Université Libre de Bruxelles
Faculté des Sciences Appliquées
Service OPERA
Avenue F. D. Roosevelt 50 B-1050 Brussels, Belgium

Caractérisation et modélisation du canal radio en chambre réverbérante

Dissertation présentée en vue de l'obtention du Grade de Docteur en Sciences de l'ingénieur et préparée sous la direction des Professeurs Philippe De Doncker (ULB) et Martine Lienard (USTL)

par

Olivier Delangre

Jury : Pierre Mathys (Président), François Horlin (Secrétaire), Michel Kinnaert, Alain Azoulay, Claude Oestges, Pierre Degauque, Martine Lienard (Promoteur), Philippe De Doncker (Promoteur)

Thèse réalisée en co-tutelle avec

Université des Sciences et Technologies de Lille

Laboratoire TELICE

Batiment P3, 59655 Villeneuve d'Ascq, France

- Année académique 2008/2009 -

Remerciements

On dit souvent que le doctorat est un effort d'autonomie et d'indépendance dans la gestion de longue haleine de ce projet. Ce n'est pas tout à fait vrai. Dans l'accompagnement de cet effort de 5 ans, l'apport des encadrants, des collègues, des amis, de la famille est prépondérant. Je ne déroge donc pas à la tradition et débute cette thèse par les traditionnels mais au combien importants remerciements.

Tout d'abord, je souhaiterais remercier mes deux promoteurs, Philippe De Doncker et Martine Lienard. Le premier, alors jeune assistant sans enfant et plein d'ambition, m'a convaincu de débuter une thèse dans la continuité de mon TFE. Encore aujourd'hui, j'admire la persévérance pour me convaincre et les mots justes trouvés à cette occasion. Philippe a su me supporter et m'encourager tout au long de cette thèse. Malgré mon caractère parfois, comment dire, bien trempé, il a su me communiquer son enthousiasme et continuera encore dans mes projets futurs. Plus qu'une relation professionnelle, c'est une relation de confiance que je salue ici. Martine quant à elle, a toujours montré un grand enthousiasme, facilité par les blagues à répétition qu'elle ne manqua pas de faire sur ma nationalité. Heureusement pour moi, je n'étais pas en reste pour me défendre et nous avons pu avancer joyeusement dans ce doctorat. Martine a toujours fait preuve de conviction dans mon sujet et m'a aidé de nombreuses fois dans les mesures. Au final, le voyage à Baltimore restera comme l'apothéose (humoristique) de cette collaboration !

Je souhaite également remercier les membres du jury de thèse. Tout d'abord Monsieur Pierre Degauque qui a également suivi attentivement le déroulement de cette thèse et qui a apporté toute son expérience dans l'analyse critique des résultats. Je tiens également à remercier les deux rapporteurs Alain Azoulay et Claude Oestges ainsi que Pierre Mathys, Michel Kinnaert et François Horlin.

L'environnement de travail est également un élément clé dans la réussite d'une thèse. Le mien a beaucoup évolué au cours de ma carrière universitaire. J'ai d'abord été assistant pour Monsieur Francçis Grenez. J'ai adoré cette période et mon modeste apport à l'éducation des futurs générations. Je remercie

Monsieur Grenez pour cette opportunité et pour les encouragements dans la réalisation de cette tâche. Je remercie également mes collègues de la première heure : Agnès pour les nombreux bons moments d'enseignements, Abdellah, Ali, Geoffrey, Samia et Rudy.

Changement de statut, changement de locaux, arrivée de nouveaux collègues et la bonne humeur au quotidien. Quel plaisir de travailler avec les François (Q et B), Xavier, Jean-Michel et le nouveau chef (François H). Une pensée particulière pour mon fidèle collègue de bureau, Stéphane, avec qui l'ambiance fut toujours extraordinaire !

Le travail, c'est une chose, mais comme la vie serait triste sans amis. Je les remercie donc pour tous les bons moments d'évasion permettant d'oublier les traquas du quotidien. Merci Yves, Laurent, Fabrice, David, Brieuc, Frédéric ainsi que les nombreuses personnes rencontrées au cours de ces années à l'université et ailleurs.

A la fin de mon doctorat, j'ai la fierté non pas du doctorat en soi mais surtout d'avoir réussi ce challenge. J'espère avoir transmis cette fierté à deux personnes, mes parents. Bien que ne comprenant pas toujours ce que je faisais exactement, ils ont manifesté un intérêt et un encouragement permanent. Ils représentent également pour moi un modèle de courage et de persévérance face à toutes les épreuves et je leur en suis tellement reconnaissant.

Pour finir, "last but not least", je pense qu'il est important dans sa vie de vivre selon ses valeurs. Ma **V**aleur, c'est ma famille et en particulier mon épouse, Laurence, et ma petite fille chérie, Cathline. Elles sont les deux soleils de ma vie, les personnes vers qui se tourner quand çà va moins bien, et celles avec qui célébrer quand les nouvelles sont bonnes. On continue l'aventure tous les 3 pour le pire et surtout le meilleur !

Table des matières

Table des Matières 5

Table des Figures 8

Liste des Tableaux 13

1 Introduction 17
- 1.1 La chambre réverbérante 17
- 1.2 Domaines d'application des chambres réverbérantes 19
  - 1.2.1 Études de compatibilité électromagnétique 20
  - 1.2.2 Modélisation de canal de communication sans fil 21
  - 1.2.3 Différences entre l'approche de compatibilité électromagnétique et l'approche de modélisation de canal 23
- 1.3 Objectifs de la thèse 25
  - 1.3.1 Caractériser l'environnement 25
  - 1.3.2 Modéliser l'environnement 25
  - 1.3.3 Comparer avec des environnements réels 26
- 1.4 Plan du travail 26

2 Modélisation d'une chambre réverbérante 29
- 2.1 Champs électromagnétiques dans une chambre réverbérante . . . 29
- 2.2 Techniques de brassage de modes 32
- 2.3 Modélisation stochastique d'une chambre réverbérante 34
  - 2.3.1 Facteur de qualité d'une chambre réverbérante 34
  - 2.3.2 Composante cohérente et diffuse dans une chambre réverbérante 39
  - 2.3.3 Modèle en ondes planes 41
- 2.4 Description des chambres réverbérantes utilisées et scénarios de mesures 43
  - 2.4.1 Les chambres réverbérantes 43

2.4.2 Matériel utilisé 45
2.4.3 Scénarios 46
2.5 Validation des chambres réverbérantes 48
2.5.1 Statistiques du premier ordre 48
2.5.2 Puissance cohérente et diffuse en fonction de la charge de la chambre 52
2.6 Conclusion du chapitre 54

3 Statistique du deuxième ordre dans une chambre réverbérante 57
3.1 Autocorrélation temporelle et spectre de Doppler 57
3.1.1 Revue des modèles classiques 57
3.1.2 Modèle en chambre réverbérante 59
3.2 Autocorrélation fréquentielle et Power Delay Profile 68
3.2.1 Revue des modèles classiques 68
3.2.2 Modèle de Power Delay Profile proposé en chambre réverbérante 71
3.2.3 Remarque finale 79
3.3 Autocorrélation spatiale et distribution angulaire d'arrivée des ondes 80
3.3.1 Revue des modèles classiques de corrélation spatiale 81
3.3.2 Modèle de corrélation spatiale en chambre réverbérante . 83
3.3.3 Remarque finale 90
3.4 Conclusion du chapitre 91

4 Modèle de canal en chambre réverbérante 93
4.1 Objectif 93
4.2 Les systèmes MIMO 96
4.2.1 Valeurs singulières et valeurs propres de la matrice de canal 96
4.2.2 Métriques permettant d'estimer le degré de mutliplexage d'un canal 98
4.2.3 Capacité d'un système multi antennes 100
4.2.4 Modèle de Kronecker 101
4.3 Modèle MIMO bande étroite en chambre réverbérante 104
4.3.1 Validité du modèle de Kronecker 104
4.3.2 Validation du modèle de canal 105
4.3.3 Modèle MIMO bande étroite proposé en chambre réverbérante 106
4.3.4 Effet des absorbants sur la capacité 108

4.4 Modèle SISO large bande en chambre réverbérante 108
4.4.1 Modélisation théorique SISO du canal large bande en chambre réverbérante 109
4.4.2 Caractérisation expérimentale de la réponse impulsionnelle large bande 110
4.4.3 Implémentation type du modèle 115
4.4.4 Validation du modèle 117
4.5 Modèle MIMO large bande en chambre réverbérante 119
4.6 Conclusion du chapitre 121

5 Application des chambres réverbérantes 123
5.1 Modélisation du canal à l'intérieur d'un environnement confiné . 123
5.1.1 Revue de la littérature sur l'utilisation de chambres réverbérantes comme modèles de canal intra-véhiculaire . 123
5.1.2 Caractérisation expérimentale du canal de communication à l'intérieur d'une voiture 124
5.1.3 Comparaison avec les chambres réverbérantes 129
5.2 Simulation de transmission OFDM et SC-FDE dans une chambre réverbérante 130
5.2.1 Les techniques OFDM et SC-FDE 130
5.2.2 Modèle de canal du standard 802.11n 133
5.2.3 Simulations en chambres réverbérantes 134
5.3 Conclusion du chapitre 138

6 Nouvel environnement de test 139
6.1 Objectif 139
6.2 Description de l'environnement de test 141
6.3 Modélisation du guide d'ondes 142
6.3.1 Revue de la littérature 142
6.3.2 Modèle d'excitation du guide d'ondes 143
6.3.3 Calcul de la puissance des modes dans un guide 147
6.3.4 Simulations numériques de la modélisation du guide d'ondes 148
6.3.5 Caractérisation expérimentale de l'effet du guide d'ondes 150
6.4 Contrôle du degré de diversité à l'aide du guide d'ondes 150
6.4.1 Caractérisation expérimentale 150
6.4.2 Validation théorique et expérimentale des métriques de diversité 152
6.5 Modèle de canal dans les chambres réverbérantes couplées . . . 156
6.5.1 Modèle MIMO en bande étroite 156

6.5.2 Validation du modèle en bande étroite 158
6.6 Extension au cas large bande 159
6.6.1 Autocorrélation temporelle et spectre de Doppler 161
6.6.2 Autocorrélation fréquentielle et Power Delay Profile . . 162
6.6.3 Autocorrélation spatiale 165
6.7 Remarque finale 166
6.8 Conclusions du chapitre 166

7 Conclusion 169

A Résumés de la thèse 173

B Publications 175

Bibliographie 177

Table des figures

1.1 Variation de la répartition des champs suite au mouvement de la pale (a) cavité vide :on a des maxima et minima (b) petit mouvement de la pale : Les points bas restent en moyenne assez bas, de même pour les points hauts (c) Grand déplacement de la pale : En moyenne, chaque point à la même valeur de champ 18
1.2 Schéma d'une chambre réverbérante avec analyseur vectoriel de réseaux 19
1.3 Chambre anéchoique du laboratoire TELICE - Lille - France . . 21

2.1 Guide d'ondes rectangulaire 30
2.2 Bande passante d'un mode dans une cavité 38
2.3 Composante cohérente et composante diffuse dans une chambre réverbérante 39
2.4 Coordonnées sphériques 40
2.5 Pâle mécanique utilisée dans la petite et moyenne chambre réverbérante 44
2.6 Grande chambre réverbérante 44
2.7 Fonction de transfert $|H(\vec{r})|$ en fonction de la position pour une réalisation, le trait pointillé est la moyenne 49
2.8 Fonction de transfert $|H(f)|$ en fonction de la position de la pale mécanique, le trait pointillé est la moyenne 50
2.9 Densité de probabilité cumulée pour le module du coefficient de transfert, $|H|$ dans la grande chambre. Comparaison théorie et expérience. 51
2.10 Test de Kolmogorov pour les 3 chambres à vide. Densité de probabilité du Kstest 52
2.11 Puissance cohérente et diffuse (a) dans la grande chambre (avec antennes cornet et sans absorbants) (b) dans la petite chambre (avec antennes omni et 5 absorbants) 53

2.12 Facteur Q pour les trois chambres en fonction du nombre d'absorbants . . . 54
2.13 Facteur de qualité en fonction de la fréquence pour 3 configurations : (1) grande chambre avec antennes cornet sans absorbant (2) chambre moyenne avec antennes omni et un absorbant (3) Petite chambre avec antennes omni et 5 absorbants . . . 55

3.1 Déphasage dû à un objet en mouvement (récepteur et émetteur fixes) . . . 58
3.2 Probabilité d'avoir de 1 à 5 interactions exactement en fonction du retard. Cas de la chambre moyenne sans absorbant . . . 64
3.3 Autocorrélation temporelle dans la petite chambre réverbérante (5 GHz) . . . 65
3.4 Autocorrélation temporelle dans la chambre réverbérante moyenne (5 GHz) . . . 65
3.5 Valeur de C($\Delta\theta$ = 2.8°) en fonction du nombre d'interactions dans la chambre moyenne à 5GHz . . . 66
3.6 Autocorrélation temporelle mesurée dans la chambre moyenne. Comparaison avec le modèle à 1 et 10 interactions . . . 67
3.7 Corrélation temporelle en fonction du rayon de la pale pour différentes valeurs de $\Delta\theta$. Cas de la chambre moyenne pour $a = 0.1$ 68
3.8 Représentation I/Q de $H(f)$ et corrélation temporelle pour la grande chambre réverbérante sans absorbant avec les antennes cornets (a) et (b) - et les antennes omni (c) et (d) . . . 69
3.9 Nuage de points et corrélation temporelle pour la grande chambre réverbérante avec 3 absorbants avec les antennes cornets (a) et (b) - et les antennes omni (c) et (d) . . . 69
3.10 Une réponse impulsionnelle dans une chambre réverbérante moyenne 72
3.11 PDP dans la grande chambre pour 1 GHz de bande passante autour de 5 GHz - théorie et mesure . . . 72
3.12 PDP dans la chambre moyenne avec 0,1,2 absorbant(s), soit Q=18020, 1375, 493 . . . 77
3.13 Delay spread en fonction du facteur Q. Collection de résultats dans les différentes chambres et différents nombres d'absorbants - comparaison avec la théorie . . . 78
3.14 Bande de cohérence mesurée et estimée (f/Q) dans la grande chambre avec des absorbants sur les parois verticales et sur le sol (horizontaux) . . . 79

3.15 Delay spread calculé en fonction du nombre de points mesurés sur une bande passante de 200 MHz autour de 5 GHz. La résolution fréquentielle est donc 200MHz/nombre de points 80
3.16 Configuration pour l'étude de la corrélation (a) axes seuls (b) cas de deux dipoles alignés sur l'axe y (c) cas de deux dipoles alignés sur l'axe z 82
3.17 Fonctions de corrélation spaptiale en 2D et 3D 82
3.18 Spectre d'arrivée d'ondes de type gaussien et Laplacien 83
3.19 Fonction de corrélation selon l'axe $\vec{1}_z$ pour une antenne omni ($n = 0$) et pour un HPBW de respectivement 90°, 75°, 60°, 45°, 30° ($n = 1, 1.5, 2.41, 4.38, 10$) 86
3.20 Fonction de corrélation dans le plan $(\vec{1}_x, \vec{1}_y)$ pour une antenne omni ($n = 0$) et pour un HPBW de respectivement 90°, 75°, 60°, 45°, 30° ($n = 1, 1.5, 2.41, 4.38, 10$) 87
3.21 Corrélation pour une antenne monopole. Mesure avec barres d'erreur et théorie 88
3.22 Fonction de corrélation pour un patch avec un lobe symétrique dans les deux plans ($m = n$) et pour un HPBW (3.65) de respectivement 90°, 75°, 60°, 45°, 30° ($n = 1, 1.5, 2.41, 4.38, 10$) . 89
3.23 Diagramme de rayonnement de l'antenne patch dans le plan pour $\phi = [0 : 2\pi]$ et $\theta = \pi/2$ équivalent à ((3.3.2)) pour $n = 1$ . . . 90
3.24 Fonction de corrélation pour une antenne patch (n=m=1). Mesures avec barres d'erreur et théorie 91

4.1 Système MIMO $N_R \times N_T$ 94
4.2 Capacité d'un système MIMO 2×2 en fonction de la distance entre antennes pour différents types d'antennes 104
4.3 Capacité déduites des matrices **H** mesurées et celles déduites du modèle théorique avec 10 et 20 dB de SNR (capacité assez faible car les antennes sont proches et fortement corrélées) 106
4.4 CDF des 2 valeurs propres significatives pour la mesure et le modèle (seulement deux significatives car la corrélation entre antennes est très forte) 107
4.5 Corrélation entre antennes au récepteur en fonction du nombre d'absorbants dans la grande chambre ainsi que la capacité 108
4.6 Puissance cohérente et diffuse de la distribution de Rice pour chaque tap de la réponse impulsionnelle dans la chambre moyenne 112
4.7 Facteur de Rice de chaque tap en fonction du délai pour la moyenne et petite chambre 113

4.8 Facteur de Rice mesuré. Comparaison avec le modèle théorique . 114
4.9 Covariance entre deux éléments sucessifs pour chaque tap de la réponse impulsionnelle dans la chambre réverbérante moyenne . 115
4.10 Facteur de Rice pour chaque tap dans la grande chambre réverbérante 116
4.11 (a) Covariance entre deux éléments sucessifs pour chaque tap de la réponse impulsionnelle dans la grande chambre réverbérante (b) PDP dans la grande chambre 117
4.12 Schéma bloc de création de $\alpha(\tau, t)$ pour un τ donné 118
4.13 Facteur K pour une autre mesure dans la chambre moyenne et facteur K simulé par le modèle 119
4.14 Puissance diffuse et puissance cohérente pour le modèle et la mesure dans la chambre moyenne sans absorbant 120

5.1 Dimensions de l'OPEL Meriva 125
5.2 Schéma de mesure dans la voiture (cas du sénario A). L'émetteur est sur le tableau de bord et le récepteur derrière le siège passager avant. 126
5.3 PDP pour le scénario A avec 200 MHz et 3 GHz de bande passante 127
5.4 début du PDP (avec 3 GHz de bande passante) pour deux positions sur la banquette arrière 127
5.5 PDP dans le coffre pour la mesure sur 3 GHz de bande 128
5.6 Diagramme bloc OFDM 130
5.7 Diagramme bloc de SC-FDE 132
5.8 PDP pour le canal du standard 802.11n (4 clusters et delay spread de 100 ns) 134
5.9 BER pour une transmission OFDM pour un canal en chambre réverbérante (50 et 100 ns) et pour le canal du standard 802.11n . 136
5.10 BER pour une transmission SC-FDE pour un canal en chambre réverbérante (50 et 100 ns) et pour le canal du standard 802.11n . 137
5.11 Simulation OFDM sur canal en chambre réverbérante sans facteur de Rice pour les taps de la réponse impulsionnelle 137

6.1 Deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes. Dans chaque chambre, la ligne de vue directe entre le guide et l'antenne est obstruée 141
6.2 Photo du montage à deux chambres réverbérantes 142
6.3 Photo du guide d'ondes (TE_{20} à 5 GHz) 143

6.4 Excitation des deux modes passant dans le guide d'ondes de dimensions a=0.071m et b=0.022m ainsi que la puissance dans chaque mode et la puissance totale P_T 149
6.5 Fonction de couplage angulaire $|C_{nm}(\Omega)|^2$ pour les deux modes dans le petit guide. Coupe pour $\phi = 0$ et $\theta = [-\pi/2 : \pi/2]$ . . . 149
6.6 Fonction de couplage angulaire $< |C_{nm}(\Omega)|^2 >$ pour les deux modes dans le petit guide. Coupe pour $\phi = \pi/2$ et $\theta = [-\pi/2 : \pi/2]$ 150
6.7 Capacité pour un canal MIMO 4×4 avec le petit guide d'ondes et un SNR de 10 dB 151
6.8 Evolution des valeurs singulières pour la mesure MIMO 4×4 en fonction de la fréquence 152
6.9 Ellipticité et critère de la diversité pour un canal MIMO 4×4 avec 1 et 2 degrés de diversité en fonction du SNR. 154
6.10 Ellipticité, critère de la valeur singulière (C_σ) et mesure de la diversité (Ψ) sur les mesures à la transition entre 1 et 2 modes . . 155
6.11 Valeur de l'ellipticité et du critère de la valeur singulière sur 3 fréquences au delà de la fréquence de coupure en fonction du nombre de réalisations indépendantes du canal 156
6.12 Densité de probabilité cumulée pour la capacité entre les deux chambres avec un SNR de 10 dB et le petit guide à la fréquence de 4.5 GHz (2 modes passants). 158
6.13 Densité de probabilité cumulée des deux valeurs propres significatives. Comparaison entre la mesure et le modèle 159
6.14 Densité de probabilité cumulée théorique et mesurée pour les deux chambres avec le petit et le grand guide d'ondes. Modèle théorique de Double Rayleigh (petit guide) et Rayleigh (grand guide) 160
6.15 Facteur de Rice en fonction du délai (a) et PDP pour les mêmes délais (b) 161
6.16 Corrélation temporelle pour toutes les fréquences entre 4.9 et 5.1 GHz en fonction de la rotation des deux pales. Chaque mouvement fait deux degrés 162
6.17 PDP entre les deux chambres avec le grand et le petit guide ainsi que le modèle théorique 165

Liste des tableaux

2.1 Récapitulatif des scénarios 47
2.2 Corrélation entre antennes en chambre réverbérante 51

4.1 Erreurs du modèle de Kronecker 105
4.2 Corrélation entre antennes en chambre réverbérante avec d la distance entre antennes 107
4.3 Paramètres du modèle pour la petite et la moyenne chambre . . . 117

5.1 Résultats des mesures dans la voiture pour les 3 scénarios 128
5.2 Rms Delay Spread estimé pour les 3 scenarii 129
5.3 Paramètres de la simulation 135

Chapitre 1

Introduction

1.1 La chambre réverbérante

Afin de comprendre et de prédire le fonctionnement de systèmes de communication sans fil, il est essentiel de caractériser le canal dans lequel les ondes se propagent. Pour obtenir des caractéristiques reproductibles, il est nécessaire que les scénarii de test soient bien connus et reproductibles.

Le cadre général de cette thèse est la caractérisation du canal de communication pour réseaux sans fil dans un environnement de test particulier : la chambre réverbérante. Avant de détailler les objectifs de cette thèse, commençons par décrire la chambre réverbérante.

Dans les années 70, la chambre réverbérante a commencé à trouver un intérêt auprès de la communauté scientifique. L'un des tous premiers articles publiés sur le sujet [16], présente les caractéristiques fondamentales d'une chambre réverbérante. Sur base de cet article, on peut définir la chambre réverbérante de la façon suivante :

Définition d'une chambre réverbérante

Une chambre réverbérante est une cavité métallique fermée de dimensions supérieures à quelques longueurs d'ondes sur une large gamme de fréquence (1-18GHz dans [16]). Les champs électromagnétiques à l'intérieur (à une distance raisonnable des murs de l'ordre de la longueur d'onde) présentent une uniformité statistique en tous les points de mesures, dans toutes les directions et pour toutes les positions de la source de rayonnement. Cette uniformité est obtenue à l'aide de pale(s) mécanique(s) en rotation à l'intérieur de la chambre

Le concept d'uniformité est mis en avant, ainsi que la taille de la cavité. On parle souvent de cavité surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde. Ce

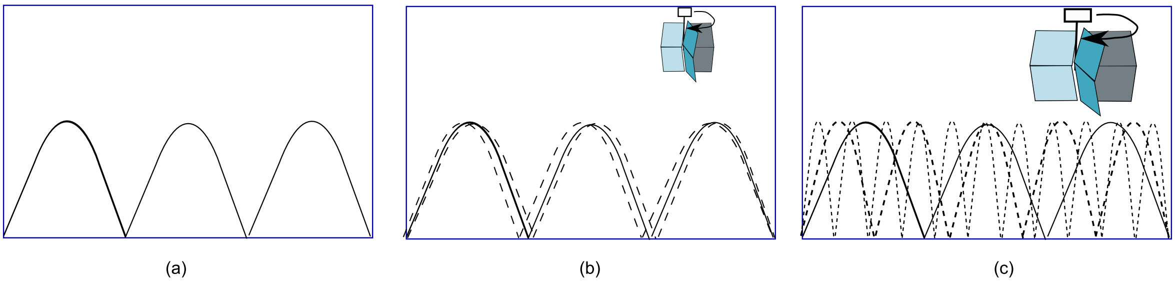

FIGURE 1.1: Variation de la répartition des champs suite au mouvement de la pale (a) cavité vide :on a des maxima et minima (b) petit mouvement de la pale : Les points bas restent en moyenne assez bas, de même pour les points hauts (c) Grand déplacement de la pale : En moyenne, chaque point à la même valeur de champ

concept d'uniformité est illustré à la figure 1.1. Celle-ci montre la répartition des champs dans une cavité fermée selon un "champ de bosses". Lorsqu'un petit mouvement de la pale mécanique est effectué (b), on a une petite variation des champs mais les valeurs des minimas et maximas varient peu. Considérons ensuite une grande variation de la pale, soit un mouvement de la pale qui par son amplitude et/ou par la complexité de la pale mélange fortement les ondes à l'intérieur de la cavité. Dans le cas (c), le champ moyen est uniforme spatialement.

Un schéma typique d'une expérience dans une chambre réverbérante est présenté à la figure 1.2. On y voit les deux antennes d'émission et réception ainsi que l'analyseur de réseaux vectoriel qui se trouve en dehors de la chambre. Une pale mécanique est placée dans la chambre, dans ce cas-ci au plafond.

On trouve désormais de nombreuses chambres réverbérantes à travers le monde et plusieurs constructeurs ont développé un savoir-faire dans ce domaine. Voici quelques exemples de chambres réverbérantes, particulières par leurs caractéristiques ou par les développements qui y sont associés dans la littérature scientifique.

– Istituto Universitario Navale, Napoli, Italie : Cette chambre est l'une des premières et de nombreux développements y ont été réalisés par le professeur Corona. Elle est caractérisée par une symétrie parfaite, 2x2x2m soit un volume de 8 m^3. Elle est composée de trois pales mécaniques pilotées par un moteur continu.
– NIST, Boulder, Colorado, USA : Le centre de recherche NIST aux Etats-Unis est certainement le plus important en terme de contribution à la théorie des chambres réverbérantes et en particulier grâce aux travaux de David Hill, John Ladbury et Christopher Holloway. Ils disposent notamment d'une chambre de dimensions 2.74x3.05x4.57m, soit un volume de 38.19m^3.

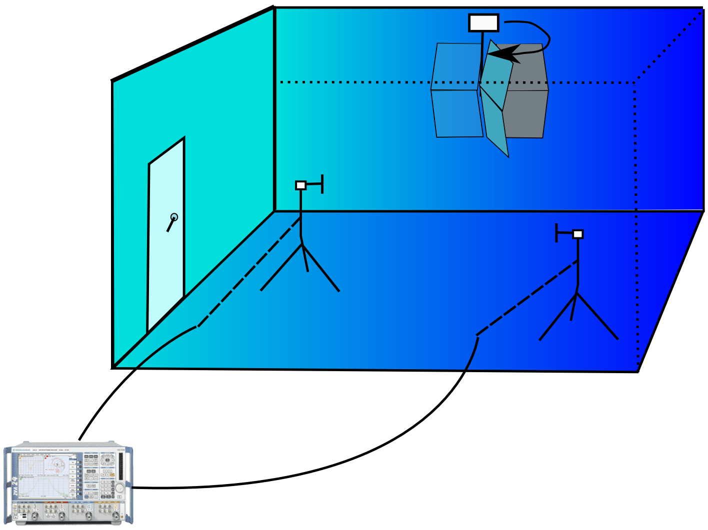

FIGURE 1.2: Schéma d'une chambre réverbérante avec analyseur vectoriel de réseaux

Un moteur pas à pas est utilisé pour la pale mécanique, par opposition au moteur continu à Naples.

