine spatial est d'autant plus importante dans un contexte MIMO, puisque le gain par rapport à un système classique en terme de débit et/ou de performance est largement tributaire des propriétés spatiales du canal. C'est dans ce contexte que s'inscrit le travail présenté dans ce document.

Cette thèse a pour double objectif d'approfondir la connaissance sur les aspects théoriques de la caractérisation et de la modélisation spatio-temporelles du canal de transmission MIMO et de parvenir à un modèle de canal réaliste basé sur des résultats de mesures. Les deux premiers chapitres constituent une synthèse bibliographique sur l'évolution des télécommunications sans fil et dressent un état de l'art sur les études du canal de transmission depuis les années 60. Dans les trois chapitres suivants, l'intérêt porte sur une approche théorique concernant la caractérisation et la modélisation spatio-temporelles du canal dans un contexte MIMO. Les deux derniers chapitres donnent des résultats concernant la modélisation basée sur des mesures d'une part et la simulation du canal de transmission MIMO d'autre part.

Mots clés

Propagation radioélectrique, trajets multiples, communications sans fil, canal de transmission MIMO, caractérisation spatio-temporelle, modélisation et simulation du canal, mesures de propagation, analyse statistique.