- Bluetest, Goteborg, Suède : Cette société suédoise est une spin-off issue des recherches menées par le professeur Kildal et son groupe de recherche à l'université de Chalmers (Gotheborg). La particularité de leur chambre est sa taille puisqu'elle est transportable, avec pour dimensions 1.93x2x1.35m, soit un volume de $5.2m^3$. Cette chambre peut opérer pour des fréquences allant de 650MHz à 6GHz et présente différentes possibilités de brassage des modes (mécanique, polarisation, fréquentielle).
- QinetiQ, Farnborough, Angleterre est un centre de test possédant plusieurs chambres réverbérantes dont une particulièrement grande de dimension 10x8x7m soit un volume de $560m^3$.
- TELICE, Lille, France : Ce laboratoire français co-promoteur de cette thèse, possède une grande expérience en compatibilité électromagnétique ainsi qu'en modélisation de canal. Ils disposent de 4 chambres réverbérantes dont 3 ont été utilisées dans le cadre de cette thèse.

1.2 Domaines d'application des chambres réverbérantes

La chambre réverbérante est utilisée pour deux types d'applications :

- Études de compatibilité électromagnétique

– Études du canal de communication sans fil et des antennes

Nous allons maintenant présenter ces deux domaines, leur cadre générale et l'utilisation particulière de chambres réverbérantes.

1.2.1 Études de compatibilité électromagnétique

C'est dans ce cadre que les chambres réverbérantes sont le plus souvent utilisées.

Cadre général

Les tests de compatibilité électromagnétique sont essentiels pour la mise sur le marché d'un nouveau produit car chaque produit doit satisfaire des normes bien précises.

Afin de réaliser l'étude de compatibilité électromagnétique d'un appareil, il est nécessaire de tester d'une part son immunité par rapport à l'environnement électromagnétique et d'autre part de mesurer son rayonnement dans toutes les directions. Pour ce faire, différentes méthodes de tests existent. En plus de la chambre réverbérante, les environnements de tests les plus courants sont :

– La chambre anéchoïque : Il s'agit d'une chambre fermée dont les parois sont recouvertes d'absorbants électromagnétiques (cf. figure 1.3). Seule l'émission directe depuis une source vers une antenne réceptrice est captée. Par rotation d'un appareil, on peut mesurer le champ rayonné dans chacune des directions. Cependant, ces tests sont assez lents car toutes les directions spatiales doivent être testées séquentiellement.

– Le test en espace libre : Il s'agit de sites de mesure en extérieur au dessus d'un plan conducteur, où les deux antennes sont positionnées à une distance et à une hauteur précises. Ces sites sont en extérieur, et donc dans des lieux les plus déserts possibles afin d'éviter toute perturbation électromagnétique. On peut alors mesurer également la composante rayonnée d'un appareil.

Utilisation des chambres réverbérantes en compatibilité électromagnétique

L'utilisation de la chambre réverbérante en compatibilité électromagnétique s'avère particulièrement utile dans le cadre de la mesure de la puissance rayonnée par un appareil (Total Radiated Power, TRP). Celle-ci est facilement obtenue dans une chambre réverbérante. En effet, la puissance rayonnée par un appareil placé dans cette chambre reste enfermée, et peut être mesurée par une antenne

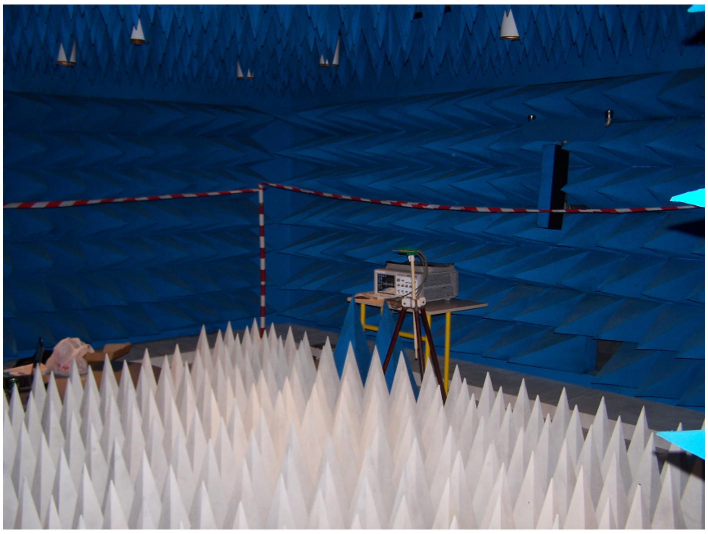

FIGURE 1.3: Chambre anéchoique du laboratoire TELICE - Lille - France

réceptrice s'y trouvant. Ainsi, l'utilisation d'une chambre réverbérante dans le cadre de la compatibilité électromagnétique s'est développée.

D'autres mesures sont désormais maîtrisées en chambre réverbérante comme par exemple :

- Les tests d'immunité au rayonnement, surtout pour des appareils très larges, tels des voitures ou avions militaires [19]
- Les mesures de blindage électromagnétique. En plaçant le blindage à l'intérieur de la chambre, et grâce à l'uniformité de la chambre, on test le blindage sous tous les angles [44]
- Les tests d'antennes, et en particulier la puissance totale d'émission, mais aussi des mesures de diversité d'antennes. A priori, tous les paramètres des antennes sont mesurables tant qu'il ne s'agit pas d'une caractérisation angulaire [81]
- Les tests biologiques. En particulier, on a étudié l'effet des rayonnements électromagnétiques sur des rats.

Enfin, notons qu'un standard international existe sur l'utilisation des chambres réverbérantes en compatibilité électromagnétique (IEC 61000-4-21).

1.2.2 Modélisation de canal de communication sans fil

Cadre général

La modélisation de canal en chambre réverbérante a été peu étudiée dans la littérature et est le cadre de cette thèse.

Avant de pouvoir proposer un modèle de canal, il est essentiel de caractériser le canal à l'aide de mesures. La mesure du canal de propagation peut s'effectuer à l'aide de différents appareils en fonction des paramètres recherchés. Le plus courant est l'analyseur vectoriel de réseaux. Ce dernier présente l'avantage de mesurer la fonction de transfert complexe entre différents ports. L'inconvénient est que ces ports doivent être cablés au même appareil, limitant la portée des mesures à quelques mètres. Ce n'est pas un inconvénient dans le cadre de cette thèse car les chambres réverbérantes ont des dimensions inférieures à cette limitation.

L'objectif n'est pas ici de décrire toutes les techniques de modélisation de canal habituellement rencontrées et détaillées dans de nombreuses références [68], [66]. Nous pouvons cependant distinguer deux grandes catégories de modélisation :

– Les modèles physiques : Ceux-ci reposent sur les propriétés électromagnétiques de l'environnement et sur les propriétés des ondes électromagnétiques. Ils modélisent la propagation de différentes ondes selon un ensemble de propriétés physiques. Le ray launching est un exemple de ce type de modélisation puisque des rayons sont envoyés dans toutes les directions et les interactions avec tous les objets encodés sont calculées selon les règles classiques de l'électromagnétisme (réflexion, diffraction, ...).
– les modèles analytiques : Ceux-ci se placent à un niveau supérieur d'abstraction puisqu'ils modélisent le canal selon un ensemble de paramètres statistiques pas nécessairement reliés directement à des phénomènes physiques. L'idée est ici de modéliser statistiquement le comportement du canal.

Au cours de cette thèse, nous développons des modèles de la deuxième catégorie pour un type de systèmes particuliers, les systèmes MIMO.

Les systèmes multi-antennes, ou MIMO, ont été proposés initialement dans [88]. Basée sur une idée simple - utiliser plusieurs antennes à l'émetteur et au récepteur - cette technique a créé un engouement dans la communauté scientifique [1]. L'utilisation de plusieurs antennes permet d'exploiter une dimension supplémentaire du canal (la dimension spatiale). On montre dans [88] que que la capacité du canal croit alors linéairement avec le nombre d'antennes à bande passante constante.

[1]Une recherche sur le mot clé MIMO donne 11567 articles dans la base de données IEEE et 313.000 résultats dans Google Scholar !

Utilisation des chambres réverbérantes

Depuis quelques années, un intérêt accru s'est développé dans la communauté scientifique afin d'utiliser les chambres réverbérantes comme outil de test de canal de communication pour réseaux sans fil [81], [70], [42], [53], [69]. La raison principale est que l'une des caractéristiques importantes des chambres réverbérantes est que l'amplitude du champ électrique selon une polarisation est distribuée selon une loi de Rayleigh. Cette distribution sert également à modéliser le fading dans un canal de communication sans fil [66]. C'est sur cette caractéristique que de nombreuses études se basent pour comparer le canal en chambre réverbérante et celui en environnement classique (indoor ou outdoor).

L'étude des systèmes MIMO dans la chambre réverbérante est particulièrement intéressante puisque l'hypothèse fondamentale de bon fonctionnement des systèmes MIMO est une grande richesse de multi-trajets. La chambre réverbérante est alors un scénario idéal de part la nature très réflective de cet environnement.

De nombreux modèles de canal MIMO ont été développés reposant sur diverses hypothèses et le gain maximum de capacité n'est atteint que sous certaines conditions qui seront explicitées dans ce travail.

1.2.3 Différences entre l'approche de compatibilité électromagnétique et l'approche de modélisation de canal

On observe que les quelques études sur l'utilisation de chambres réverbérantes pour recréer le canal de propagation des réseaux sans fil, sont souvent menées par des laboratoires puisant leur expérience dans la compatibilité électromagnétique. La caractérisation d'un canal de communication sans fil est cependant un domaine différent de la compatibilité électromagnétique et les techniques de modélisation utilisées diffèrent souvent. Nous identifions trois grandes différences entre l'approche classique des chambres réverbérantes et l'approche suivie en modélisation de canal.

Modèle bande étroite vs modèle large bande

Dans la théorie des chambres réverbérantes, on se concentre sur la modélisation des caractéristiques de l'environnement sur un ensemble de fréquences discrètes balayant la gamme de fréquence souhaitée. La plupart des caractérisations s'effectuent à une fréquence donnée et l'espacement entre deux fréquences consécutives est généralement assez grand (de l'ordre de quelques MHz). Il s'agit donc d'une modélisation en bande étroite.

Dans la modélisation de canal, il est important de caractériser la réponse en fréquence simultanément sur une bande de fréquence. Il s'agit alors d'une modélisation large bande.

Modélisation de la réponse en fréquence vs modélisation de la réponse impulsionnelle

Une conséquence importante de la remarque précédente est que les spécialistes des chambres réverbérantes ont pour habitude de travailler sur la base du comportement fréquentiel de la chambre. Ainsi, dans [69], les auteurs étudient la possibilité de tester des systèmes de télécommunications large bande dans une chambre via l'étude de la caractérisation fréquentielle d'une chambre chargée en absorbants.

En caractérisation de canal, et bien que ce soit dual, on travaille généralement sur la réponse impulsionnelle (dans le domaine du délai). Ainsi, plutôt que de parler de variation rapide de la réponse en fréquence, on parlera de délais très longs dans la chambre.

Bien que certains travaux existent dans la théorie des chambres réverbérantes sur l'approche temporelle, et en particulier pour des applications radar, ces études restent marginales.

Non Idéalité de l'environnement de test

L'objectif initial de la chambre réverbérante étant de créer des conditions optimales de tests de compatibilité électromagnétique, de nombreuses recherches se sont concentrées sur l'obtention de ces conditions idéales à l'intérieur de la chambre réverbérante (décorrélation entre échantillons, distribution de Rayleigh, uniformité du spectre incident).

Dans la caractérisation de canal, on souhaite contrôler les différents paramètres du canal sans pour autant créer une situation idéale. A titre d'exemple, de nombreux travaux dans la théorie des chambres réverbérantes se concentrent sur les moyens et métriques permettant d'assurer l'indépendance entre les échantillons obtenus par rotation de la pale mécanique (par exemple [60], [34]). Dans le cadre d'un canal de communication sans fil, il n'y a que très rarement une indépendance totale entre les échantillons successifs et l'autocorrélation temporelle est une caractéristique importante du canal notamment en termes de performances des systèmes.

1.3 Objectifs de la thèse

Alors que les chambres réverbérantes ont connu un essor important dans le domaine des tests de compatibilité électromagnétique, l'utilisation de cet environnement comme modèle de canal reproductible pour réseaux sans fil reste un sujet peu exploré. L'objectif de cette thèse est de caractériser le canal en chambre réverbérante dans l'optique de réseaux sans fil, de modéliser ce canal, en particulier pour des systèmes multi-antennes, et enfin de comparer ce canal à des cas concrets ou de démontrer l'application possible d'un tel canal dans une optique de test de systèmes de communication sans fil. Nous détaillons les objectifs ci-dessous.

1.3.1 Caractériser l'environnement

Le canal de propagation tel que décrit dans les travaux les plus récents est un canal à 6 dimensions à savoir le temps (t), la position ($\vec{r}$), la fréquence (f), l'angle de départ (Ω_{TX}), l'angle d'arrivée (Ω_{RX}) et la polarisation. Une analyse complète de ces dimensions dans une chambre réverbérante est nécessaire pour caractériser le canal de propagation.

Pour un canal gaussien, la moyenne et la covariance caractérisent entièrement le processus stochastique [68]. C'est le cas en chambre réverbérante et c'est cette approche qui est suivie dans cette thèse.

Afin de pouvoir envisager cet environnement comme moyen de reproduire certaines caractéristiques de canaux sans fil rencontrées dans d'autres scénarii, il est essentiel d'identifier les paramètres modifiables dans la chambre réverbérante. Actuellement très peu de résultats existent sur les possibilités de modification de la chambre pour modéliser des canaux de propagation typiques. Nous étudions l'impact de ces modifications sur les résultats classiques de modélisation des chambres réverbérantes.

Une tâche connexe consiste à identifier les paramètres qui ne peuvent pas ou difficilement être modifiés dans une chambre réverbérante afin de mettre en évidence les limitations éventuelles de cette approche.

1.3.2 Modéliser l'environnement

Au cours de cette thèse, nous nous concentrons principalement sur la modélisation pour les systèmes multi-antennes. Les systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple Output) exploitent, comme tout système sans fil, les dimensions temporelle et fréquentielle, auxquelles s'ajoute la dimension spatiale. Pour tirer parti de cette dimension, une richesse en multi-trajets est nécessaire (comme nous le verrons au chapitre 4). La chambre réverbérante remplit bien ce critère ce qui la rend particulièrement intéressante pour l'étude des systèmes multi-antennes.

L'objectif de cette thèse étant tourné vers les systèmes actuels de communication, une modélisation large bande est envisagée tout comme la modélisation bande étroite plus simple. Ces modélisations sont évidemment basées sur la caractérisation préalable du canal de propagation en chambre réverbérante.

1.3.3 Comparer avec des environnements réels

En terme de caractérisation et de modélisation, la finalité de cette thèse est de décrire le plus complètement possible l'environnement de propagation en chambre réverbérante. Une autre finalité est d'évaluer la possibilité de mieux comprendre certains phénomènes de propagation en chambre réverbérante. Pour ce faire, nous proposons de comparer les mesures obtenues en chambre réverbérante avec des mesures obtenues dans des scénarii particuliers. Nous évaluons les similitudes entre la chambre réverbérante et un environnement confiné.

Ensuite, nous comparons le Bit Error Rate de systèmes de communication sans fil dans la chambre à des modèles de canal standards.

Enfin, nous exploitons l'idée proposée dans [56] consistant à utiliser deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes. Nous souhaitons évaluer les avantages et inconvénients de cette solution par rapport au cas d'une chambre unique.

1.4 Plan du travail

Le plan de la thèse se décompose de la façon suivante :

Le **deuxième chapitre** présente les principes fondamentaux de modélisation des chambres réverbérantes. Nous partons d'une approche déterministe pour passer ensuite à l'approche stochastique. Les différents paramètres classiques de modélisation des chambres tel que le facteur de qualité sont décrits, et l'existence d'une composante diffuse et d'une composante cohérente est mise en évidence. Enfin, la description des 3 chambres utilisées dans cette thèse est présentée. Une validation expérimentale des caractéristiques fondamentales de ces chambres est également présentée.

Le **troisième chapitre** présente la caractérisation du canal de communication au sein d'une chambre réverbérante. En particulier, nous nous concentrons sur la caractérisation stochastique du deuxième ordre qui, avec la caractérisation du premier ordre, fournit une description complète d'un canal gaussien [68]. Les trois dimensions (temps, position et fréquence) sont successivement investiguées. Pour chaque domaine, une revue des modèles classiques rencontrés en théorie de modélisation de canal de communication sans fil est effectuée, ainsi qu'une revue des modèles en chambre réverbérante. Nous proposons ensuite un modèle théorique développé et validé expérimentalement. Pour chaque domaine, nous mettons en évidence les similitudes et différences du modèle proposé avec les modèles classiques.

Le **quatrième chapitre** propose une modélisation du canal MIMO en chambre réverbérante. Ce chapitre débute par une justification de l'étude des systèmes MIMO en chambre réverbérante, ainsi que par une description approfondie de ces systèmes. Ensuite, un modèle MIMO en bande étroite est proposé et validé expérimentalement. Les limitations et la validité de ce modèle sont également discutées. Un modèle SISO (Single Input Single Output) large bande est ensuite présenté et validé expérimentalement. Une extension au cas du modèle MIMO large bande conclut ce chapitre.

Le **cinquième chapitre** présente deux exemples d'applications possibles des résultats obtenus en chambre réverbérante. Tout d'abord, les résultats obtenus au cours d'une campagne de mesure dans un environnement confiné (une voiture) sont comparés aux caractéristiques obtenues en chambre réverbérante. Ensuite, nous simulons des transmissions OFDM et Single Carrier with Frequency Carrier Equalization (SC-FDE) à l'aide du modèle de canal développé au chapitre précédent. Les résultats en chambre réverbérante sont comparés aux résultats obtenus avec le modèle de canal du standard IEEE 802.11n (très haut débit).

Le **sixième chapitre** présente un nouveau système de test basé sur deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes. Dans ce chapitre, nous commençons par justifier l'utilisation de deux chambres couplées. Ensuite, nous proposons une modélisation théorique du guide d'ondes dans nos chambres couplées. Celle-ci est validée par des simulations et des expériences. Nous présentons ensuite la façon dont nous pouvons contrôler le degré de diversité d'un système MIMO à l'aide du guide d'ondes. Les différentes métriques de diversité disponibles dans la littérature sont présentées. Les résultats obtenus par les différentes métriques sont discutés et l'effet du nombre de réalisations indépendantes est également discuté. Un modèle de canal MIMO bande étroite dans les chambres couplées est présenté et validé expérimentalement. Afin d'étendre ce modèle au cas large bande, nous présentons les différences principales des statistiques du deuxième ordre entre le cas dans une chambre unique et le cas dans deux chambres couplées.

Le **septième chapitre** résume les conclusions de ce travail.

Chapitre 2

Modélisation d'une chambre réverbérante

Abstract - : Ce chapitre commence par une description des champs à l'intérieur d'une cavité fermée. On passe ensuite vers la modélisation statistique des chambres réverbérantes. Ceci nous permet de détailler le facteur de qualité d'une chambre ainsi que la composante diffuse et cohérente. Nous finissons par une description des chambres utilisées dans cette thèse ainsi qu'une validation expérimentale de celles-ci.

2.1 Champs électromagnétiques dans une chambre réverbérante - Représentation modale du champ électrique

Considérons une cavité parfaitement conductrice de type parallélépipède rectangle. Si on insère une source à l'intérieur de cette cavité, des champs électrique et magnétique s'établissent. Les champs électrique et magnétique satisfont les équations de Maxwell et les conditions aux limites de la cavité. Ces conditions aux limites imposent que les composantes tangentielles du champ électrique et la composante normale du champ magnétique soient nulles sur les parois. Les solutions uniques des équations de Maxwell satisfaisant ces conditions limites sont appelées les **modes** de la cavité.

Si on insère un objet dans la cavité, on change les conditions aux limites et une nouvelle répartition spatiale des champs électrique et magnétique peut être calculée. Si on bouge cet objet, les champs électrique et magnétique en tout point sont modifiés. On obtient différentes **réalisations** de ces champs. Il s'agit alors d'une chambre réverbérante, c'est à dire une cavité où la répartition des champs peut être modifiée facilement et de manière répétitive. Intéressons-nous d'abord

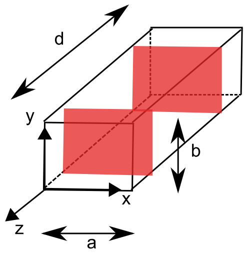

FIGURE 2.1: Guide d'ondes rectangulaire

au cas d'une cavité parfaitement conductrice pour présenter ensuite la théorie des chambres réverbérantes.

Afin de déterminer les champs électrique et magnétique dans une cavité parallélépipédique fermée, nous considérons cette cavité comme un guide d'ondes de section rectangulaire et d'axe $\vec{1}_z$ dont on aurait court-circuité les deux extrémités à l'aide de parois parfaitement conductrices (cf. figure 2.1). Les modes d'un guide d'onde à section rectangulaire sont classés en deux types, les modes TE$_{nm}$ (*transverse electric*) et TM$_{nm}$ (*transverse magnetic*). Ceux-ci sont caractérisés respectivement par l'absence de composante $\vec{1}_z$ du champ électrique (TE) ou du champ magnétisant (TM). Pour le cas d'un mode TE, les expressions des champs électrique et magnétisant ($\vec{H}$) sont données par [75]

$$E_x(x,y,z) = \frac{j\omega\mu k_y}{k^2_{c_{n,m}}} A \cos k_x x \sin k_y y \; e^{-j\beta_{nm}z} \tag{2.1}$$

$$E_y(x,y,z) = -\frac{j\omega\mu k_x}{k^2_{c_{n,m}}} A \sin k_x x \cos k_y y \; e^{-j\beta_{nm}z} \tag{2.2}$$

$$H_x(x,y,z) = \frac{j\beta_{nm}}{k^2_{c_{n,m}}} A \sin k_x x \cos k_y y \; e^{-j\beta_{nm}z} \tag{2.3}$$

$$H_y(x,y,z) = \frac{j\beta_{nm}}{k^2_{c_{n,m}}} A \cos k_x x \sin k_y y \; e^{-j\beta_{nm}z} \tag{2.4}$$

$$H_z(x,y,z) = A \cos k_x x \cos k_y y \; e^{-j\beta_{nm}z} \tag{2.5}$$

où A est une constante, ω [rad.s^{-1}] est la pulsation, μ [H.m^{-1}] la perméabilité du milieu de propagation, et

$$k_x = \frac{n\pi}{a} \quad n = 0, 1, 2, ... \tag{2.6}$$

$$k_y = \frac{m\pi}{b} \quad m = 0, 1, 2, ... \tag{2.7}$$

$$k_{c_{nm}}^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 \tag{2.8}$$

$$\beta_{nm} = \sqrt{\omega^2\mu\varepsilon - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2} \tag{2.9}$$

où a et b sont les dimensions respectivement selon l'axe x et y, ε [F.m^{-1}] est la permittivité du milieu de propagation et m et n non simultanément nuls.

Les modes dans le guide d'ondes se propagent si leur fréquence de coupure est inférieure à la fréquence de travail. Considérons le mode TE_{10} (n=1, m=0) et fermons le guide d'ondes à ses deux extrémités. H_z peut s'écrire sous la forme d'une superposition de deux modes se propageant en sens opposés (suite aux réflexions sur les parois fermant le guide)

$$H_z(x, y, z) = A^+ \cos k_x\, x e^{-j\beta_{10}z} + A^- \cos k_x\, x e^{+j\beta_{10}z} \tag{2.10}$$

En appliquant les conditions aux limites, H_z doit être nul en $z = 0$ et $z = d$ (où d est la dimension de la cavité selon z), on obtient avec la première condition ($H_z = 0$ pour $z = 0$) que $A^+ = -A^-$ et la deuxième condition ($H_z = 0$ pour $z = d$) permet dès lors d'écrire

$$H_z(x, y, z = d) = A^+ \cos k_x x \left(e^{-j\beta_{10}d} - e^{j\beta_{10}d}\right) = 0 \tag{2.11}$$

La solution non triviale de cette équation est $\beta_{10}d = p\pi$ pour $p = 1, 2, 3, \ldots$. Le résultat pour $p = 1$ est

$$H_z = H_0 \cos k_x x \sin(\frac{\pi z}{d}) \tag{2.12}$$

où $H_0 = -2jA^+$ est une nouvelle constante. Dans le cadre d'une cavité, on a donc 3 paramètres définissant les modes, soient n, m, p. En utilisant les équations (2.1-2.4), on obtient les autres composantes des champs. Le mode TE_{101} est donné par

$$H_x(x,y,z) = -\frac{a}{d} H_0 \sin k_x x \cos k_z z \tag{2.13}$$

$$E_y(x,y,z) = -\frac{j\omega\mu a}{\pi} H_0 \sin k_x x \sin k_z z \tag{2.14}$$

où $k_z = \frac{p\pi}{d}$. De manière générale, il existe une infinité discrète de modes satisfaisant les équations de Maxwell et respectant les conditions aux limites de la cavité (TE_{nmp} et TM_{nmp}). Ces modes existent à une fréquence précise ce qui explique l'appelation de "cavité résonante". La fréquence de résonance d'un mode est donnée par

$$f_{c_{nmp}} = \frac{c}{2\pi}\sqrt{(\frac{n\pi}{a})^2 + (\frac{m\pi}{b})^2 + (\frac{p\pi}{d})^2} \tag{2.15}$$

Enfin, la densité de modes D_n [modes/Hz], c'est à dire le nombre de modes présents par Hz, est donnée par [77]

$$D_n = \frac{8\pi abdf^2}{c^3} \tag{2.16}$$

et le nombre total de modes sur une bande de fréquence Δf est donnée par

$$N_n \approx= \frac{8\pi V f^2}{c^3}\Delta f. \tag{2.17}$$

2.2 Techniques de brassage de modes

Pour bien comprendre le fonctionnement d'une chambre réverbérante, il faut définir les techniques utilisées pour modifier les conditions aux limites et évaluer leurs conséquences sur la répartition des champs à l'intérieur de cette cavité.

- **Brassage mécanique** : La technique la plus utilisée consiste à introduire dans la chambre une pale mécanique de forme complexe et capable d'effectuer une rotation. Chaque mouvement de cette pale aura pour conséquence de modifier les conditions aux limites et donc de créer une nouvelle répartition des champs. Plusieurs pales mécaniques peuvent être placées dans la chambre réverbérante, leur rotation indépendante assurant un nombre important de nouvelles répartitions différentes du champ. Bien que des études

aient été menées [15], aucune forme particulière ne semble démontrer un avantage décisif en terme de brassage des modes. Bien que largement utilisée, cette méthode présente différents inconvénients néanmoins mineurs : le volume disponible pour les mesures dans la chambre est diminué du volume occupé de la pale et l'inertie mécanique engendre une vitesse de rotation réduite de la pale pour satisfaire les conditions de stationnarité.
- **Brassage fréquentiel** : Une modification de la fréquence de travail a pour conséquence de modifier les dimensions électriques de la chambre, créant ainsi une nouvelle répartition des champs. Cette méthode présente également quelques inconvénients. Le changement de fréquence peut impliquer une modification du comportement de l'antenne et la modification de fréquence n'est pas adaptée à notre objectif consistant à évaluer des systèmes de communication sans fil fonctionnant sur une bande passante assez étroite.
- **Brassage par vibration** : Afin de palier au problème de place prise par la pale mécanique, la solution consistant à faire vibrer les parois a été proposée. Cette solution, bien que théoriquement élégante, n'est que peu utilisée pour des raisons de mise en oeuvre.
- **Brassage spatial** : Si le nombre de modes excité est important, le déplacement de l'antenne d'émission à l'intérieur de la cavité crée des réalisations indépendantes des champs. L'inconvénient de cette méthode est la place disponible pour faire bouger l'antenne ainsi que de la vitesse de déplacement de l'antenne pouvant constituer un frein à la vitesse de mesure.

Une pale mécanique était présente dans chaque chambre réverbérante utilisée au cours de cette thèse. Une description complète de ces chambres est proposée plus loin dans ce chapitre.

Afin de bien mélanger les ondes, cette pale mécanique doit être de forme complexe. Les calculs analytiques simples permettant de calculer le champ électrique en tout point de la cavité présentés à la section précédente ne sont alors plus possibles. Une solution pourrait consister à utiliser des méthodes numériques [12]. Mais la convergence des résultats de simulation est extrêmement lente à cause de la haute conductivité des parois. On recourt dès lors à une modélisation statistique du champ sur l'ensemble des réalisations obtenues par mouvement de la pale mécanique. En un point donné, on obtient des réalisations qui peuvent être indépendantes si le brassage est efficace. On peut alors considérer le champ électrique comme un processus aléatoire.

Dans ce contexte, la propriété d'ergodicité, liée aux processus aléatoires, est particulièrement intéressante dans une chambre réverbérante. Cette propriété est définie par [25] : les statistiques obtenues en moyennant sur un ensemble de réalisations d'un processus aléatoire sont équivalentes aux statistiques obtenues via un moyennage sur une réalisation d'un ensemble stochastique. Dans la suite, on définit $<>$ comme une moyenne sur l'ensemble des réalisations, c'est à dire l'ensemble des positions de la pale mécanique.

2.3 Modélisation stochastique d'une chambre réverbérante

2.3.1 Facteur de qualité d'une chambre réverbérante

Définition

Le facteur de qualité Q est défini par [39]

$$Q = \omega \frac{U_s}{P_d} \tag{2.18}$$

où U_s [J] est l'énergie électromagnétique emmagasinée par la chambre, ω est la pulsation et P_d [W] est la puissance dissipée.

En régime établi, l'énergie stockée par la chambre réverbérante est donnée par l'intégrale de la densité d'énergie, w [J.m^{-3}]sur le volume de la cavité, V [m^3]

$$\begin{aligned} U_s &= \int_V w dV && (2.19) \\ &= \bar{w} V && (2.20) \end{aligned}$$

et $\bar{w}$ est la densité d'énergie moyennée spatialement, définie comme

$$\bar{w} = \frac{1}{V} \int w dV \tag{2.21}$$

Grâce à l'hypothèse d'ergodicité, cette moyenne spatiale est équivalente à une moyenne sur l'ensemble des réalisations (positions de la pale mécanique), $\bar{w} =< w >$. L'aspect plus spécifique des chambres réverbérantes apparaît ici clairement puisque la densité d'énergie $< w >$ est une moyenne sur l'ensemble des réalisations du canal. Notons enfin que la densité moyenne de flux puissance, $< S_c >$ [W.m^{-2}] est donnée par

$$< S_c >= c < w > \tag{2.22}$$

où c est la vitesse de la lumière.

Calcul du facteur de qualité intégrant les pertes de conductivité des parois

Afin de calculer le facteur de qualité d'une chambre réverbérante, il faut identifier les mécanismes de dissipation de puissance. Ils sont au nombre de 4 [39] : la puissance dissipée dans les murs, dans les objets présents dans la chambre, dans l'impédance de charge de l'antenne de réception ainsi que la puissance perdue dans les ouvertures éventuellement présentes.

La puissance totale dissipée est donc la somme des puissances dissipées par chaque mécanisme. A chaque mécanisme de dissipation de puissance peut être associé un facteur Q_i et le facteur Q global est donné alors par [39]

$$Q^{-1} = Q_1^{-1} + Q_2^{-1} + Q_3^{-1} + Q_4^{-1} \tag{2.23}$$

où Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 sont les facteurs Q associés respectivement à chacun des 4 mécanismes précédemment décrits. Le facteur Q_i le plus petit, c'est à dire, le mécanisme dominant en terme de dissipation de puissance, sera la valeur dominante dans le calcul du facteur Q global.

Dans la plupart des cas, la dissipation de puissance dûe à la conductivité finie des parois est le facteur dominant. Afin de calculer le facteur Q résultant de cette perte de puissance, nous devons évaluer (2.18), sachant que la puissance dissipée, P_d est la puissance dissipée dans les murs. L'énergie emmagasinée U_s est la somme de l'énergie électrique et magnétique. Dans une chambre, l'énergie électrique et magnétique sont égales [46] et on peut écrire

$$U_s = 2U_m \tag{2.24}$$

où U_m est l'énergie magnétique. Dès lors, (2.18) s'écrit

$$Q = \omega \frac{2U_m}{P_{mur}} \tag{2.25}$$

où P_{mur} est la puissance dissipée par conduction dans les murs. Cette puissance dissipée est due aux courants induits dans les parois. En développant le calcul de l'énergie magnétique et de la puissance dissipée dans les murs, on a [46]

$$Q = 2\pi f \frac{2\frac{\mu}{4}\int_V |\vec{H}|^2 dV}{\frac{R_S}{2}\int_S |\vec{H}_t|^2 dS} \simeq \frac{2}{\delta}\frac{V}{S} \tag{2.26}$$

où R_s est la résistance de surface, H_t est le champ magnétisant tangent à la paroi et δ est la profondeur de peau. L'intégrale au numérateur est proportionnelle au volume même si la valeur exacte dépend du type de mode et des dimensions de la chambre. De même, l'intégrale au dénominateur est proportionnelle à la surface des parois. Le lecteur intéressé trouvera le détail de calcul pour un mode TE_{101} dans [46].

Cette valeur du facteur Q ne tient compte que des pertes par conduction dans les murs, et bien que des méthodes de calcul de chaque mécanisme de dissipation dans la chambre aient été proposées [39], cette méthode reste d'un intérêt pratique limité. Une méthode expérimentale intégrant tous les mécanismes de dissipation, facile à utiliser est introduite dans la section suivante.

Facteur de qualité déduit des mesures

Cette dérivation a été obtenue par Hill dans [39]. Nous considérons à nouveau une chambre réverbérante dont la source est une antenne émettrice à l'intérieur de la cavité. En régime établi, la puissance rayonnée P_t compense exactement la puissance totale dissipée dans la chambre réverbérante, soit

$$P_t = P_d. \tag{2.27}$$

Grâce à (2.18)-(2.22) et (2.27), la densité moyenne de flux puissance $< S_c >$ est donnée par

$$< S_c >= \frac{\lambda Q P_t}{2\pi V}. \tag{2.28}$$

La puissance moyenne reçue par une antenne adaptée placée dans la chambre réverbérante est donnée par le produit de la surface équivalente d'une antenne plongée dans un spectre isotrope [92], $\frac{\lambda^2}{8\pi}$, et de la densité moyenne de flux de puissance $< S_c >$:

$$< P_r >= \frac{\lambda^2}{8\pi}\frac{\lambda Q P_t}{2\pi V} \tag{2.29}$$

Finalement, le facteur Q est obtenu en réarrangeant l'expression (2.29) :

$$Q = \frac{16\pi^2 V}{\lambda^3}\frac{< P_r >}{P_t}. \tag{2.30}$$

Cette relation pour le facteur Q présente l'avantage d'être basée sur la puissance moyenne reçue mesurée et inclut dès lors tous les mécanismes de dissipation présents dans la chambre réverbérante. A titre d'exemple, dans [33], trois chambres réverbérantes sont utilisées à diverses fréquences. Le facteur Q varie de 820 à 16700. Dans cette thèse, la plus grande chambre réverbérante utilisée présente un facteur Q à 5 GHz de 61300. Il faut noter que cette expression suppose que la chambre est idéale (soit un brassage idéal). Dans la suite de cette thèse, nous supposerons toujours que la puissance reçue utilisée dans (2.30) est la puissance diffuse (soustraction d'une éventuelle composante cohérente).

Temps de montée du champ électrique dans une chambre réverbérante

Supposons le cas d'une chambre réverbérante en régime permanent dont la source est sinusoïdale. Cette source est subitement éteinte, menant à une décroissance des champs électrique et magnétique dans la chambre. En égalant la variation d'énergie dU dans la cavité à la puissance dissipée pendant un intervalle de temps dt, on obtient [39]

$$dU = -P_d dt \tag{2.31}$$

En utilisant (2.18), et en supposant que cette relation est valable à chaque instant, on obtient

$$dU = -\frac{\omega U}{Q} dt. \tag{2.32}$$

La résolution de cette équation différentielle du premier ordre est obtenue grâce à la condition initiale, $U = U_s$ en $t = 0$. La solution est alors

$$U = U_s e^{-t/(Q/\omega)}, \quad t > 0 \tag{2.33}$$

et la constante de temps est donnée par

$$\tau = \frac{Q}{2\pi f}. \tag{2.34}$$

Cette constante de temps a été notamment mesurée dans [77].

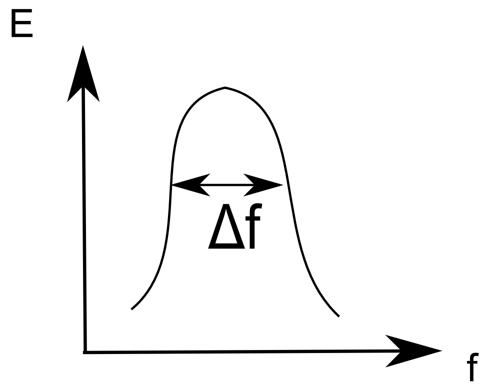

FIGURE 2.2: Bande passante d'un mode dans une cavité

Bande passante des modes

La définition du facteur Q donnée par (2.18) est générale pour tout système capable de stocker de l'énergie et est définie à la résonance du système, c'est à dire la fréquence à laquelle l'énergie stockée est maximum. Nous avons vu qu'un mode d'une cavité est défini pour une fréquence de résonance précise définie par (2.15). Cependant, comme pour tout circuit réel, la résonance n'est jamais parfaitement discrète et s'étale sur une certaine bande de fréquence Δf, cf. figure 2.2. On peut montrer que cette bande de fréquence, appelée "mode bandwidth" est donnée par [75]

$$\Delta f = \frac{f}{Q} \tag{2.35}$$

où Δf est la bande passante du mode définie comme la largeur fréquentielle correspondant à $1/\sqrt{2}$ de l'amplitude de résonance. Lorsqu'on effectue un échantillonnage fréquentiel à l'intérieur d'une chambre réverbérante, on souhaite échantillonner fréquentiellement de telle sorte à inclure la contribution de chaque mode. Dès lors, une règle de bonne pratique consiste à échantillonner au maximum selon le mode bandwidth. Cette notion a notamment été utilisée dans le cadre de l'étude de systèmes large bande au sein des chambres réverbérantes [69]

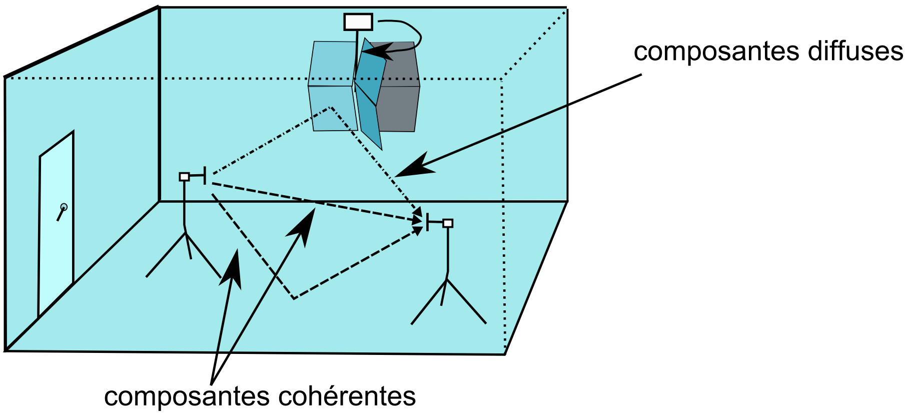

FIGURE 2.3: Composante cohérente et composante diffuse dans une chambre réverbérante

2.3.2 Composante cohérente et diffuse dans une chambre réverbérante

L'effet de la pale mécanique est idéalement de créer une diffusion totale de l'ensemble des ondes se propageant dans la chambre. Si différents modèles de pales mécaniques existent, ceux-ci sont plus ou moins efficaces. Si une pale mécanique de type ventilateur est placée sur le plafond de la chambre réverbérante, des composantes du champ électrique (et magnétique) ne sont pas altérées. En effet, des réflexions sur un mur latéral peuvent par exemple se produire et entraîner l'existence d'une composante cohérente, cf. figure 2.3.

Dans le repère représenté sur la figure 2.4, le champ électrique s'écrit alors

$$\vec{E} = (E_{s\theta} + E_{c\theta})\vec{1}_\theta + (E_{s\phi} + E_{c\phi})\vec{1}_\phi \tag{2.36}$$

où l'indice s signifie "stirred" (diffus) et l'indice c signifie cohérent.

Composante diffuse

La composante diffuse peut être séparée en partie réelle et imaginaire

$$E_{s\theta} = E_{s\theta r} + jE_{s\theta i} \tag{2.37}$$
$$E_{s\phi} = E_{s\phi r} + jE_{s\phi i} \tag{2.38}$$

La moyenne du champ diffus est nulle et sa variance est

$$< E_{s\theta r}^2 >=< E_{s\theta i}^2 >=< E_{s\phi r}^2 >=< E_{s\phi i}^2 >= \sigma_E^2. \tag{2.39}$$

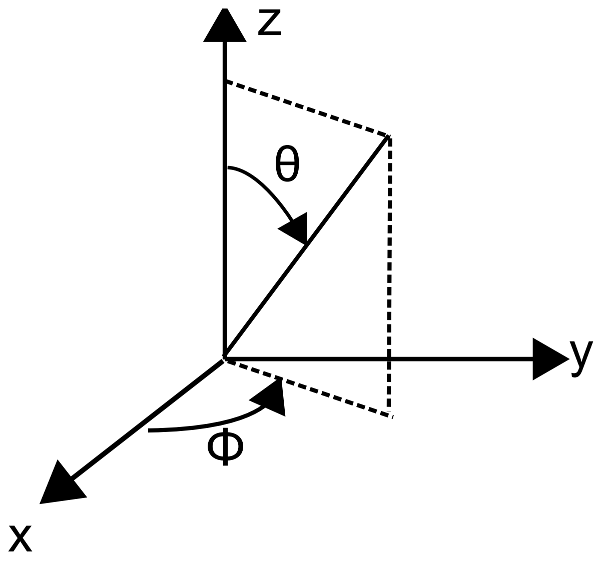

FIGURE 2.4: Coordonnées sphériques

En définissant $< |E|^2 >\equiv E_0^2$ (où $|E|$ est une valeur de crête), on obtient [21]

$$< E_{s\theta r}^2 >=< E_{s\theta i}^2 >=< E_{s\phi r}^2 >=< E_{s\phi i}^2 >= \frac{E_0^2}{4}. \tag{2.40}$$

et donc $\sigma_E^2 = \frac{E_0^2}{4}$. Si nous développons l'expression du module au carré du champ électrique dans une chambre réverbérante, et en utilisant (2.18)-(2.22), on obtient

$$\begin{aligned} E_0^2 &= 2\eta < S_c > && (2.41)\\ &= 2\eta c < w > && (2.42)\\ &= 2\eta c \frac{QP_t}{\omega V}. && (2.43) \end{aligned}$$

où η $[\Omega]$ est l'impédance du vide. La variance est dès lors donnée par

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \frac{E_0^2}{4} && (2.44)\\ &= \frac{1}{4}\eta c \frac{QP_t}{\omega V} && (2.45)\\ &= \frac{\eta c QP_t}{8\pi f V} && (2.46) \end{aligned}$$

Il s'agit donc de l'expression de la composante diffuse en fonction du facteur Q.

Composante cohérente

Dans [42], on montre qu'il est possible de contrôler l'amplitude de la composante cohérente dans une chambre réverbérante. La composante cohérente issue de la ligne de vue directe est donnée par [42]

$$|E_c|^2 = \frac{\eta}{2\pi r^2} P_t G \tag{2.47}$$

où r est la distance entre antennes et G est le gain de l'antenne émettrice dans la direction de l'antenne réceptrice. Mais d'autres composantes cohérentes peuvent exister dans une chambre réverbérante comme par exemple des réflexions sur des parois latérales.

2.3.3 Modèle en ondes planes

Ce modèle a été développé par Hill [38]. Le champ électrique de la partie diffuse s'exprime comme la somme d'ondes planes pondérées par leur spectre d'incidence $\vec{F}(\Omega)$. Le champ électrique en un point $\vec{r}$ est donné par

$$\vec{E}(\vec{r}) = \int_{\Omega} \vec{F}(\Omega) e^{-j\vec{k}.\vec{r}} d\Omega \tag{2.48}$$

où $\Omega = (\theta, \phi)$ et $\vec{k} = -k(\sin\theta\cos\phi\vec{1}_x + \sin\theta\sin\phi\vec{1}_y + \cos\theta\vec{1}_z)$ (et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ étant le module du vecteur d'onde). Le système d'axes et les angles sont représentés sur la figure 2.4. On peut décomposer le spectre

$$\vec{F}(\Omega) = F_\theta(\Omega)\vec{1}_\theta + F_\phi(\Omega)\vec{1}_\phi \tag{2.49}$$

De même, ces deux composantes peuvent être décomposées en partie réelle et imaginaire.

$$\begin{aligned} F_\theta(\Omega) &= F_{\theta r}(\Omega) + jF_{\theta i}(\Omega) \\ F_\phi(\Omega) &= F_{\phi r}(\Omega) + jF_{\phi i}(\Omega) \end{aligned} \tag{2.50}$$

Il est important de rappeler que l'équation (2.48) est une représentation du champ électrique à un endroit donné et pour une position donnée de la pale mécanique. Dans le cadre d'une chambre réverbérante, chaque position de la pale mécanique change les conditions aux limites se traduisant par un spectre d'incidence $\vec{F}(\Omega)$ différent d'une réalisation à l'autre. Si la chambre réverbérante est idéale, $\vec{F}(\Omega)$ est en moyenne isotrope et non corrélé.

$$\begin{aligned} < F_{\theta r}(\Omega_1)F_{\theta r}(\Omega_2) > &= < F_{\theta i}(\Omega_1)F_{\theta i}(\Omega_2) > && (2.51)\\ &= < F_{\phi r}(\Omega_1)F_{\phi r}(\Omega_2) > \\ &= < F_{\phi i}(\Omega_1)F_{\phi i}(\Omega_2) > \\ &= C\delta(\Omega_1 - \Omega_2) && (2.52)\end{aligned}$$

où $<>$ est l'espérance sur l'ensemble des positions de la pale mécanique. Afin de calculer C, calculons la valeur moyenne du module carré du champ électrique :

$$< |\vec{E}|^2 > \; = \; < \int_{\Omega_1}\int_{\Omega_2} \vec{F}(\Omega_1)\cdot\vec{F}^*(\Omega_2)e^{-j(\vec{k}_1-\vec{k}_2)\cdot\vec{r}}d\Omega_1 d\Omega_2 > \quad (2.53)$$

Si on décompose et qu'on utilise (2.52), on a

$$\begin{aligned} < |\vec{E}|^2 > &= \int\limits_{\Omega} < F_{\theta r}^2 > + < F_{\theta i}^2 > + < F_{\phi r}^2 > + < F_{\phi i}^2 > d\Omega && (2.54)\\ &= 16\pi C && (2.55)\end{aligned}$$

et donc,

$$< |E|^2 > = E_0^2 = 16\pi C \quad (2.56)$$

et on peut dès lors conclure que $C = \frac{E_0^2}{16\pi}$.

Grâce au modèle en ondes planes, il est également possible de calculer le facteur de qualité Q dû à la dissipation dans les parois [24]

$$Q = \frac{3V}{2S\mu_r\delta} \quad (2.57)$$

où μ_r est la perméabilité relative des murs et δ la profondeur de peau. En comparant (2.57) avec (2.26), on observe la même dépendance au volume, à la surface et à la profondeur de peau de la chambre réverbérante. La relation (2.57) a également été obtenue par une méthode basée sur le coefficient de réflexion des parois dans [37].

2.4 Description des chambres réverbérantes utilisées et scénarios de mesures

2.4.1 Les chambres réverbérantes

Trois chambres réverbérantes ont été utilisées dans le cadre de cette thèse, toutes localisées au laboratoire TELICE, Lille, France. Ces 3 chambres réverbérantes sont équipées de pales mécaniques et sont dotées de murs en aluminium. Passons en revue les différentes caractéristiques de chaque chambre.

- **Petite chambre réverbérante**
  Cette chambre a pour dimensions 1.96×1.96×2.37 m (HxLxl), soit un volume de 9 m^3. Elle est munie d'une pale mécanique composée de 2 éléments torsadés. Cette pale se trouve au plafond comme décrit sur la figure 2.5. Deux ports de type SMA permettent de connecter les antennes. De même, deux connecteurs pour fibres optiques permettent de piloter la pale mécanique et le moteur utilisé pour déplacer l'antenne. L'utilisation de fibres optiques dans la chambre permet d'éviter toute interférence. Finalement, deux entrées de tension permettent d'alimenter la pale et le moteur permettant de déplacer l'antenne.
- **chambre réverbérante moyenne**
  Cette chambre réverbérante a pour dimensions 2.24×2.92×2.5 m (HxLxl) et a un volume de $16m^3$. Elle est munie d'une pâle mécanique composée de 2 éléments torsadés. Cette pâle est identique à celle présente dans la petite chambre. Au niveau de la connectique, on retrouve les éléments précédemment décrits (ports SMA, entrées fibre optique et tension). Tout comme la petite chambre réverbérante, cette chambre a été réalisée par le laboratoire TELICE.
- **Grande chambre réverbérante**
  Cette chambre réverbérante a pour dimensions 2.8×5.7×4.1 m (HxLxl) et a un volume de 65 m^3. Elle est munie d'une pale mécanique composée de 4 éléments verticaux fixés à une barre allant du sol au plafond. Cette chambre est également équipée de connecteurs SMA. A l'inverse des deux autres chambres, celle-ci est une chambre réalisée par la société SIEPEL. Une photographie de cette chambre est donnée sur la figure 2.6.

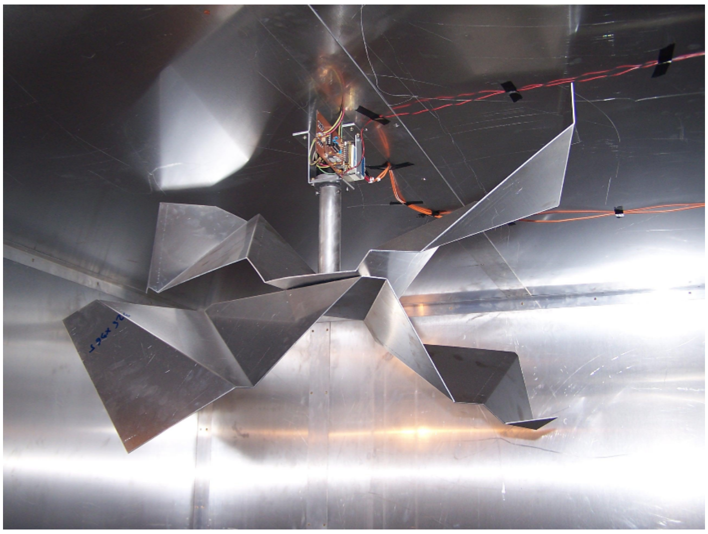

FIGURE 2.5: Pâle mécanique utilisée dans la petite et moyenne chambre réverbérante

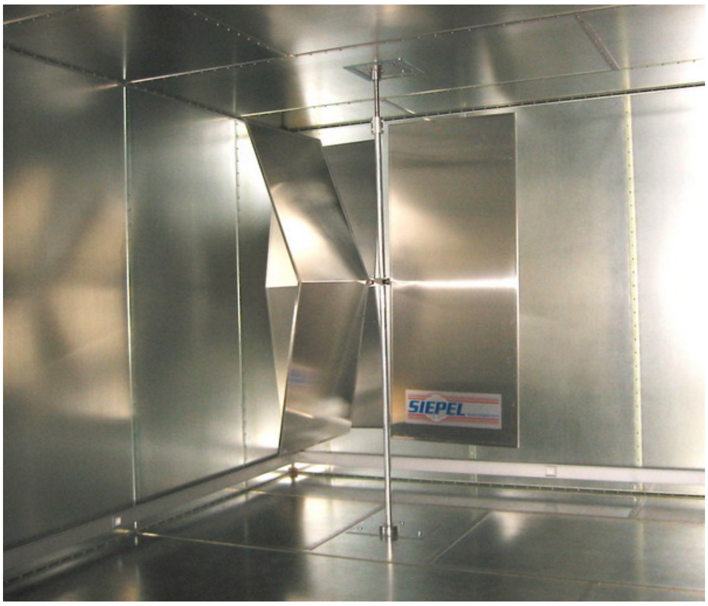

FIGURE 2.6: Grande chambre réverbérante

2.4.2 Matériel utilisé

Les **pales mécaniques** sont équipées d'un moteur pas à pas. Pour la petite et moyenne chambre, ce dernier est réglable par pas de 1 ou 2 degrés. Dans le cas de la grande chambre, ce pas est réglable par degré, le nombre de réalisations étant alors donné par 360/pas. Nous avons toujours pris, un pas de deux degrés, soit 180 réalisations.

Différentes **antennes** ont été utilisées au cours de cette thèse. Leurs caractéristiques sont brièvement décrites ci-dessous

A. Antennes cornet : Il s'agit d'antennes dont le diagramme de rayonnement est très directif. Les antennes utilisés ont une largeur de lobe de 48° et ont été réalisées par A.H. systems (modèle SAS 571). Ces antennes ont une bande passante de 700 MHz à 18 GHz.

B. Antennes ultra-larges bandes : Ces antennes ont une bande passante allant de 3.1 à 10.6 GHz. Fournies par la société Skycross (SMT-3TO10M-A), ces antennes sont omnidirectionnelles en azimuth.

C. Antennes monopoles : Ces antennes sont montées sur un plan de masse et ont une longueur d'un quart de longueur d'onde. Elles sont caractérisées par un diagramme de rayonnement tel un demi-dipole $\lambda/2$. Ces antennes développées par le laboratoire TELICE, ont été réalisées à 2.4 et 5 GHz.

D. Antennes patch : Ces antennes sont directionnelles avec un lobe principal. Ces antennes ont été réalisées par le laboratoire TELICE à la fréquence de 5 GHz.

E. Antennes omni : Il s'agit d'antennes, de type biconiques, omnidirectionnelles en azimut dont la bande passante va de 2 à 10 GHz. Elle sont réalisées par ELECTRO-METRICS.

Afin de mesurer les différents paramètres du canal de communication sans fil, un **analyseur vectoriel de réseaux**(Vectorial Network Analyser - VNA) a été utilisé. Sur l'ensemble de la thèse, deux types d'appareils ont été utilisés, un appareil Agilent ENA 5071B et un appareil Rohde et Schwarz ZVA24. Les paramètres les plus importants sont

- Bande passante : soit la bande de fréquence sur laquelle la fonction de transfert complexe (S_{21}, coefficient de transmission direct) est mesurée
- Nombre de points : le nombre de points de mesures sur cette bande. L'échantillonnage doit être suffisamment fin afin de capturer les variations fréquentielles de la fonction de transfert. Plus le nombre de points est grand et plus la mesure est lente.

– IF bandwidth : Il s'agit de la bande passante du filtre d'entrée. Plus celle-ci est réduite et plus le bruit sera faible augmentant la sensibilité de la mesure (dynamic range). Cependant, une faible IF bandwidth impose un filtre d'entrée étroit pénalisant le temps de mesure.

Pour mesurer la fonction de transfert à différentes positions de la chambre (mesure de corrélation ou mesure multi-antennes), un **positionneur automatique** a été utilisé. Ce dernier était commandé directement par l'ordinateur de contrôle et permettait de déplacer l'antenne avec une précision de 0.03 mm.

Afin de modifier les caractéristiques de la chambre réverbérante, des **absorbants électromagnétiques** ont été utilisés. Ceux-ci sont caractérisés par une atténuation supérieure à 20 dB.

Finalement, l'ensemble du pilotage des instruments ainsi que l'acquisition des mesures ont été effectués grâce au logiciel Labview.

2.4.3 Scénarios

Afin de caractériser le canal en chambre réverbérante, de nombreuses campagnes de mesures ont été effectuées dans cette thèse. Nous nous limitons ici à décrire les principes généraux permettant de différencier les différentes campagnes de mesures menées dans les chambres réverbérantes à disposition. Nous n'évoquons dans cette section, que les mesures dans une seule chambre à la fois.

Afin de caractériser entièrement la chambre réverbérante, une analyse détaillée dans les trois dimensions est effectuée au prochain chapitre, à savoir, le temps, la fréquence et la position. Pour obtenir des réalisations indépendantes du canal, nous effectuons à chaque fois un relevé de plusieurs mesures se différenciant uniquement par la rotation de la pale mécanique.

Afin de caractériser le canal fréquentiellement et spatialement, deux types de mesures ont été effectuées : mesures sur une gamme de fréquence, à une position spatiale fixe ainsi que des mesures à une fréquence unique, sur plusieurs positions spatiales. L'ensemble des paramètres permettant de décrire ces deux types de mesures sont rassemblés dans le tableau 2.1

Type de mesures	Description de la mesure	Fréquence centrale	Antennes	Caractéristiques	chambres réverbérantes
Mesures large-bande à une position fixe	On mesure la réponse en fréquence $H(f)$ puis on bouge la pâle mécanique.	5 GHz	UWB, cornet et omni	bande passante de 200 MHz, 80MHz et 1 GHz	Toutes
Mesures en bande étroite à plusieurs positions spatiales	On mesure la fonction de transfert du canal, puis on bouge l'antenne. Après avoir effectué toutes les positions, on ramène l'antenne à l'origine et on bouge la pâle mécanique	2.4 GHz et 5 Ghz	Monopoles et patch	En général, nous avons effectué 30 positions avec des espacements différents en fonction de la mesure	Moyenne et petite chambre réverbérante

TABLEAU 2.1: Récapitulatif des scénarios

2.5 Validation des chambres réverbérantes

2.5.1 Statistiques du premier ordre

Fonction de transfert

Nous définissons la fonction de transfert entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice, $H(t, f, \vec{r})$, mesurée dans la chambre réverbérante en fonction de 3 dimensions, la fréquence f, la position $\vec{r}$ et le temps t. *Le temps est, par définition de la chambre réverbérante, une notion abstraite. En effet, nous utilisons des pales mécaniques avec moteur pas à pas. Dès lors, l'évolution temporelle du canal de communication est liée à ce mouvement et on doit dissocier le temps tel que décrit dans la chambre réverbérante, de la dimension temps, classiquement rencontrées lors de mesures sur site.*

Moyennage et ergodicité

Nous avons vu précédemment qu'une chambre réverbérante idéale est caractérisée par une puissance moyenne spatialement uniforme. La moyenne est généralement prise sur l'ensemble des positions de la pale mécanique. Néanmoins, il est également possible d'obtenir cette uniformité en moyennant sur les autres dimensions du canal à savoir la position et la fréquence grâce à la propriété d'ergodicité. Celle-ci s'exprime par

$$< |H(t, f, \vec{r})| >_r = < |H(t, f, \vec{r})| >_f = < |H(t, f, \vec{r})| > \qquad (2.58)$$

où $<>_r$, $<>_f$ représentent un moyennage sur respectivement les positions et fréquences de mesure et $<>$ est la moyenne pour une position et une fréquence sur l'ensemble des réalisations stochastiques. A titre d'illustration, la figure 2.7 représente la fonction de transfert mesurée dans une chambre réverbérante sur 30 positions spatiales différentes. On y voit très clairement apparaître la structure modale avec des maxima et des minima réguliers. Nous avons également mesuré le module de la fonction de transfert ($|H|$) en une position spatiale pour l'ensemble des réalisations. Le résultat est présenté sur la figure 2.8. En comparant la moyenne représentée en pointillé sur les deux figures, on voit bien que la valeur obtenue est très proche, montrant ainsi l'ergodicité sur la moyenne pour la position spatiale d'une antenne dans la chambre réverbérante. La même procédure appliquée au niveau des fréquences produit le même résultat.

Nous avons également vérifié la propriété d'ergodicité pour des chambres avec absorbants et donc de facteur de qualité inférieur. Nous avons également

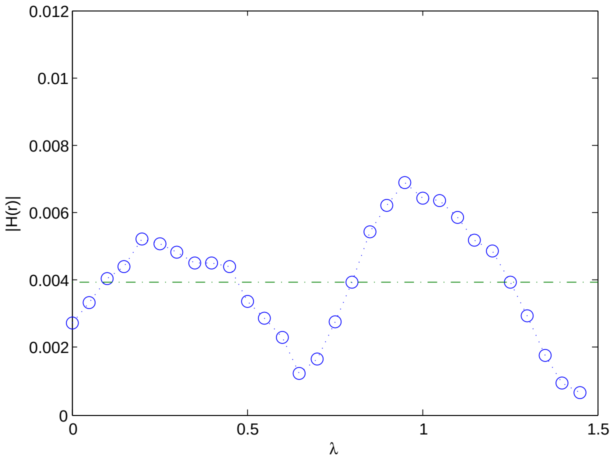

FIGURE 2.7: Fonction de transfert $|H(\vec{r})|$ en fonction de la position pour une réalisation, le trait pointillé est la moyenne

obtenu de bons résultats et concluons donc que la propriété d'ergodicité est applicable pour les différentes mesures exposées au cours de cette thèse.

Distribution du champ électrique

Comme nous l'avons vu dans le modèle de Hill [38], dans une chambre réverbérante idéale, la partie diffuse du champ électrique en tout point est la somme d'un grand nombre d'ondes planes dont le spectre d'incidence est en moyenne isotrope et non corrélé (2.52). Dès lors, la partie réelle et imaginaire de la fonction de transfert peut être considérée comme gaussienne (théorème central limite). Les ondes venant de directions différentes étant non corrélées, il en résulte que la phase du signal résultant de cette somme est de distribution uniforme de 0 à 2π [63]. Le module de la fonction de transfert a une distribution de Rayleigh. Ce résultat constitue un résultat classique de la théorie des chambres réverbérantes [41].

La densité de probabilité de la distribution de Rayleigh est donnée par

$$\text{PDF}(|H|) = \frac{|H|}{\sigma^2} e^{-|H|^2/(2\sigma^2)} \tag{2.59}$$

où H est la fonction de transfert du canal et σ est le paramètre de la distribution de Rayleigh. La densité de probabilité cumulée est donnée par

$$P(|H| < \gamma) = 1 - e^{-\gamma^2/(2\sigma^2)} \tag{2.60}$$

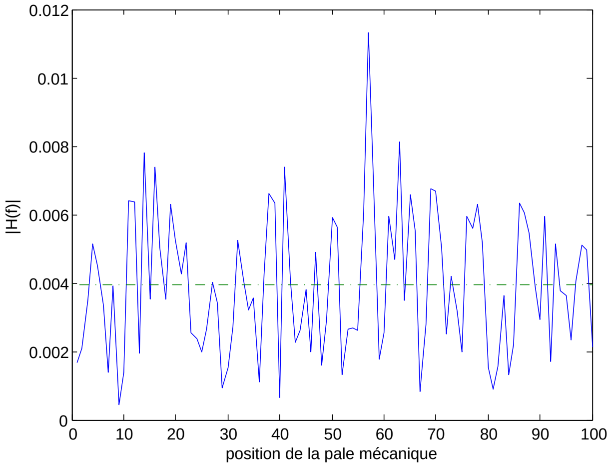

FIGURE 2.8: Fonction de transfert $|H(f)|$ en fonction de la position de la pale mécanique, le trait pointillé est la moyenne

Les propriétés statistiques du canal sont données par

$$< |H| >= \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \tag{2.61}$$

$$< |H|^2 >= 2\sigma^2 \tag{2.62}$$

$$\max(\mathrm{PDF}(|H|)) = \sigma \tag{2.63}$$

Afin de vérifier cette propriété, nous avons mesuré dans la grande chambre, 180 réalisations du canal à 5GHz. Les antennes étaient des antennes cornet dirigées respectivement vers la pale mécanique et le mur évitant ainsi tout chemin direct et assurant une homogénéité de la répartition des ondes. Nous avons également effectué des mesures dans la petite et moyenne chambre. Là, 100 réalisations du canal ont été mesurées à 5 GHz avec des antennes UWB omni sans ligne de vue directe.

Les réalisations mesurées étaient indépendantes les unes des autres. Cette propriété importante [55] a été vérifiée sur base de la corrélation entre échantillons successifs. Comme nous le verrons au chapitre suivant, cette corrélation dans nos chambres est toujours telle qu'on peut considérer que les échantillons sont indépendants.

La densité de probabilité cumulée est tracée sur la figure 2.9 ainsi que la densité de probabilité cumulée théorique pour une distribution de Rayleigh (paramètre de la Rayleigh σ= 0.0263). Pour quantifier cela, nous avons effectué un

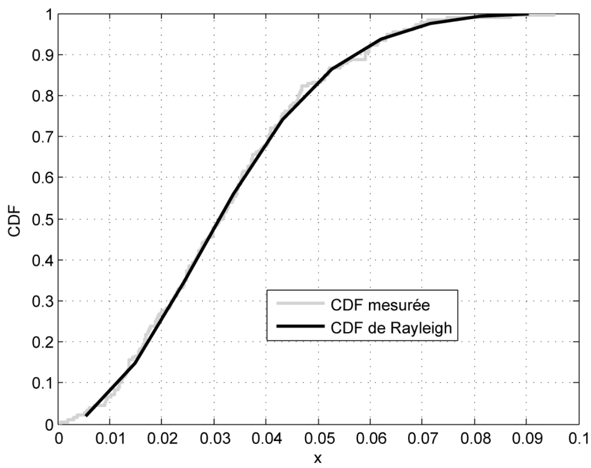

FIGURE 2.9: Densité de probabilité cumulée pour le module du coefficient de transfert, $|H|$ dans la grande chambre. Comparaison théorie et expérience.

	Grande chambre	Moyenne chambre	Petite chambre
Nombre de réalisations	180	100	100
Kstest théorique	0.0537	0.0716	0.0716
Kstest expérimental	0.051	0.071	0.07

TABLEAU 2.2: Corrélation entre antennes en chambre réverbérante

test de Kolmogorov sur la distribution du module du champ pour chaque chambre à vide et ce sur chaque fréquence. La distribution expérimentale a été comparée à une distribution de Rayleigh pour un même nombre d'échantillons. On obtient comme résultat, la valeur du Kstest qui donne le pourcentage de confiance de l'estimation. La densité de probabilité cumulée des valeurs de Kstest pour chaque chambre est donnée sur la figure 2.10, les valeurs moyennes (sur la bande de fréquence) étant indiquées au tableau 2.2. Dans le même tableau, nous avons également représenté les valeurs théoriques du Kstest pour une distribution de Rayleigh avec le même nombre d'échantillons. On voit clairement que le test donne un meilleur résultat pour la grande chambre. Ceci est dû au nombre plus élevé d'observations (180 au lieu de 100 dans les autres chambres). Dans les trois environnements, la distribution de l'amplitude champ électrique est bien selon une loi de Rayleigh.

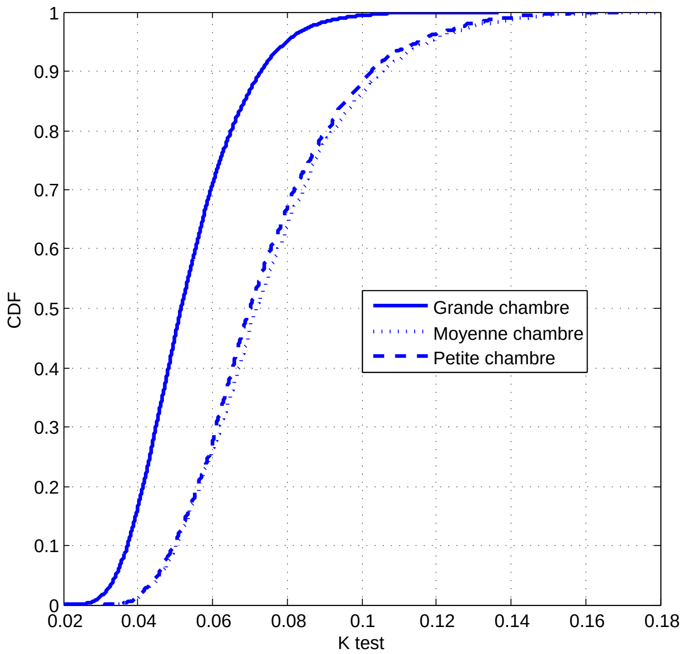

FIGURE 2.10: Test de Kolmogorov pour les 3 chambres à vide. Densité de probabilité du Kstest

2.5.2 Puissance cohérente et diffuse en fonction de la charge de la chambre

Une chambre réverbérante est définie comme efficace si elle répond à un certain nombre de propriétés. Par exemple, la dynamique du champ électrique entre le maximum et le minimum sur un tour complet de la pale doit être supérieur à 20 dB. Cette propriété a été vérifiée dans nos chambres.

Nous avons vu que le champ électrique et donc la fonction de transfert H étaient constitués d'une composante diffuse et d'une composante cohérente. On peut estimer la puissance de la partie variable à partir de H, soit

$$|H_s|^2 = 2\text{Var}[\Re e(H(t))] \quad (2.64)$$
$$= 2\text{Var}[\Im m(H(t))] \quad (2.65)$$

où $\Re e$ et $\Im m$ sont respectivement la partie réelle et la partie imaginaire. Alors que la partie cohérente est estimée par la distance euclidienne entre le centre du nuage de point de H et l'origine, soit

$$|H_c|^2 = |< H(t, f, \vec{r}) >|^2 \quad (2.66)$$

Ces puissances cohérentes et diffuses sont présentées sur la figure 2.11 en fonction de Q pour deux cas extrêmes. Ces cas correspondent à la grande chambre

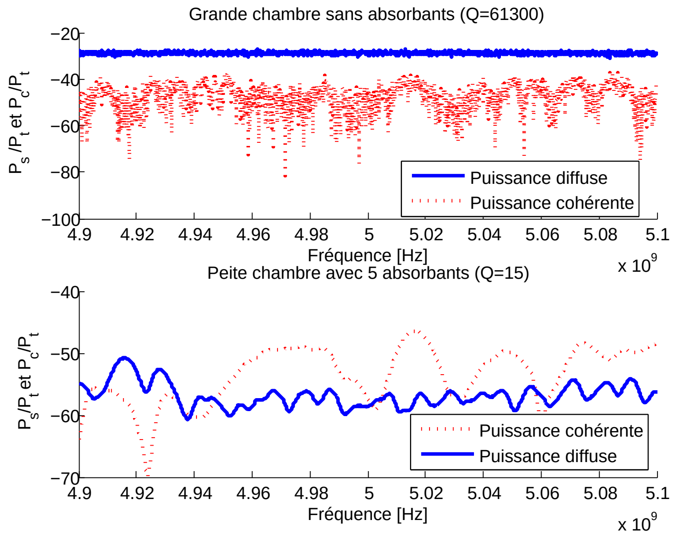

FIGURE 2.11: Puissance cohérente et diffuse (a) dans la grande chambre (avec antennes cornet et sans absorbants) (b) dans la petite chambre (avec antennes omni et 5 absorbants)

avec antennes cornets dirigées vers la pale et sans absorbants ainsi que à la petite chambre avec antennes omni (NLOS) avec 5 absorbants. Les deux mesures sont présentées pour une bande de 200 MHz autour de 5 GHz. On voit clairement que la composante cohérente est en moyenne 15dB inférieure à la puissance diffuse, l'antenne émettrice étant dirigée vers la pale. Par contre, la puissance de la composante cohérente dans la petite chambre est souvent supérieure à la composante diffuse illustrant ainsi l'effet des absorbants.

Facteur de qualité en fonction de la charge de la chambre

Nous avons mesuré le facteur de qualité dans les 3 chambres en fonction du nombres d'absorbants. Chaque absorbant est identique et a une superficie de $0.8m^2$. Pour cette expérience, dans la petite et moyenne chambres, nous avons ajouté jusque 2 absorbants et jusque 3 absorbants dans la grande. Nous présentons sur la figure 2.12, le facteur de qualité calculé selon (2.30) en fonction du nombre d'absorbants. Ce facteur varie de environ 300 à 60000.

Pour étudier l'ergodicité, on a chargé la petite chambre avec 5 absorbants. Le facteur de qualité pour cette configuration ainsi que deux autres (plus classiques) en fonction de la fréquence est présenté sur la figure 2.13. Notons qu'au cas extrême de la petite chambre très chargée, le facteur de qualité varie de 7 à 70. On voit clairement que ce facteur de qualité peut varier fortement d'une fréquence à l'autre. La sélectivité fréquentielle du canal va donc dépendre de la charge de la

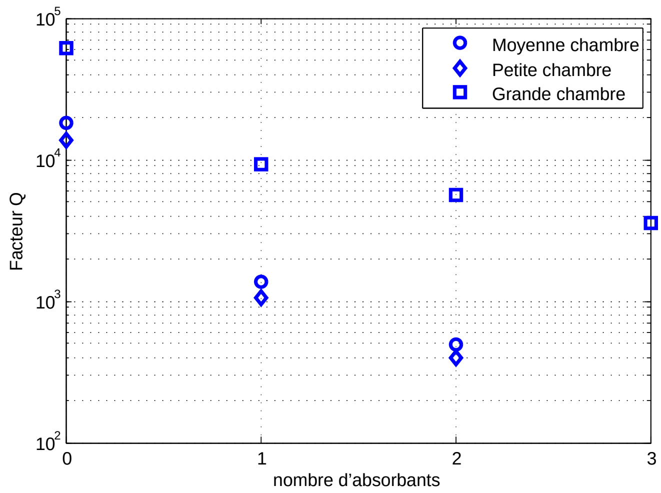

FIGURE 2.12: Facteur Q pour les trois chambres en fonction du nombre d'absorbants

chambre et de son facteur de qualité moyen. L'ergodicité pour la petite chambre chargée n'est plus évidente.

Afin d'évaluer l'effet des absorbants, on peut également repartir de la définition donnée dans [39] du facteur de qualité. A partir de (2.23), on peut réécrire l'expression de notre facteur Q dans une chambre chargée comme

$$Q^{-1} = Q_{\text{vide}}^{-1} + \sum Q_{\text{abs}}^{-1} \tag{2.67}$$

où Q_{vide} est le facteur de qualité sans absorbant calculé à partir de (2.30) et Q_{abs} est le facteur de qualité des absorbants dans la chambre donné par [39]

$$Q_{\text{abs}} = \frac{2\pi V}{\lambda S_{\text{eq}}} \tag{2.68}$$

et S_{eq} est la surface équivalente d'absorption, soit 0.8 m^2 dans le cas de nos plaques d'absorbants. Les résultats dans nos chambres montrent que (2.67) est capable de donner une bonne estimation du facteur Q

2.6 Conclusion du chapitre

Au cours de chapitre, nous avons présenté tout d'abord la modélisation du champ électrique dans une cavité fermée selon la théorie modale. Ensuite, nous

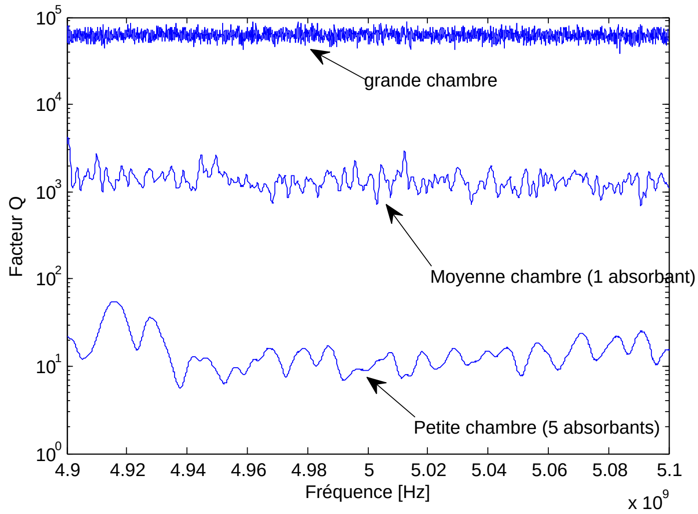

FIGURE 2.13: Facteur de qualité en fonction de la fréquence pour 3 configurations : (1) grande chambre avec antennes cornet sans absorbant (2) chambre moyenne avec antennes omni et un absorbant (3) Petite chambre avec antennes omni et 5 absorbants

avons introduit la notion de modèle stochastique pour les chambres réverbérantes. Le facteur Q a permis de mieux comprendre comment caractériser une chambre réverbérante, aussi bien au niveau de sa capacité de stockage d'énergie que pour définir les paramètres caractéristiques de la chambre, tel le temps de montée de l'énergie ou la bande passante des modes. Les propriétés des chambres réverbérantes utilisées dans cette thèse ont été présentées et validées expérimentalement permettant de mettre en évidence les mécanismes de propagation comme l'existence d'une composante cohérente.

Chapitre 3

Statistique du deuxième ordre dans une chambre réverbérante

Abstract - : Dans ce chapitre, une caractérisation complète des statistiques du deuxième ordre du canal en chambre réverbérante est proposée. Nous passons en revue l'autocorrélation temporelle, fréquentielle et spatiale. Pour chacune de ces autocorrélations, nous présentons l'état de la littérature ainsi qu'un nouveau modèle en chambre validé expérimentalement.

3.1 Autocorrélation temporelle et spectre de Doppler

3.1.1 Revue des modèles classiques

L'autocorrélation temporelle d'un canal de communication $C(t_1, t_2)$ caractérise la cohérence au cours du temps de ce canal. Elle constitue à ce titre, un élément clé de la modélisation du canal. Sous l'hypothèse de stationnarité au sens large, $C(t_1, t_2) = C(\Delta t = t_2 - t_1)$, l'autocorrélation temporelle est liée au spectre Doppler, $S(f)$ par une transformée de Fourier

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(\Delta t) e^{-j2\pi f \Delta t} d\Delta t \tag{3.1}$$

Dans le cas d'un récepteur fixe, le spectre de Doppler est lié aux objets/personnes se déplaçant dans l'environnement. Dans [94], un modèle de ce type a été développé. Le déphasage dû au déplacement d'un objet se déplaçant à la vitesse v_m dans l'environnement (figure 3.1) est donné par

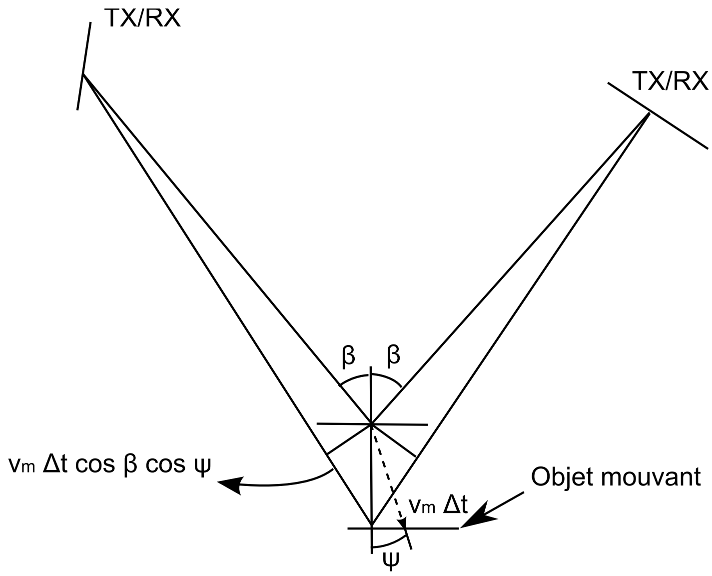

FIGURE 3.1: Déphasage dû à un objet en mouvement (récepteur et émetteur fixes)

$$\varphi(t) - \varphi(t + \Delta t) = \Delta\varphi = 4\pi \frac{f_c v_m}{c} \Delta t \cos\beta \cos\psi \tag{3.2}$$

où f_c est la fréquence centrale, ψ est l'angle entre la trajectoire de l'objet et la normale à cet objet et β est l'angle de réflexion sur l'objet se déplaçant. En supposant que tout l'environnement bouge et en considérant une probabilité uniforme pour β (en azimuth) et en moyennant sur tous les ψ , on obtient [94]

$$C(\Delta t) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{\pi}^{\pi} e^{j\Delta\varphi} d\beta d\psi \tag{3.3}$$

$$= J_0^2 (2\pi \frac{f_c v_m}{c} \Delta t) \tag{3.4}$$

Le spectre de Doppler est alors obtenu analytiquement par (3.1) et est donné par [94]

$$S(f) = \frac{2}{\pi^2 \sqrt{4f_D^2 - f^2}} K\left(\frac{2f_D}{\sqrt{4f_D^2 - f^2}}\right) \tag{3.5}$$

où K est l'intégrale elliptique et $f_D = f_c \frac{v_m}{c} [Hz]$ est la fréquence de Doppler maximum. Ce modèle suppose que (i) tous les objets bougent (ii) à la même vitesse. Ces deux hypothèses sont peu réalistes. On considère dès lors qu'une partie seulement de l'environnement bouge $(1-a)$, et une partie est statique (a). De plus, on considère que la répartition des vitesses est uniforme de 0 à $v_{\max}$. On obtient alors [94]

$$C(\Delta t) = a + \frac{1-a}{v_{\max}} \int_0^{v_{\max}} J_0^2\Big(2\pi \frac{f_c}{c} v_m \Delta t\Big) dv_m. \tag{3.6}$$

Bien qu'aucune solution analytique de (3.6) ne soit proposée dans [94], il est possible de résoudre analytiquement (3.6). On obtient alors

$$C(\Delta t) = a + (1-a)_2F_3\left(\begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \frac{3}{2} \end{pmatrix}, -\frac{4\pi^2 \Delta t^2 v_{\max}^2}{\lambda^2}\right) \tag{3.7}$$

où ${}_2F_3$ est une fonction hypergéométrique généralisée.

3.1.2 Modèle en chambre réverbérante

Revue de la théorie en chambre réverbérante

Dans une chambre réverbérante, le mouvement de l'environnement est créé grâce au mouvement de la pale mécanique. Le plus souvent, cette pale bouge grâce à un moteur pas à pas et ne décrit donc pas un mouvement continu, c'est le cas dans cette thèse. Il n'existe donc pas à proprement parlé d'autocorrélation temporelle. Cependant, dans une optique de test, on utilise la chambre réverbérante comme moyen de créer différentes réalisations d'un canal. Il convient dès lors d'étudier l'autocorrélation entre les différentes réalisations, que nous appellerons ici, l'autocorrélation temporelle.

Les quelques études recensées dans la littérature sur le sujet mettent en évidence le nombre d'échantillons indépendants obtenus suite à la rotation de la pale mécanique. Ce nombre est inférieur ou égal au nombre total de positions possibles de la pale mécanique. Il dépend de la taille et de la forme de la pale mécanique.

Dans [33] et [60], un modèle basé sur le facteur Q est décrit pour trouver le nombre d'échantillons indépendants, N_{ind}. La dimension transversale moyenne d'une chambre réverbérante est définie comme étant de l'ordre de $V^{1/3}$ où V est le volume de la chambre. Le volume de la pale mécanique est défini par le volume du cylindre l'entourant, soit V_s. On définit [33] la surface transversale moyenne de cette pale par $V_s^{2/3}$. La probabilité de toucher la pale est donnée par le rapport entre la surface transversale de la pale sur la surface transversale de la chambre soit

$$\mathrm{Pr} = \frac{V_s^{2/3}}{V^{2/3}} \tag{3.8}$$

Deux relations sont dérivées dans [33] pour les grandes et petites pales (électriquement, soit plus grandes ou plus petites que 2-3 λ). Dans [60], le même auteur dérive, sur les mêmes bases, une relation pour les chambres réverbérantes à brassage fréquentiel.

Le nombre d'échantillons indépendants obtenus dans une chambre réverbérante à brassage de modes, avec une pale mécanique de dimension caractéristique supérieure à 2-3 λ, est donné par [33]

$$N_{\text{ind}} = C\frac{QV_s}{V} \tag{3.9}$$

où C est une constante. Dans [33], une validation expérimentale donne une valeur moyenne de 0.5 pour C alors que une valeur de $C = 1$ est trouvée expérimentalement dans [60].

Dans [34], une autre méthode basée sur les différences entre échantillons successifs est présentée pour trouver le nombre d'échantillons indépendants. Dans [59], l'autocorrélation entre échantillons successifs est investiguée pour différentes configurations de la pale et de la chambre.

Modèle d'autocorrélation temporelle en chambre réverbérante

Comme vu précédemment, le nombre d'échantillons indépendants (et donc l'autocorrélation temporelle) dépend d'une part des dimensions de la chambre et de la pale, ainsi que du facteur de qualité de la chambre. Selon (3.9), le nombre d'échantillons indépendants va diminuer lorsque le facteur Q diminue. Cependant, cette relation n'a pas été validée dans le cas de chambres assez fortement chargées en absorbants. Il semble cependant évident qu'une chambre chargée en absorbants sera moins efficace pour brasser les modes créant ainsi des réalisations plus corrélées entre elles.

Enfin, nous avons déjà évoqué au chapitre précédent que le facteur de qualité d'une chambre réverbérante pouvait varier sur un léger déplacement fréquentiel.

Dès lors, le nombre d'échantillons indépendants va également varier très fortement d'une fréquence à l'autre.

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, la fonction de transfert peut être décrite par deux composantes, une composante diffuse, et une composante cohérente, soit

$$H(t, f, \vec{r}) = H_s(t, f, \vec{r}) + H_c(f, \vec{r}) \tag{3.10}$$

où $H_s(t, f, \vec{r})$ est la composante diffuse correspondant aux ondes interagissant avec la pale mécanique et $H_c(f, \vec{r})$ est la composante cohérente (cf. figure 2.3). Grâce à (3.10) et avec la propriété de stationnarité du canal [7], on peut écrire la fonction d'autocorrélation temporelle

$$\begin{aligned} C(\Delta t) &= \frac{< H(t, f, \vec{r}) H^*(t + \Delta t, f, \vec{r}) >}{< H(t, f, \vec{r}) H^*(t, f, \vec{r}) >} && (3.11) \\ &= \frac{< H_s(t, f, \vec{r}) H_s^*(t + \Delta t, f, \vec{r}) > + |H_c|^2}{< H(t, f, \vec{r}) H^*(t, f, \vec{r}) >} && (3.12) \end{aligned}$$

La valeur de l'autocorrélation (3.12) pour $\Delta t \rightarrow \infty$, tend vers

$$C(\Delta t \rightarrow \infty) = \frac{|H_c|^2}{< |H_s|^2 > + |H_c|^2} \tag{3.13}$$

Nous avons vu aux équations (2.64) et (2.66) comment estimer la partie cohérente et la partie diffuse de la fonction de transfert.

Dans une chambre réverbérante, le mouvement de l'environnement est donné par le mouvement de la pale mécanique. Chaque partie de la pale se déplace à une vitesse différente. La vitesse maximum est à l'extrémité de la pale mécanique et est donnée par

$$v_{\max} = R \frac{\Delta \theta}{\Delta t} \tag{3.14}$$

où R [m] est le rayon de la pale mécanique et $\Delta\theta$ [rad] est l'angle décrit entre deux rotations. On peut donc réécrire (3.7),

$$C(\Delta\theta) = a + (1 - a)\,{}_2F_3\left(\begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \frac{3}{2} \end{pmatrix}, -\frac{4\pi^2 (R\Delta\theta)^2}{\lambda^2} \right) \tag{3.15}$$

Ce modèle est basé sur un principe d'interaction simple avec les objets en mouvement alors que les interactions avec la pale mécanique dans la chambre sont multiples.

Nous allons maintenant essayer d'améliorer ce modèle afin d'inclure les interactions multiples. Supposons d'abord le cas où on n'a que des doubles interactions. Un déphasage donné par (3.2) est provoqué par chaque interaction. Pour deux interactions sur deux facettes aux rayons R_1 et R_2, on a

$$\Delta\varphi = 4\pi\frac{f}{c}(R_1\Delta\theta\cos\beta_1\cos\psi_1 + R_2\Delta\theta\cos\beta_2\cos\psi_2) \tag{3.16}$$

où on considère que β_1 et β_2 sont des variables aléatoires uniformément distribuées de $-\pi$ à π et on moyenne sur tous les ψ. ψ est uniformément distribué notamment grâce à la forme torsadée de la pale mécanique. On a alors

$$\begin{aligned} C(\Delta\theta) &= \frac{1}{(2\pi)^2}\Big(\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{j\frac{4\pi}{\lambda}R_1\Delta\theta\cos\beta_1\cos\psi_1}d\beta_1 d\psi_1 \\ &\quad \int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{j\frac{4\pi}{\lambda}R_2\Delta\theta\cos\beta_2\cos\psi_2}d\beta_2 d\psi_2\Big) && (3.17) \\ &= J_0^2(\frac{2\pi}{\lambda}R_1\Delta\theta)J_0^2(\frac{2\pi}{\lambda}R_2\Delta\theta) && (3.18) \end{aligned}$$

Comme dans le modèle de [94], on suppose que toutes les ondes n'interagissent pas avec la pale et donc qu'une partie cohérente existe. On reprend le développement suivi pour une simple interaction (3.7) :

$$\begin{aligned} C(\Delta\theta) &= a + (1-a)\frac{1}{R}\frac{1}{R}\int_0^R\int_0^R J_0^2(\frac{2\pi}{\lambda}R_1\Delta\theta) \\ &\quad J_0^2(\frac{2\pi}{\lambda}R_2\Delta\theta)dR_1 dR_2 && (3.19) \\ &= a + (1-a)\Big[{}_2F_3\Big(\begin{pmatrix}\frac{1}{2}\\ \frac{1}{2}\end{pmatrix}, \begin{pmatrix}1\\ 1\\ \frac{3}{2}\end{pmatrix}, -\frac{4\pi^2(R\Delta\theta)^2}{\lambda^2}\Big)\Big]^2 && (3.20) \end{aligned}$$

Généralisons maintenant ce modèle. L'autocorrélation temporelle est donnée par une suite d'interactions avec la pale d'ordre allant de 1 à N. On a alors

$$C(\Delta\theta) = a + (1-a)\sum_{i=1}^{N} \frac{p_i}{\sum_j p_j}\, {}_2F_3^i\left(\begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \frac{3}{2} \end{pmatrix}, -\frac{4\pi^2 (R\Delta\theta)^2}{\lambda^2}\right) \quad (3.21)$$

où p_i est la pondération de chaque interaction. En effet, les interactions simples correspondent à des chemins courts de puissance élevée alors que les interactions multiples correspondront à des chemins longs et moins puissants.

Afin de déterminer p_i, considérons un instant la réponse impulsionnelle $h(\tau)$ du canal. Pour chaque retard τ, on effectue les deux opérations suivantes

– On estime le nombre de fois N_T qu'une onde traverse la chambre par

$$N_T = \frac{c\tau}{V^{1/3}} \quad (3.22)$$

– On calcule la probabilité d'avoir touché x et seulement x fois la pale

$$\mathrm{Pr}_k[x = i](\tau) = \frac{N_T!}{i!(N_T - i)!}\mathrm{Pr}^i(\text{interaction})\mathrm{Pr}^{(N_T - i)}(\text{pas d'inter.}) \quad (3.23)$$

et la probabilité de toucher la pale est donnée par (3.8).

La probabilité d'avoir de 1 à 5 interactions en fonction de τ dans la chambre moyenne est donnée sur la figure 3.2. On voit que plus le nombre d'interactions est grand, plus la probabilité est étalée et arrive pour des τ élevés. Il nous reste à pondérer cette probabilité par la puissance en fonction de τ (en supposant un modèle en exponentielle décroissante, cf. section 3.2).

$$p_i = \int_\tau P_0 e^{-\tau/\tau_{rms}}.\mathrm{Pr}_k[x = i](\tau) d\tau \quad (3.24)$$

où τ_{rms} est le delay spread (cf. section 3.2) et P_0 est la puissance reçue en $\tau = 0$ (ou du moins à l'instant initial de réception).

Finalement, on obtient les poids des interactions multiples et (3.21) est complètement décrite.

Validation expérimentale du modèle proposé

Nous avons calculé l'autocorrélation temporelle pour chacune des 3 chambres. Les autocorrélations temporelles pour la petite et la moyenne chambre réverbérante sont représentées respectivement sur les figures 3.3 et 3.4. Pour chaque

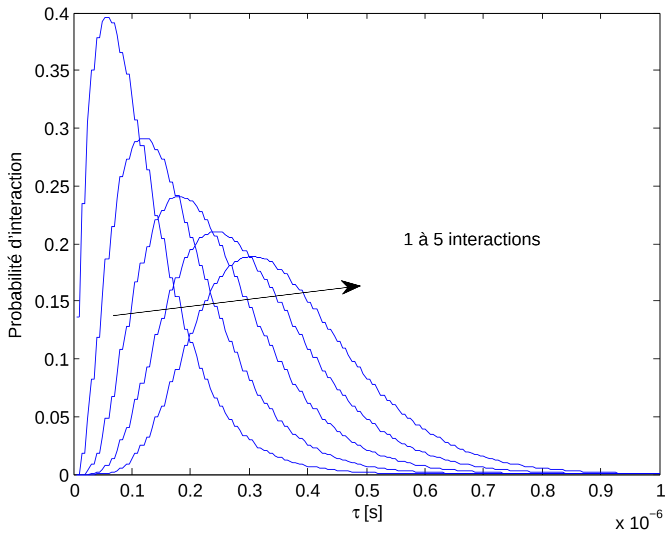

FIGURE 3.2: Probabilité d'avoir de 1 à 5 interactions exactement en fonction du retard. Cas de la chambre moyenne sans absorbant

cas, la mesure a été effectuée avec 0, 1 et 2 absorbants, altérant ainsi le facteur de qualité de la chambre. Pour rappel, les deux chambres sont équipées de la même pale mécanique installée au plafond. Chaque rotation correspond à 2 degrés de rotation. On peut observer que la décroissance est assez rapide (pour +/- 5 degrés) , et ce, relativement indépendamment de la configuration de la chambre. On voit cependant que la pale est moins efficace lorsque la chambre est chargée. En effet, dans ce cas, moins d'ondes sont brassées par la pale, augmentant l'autocorrélation de la partie diffuse, $H_s(t, f, \vec{r})$.

Aux figures 3.3 et 3.4, on voit clairement que les autocorrélations temporelles convergent vers des valeurs plus élevées à mesure que le nombre d'absorbants est augmenté. En effet, dans ces chambres réverbérantes, la pale mécanique est au plafond et les antennes sont omnidirectionnelles en azimuth. Il est dès lors normal que des chemins cohérents (non altérés par la pale mécanique) soient présents, par exemple des réflexions sur les parois latérales. Ce phénomène se retrouve dans la formulation théorique (3.12). Au fur et à mesure que le nombre d'absorbants augmente, la partie du champ qui est "mélangée" par la pale diminue et le rapport entre la partie fixe et variable augmente.

Nous avons ensuite comparé les résultats expérimentaux au modèle donné par (3.21). Pour utiliser (3.21), nous devons définir les poids de chaque interaction selon la procédure décrite ci-dessus. Nous devons également décrire le nombre d'interactions, N, jouant un rôle significatif (soit le nombre d'interactions nécessaires pour que le modèle converge). Ce nombre a été obtenu en regardant la

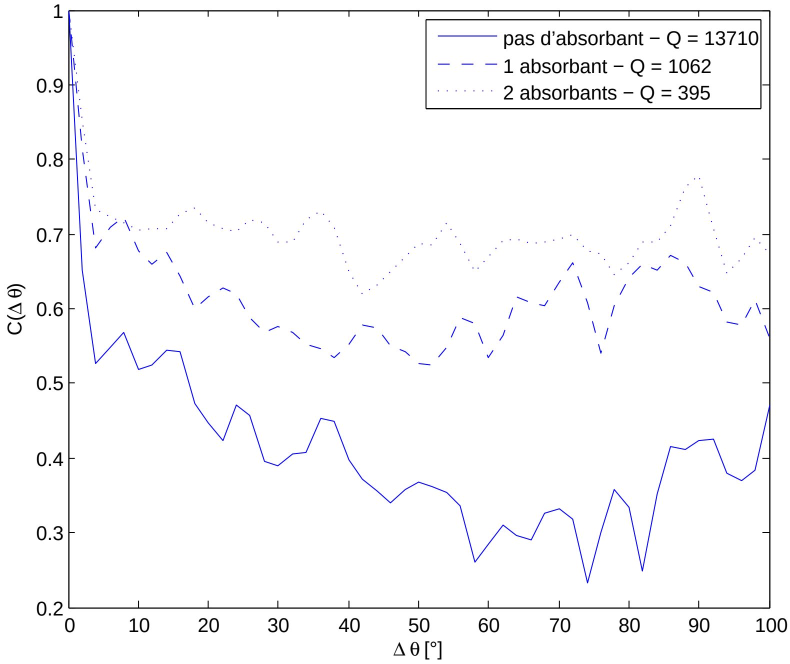

FIGURE 3.3: Autocorrélation temporelle dans la petite chambre réverbérante (5 GHz)

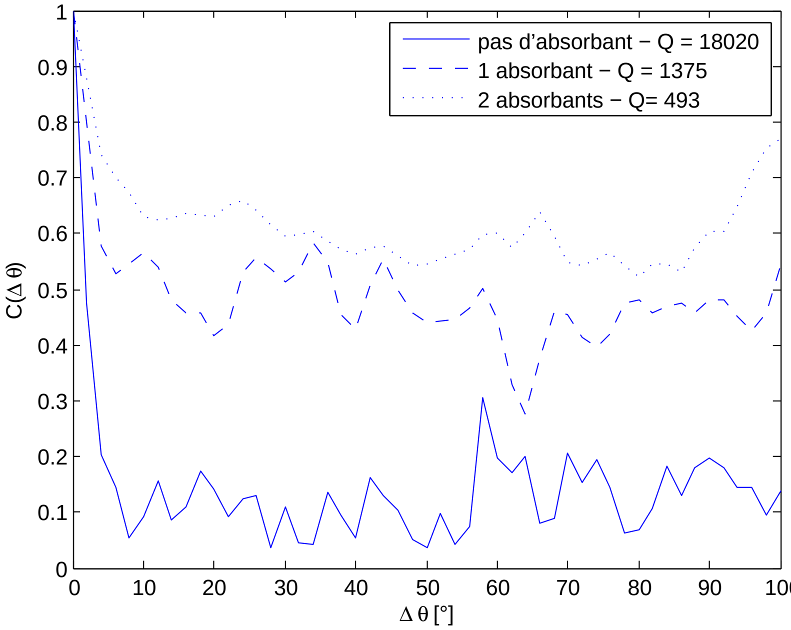

FIGURE 3.4: Autocorrélation temporelle dans la chambre réverbérante moyenne (5 GHz)

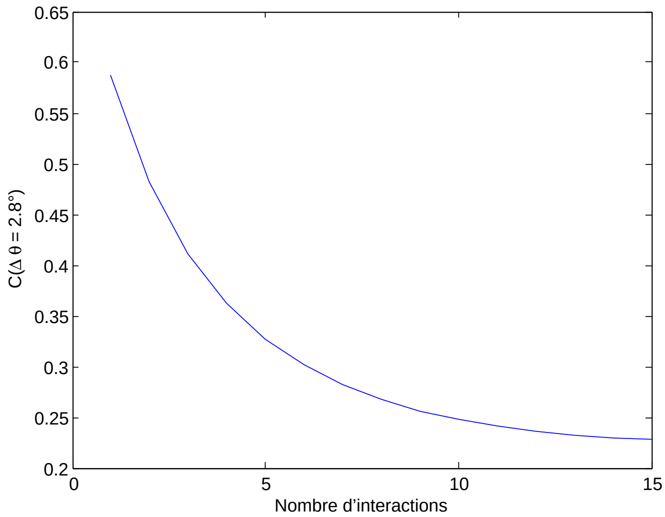

FIGURE 3.5: Valeur de C($\Delta\theta$ = 2.8°) en fonction du nombre d'interactions dans la chambre moyenne à 5GHz

contribution cumulative de chaque interaction supplémentaire. L'autocorrélation pour $\Delta\theta = 0.05$rad (soit 2.8°) est donnée en fonction du nombre d'interactions considérées sur la figure 3.5. Un nombre de 10 interactions est nécessaire afin d'obtenir une valeur suffisamment précise (moins de 5$\%$ de différence quand on rajoute une interaction).

Nous avons ensuite calculé la fonction d'autocorrélation (3.21) pour notre chambre moyenne avec $N = 1$ et $N = 10$ et pour une même valeur asymptotique que l'expérience soit $a = 0.1$. Sur la figure 3.6, on présente l'autocorrélation mesurée ainsi que la valeur obtenue par (3.21). On peut observer une très bonne adéquation entre le modèle théorique à 10 interactions et la mesure. On montre ainsi clairement la validation du modèle et l'effet de la contribution des interactions multiples.

Cette formule nous permet également d'obtenir des informations intéressantes sur la caractérisation de la chambre. Par exemple, si on impose un $\Delta\theta$, on peut calculer théoriquement la valeur du rayon de la pale R pour avoir une autocorrélation temporelle inférieure à un certain niveau. A la figure 3.7, on montre l'autocorrélation en fonction du rayon de la pale R calculée à partir de (3.21) et 10 interactions dans la chambre moyenne. La courbe est tracé pour trois valeurs de $\Delta\theta$ (1, 2, 3 degrés). Dans la chambre moyenne (et les autres), nous avons travaillé avec un $\Delta\theta$ de 2 degrés et le rayon de la pale utilisée satisfait le critère tel qu'exposé sur la figure 3.7. A titre d'indication, le niveau d'autocorrélation de $1/e$ est tracée. Ce niveau est un choix classique pour la décorrélation entre

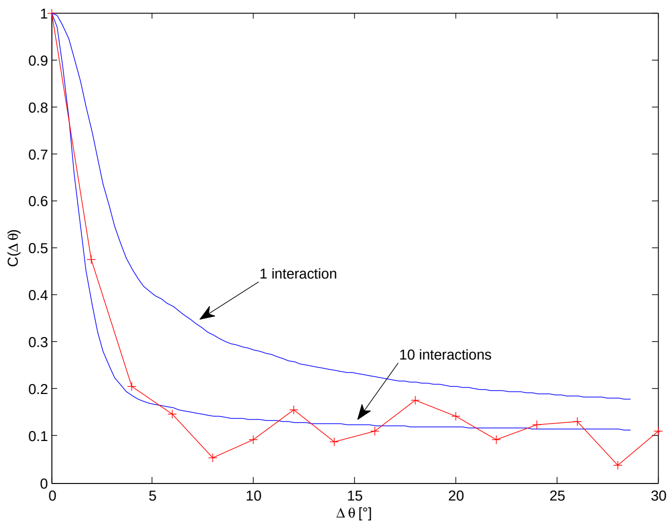

FIGURE 3.6: Autocorrélation temporelle mesurée dans la chambre moyenne. Comparaison avec le modèle à 1 et 10 interactions

positions successives de la pale. Ce modèle peut être un outil puissant dans le dimensionnement des chambres réverbérantes.

La même caractérisation expérimentale a été menée dans la grande chambre réverbérante qui dispose d'un autre type de pale mécanique allant du sol au plafond. Deux types d'antennes ont été utilisées, soit des cornets très directifs et des antennes omni. Les deux cornets étaient dirigés respectivement vers la pale et vers le mur évitant ainsi toute composante directe. Par contre, une ligne de vue directe existait entre les antennes omni.

A la figure 3.8, les résultats pour les deux antennes dans le cas de la chambre sans absorbant sont présentés. Pour chaque type d'antenne, le nuage de points (partie imaginaire en fonction de la partie réelle) et l'autocorrélation temporelle sont présentés. On observe dans les deux cas, un nuage de points possédant les mêmes caractéristiques (étalement et centre) confirmé par une autocorrélation qui chute très rapidement à une très basse valeur montrant d'une part l'efficacité de la pale mécanique et d'autre part, l'absence de composante cohérente d'amplitude significative.

Des absorbants (3) ont ensuite été ajoutés. On peut voir sur la figure 3.9 le résultat pour les deux types d'antenne. Suite au changement d'environnement et à l'influence du diagramme de rayonnement de l'antenne, l'étalement du nuage de points, n'est plus du tout comparable. On voit très clairement que l'antenne omni présente un moins grand étalement, soit une moins grande quantité de brassage d'ondes. De plus, on peut voir à la sous-figure (c), que l'amplitude de la compo-

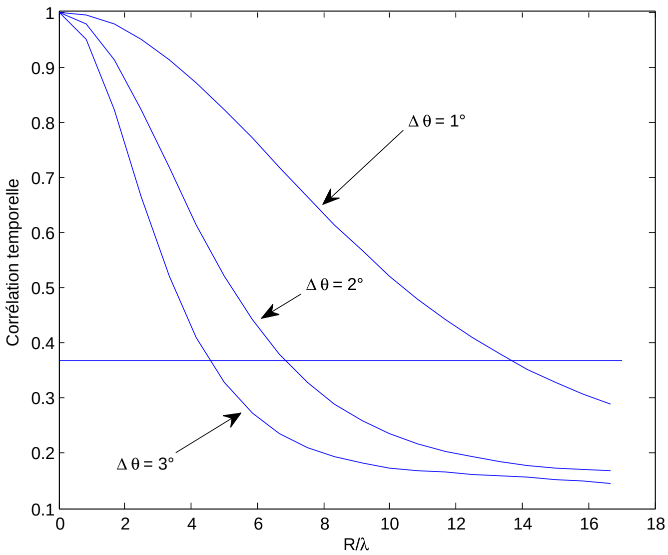

FIGURE 3.7: Corrélation temporelle en fonction du rayon de la pale pour différentes valeurs de $\Delta\theta$. Cas de la chambre moyenne pour $a = 0.1$

sante cohérente (écart du centre du nuage à l'origine), n'est plus du tout insignifiante comparée à la variance des points de mesures. Grâce à (2.64) et (2.66), la puissance de la composante brassée et à la composante directe ont été obtenues. L'amplitude finale de l'autocorrélation (trait pointillé) est également tracée grâce à (3.13), à la sous-figure (d).

3.2 Autocorrélation fréquentielle et Power Delay Profile

3.2.1 Revue des modèles classiques

L'autocorrélation fréquentielle d'un canal de communication caractérise la cohérence fréquentielle de ce canal. Dans le cadre des communications sans fil, cette caractéristique est particulièrement importante afin de tirer parti au maximum de la bande passante disponible. De nombreuses techniques utilisent les caractéristiques fréquentielles du canal afin d'obtenir de meilleurs performances, tels OFDM ou SC-FDE [45].

Dans une chambre réverbérante, on peut faire l'hypothèse que le canal est stationnaire au sens large et que le fading sur des chemins différents est non corrélé (Uncorrelated Scattering). Sous cette hypothèse, l'autocorrélation fréquentielle $C(f_1, f_2) = C(\Delta f = f_2 - f_1)$ est liée au Power Delay Profile (PDP) $P(\tau)$ par une transformée de Fourier, soit

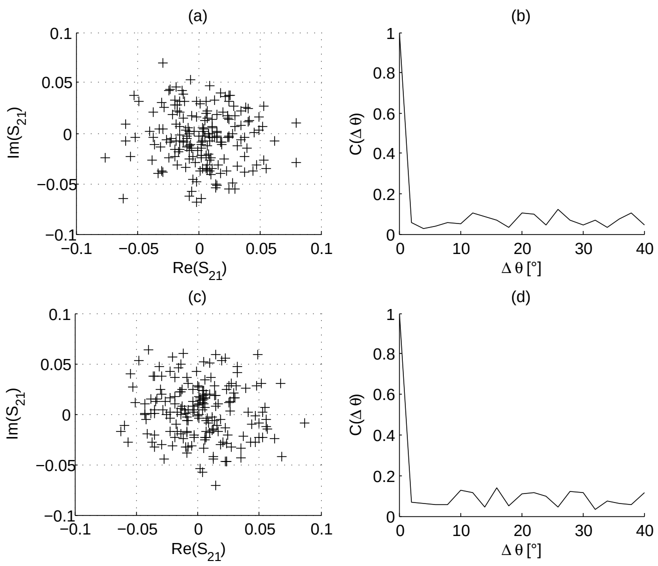

FIGURE 3.8: Représentation I/Q de $H(f)$ et corrélation temporelle pour la grande chambre réverbérante sans absorbant avec les antennes cornets (a) et (b) - et les antennes omni (c) et (d)

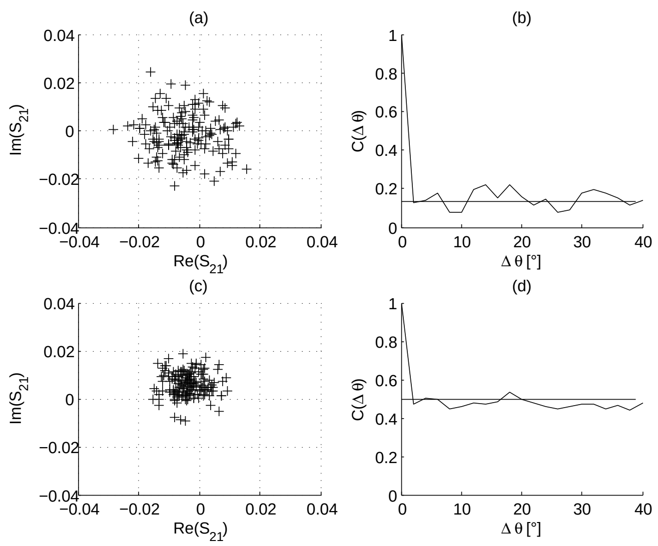

FIGURE 3.9: Nuage de points et corrélation temporelle pour la grande chambre réverbérante avec 3 absorbants avec les antennes cornets (a) et (b) - et les antennes omni (c) et (d)

$$P(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(\Delta f) e^{-j2\pi\tau\Delta f} d\Delta f \tag{3.25}$$

où $P(\tau)$ est défini par

$$P(\tau) =< |h(t,\tau)|^2 > \tag{3.26}$$

où $h(t,\tau)$ est la réponse impulsionnelle complexe liée à la réponse en fréquence, $H(t,f)$ par une IFFT.

Afin de caractériser ce Power Delay Profile, différents moments peuvent être calculés [66]. Le plus utilisé est le moment d'ordre deux normalisé aussi appelé rms delay spread et donné par [66]

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau)\tau^2 d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau} - \left(\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau)\tau d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau}\right)^2}. \tag{3.27}$$

Ce paramètre est le plus utilisé pour diverses raisons. Il a notamment été montré que, sous certaines conditions, il était possible de lier le taux d'erreur d'un canal directement au delay spread [14]. Ce paramètre est également très important pour dimensionner les systèmes OFDM et en particulier pour le choix de la taille du préfixe cyclique. Enfin, ce paramètre a notamment été utilisé dans les modèles classiques de PDP comme nous le verrons dans ce chapitre.

Différentes expressions ont été proposées liant la bande de cohérence et le delay spread [25], [76]. Ces expressions sont généralement basées sur des observations empiriques ou sur des modèles simplifiés de l'autocorrélation fréquentielle. Dans [29], un critère est établi liant la bande de cohérence et le delay spread.

$$B_c \geq \frac{\mathrm{acos}\, c}{2\pi} \frac{1}{\tau_{rms}} \tag{3.28}$$

où B_c est la bande de cohérence fréquentielle définie comme le Δf tel que l'autocorrélation fréquentielle passe sous le niveau c.

Modèle de PDP en exponentielle décroissante

Il est caractérisé, comme son nom l'indique, par une exponentielle décroissante :

$$P(\tau) = \begin{cases} P_0 e^{-\tau/\tau_{rms}} & \tau \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{3.29}$$

où τ_{rms} est le delay spread donné par (3.27). Ce modèle a été observé au cours de nombreuses campagnes de mesures. Quelques exemples peuvent être retrouvés dans [27], [48], [5], [6], [43], [78], [79]. En particulier, cette forme a été mise en évidence comme étant typique de la contribution due à la propagation diffuse [78]. Il est dès lors habituel de retrouver ce type de modèle dans des environnements fermés avec beaucoup de scatterers et en NLOS.

Si on repasse dans le domaine fréquentiel, l'autocorrélation fréquentielle est donnée par [66]

$$C(\Delta f) = \frac{1}{1 + (2\pi)^2 \tau_{rms}^2 \Delta f^2}. \tag{3.30}$$

3.2.2 Modèle de Power Delay Profile proposé en chambre réverbérante

Avant de caractériser le PDP dans une chambre réverbérante, commençons par décrire la réponse impulsionnelle $h(t,\tau)$. La réponse impulsionnelle est obtenue expérimentalement par transformée de Fourier inverse de la réponse en fréquence précédemment fenêtrée (fenêtre de type Hamming) et après application d'un zero padding. Un exemple de réponse impulsionnelle mesurée dans la chambre réverbérante moyenne est présenté sur la figure 3.10. On y voit clairement que $h(t,\tau)$ varie très rapidement avec le délai. Ceci est dû à la nature très réfléchissante de la chambre. Pour une position donnée de la pale mécanique, certains retards τ correspondent à une somme constructive de rayons alors que d'autres retards correspondent à une somme destructive de rayons.

Si on moyenne ces amplitudes selon (3.26),on obtient le PDP. Un exemple de PDP avec 1 GHz de bande passante autour de 5 GHz dans la grande chambre est donné sur la figure 3.11. Ce PDP est caractérisé par un delay spread de 2 μs. On y voit un PDP exponentiel de type (3.29) caractéristique d'un environnement diffus [78].

Facteur de qualité large bande

Nous avons présenté au chapitre précédent le facteur de qualité pour une fréquence unique (2.30). Au cours de ce chapitre, nous travaillons sur les caractéristiques large bande du canal. Une définition nouvelle pour le facteur Q est

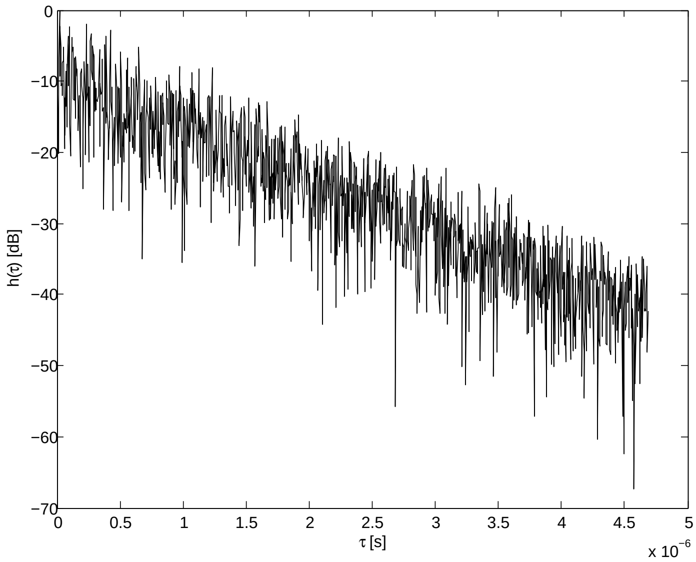

FIGURE 3.10: Une réponse impulsionnelle dans une chambre réverbérante moyenne

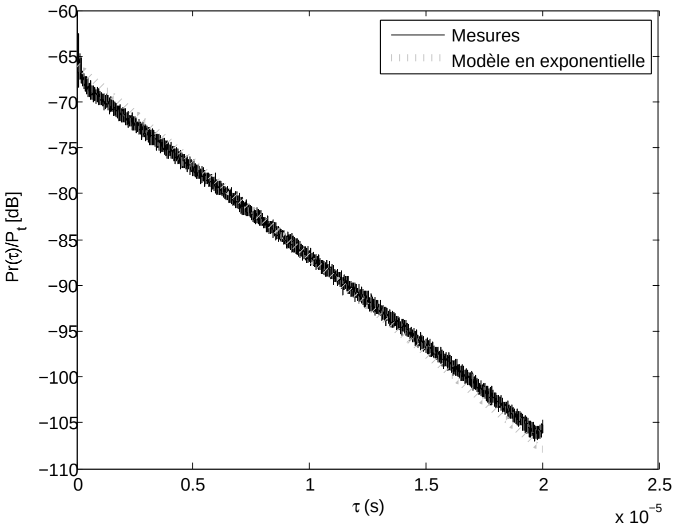

FIGURE 3.11: PDP dans la grande chambre pour 1 GHz de bande passante autour de 5 GHz - théorie et mesure

donc nécessaire. Ce nouveau facteur Q nous permettra de lier directement la caractéristique de la chambre (facteur Q) au PDP obtenu dans celle-ci.

Dans [8], l'auteur dérive un facteur Q moyen sur une bande de fréquence en testant différentes moyennes des facteurs $Q^{TE,TM}$ de chaque mode (TE ou TM) excité sur la bande de fréquence. Dans nos chambres, et en utilisant l'expression pour la densité de modes (2.16), nous avons une densité de modes (à 5 GHz) 209/372/1512 modes/MHz respectivement pour la petite, moyenne et grande chambre. Les mesures étant effectuées sur une bande de 200 MHz pour la petite et la moyenne et sur une bande de 1 GHz pour la grande et sachant que nous avons mesuré respectivement 1601 points pour les deux premières chambres et 20000 pour la grande, on obtient que chaque point de mesure correspond à environ 26/46/75 modes. Chaque point de mesure est donc représentatif d'un grand nombre de modes et il semble naturel de moyenner les facteurs $Q(f_i)$ calculés sur chaque point de mesure pour toute la bande. En effet, ces facteurs $Q(f_i)$ correspondent déjà à un moyennage sur un grand nombre de modes excités.

Soit une mesure sur une bande de fréquence B discrétisée en N_f points. Commençons par écrire le facteur Q_{av} sur la bande B, comme la moyenne des facteurs Q à chacune des N fréquences,

$$Q_{av} = \frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N-1} Q(f_i) \tag{3.31}$$

où chaque $Q(f_i)$ est le facteur de qualité à la fréquence f_i calculé en utilisant (2.30). En introduisant (2.30) dans (3.31), on obtient

$$\begin{aligned} Q_{av} &= \frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{16\pi^2 V}{\lambda_i^3} \frac{< P_r(f_i) >}{P_t} & (3.32) \\ &\simeq \frac{1}{N_f} \frac{16\pi^2 V}{P_t \lambda_{N_f/2}^3} \sum_{i=0}^{N_f-1} < P_r(f_i) > . & (3.33) \end{aligned}$$

où on suppose que la longueur d'onde sur la bande passante considérée est constante et égale à la longueur d'onde à la fréquence centrale, $\lambda_{N_f/2}$. En utilisant le théorème de Parseval, on a [61]

$$\sum_{i=0}^{N_f-1} P_r(f_i) = N_f \sum_{i=0}^{N_f-1} p_r(\tau_i) \tag{3.34}$$

où $p_r(\tau_i) = |h(\tau_i)|^2$. En prenant la moyenne sur l'ensemble des réalisations, on ne change pas la relation de Parseval et on obtient

$$\sum_{i=0}^{N_f-1} < P_r(f_i) >= N_f \sum_{i=0}^{N_f-1} < p_r(\tau_i) > \tag{3.35}$$

Dès lors, (3.33) s'écrit

$$Q_{av} \simeq \frac{1}{N_f} \frac{16\pi^2 V}{P_t \lambda^3_{N_f/2}} N_f \bar{P} \simeq \frac{16\pi^2 V}{P_t \lambda^3_{N_f/2}} \bar{P} \tag{3.36}$$

où $\bar{P} = \sum_{i=0}^{N_f-1} < p_r(\tau_i) >$.

Nous supposerons par la suite que la bande de fréquences sur laquelle nous travaillons est suffisamment étroite afin de supposer que λ est constant et égal au λ à la fréquence centrale.

Lien entre le facteur Q et le delay spread

Nous avons vu que le PDP en chambre réverbérante était bien modélisé par un modèle classique en exponentielle décroissante (3.29) dont la constante de temps est le delay spread, τ_{rms}. Afin de montrer le lien entre τ_{rms} et le facteur Q_{av}, commençons par travailler avec un modèle discret du PDP plus proche du résultat expérimental, soit

$$P[k] = \begin{cases} P_0 e^{-k.T/\tau_{rms}} & \text{if } k = 0 \ldots \infty \\ 0 & \text{if } k < 0 \end{cases} \tag{3.37}$$

où T est la durée d'un tap. Un tap est la résolution minimale en délai donnée par l'inverse de la bande passante. Plus la bande passante est grande, et plus T diminue permettant de discriminer des rayons qui arriveraient à des intervalles de temps très courts. La somme des taps dans le PDP, $\bar{P}$, est alors donnée par

$$\begin{aligned} \bar{P} &= \sum_{k=0}^{\infty} P_0 e^{-k.T/\tau_{rms}} & (3.38) \\ &= P_0 \frac{1}{1 - e^{-T/\tau_{rms}}}. & (3.39) \end{aligned}$$

Si nous supposons donc dans (3.39), que $T << \tau_{rms}$, on obtient

$$\bar{P} = P_0 \frac{\tau_{rms}}{T}. \tag{3.40}$$

Notons que l'hypothèse ici énoncée ($T << \tau_{rms}$) est vérifiée dans nos mesures. Si nous incluons l'expression obtenue (3.40) dans (3.36), on obtient

$$\tau_{rms} = \frac{Q_{av}\lambda^3 T}{16\pi^2 V} \frac{P_t}{P_0}. \tag{3.41}$$

Il reste dès lors dans cette expression, à définir plus précisément P_0. P_0 est la puissance moyenne dans le premier tap du PDP. Nous avons considéré que la durée de ce premier tap était nettement inférieure au delay spread. Si nous souhaitons étudier les propriétés statistiques de chaque tap, ceux-ci doivent être composés d'un nombre suffisant de rayons, ou, autrement dit, doivent avoir une durée suffisamment importante. Par exemple, dans [43], le temps de parcours moyen d'une onde entre deux réflexions à l'intérieur d'une pièce est évalué à

$$t_c = \frac{8V}{cS} \tag{3.42}$$

où S est la surface totale des murs de la pièce, V le volume. Il est montré dans [43] que la majorité des rayons faisant n réflexions arrivent dans un intervalle de temps compris entre $[(n-1)t_c, nt_c]$. Mais il y a également des rayons qui arrivent au delà de cet intervalle. Afin que chaque tap soit bien de type diffus, on choisit T supérieur ou égal à t_c.

Consdérons le cas d'une source de puissance P_t. En moyenne, pendant le premier tap, les rayons ont parcouru de courtes distances et ont subi peu de réflexions si bien que l'énergie dissipée dans les murs est bien plus faible que l'énergie emmagasinée U. Dès lors, on peut considérer que l'énergie emmagasinée dans la chambre durant le premier tap est donnée par

$$U = P_t T. \tag{3.43}$$

La densité moyenne de flux de puissance est donnée par (2.22) et en appliquant le principe d'ergodicité :

$$< S_c >= c\frac{U}{V} \tag{3.44}$$

La puissance moyenne P_0 est dès lors obtenue en multipliant la densité de puissance incidente par la surface équivalente d'une antenne plongée dans un spectre isotrope, $\lambda^2/8\pi$ et on obtient

$$P_0 = \frac{\lambda^2}{8\pi} cT \frac{P_t}{V}. \tag{3.45}$$

En combinant (3.45) et (3.41), on obtient comme expression du delay spread,

$$\tau_{rms} = \frac{Q_{av}}{2\pi f}. \tag{3.46}$$

Il s'agit de la même expression que celle obtenue pour le temps de montée du champ électrique à l'intérieur d'une chambre réverbérante (2.34). Ceci n'est pas surprenant dans la mesure où ces deux caractéristiques correspondent en fait à la même chose vue sous un angle différent.

Afin de définir le domaine de validité de cette expression, notons que nous avons défini T comme étant supérieur au temps caractéristique de la chambre, t_c et inférieur au delay spread, τ_{rms}. On peut donc dire que le delay spread doit être nettement supérieur à t_c. En utilisant (3.42) et (3.46), on montre que le facteur de qualité moyen Q_{av} doit satisfaire

$$Q_{av} \gg \frac{16\pi}{\lambda} \frac{V}{S}. \tag{3.47}$$

A titre d'exemple, cette condition appliquée à nos 3 chambres réverbérantes (petite, moyenne, grande) donne respectivement $Q_{av} \gg 290, 350, 540$ (à comparer à la valeur du facteur Q sur les figures 2.13 et 2.12).

Afin de valider (3.46), nous avons d'abord testé l'hypothèse de PDP en exponentielles décroissantes pour différentes valeurs de Q, soit différentes quantités d'absorbants. Le résultat de 3 PDP dans la chambre moyenne avec 200 MHz de bande autour de 5 GHz, en fonction du nombre d'absorbants, est présenté sur la figure 3.12. On voit clairement que l'ajout d'absorbants a pour effet de diminuer la pente du PDP tout en conservant une forme linéaire en dB (ou exponentielle en échelle linéaire).

Ensuite, des mesures ont été effectuées dans les 3 chambres avec des absorbants et différents types d'antennes. Nous avons à chaque fois mesuré le facteur Q_{av} selon (3.33) ainsi que le delay spread. Nous avons également regardé la valeur du delay spread obtenue par la relation théorique (3.46). Une comparaison

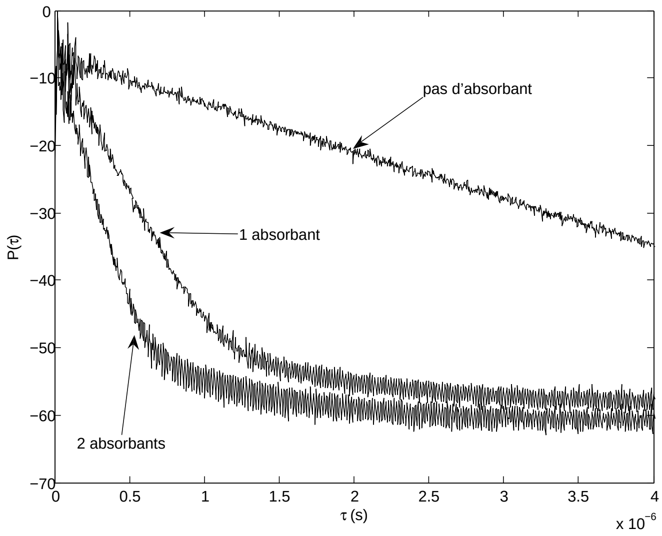

FIGURE 3.12: PDP dans la chambre moyenne avec 0,1,2 absorbant(s), soit Q=18020, 1375, 493

entre la théorie et les expériences est présentée sur la figure 3.13. On voit que pour des facteur Q_{av} suffisamment élevés, la valeur donnée par (3.46) est très proche des mesures.

Il est clair que l'effet des absorbants est très important en terme de réduction de facteur Q. A titre d'exemple, l'ajout d'un absorbant dans la grande chambre fait passer le facteur Q de 61300 à environ 10000.

Lien entre la bande de cohérence et le facteur Q

La bande de cohérence d'un système caractérisé par un PDP en exponentielle décroissante est donné par (cf. 3.30).

$$B_c = \frac{1}{2\pi\tau_{rms}}\frac{\sqrt{1-c^2}}{c^2} \tag{3.48}$$

où c est la valeur de l'autocorrélation fréquentielle. Cette expression a également été obtenue dans [40]. Si on remplace τ_{rms} par (3.46), on obtient

$$B_c = \frac{f}{Q_{av}}\frac{\sqrt{1-c^2}}{c^2} \tag{3.49}$$

Si on décide de choisir comme autocorrélation fréquentielle, une valeur de $c = 1/\sqrt{2}$, on obtient

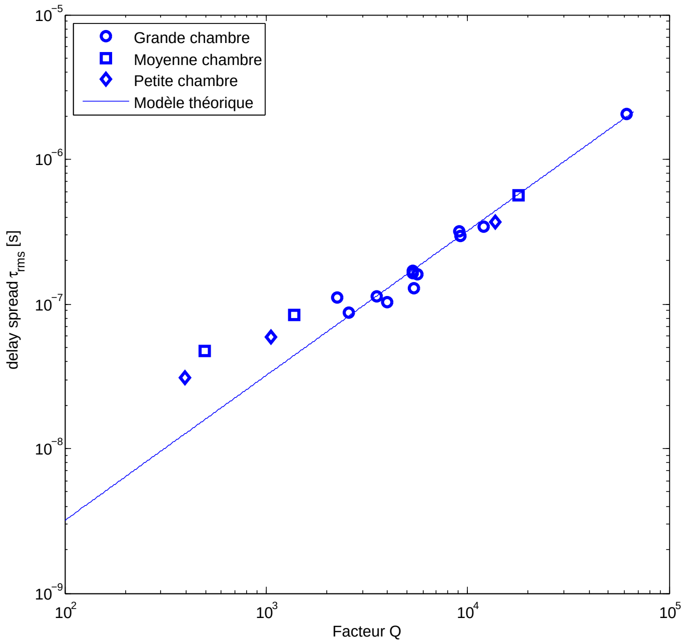

FIGURE 3.13: Delay spread en fonction du facteur Q. Collection de résultats dans les différentes chambres et différents nombres d'absorbants - comparaison avec la théorie

$$B_c = \frac{f}{Q_{av}} \tag{3.50}$$

Cette expression correspond exactement à (2.35) qui est définie comme la bande passante des modes. La bande passante était définie comme la largeur du pic de résonnance à $1/\sqrt{2}$ du maximum.

Afin de valider cette expression, nous avons d'abord mesuré la bande de cohérence fréquentielle à partir de l'autocorrélation fréquentielle (réponse en fréquence complexe). La bande de cohérence a été estimée comme le Δf tel que l'autocorrélation vaut $1/\sqrt{2}$. Ensuite, ces résultats ont été comparés à la bande de cohérence estimée en utilisant (3.50). Le résultat est présenté sur la figure 3.50 pour la grande chambre avec les antennes cornets et omnis pour différentes configurations d'absorbants . Les absorbants ont été utilisés selon deux positions, soit verticaux (contre les parois), soit horizontaux (au sol). Le résultat est présenté sur la figure 3.14 montrant que l'estimation est meilleure pour les absorbants verticaux. Dans ce cas, il est important de rappeler que les antennes ont un diagramme de rayonnement principalement dirigé dans le plan azimuthal. Les absorbants au sol influencent moins la puissance reçue par l'antenne qui dépend plutôt de la puissance dans le plan azimuthal et donc des interactions avec les pa-

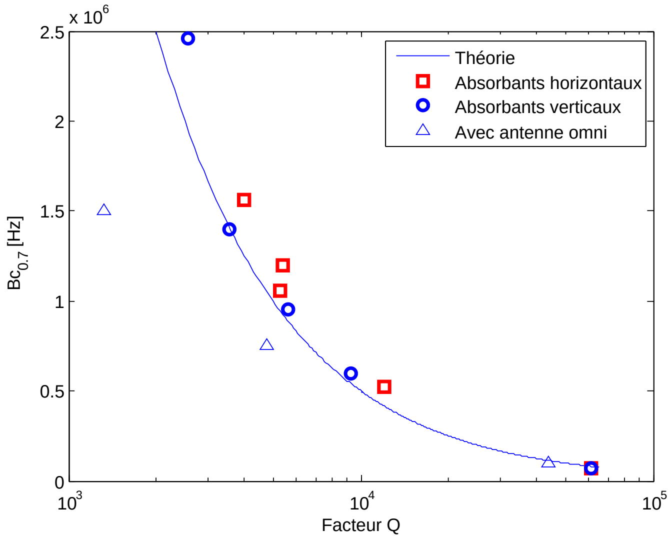

FIGURE 3.14: Bande de cohérence mesurée et estimée (f/Q) dans la grande chambre avec des absorbants sur les parois verticales et sur le sol (horizontaux)

rois latérales. Dès lors, bien que la bande de cohérence soit la même, le facteur Q mesuré est plus grand. La bande de cohérence donnée par (3.50) sous estime donc la vraie valeur de la bande de cohérence comme observé sur la figure 3.14. Le même raisonnement peut ête effectué pour le delay spread.

Finalement, nous avons voulu évaluer l'effet du nombres de points de mesures (l'échantillonnage fréquentiel) sur l'estimation du delay spread. Nous avons pour cela discrétisé la réponse en fréquence de 200 MHz autour de 5 GHz sur respectivement 160, 200, 400 800 et 1600 points. A chaque fois, la réponse impulsionnelle a été obtenue par IFFT et le delay spread mesuré selon (3.33). Ces delay spread mesurés en fonction du nombre de points sont représentés sur la figure 3.15. Nous avons également représenté en trait plein le nombre de points nécessaires pour avoir un échantillonnage fréquentiel correspondant à la bande passante des modes, (3.50), soit dans ce cas, 284 kHz ou 704 points. On voit clairement que la valeur mesurée pour le delay spread converge seulement lorsque le nombre de points est supérieur à celui correspondant à la bande passante des modes. Ceci justifie à nouveau la nécessité de choisir un bon pas fréquentiel pour l'estimation de ces paramètres en chambre réverbérante.

3.2.3 Remarque finale

Nous avons montré que le PDP dans une chambre réverbérante est modélisé par une exponentielle décroissante. Dès lors, le delay spread est l'unique facteur

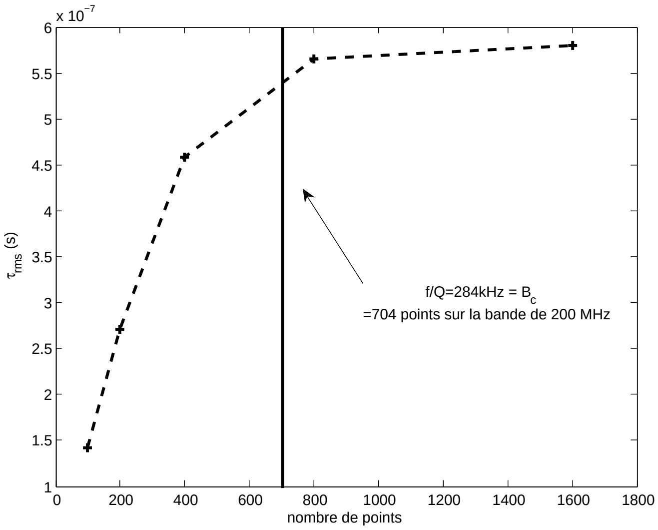

FIGURE 3.15: Delay spread calculé en fonction du nombre de points mesurés sur une bande passante de 200 MHz autour de 5 GHz. La résolution fréquentielle est donc 200MHz/nombre de points

caractéristique à déterminer. Nous avons montré que ce dernier est lié au facteur Q moyen sur la bande de fréquence Q_{av}. Cette expression est valable quand la chambre réverbérante présente une densité de puissance suffisamment uniforme, ce qui se traduit par un facteur Q_{av} suffisamment élevé. Une expression a été déduite pour la borne inférieur du facteur Q en fonction des caractéristiques dimensionnelles de la chambre réverbérante. Ce facteur Q_{av} doit typiquement être supérieur à environ 1500. Enfin, nous avons montré le lien entre la bande de cohérence fréquentielle et le facteur de qualité. La bande de cohérence fréquentielle est équivalente à la notion de bande passante de mode classiquement rencontrée dans la théorie des chambres réverbérantes.

Si on compare les delay spreads obtenus en chambre réverbérante (figure 3.13) avec des environnements réels, on voit qu'une large gamme de type d'environnements peut être simulée. En effet, les environnements indoor sont caractérisés par des delay spreads de l'ordre de 10 à 250 ns, les environnements sub-urbain de 200 à 2000 ns et les environnements urbains de 1 à 25 μs.

3.3 Autocorrélation spatiale et distribution angulaire d'arrivée des ondes

L'autocorrélation spatiale d'un canal caractérise la cohérence spatiale de ce canal. Dans le cadre des réseaux sans fil multi-antennes, cette caractéristique est particulièrement importante afin de tirer parti de la nouvelle dimension offerte (espace). Les systèmes MIMO ont connu un essor très important ces dernières années car ils permettent un gain de capacité à bande passante constante. Nous considérons le canal comme étant stationnaire, homogène et non corrélé [68] ("wide sense stationary and uncorrelated scattering - WSSH-US"). L'hypothèse d'homogénéité suppose que les ondes arrivant d'angles différents sont non corrélées. Sous l'hypothèse d'homogénéité, $C(\vec{r}_1, \vec{r}_2) = C(\Delta\vec{r} = \vec{r}_2 - \vec{r}_1)$, la corrélation spatiale est liée au spectre d'arrivée d'ondes $S(\vec{k}\,)$ par une transformée de Fourier, soit

$$S(\vec{k}) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(\Delta\vec{r})e^{-j\vec{k}.\Delta\vec{r}}d\Delta\vec{r} \qquad (3.51)$$

3.3.1 Revue des modèles classiques de corrélation spatiale

Le modèle le plus simple de corrélation consiste à supposer que la propagation se fait uniquement en azimuth et que le diagramme de rayonnement ainsi que le spectre incident sont isotropes. Les axes tels qu'utilisés par la suite sont présentés sur la figure 3.16 (a). En supposant le cas de deux antennes omnidirectionnelles en azimuth et alignées selon l'axe $\vec{1}_y$ comme présenté sur la figure 3.16-(b), on obtient [73]

$$C(d) \;=\; J_0(\frac{2\pi d}{\lambda}) \qquad (3.52)$$

où J_0 est la fonction de Bessel d'ordre 0 et d est la distance entre antennes.

Un cas plus complet mais moins utilisé consiste à effectuer le même calcul (antennes omni et spectre isotrope) en 3D. Le résultat est alors analytiquement obtenu en supposant deux antennes disposées selon l'axe $\vec{1}_z$, soit

$$C(d) = \mathrm{sinc}(2\pi d/\lambda) \qquad (3.53)$$

Les deux fonctions de corrélation sous spectre isotrope (2D et 3D) sont présentées sur la figure 3.17.

Jusqu'à présent, peu d'articles proposent des expressions analytiques pour la corrélation entre antennes sous un spectre non isotrope en 3D. Dans [86], différents modèles de densité de puissance azimuthale sont proposés et la corrélation 2D en résultant est dérivée analytiquement. Les différents spectres d'arrivées

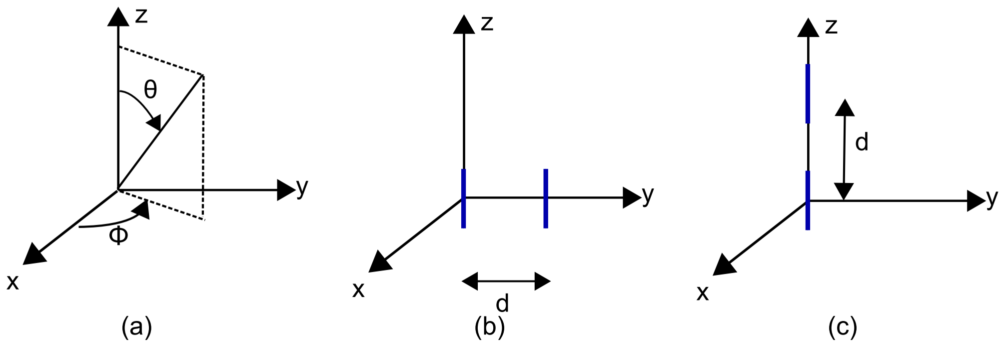

FIGURE 3.16: Configuration pour l'étude de la corrélation (a) axes seuls (b) cas de deux dipoles alignés sur l'axe y (c) cas de deux dipoles alignés sur l'axe z

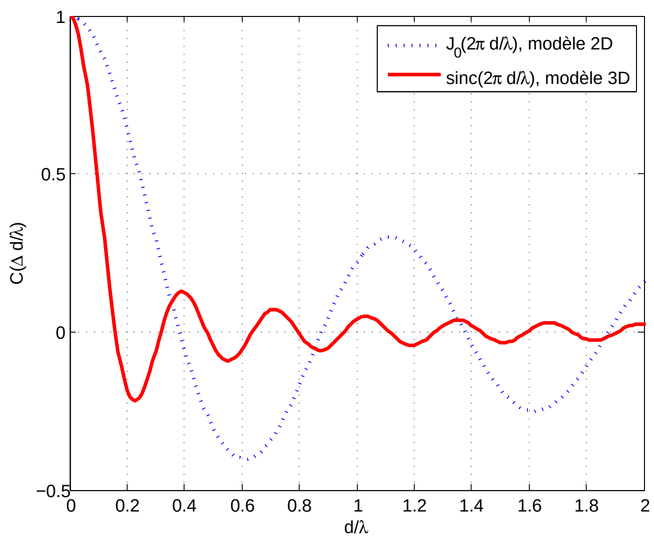

FIGURE 3.17: Fonctions de corrélation spaptiale en 2D et 3D

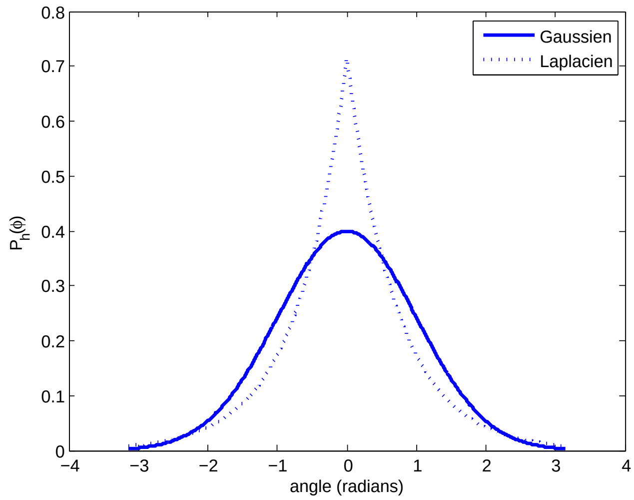

FIGURE 3.18: Spectre d'arrivée d'ondes de type gaussien et Laplacien

d'ondes sont de type uniformes, gaussiens et laplaciens. Les spectres gaussiens et laplaciens sont représentés sur la figure 3.18.

Dans [87], un modèle analytique 2D est développé pour la corrélation entre antennes à la station de base. Ce modèle tient compte du diagramme de rayonnement directif utilisé dans les instances de standardisation. Le spectre incident est un spectre laplacien. Enfin, dans [13], une approximation de la fonction de corrélation spatiale est présentée notamment pour un spectre laplacien mais également pour un spectre gaussien et uniforme.

Il est possible de dériver des modèles de corrélation plus complexes en incluant l'angle d'élévation. Parmi les distributions d'arrivée d'angle en élévation, on retrouve la distribution de Aulin [9], gaussienne [91], Laplacien [89]. Si la distribution de Aulin permet un développement analytique, elle n'est pas très représentative de la réalité. Pour d'autres distributions, on a généralement recourt à une intégration numérique. Ceci explique notamment pourquoi le modèle très simplifié 2D (3.52) reste appliqué dans de nombreux scénarios.

3.3.2 Modèle de corrélation spatiale en chambre réverbérante

La tension reçue par une antenne en un point de la chambre, à un retard donné (τ) et pour un instant de mesure (position donnée de la pale) (t) est [22]

$$V(t,\tau,\vec{r}) = -\int_{\Omega} \vec{L}(\Omega)\cdot\vec{F}(t,\tau,\Omega)e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}}d\Omega \tag{3.54}$$

où τ est le retard, Ω l'angle d'arrivée, $\vec{L}(\Omega)$ [m] est la longueur équivalente de l'antenne en réception, $\vec{k}$ est le vecteur d'onde et $\vec{r}$ est la position du récepteur. Nous supposons ici une transmission en bande étroite en régime permanent et la variable délai, τ, ne sera donc plus explicitée ici. La corrélation spatiale est donc donnée par

$$\begin{aligned} C(\vec{r}_1, \vec{r}_2) &= < [V(t, \vec{r}_1)][V^*(t, \vec{r}_2)] > && (3.55) \\ &= < \int_{\Omega_1} \int_{\Omega_2} (\vec{L}_1(\Omega_1) \cdot \vec{F}(t, \Omega_1))(\vec{L}_2^*(\Omega_2) \cdot \vec{F}^*(t, \Omega_2)) && (3.56) \\ & e^{-j\vec{k}_1 \cdot \vec{r}_1 + j\vec{k}_2 \cdot \vec{r}_2} d\Omega_1 d\Omega_2 > \end{aligned}$$

où on suppose a priori que les deux antennes aux positions $\vec{r}_1$ et $\vec{r}_2$ peuvent être différentes ($\vec{L}_1$ et $\vec{L}_2$).

A ce stade et sans hypothèse supplémentaire, il est impossible de dissocier l'effet de l'antenne, $\vec{L}(\Omega)$, de l'effet du spectre incident, $\vec{F}(t, \Omega)$ et on a

$$\begin{aligned} C(\vec{r}_1, \vec{r}_2) &= < \int_{\Omega_1} \int_{\Omega_2} (L_{1\theta_1}(\Omega_1) F_\theta(t, \Omega_1) + && (3.57) \\ & L_{1\phi_1}(\Omega_1) F_\phi(t, \Omega_1)) \\ & (L_{2\theta_2}^*(\Omega_2) F_\theta^*(t, \Omega_2) + L_{2\phi_2}^*(\Omega_2) F_\phi^*(t, \Omega_2)) \\ & e^{-j(\vec{k}_1 . \vec{r}_1 - \vec{k}_2 . \vec{r}_2)} d\Omega_1 d\Omega_2 > \end{aligned}$$

Nous faisons dès lors l'hypothèse de Hill [38] que le spectre d'incidence, $\vec{F}(t, \Omega)$, est non corrélé et indépendant de la polarisation. Ceci est traduit par

$$\begin{aligned} < F_{\theta r}(t, \Omega_1) F_{\theta r}(t, \Omega_2) > &= < F_{\theta i}(t, \Omega_1) F_{\theta i}(t, \Omega_2) > && (3.58) \\ &= < F_{\phi r}(t, \Omega_1) F_{\phi r}(t, \Omega_2) > \\ &= < F_{\phi i}(t, \Omega_1) F_{\phi i}(t, \Omega_2) > \\ &= \frac{P_h}{4} \delta(\Omega_1 - \Omega_2) \end{aligned}$$

où P_h [$V^2 m^{-2}$] est la densité de puissance angulaire moyenne. Le produit moyen entre composantes (θ, ϕ) et entre partie réelle et imaginaire du spectre est nul. On applique l'hypothèse d'homogénéité ($\Delta\vec{r} = \vec{r}_2 - \vec{r}_1$) et on obtient

$$C(\Delta\vec{r}) = \int_\Omega \vec{L}_1(\Omega)\cdot\vec{L}_2^*(\Omega) < \vec{F}(\Omega)\cdot\vec{F}^*(\Omega) > e^{-j\vec{k}\cdot\Delta\vec{r}}d\Omega \quad (3.59)$$

$$= \int_\Omega \vec{L}_1(\Omega)\cdot\vec{L}_2^*(\Omega)P_h(\Omega)e^{-j\vec{k}\cdot\Delta\vec{r}}d\Omega \quad (3.60)$$

Dans une chambre réverbérante, le spectre incident est isotrope et non corrélé, ce qui se traduit par (2.52). Avec (2.56), l'équation (3.60) s'écrit

$$C(\Delta\vec{r}) = \frac{E_0^2}{8\pi}\int_\Omega \vec{L}_1(\Omega)\cdot\vec{L}_2^*(\Omega)e^{-j\vec{k}.\Delta\vec{r}}d\Omega \quad (3.61)$$

Afin de normaliser cette fonction de corrélation, nous devons diviser par la puissance moyenne reçue sur chaque antenne, soit [22]

$$C(\Delta\vec{r}=0) = \frac{E_0^2}{8\pi}\int_\Omega |\vec{L}(\Omega)|^2 d\Omega \quad (3.62)$$

$$= \frac{E_0^2}{2\pi}\frac{\lambda^2}{Z_0}R_{AR} \quad (3.63)$$

où Z_0 $[\Omega]$ est l'impédance en espace libre et R_{AR} $[\Omega]$ est la résistance de rayonnement de l'antenne. Dès lors, l'expression de la corrélation en chambre réverbérante est

$$C(\Delta\vec{r}) = \frac{Z_0}{4\lambda^2}\frac{1}{\sqrt{R_{AR_1}R_{AR_2}}}\int_\Omega \vec{L}_1(\Omega)\cdot\vec{L}_2^*(\Omega)e^{-j\vec{k}.(\vec{r}_1-\vec{r}_2)}d\Omega \quad (3.64)$$

Nous allons maintenant développer les expressions analytiques pour les différents types d'antennes utilisées dans cette thèse, soit des antennes de type dipole, monopole et patch/cornet.

Antennes de type dipole

Nous appelons une antenne de type dipole, une antenne caractérisée par une longueur équivalente [62] de type $\vec{L}(\Omega) = L(\theta)\vec{1}_L$, avec $L(\theta) = L.\sin^n\theta$ et n étant relié au Half Power Beamwidth (HPBW) de l'antenne [10] selon la relation

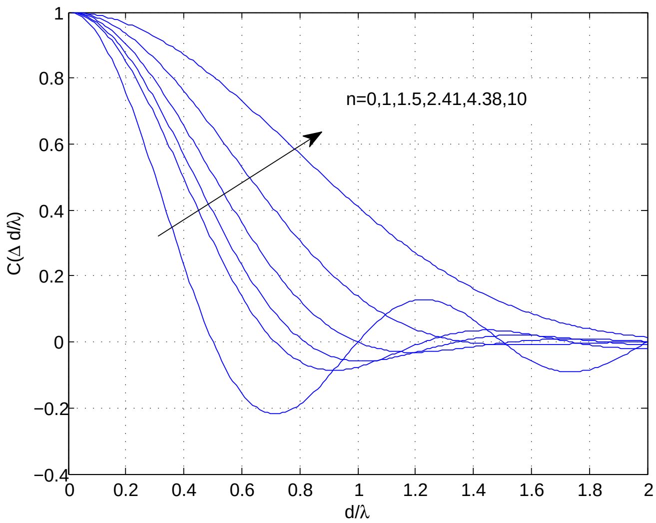

FIGURE 3.19: Fonction de corrélation selon l'axe $\vec{1}_z$ pour une antenne omni ($n = 0$) et pour un HPBW de respectivement 90°, 75°, 60°, 45°, 30° ($n = 1, 1.5, 2.41, 4.38, 10$)

$$\text{HPBW} = 2 \text{ acos}(-\frac{1}{2n}) \tag{3.65}$$

En fonction des positions des antennes (soit $\Delta\vec{r}$ est dans le plan $(\vec{1}_x, \vec{1}_y)$, soit $\Delta\vec{r}$ est selon $\vec{1}_z$), la fonction de corrélation spatiale 3D (3.60) est donnée pour [22]

– des antennes le long de l'axe $\vec{1}_z$ par

$$C(d) = 2^{n+\frac{1}{2}}\Gamma(n+\frac{3}{2})\frac{J_{n+1/2}(\frac{2\pi}{\lambda}d)}{(\frac{2\pi}{\lambda}d)^{n+1/2}} \tag{3.66}$$

  où Γ est la fonction d'Euler et d est défini comme $\vec{r_1} - \vec{r_2} = d\vec{1}_z$. La fonction de corrélation est tracée sur la figure 3.19 pour différentes valeurs de n.

– des antennes dans le plan $(\vec{1}_x, \vec{1}_y)$ par

$$C(d) = {}_1F_2\Big(n+1; (1, n+3/2); -\frac{(\frac{2\pi}{\lambda}d)^2}{4}\Big) \tag{3.67}$$

  où ${}_1F_2$ est une fonction hypergéométrique généralisée et d est défini par $\vec{r_1} - \vec{r_2} = d\vec{1}_y$. La fonction de corrélation est tracée sur la figure 3.20.

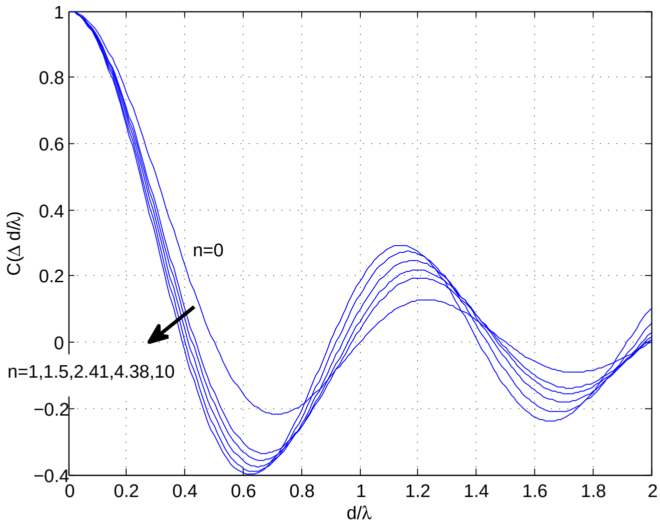

FIGURE 3.20: Fonction de corrélation dans le plan $(\vec{1}_x, \vec{1}_y)$ pour une antenne omni ($n = 0$) et pour un HPBW de respectivement 90°, 75°, 60°, 45°, 30° ($n = 1, 1.5, 2.41, 4.38, 10$)

Lorsque le HPBW diminue, l'antenne est plus directive et collecte plus d'ondes dans le plan $(\vec{1}_x, \vec{1}_y)$, ce qui a pour effet de diminuer la corrélation entre antennes. Une antenne dipole de type $\lambda/2$ est caractérisée par un HPBW de 78°, qui selon (3.65) donne une valeur de $n = 1.5$.

Antennes monopoles

Nous avons repris une longueur équivalente type dipole et intégré en θ de 0 à $\frac{\pi}{2}$. La fonction de corrélation est alors identique à (3.67).

Afin de valider le modèle pour un dipole/monopole, nous avons effectué des mesures afin de calculer la corrélation spatiale pour des antennes monopole. La fonction de corrélation a été calculée en utilisant un réseau virtuel évitant ainsi tout couplage entre antennes. L'antenne était déplacée par pas de 3 mm sur 30 positions, avec la pale mécanique fixe. Cette opération a été répétée 150 fois pour autant de positions différentes de la pale mécanique.

Avant de présenter le résultat, il est important de préciser que l'estimation d'une corrélation à partir d'un ensemble fini d'échantillons converge lentement. En effet, l'estimation de la corrélation nécessite un nombre importants d'échantillons indépendants. Une estimation fiable de la corrélation est d'autant plus difficile à obtenir que la valeur recherchée est faible. Dans [28], la distribution de probabilité de l'estimation de la corrélation dérivée. Dans [97], l'auteur a établi l'intervalle de confiance (95%) en supposant que la distribution de probabilité du coefficient de corrélation estimée était normale. Cette hypothèse est valide pour

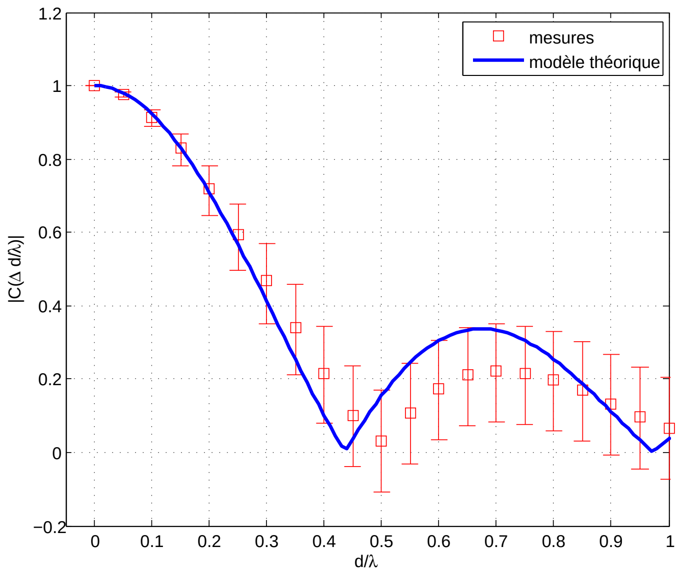

FIGURE 3.21: Corrélation pour une antenne monopole. Mesure avec barres d'erreur et théorie

un nombre d'échantillons n suffisamment grand (> 10). Ce résultat nous permet de quantifier l'erreur commise dans notre estimation. La borne inférieur(I) et supérieure(S) pour une corrélation $C(\Delta\vec{r}) = c$ est donnée par [97]

$$\begin{aligned}[I,S] &= \tanh\Bigg[\operatorname{atanh}\left(\frac{-1.96}{\sqrt{n-3}}\right) \\ &\qquad +\operatorname{atanh} c, \operatorname{atanh}\left(\frac{+1.96}{\sqrt{n-3}}\right) + \operatorname{atanh} c,\Bigg]\end{aligned} \tag{3.68}$$

Sur la figure 3.21, on voit clairement que la courbe théorique et expérimentale sont très similaires pour les hautes corrélations alors que la correspondance est clairement moins bonne au fur et à mesure que la corrélation diminue. Cependant, on voit que la différence reste toujours dans la marge d'erreur. Une meilleure estimation serait obtenue avec un brasseur plus efficace (indépendance parfaite entre échantillons) et avec plus d'échantillons.

Antennes de type patch

Nous définissons pour l'antenne patch, un modèle trigonométrique à un lobe dont la longueur équivalente, $\vec{L}(\Omega)$ est donnée par

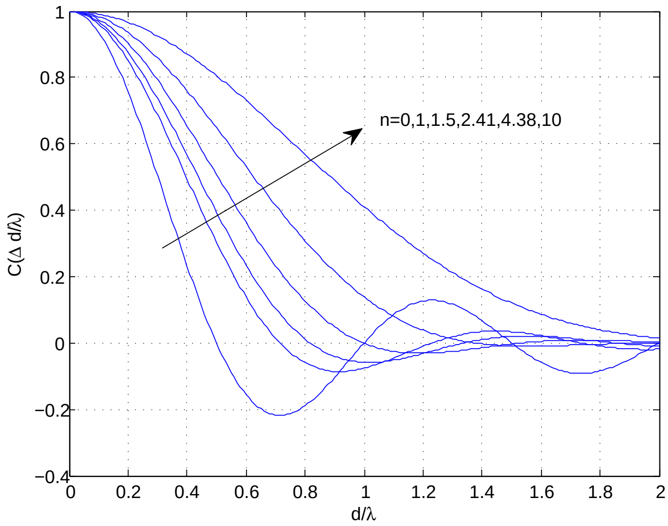

FIGURE 3.22: Fonction de corrélation pour un patch avec un lobe symétrique dans les deux plans ($m = n$) et pour un HPBW (3.65) de respectivement 90°, 75°, 60°, 45°, 30° ($n = 1, 1.5, 2.41, 4.38, 10$)

$$\vec{L}(\Omega) = \begin{cases} L.sin^m\phi.sin^n\theta\vec{1}_L & \phi \in [0, \pi] \\ 0 & \phi \in [\pi, 2\pi] \end{cases}$$

Nous calculons la corrélation spatiale entre antennes en supposant les lobes dirigés selon $\vec{1}_x$ et les antennes disposées selon l'axe y. Le résultat est alors donné par

$$C(d) = {}_1F_2\Big(n+1; (1+m, n+3/2); -\frac{(\frac{2\pi}{\lambda}d)^2}{4}\Big) \tag{3.69}$$

La fonction de corrélation est tracée sur la figure 3.22 également pour un HPBW de 90°, 75°, 60°, 45° et 30° (en azimuth et élévation).

Pour valider le modèle, des mesures ont été effectuées dans la chambre moyenne. Une antenne patch a été utilisée et son diagramme de rayonnement mesuré dans une chambre anéchoique est présentée sur la figure 3.23. Ce diagramme est équivalent à (3.3.2) pour un $n = m = 1$. La fonction de corrélation a été calculée en utilisant un réseau virtuel. L'antenne était déplacée par pas de 3 mm sur 30 positions, avec la pale mécanique fixe. Cette opération a été répétée 100 fois pour autant de positions différentes de la pale mécanique. La fonction de corrélation calculée ainsi que les barres d'erreur sont présentés sur la figure 3.24. On voit clairement que la fonction de corrélation est très différente du cas du dipole. La

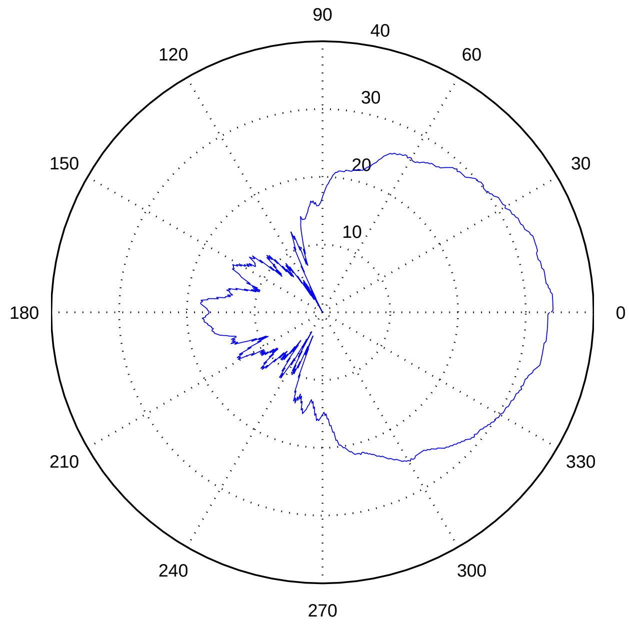

FIGURE 3.23: Diagramme de rayonnement de l'antenne patch dans le plan pour $\phi = [0 : 2\pi]$ et $\theta = \pi/2$ équivalent à ((3.3.2)) pour $n = 1$

comparaison entre la théorie et les mesures n'est pas parfaite. Néanmoins, les barres d'erreur montrent que la différence se situe dans l'erreur d'estimation de la fonction de corrélation à partir d'un nombre fini d'échantillons.

3.3.3 Remarque finale

Nous avons mis en évidence l'effet du diagramme de rayonnement de l'antenne au sein d'un spectre isotrope et non corrélé caractéristique d'une chambre réverbérante. Il est possible d'obtenir différentes conditions de corrélation entre antennes en fonction du type de diagramme de rayonnement comme les mesures l'ont montré. Il est cependant difficile de mesurer avec exactitude une corrélation en chambre réverbérante à cause du nombre limité de réalisations disponibles. Le modèle théorique est donc nécessaire puisque cette corrélation sera particulièrement intéressante dans le cadre des systèmes MIMO qui exploitent la dimension spatiale. Enfin, on peut imaginer exploiter cette corrélation en faisant bouger l'antenne au sein de la chambre. On peut alors créer une situation équivalente à un récepteur mobile dans un environnement fixe.

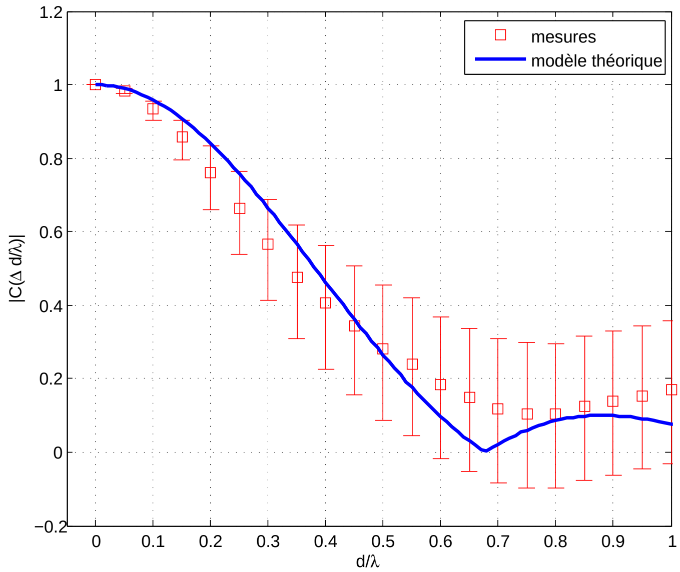

FIGURE 3.24: Fonction de corrélation pour une antenne patch (n=m=1). Mesures avec barres d'erreur et théorie

3.4 Conclusion du chapitre

La caractérisation complète du canal en chambre réverbérante a été proposée dans ce chapitre. Nous avons montré que l'existence (ou non) de la composante cohérente influençait fortement les paramètres étudiés dans ce chapitre.

Pour l'autocorrélation temporelle, nous avons vu que deux paramètres pouvaient caractériser cette autocorrélation, d'une part la décroissance de la fonction de corrélation liée à l'efficacité de la pale à brasser le champ diffus ainsi que la valeur finale de cette autocorrélation, qui dépend elle de la composante cohérente. Un nouveau modèle de corrélation temporelle a été dévelopé et validé expérimentalement.

Pour le Power Delay Profile, nous avons vu que le delay spread était lié à un nouveau facteur de qualité donné par la moyenne des facteurs de qualité sur la bande passante. Ce nouveau facteur de qualité permet également de prédire la bande de cohérence du canal en chambre. Cette prédiction est valable en mesurant le facteur de qualité à partir de la puissance diffuse uniquement et une borne inférieure pour le facteur de qualité a été dérivée.

Pour l'autocorrélation spatiale, nous avons montré l'effet du diagramme de rayonnement sur la corrélation spatiale. Alors que les modèles 2D sont généralement suffisants dans des environnements indoor ou outdoor, la spécificité de la chambre réverbérante impose un modèle 3D. Nous avons pu ainsi mettre en évidence l'effet important du diagramme de rayonnement sur la corrélation. Le modèle théorique a été validé expérimentalement dans la chambre réverbérante.

Chapitre 4

Modèle de canal en chambre réverbérante et application aux systèmes MIMO

Abstract - : Nous présentons dans ce chapitre un modèle de canal en chambre réverbérante pour les systèmes MIMO. Nous commençons par décrire les systèmes MIMO pour présenter ensuite un modèle de canal MIMO en bande étroite validé expérimentalement. Nous présentons ensuite un modèle SISO large bande que nous validons également. Une extension au cas MIMO conclut ce chapitre.

4.1 Objectif

Les systèmes multi-antennes ou MIMO (Multiple Input Multiple Output) sont des systèmes sans fil utilisant plusieurs antennes à l'émetteur et au récepteur comme présenté sur la figure 4.1. Ces systèmes permettent d'augmenter la capacité du canal à bande passante constante comparativement à un système à simple lien (SISO).

Dans l'hypothèse initialement développée par Telatar [93], la capacité d'un système MIMO est égale à $\min(N_R, N_T)$ fois la capacité d'un canal SISO. Ce résultat est obtenu en supposant que les entrées de la matrice de canal, **H**, sont complexes gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d.) soit un canal de Rayleigh. Grâce à cette hypothèse, Telatar a pu développer des résultats analytiques très intéressants bien que cette hypothèse ne soit pas forcément vérifiée dans des environnements réels. En effet, les coefficients de cette matrice sont le reflet de la propagation des ondes dans le canal. L'indépendance entre coefficients est obtenue si les conditions de propagation sont suffisamment différentes

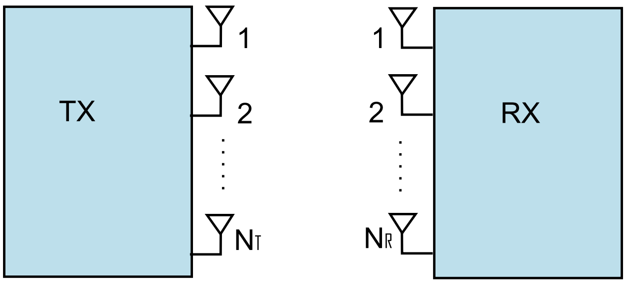

FIGURE 4.1: Système MIMO $N_R \times N_T$

d'un échantillon à l'autre, ou dit autrement, si l'environnement est suffisamment riche en multi-trajets. Les systèmes MIMO sont particulièrement efficaces dans des environnements où de nombreux objets, personnes, ou mouvements créent une grande richesse de multi-trajets.

La chambre réverbérante est par définition un environnement fait de nombreux multi-trajets et il est connu depuis longtemps (comme rappelé dans les chapitres précédents) que l'amplitude de la fonction de transfert entre deux antennes pour différentes positions de la pale mécanique au sein d'une chambre réverbérante est distribuée selon une loi de Rayleigh. Il est apparu très naturellement d'essayer d'utiliser une chambre réverbérante pour reproduire les conditions de propagation exposées par Telatar. Bien que l'hypothèse d'échantillons i.i.d. ne soit pas forcément la plus représentative, de nombreux développements des systèmes MIMO ont été basés sur cette hypothèse.

La chambre réverbérante présente plusieurs avantages dans l'optique de tester un système MIMO. Tout d'abord, l'utilisation d'une pale mécanique permet d'obtenir un nombre très important de réalisations indépendantes et reproductibles. Ensuite, les caractéristiques d'une chambre réverbérante peuvent être changées. Le facteur Q, définissant notamment le nombre de modes excités, peut être modifié en ajoutant par exemple des absorbants. Cette possibilité de contrôle de l'environnement laisse entrevoir une flexibilité de test et la possibilité de simuler différents types d'environnements dans une même chambre réverbérante comme nous l'avons vu au chapitre 2.

Néanmoins, différents problèmes découlent également de l'utilisation d'une chambre réverbérante. L'utilisation de parois métalliques induit un étalement temporel des rayons très important limitant potentiellement les scenarii reproductibles dans cet environnement. Le spectre angulaire est isotrope en moyenne dans une chambre, ce qui ne correspond pas forcément au cas réel. On peut également noter que la modification du facteur Q va modifier simultanément plusieurs caractéristiques du canal. La dépendance entre les paramètres (τ_{rms}, B_c, Q, $C(\Delta f, \Delta\vec{r}, t), \ldots$) de la chambre réverbérante limite les possibilités de scenarii.

Bien que peu de travaux aient été entrepris sur ce sujet, on trouve dans la littérature différentes tentatives d'exploiter les avantages de la chambre dans une optique de systèmes multi-antennes comme [80]. D'autres ont essayé de contourner les problèmes rencontrés dans une chambre, comme [70] où l'utilisation d'une boîte métallique dans la chambre permet de modéliser un spectre angulaire non isotrope. Dans [96], différentes utilisations d'une chambre réverbérante sont proposées permettant de simuler une distribution d'angles d'arrivée non isotrope (par exemple en laissant la porte ouverte, ce qui est équivalent à des absorbants). Dans [53], l'autocorrélation temporelle a été mesurée et le modèle a été comparé au modèle de Jakes. La corrélation spatiale a également été mesurée dans [53]. Cependant, les comparaisons sont faites avec des modèles 2D , ce qui est inadéquat comme vu précédemment au chapitre 3. Aucun travail n'a cependant spécifiquement étudié le canal pour le déploiement de systèmes MIMO dans une chambre réverbérante et en particulier, déduit un modèle de canal complet.

Au cours du reste de ce chapitre, nous présentons d'abord un modèle de canal MIMO en bande étroite. Les hypothèses soutenant ce modèle sont validées et une comparaison entre le modèle et les mesures permet de mettre en évidence la validité du modèle.

Si un modèle bande étroite est intéressant pour, par exemple, visualiser le gain introduit par les systèmes MIMO, un modèle large bande est cependant nécessaire. En effet, tous les systèmes actuels fonctionnent sur des bandes passantes de l'ordre de 20 MHz. Il est le plus souvent faux de considérer dans ce cas, que le canal est plat en fréquence. Cette étape est d'autant plus cruciale que la chambre réverbérante est un environnement très réfléchissant. On s'attend dès lors à des delay spreads très élevés compromettant potentiellement l'efficacité des systèmes qu'on souhaiterait tester dans cet environnement. Du point de vue optimisation, on peut également voir la chambre réverbérante comme un "'worst-case"' du point de vue du delay spread et "'best case"' du point de vue du caractère isotrope de la distribution angulaire d'arrivée d'onde. Nous détaillons par la suite, un modèle MIMO large bande au sein d'une chambre réverbérante. A nouveau, ce modèle est entièrement décrit et soutenu par des mesures. Une validation du modèle est également proposée.

4.2 Les systèmes MIMO

La modélisation générale bande étroite d'un tel système à N_R antennes en réception et N_T antennes en émission est donnée par

$$y(t) = \mathbf{H}(t)s(t) + n(t) \tag{4.1}$$

où s est le vecteur colonne($N_T \times 1$) des N_T symboles transmis, y est le vecteur colonne ($N_R \times 1$) des N_R symboles reçus et n est un vecteur colonne ($N_R \times 1$) modélisant le bruit au récepteur. La matrice de canal **H** est de taille $(N_R \times N_T)$. Elle s'écrit

$$\mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} H_{11}(t) & H_{12}(t) & \dots & H_{1N_T}(t) \\ H_{21}(t) & H_{22}(t) & \dots & H_{2N_T}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1}(t) & H_{N_R,2}(t) & \dots & H_{N_RN_T}(t) \end{pmatrix}$$

où chaque élément est la fonction de transfert en bande étroite entre une antenne d'émission et une antenne de réception. Conventionnellement, chaque sous-canal est normalisé selon

$$< |H_{ij}|^2 >= 1. \tag{4.2}$$

En l'absence de composante cohérente parmi les multi-trajets, chaque élément de la matrice est complexe gaussien indépendant et identiquement distribué(i.i.d., $N(0,1)$). Ce cas n'est pas celui produisant le maximum de capacité comme montré dans [72]. C'est néanmoins dans ce cas, que la plupart des développements sont présentés dans la littérature.

4.2.1 Valeurs singulières et valeurs propres de la matrice de canal

Le rang (r) de la matrice **H** n'est pas toujours maximum. Tout matrice **H** admet une décomposition en valeurs singulières selon

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H \tag{4.3}$$

où ^{H} est la matrice hermitienne, **U** et **V** sont des matrices de taille $N_R \times r$ et $N_T \times r$ tels que $\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_r$ et $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_r$. $\Sigma = diag[\sigma_1\sigma_2 \dots \sigma_r]$ où σ_i sont les valeurs singulières de la matrice.

De même on peut montrer que le produit $\mathbf{HH}^H$ possède une décomposition en valeurs propres [73]

$$\mathbf{HH}^H = \mathbf{Q}\Lambda\mathbf{Q}^H \tag{4.4}$$

où $\mathbf{Q}$ est une matrice $N_R \times N_R$ satisfaisant $\mathbf{QQ}^H = \mathbf{I}_{N_R}$ et $\Lambda = diag[\lambda_1 \lambda_2 \ldots \lambda_{N_R}]$ où $\lambda_i \geq 0$. λ_i sont les valeurs propres de $\mathbf{HH}^H$ et $\lambda_i = \sigma_i^2$ (dans le cas d'une matrice carrée).

Afin de mettre en évidence l'effet du rang du canal, on peut tirer partie de cette décomposition en valeurs propres pour évaluer le degré de multiplexage possible. Concrètement, si on applique au vecteur de symboles émis, s ainsi qu'au vecteur de symboles reçus, y, les transformations

$$s = \mathbf{V}\tilde{s} \tag{4.5}$$

$$\tilde{y} = \mathbf{U}^H y \tag{4.6}$$

et en incluant ces transformations dans (4.1), et en utilisant la décomposition (4.3), on obtient

$$\tilde{y} = \Sigma\tilde{s} + \tilde{n} \tag{4.7}$$

où $\tilde{n} = \mathbf{U}^H n$. Σ étant une matrice diagonale, on voit qu'il est possible de transmettre les informations sur des sous-canaux parralèles indépendants et d'atteindre dès lors un mutliplexage optimal. Le gain de chaque sous canal est donné par l'amplitude de la valeur singulière correspondant et on voit dès lors l'importance du rang de la matrice pour estimer le gain de multiplexage. Plus le rang est élevé et plus le nombre de valeurs singulières significatives est important.

Canal de rang limité

Lorsque le canal est de rang limité, c'est à dire que une ou plusieurs des valeurs propres sont nulles, il n'est plus possible d'avoir le multiplexage spatial maximum. Dans le cas extrême où une seule valeur propre est non nulle, on parle de Keyhole. Dans ce cas, la matrice est de rang 1. Le Keyhole exprime que, à un endroit du canal, tous les chemins sont corrélés, et que dès lors, la matrice de transfert est dégénérée et n'a qu'un seul degré de liberté. Ce cas est évidemment le plus négatif en terme de performances des systèmes MIMO. Cependant, il n'a jamais été rencontré seul dans des mesures. Ce phénomène arrive en combinaison avec d'autres mécanismes si bien qu'il est difficile de le mettre en évidence. Dans [2], le phénomène de Keyhole a été mis en évidence grâce à un guide d'onde et une cage de faraday. Nous verrons au chapitre 6, que ce phénomène peut facilement être mis en évidence grâce à deux chambres réverbérantes. Notons que ces tests nécessitent un rapport signal sur bruit à la réception suffisant afin de mettre en évidence ce cas particulier des canaux MIMO.

4.2.2 Métriques permettant d'estimer le degré de mutliplexage d'un canal

Alors que nous avons vu que les performances du système MIMO pouvaient varier en fonction du degré de diversité du canal, il est nécessaire de développer des outils permettant de détecter facilement le potentiel de multiplexage d'un canal. Bien entendu, le rang de la matrice est, selon la théorie, la métrique toute indiquée. Cependant, toute mesure souffre d'imprécisions liées à la présence de bruit, si bien que l'estimation du rang exact d'une matrice devient un problème numérique complexe. Les différentes métriques présentes dans la littérature sont passées en revue et leurs mérites respectifs discutés.

La Richesse de canal

Cette métrique a été introduite par Andersen and Nielsen dans [4]. L'objectif est de représenter l'apport de chaque valeur propre au degré de diversité du canal. Ainsi, cette métrique est une somme cumulative de valeurs propres donnée par

$$R(k) = \sum_{i=0}^{k} \log_2(\lambda_i) \tag{4.8}$$

où λ_i sont les k valeurs propres en ordre décroissant. Dans [4], cette métrique est utilisée avec des réseaux larges (16 et 32 antennes) sur plusieurs types d'environnements indoor. On y voit clairement que les premières valeurs propres contribuent majoritairement à la diversité du canal. Dans des environnements chargés en multi-trajets (type laboratoire), les valeurs propres suivantes contribuent également à la diversité du canal.

Ellipticité

L'ellipticité a été introduite par Salo et al dans [84]. Elle est donnée par

$$\gamma = \frac{(\Pi_{i=1}^{N}\lambda_i)^{1/N}}{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\lambda_i} \tag{4.9}$$

où $N = \min(N_R, N_T)$. La métrique est en fait le logarithme de γ. Cette métrique a une interprétation intéressante puisqu'elle donne la perte d'information mutuelle par rapport au cas d'un canal purement diagonal. Cette métrique a été validée dans [84] à partir de mesures outdoor. En particulier, le passage d'un situation LoS à une situation NLoS montre une augmentation de l'ellipticité, et donc du degré de diversité, comme prévu. Dans [84], les auteurs supposent que N est égal au rang de la matrice. Ceci signifie qu'ils ne considèrent théoriquement que les valeurs propres non nulles (car autrement (4.9) est toujours nul). Cependant, nous souhaitons étudier des canaux à rang limité. Dans des mesures réelles, les valeurs propres sont toujours non nulles (à cause du SNR de la mesure qui n'est pas infini) et nous pouvons dès lors discuter de l'utilité de l'ellipticité dans ce cas.

Critère de la valeur singulière

Cette métrique est basée sur la décomposition en valeurs singulières, σ_i, et a été utilisée notamment dans [98]. Ce critère est très facile à utiliser et se déduit très vite de la connaissance des valeurs singulières par

$$C_\sigma = \frac{\sum_{i=1}^{N}\sigma_i}{\max(\sigma_i)} \tag{4.10}$$

où σ_i sont les valeurs singulières du canal.

La mesure de diversité

Cette métrique a été introduite dans [47] et est donnée par

$$\Psi = \frac{(\sum_{i=1}^{N}\lambda_i)^2}{\sum_{i=1}^{N}\lambda_i^2}. \tag{4.11}$$

Elle a été utilisée par divers auteurs afin notamment de valider des modèles de canal (par exemple [18]).

EDOF

Le "effective degree of freedom" est défini comme la dérivée de la fonction de capacité en fonction du SNR. Il s'agit de la première métrique à avoir été proposée [88],

$$\text{EDOF} = \frac{d}{d\delta}(2^{\delta}\text{SNR})|_{\delta=0} \tag{4.12}$$

Elle est cependant d'un intérêt limité car elle est dépend du SNR de la mesure.

Condition number

Il est défini comme le rapport entre la plus grande et la plus petite valeur propre. Cette métrique est utilisée dans le cadre du précodage de canal [32]. Cependant, cette métrique ne permet pas de capturer l'effet des valeurs singulières intermédiaires et est donc d'un intérêt limité.

4.2.3 Capacité d'un système multi antennes

La capacité de Shannon pour un système SISO est donnée par

$$C = \log_2(1 + \text{SNR}) \qquad [\text{bit/s/Hz}] \tag{4.13}$$

où SNR est le rapport signal sur bruit. Il découle de l'équation (4.13) que pour obtenir une augmentation de capacité de 1 bit/s/Hz, une augmentation de 3dB du SNR est nécessaire.

Les systèmes MIMO essayent de tirer parti de la diversité spatiale et d'exploiter différents sous-canaux. Lorsque l'émetteur n'a pas connaissance du canal de communication, la puissance est répartie uniformément sur chaque antenne émettrice, et la relation donnant la capacité du canal MIMO pour un canal complexe gaussien i.i.d. est donnée par [88]

$$C = \log_2 \det[\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\text{SNR}}{N_T}.\mathbf{H}\mathbf{H}^H] \qquad [\text{bit/s/Hz}] \tag{4.14}$$

où $\mathbf{I}_{N_R}$ est une matrice identité de taille N_R. On peut montrer que la capacité augmente linéairement avec le nombre d'antennes pour un SNR fixé. De même, en utilisant (4.4), on peut montrer que la formule de la capacité se réduit à

$$C = \sum_{i=1}^{r} \log_2(1 + \frac{\text{SNR}}{N_T}\lambda_i) \tag{4.15}$$

où λ_i sont les valeurs propres et r est le rang de la matrice. Cette formule fait clairement apparaître l'intérêt de chacune des valeurs propres et du rang de la matrice dans la définition de la performance du système.

Lorsqu'on mesure un canal de communication sans fil, plusieurs réalisations sont nécessaires afin de modéliser les propriétés statistiques du canal. La capacité ergodique est la capacité moyennée sur l'ensemble des réalisations

$$C_e =< \log_2(\det[\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\text{SNR}}{N_T}\mathbf{H}\mathbf{H}^H]) > \tag{4.16}$$

4.2.4 Modèle de Kronecker

Le cas évoqué ci-dessus où la matrice de transfert **H** est complexe gaussienne et les éléments sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.) n'est pas représentatif d'une situation réelle car il ne tient pas compte notamment de la corrélation entre antennes.

On définit la matrice de corrélation **R**, comme la matrice reprenant les corrélations entre tous les éléments de la matrice **H**. Cette matrice de corrélation est donnée par

$$\mathbf{R} =< \text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H > \tag{4.17}$$

où vec est l'opérateur qui transforme une matrice $N_R \times N_T$ en un vecteur $N_R N_T \times 1$ en concaténant chaque colonne de la matrice **H**. La matrice **R** ainsi obtenue est hermitienne et de taille $N_R N_T \times N_R N_T$. Les éléments diagonaux de cette matrice valent 1. Elle est définie semi-positive (toutes les valeurs propres sont définies positives ou nulles).

Une matrice **H** avec la corrélation donnée par **R** peut être générée à partir d'une matrice de Rayleigh non corrélée $\mathbf{H}_w$ selon

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{R}^{1/2}\text{vec}(\mathbf{H}_w) \tag{4.18}$$

et $\mathbf{R}$=$\mathbf{R}^{1/2}$ $(\mathbf{R}^{1/2})^H$. On remarque que si $\mathbf{R} = \mathbf{I}_{N_R N_T}$, alors la matrice générée correspond au cas non corrélé ($\mathbf{H}_w$).

Pour un système 2×2, la matrice de corrélation **R** s'écrit [68]

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1 & r_1 & t_1 & s_1 \\ r_1^* & 1 & s_2 & t_2 \\ t_1^* & s_2^* & 1 & r_2 \\ s_1^* & t_2^* & r_2^* & 1 \end{pmatrix}$$

où

- $r_1 = < H_{11}H_{21}^* >$ et $r_2 = < H_{12}H_{22}^* >$ sont les coefficients de corrélation en réception mesurés respectivement depuis les antennes 1 et 2 en émission.
- $t_1 = < H_{11}H_{12}^* >$ et $t_2 = < H_{21}H_{22}^* >$ sont les coefficients de corrélation en émission mesurés respectivement depuis les antennes 1 et 2 en réception.
- $s_1 = < H_{11}H_{22}^* >$ et $s_2 = < H_{21}H_{12}^* >$ sont les coefficients de corrélation croisés du canal

Déterminer tous les coefficients devient très vite une tâche très compliquée en particulier pour des réseaux d'antennes plus larges. Dès lors, sous certaines hypothèses, il est possible de simplifier la création de la matrice de corrélation et d'obtenir ainsi le modèle de Kronecker [52]. Les deux hypothèses de ce modèle sont [68]

A. La corrélation entre deux antennes en réception (en émission) est indépendante de l'antenne d'émission (de réception)(soit $r_1 = r_2$ et $t_1 = t_2$ dans le cas 2×2)

B. Les coefficients de corrélation croisés (s_1 et s_2) sont donnés par le produit des coefficients de corrélation en émission et réception correspondant aux deux sous canaux ($s_1 = r_1 t_1$ et $s_2 = r_2 t_2$ dans le cas 2×2)

Sous ces hypothèses, on montre que la matrice de corrélation **R** est donnée par le produit de Kronecker des matrices de corrélation en émission et réception,

$$\mathbf{R} = \mathbf{R_{RX}} \otimes \mathbf{R_{TX}} \tag{4.19}$$

où $\otimes$ est le produit de Kronecker défini par

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{pmatrix} a_{11}B & \dots & a_{1N}B \\ \vdots & \dots & \vdots \\ a_{N1}B & \dots & a_{NN}B \end{pmatrix}$$

et

$$\mathbf{R}_{\mathbf{TX}} = < (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^T > \quad (4.20)$$
$$\mathbf{R}_{\mathbf{RX}} = < \mathbf{H}\mathbf{H}^H > \quad (4.21)$$

La matrice de canal peut être alors obtenue par

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\mathbf{RX}}^{1/2}\mathbf{H}_w(\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}^{1/2})^T \quad (4.22)$$

L'intérêt de ce modèle est immédiat puisque les opérations sur vec($\mathbf{H}$) sont remplacées par des opérations matricielles bien plus simples à effectuer. De plus, seules les corrélations entre antennes doivent être spécifiées, soit un seul paramètre pour un système MIMO 2×2.

On peut facilement montrer que la corrélation entre antennes a un effet négatif sur la capacité du canal [73]. Ce modèle a déjà largement été validé lors de nombreuses campagnes de mesures [52]. Nous avons vu qu'il reposait sur diverses hypothèses. En particulier, le modèle de Kronecker implique que le spectre des angles de départ est totalement indépendant du spectre des angles d'arrivée. Il a été montré que dans certaines circonstances, ce modèle n'est pas valable [71]. Un nouveau modèle a été proposé dans [99] afin de palier les défauts du modèle de Kronecker. Néanmoins, le modèle de Kronecker reste souvent utilisé. Dans le cas d'une chambre réverbérante, l'environnement est très riche en multi-trajets et il n'existe donc pas de lien entre angle de départ et angle d'arrivée. Le modèle de Kronecker semble donc adapté.

Afin de vérifier si un canal est bien de type Kronecker, une méthode a été proposée dans [104]. Celle-ci consiste à séparer la matrice de corrélation $\mathbf{R}$ en un produit de Kronecker de deux matrices hermitiennes $\mathbf{X}$ et $\mathbf{Y}$ afin de comparer le résultat avec les matrices $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$ et $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$ directement issues des mesures. Les détails de la méthode sont présentés dans [103].

Application du modèle : effet de l'antenne

Nous avons montré au chapitre précédent que la corrélation entre antennes dans une chambre réverbérante pouvait varier fortement en fonction du diagramme de rayonnement de l'antenne. Afin d'établir l'implication du choix d'antenne sur un système MIMO, nous avons implémenté un modèle de Kronecker basé sur (4.22) où chacune des matrices de corrélation est définie en utilisant les fonctions de corrélation spatiale établies au chapitre précédent. La capacité d'un système 2×2 avec un SNR de 10dB a été évaluée pour différentes antennes

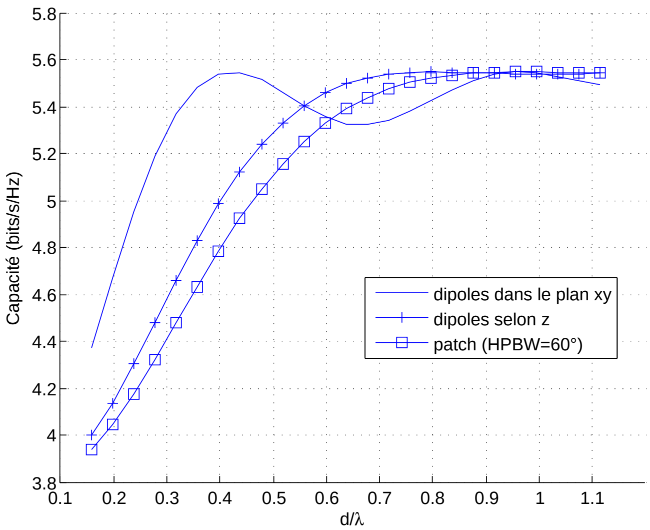

FIGURE 4.2: Capacité d'un système MIMO 2×2 en fonction de la distance entre antennes pour différents types d'antennes

et ce en fonction de l'espacement entre antennes. Le résultat est présenté sur la figure 4.2. On voit clairement que l'augmentation de la distance entre antennes augmente la capacité. Mais en particulier, on peut constater que, en fonction du type d'antenne, la convergence vers la capacité obtenue dans un canal i.i.d. est atteinte plus ou moins vite.

Plus la décorrélation entre antennes est rapide en fonction de l'espacement entre antennes, plus la capacité augmente rapidement. La vitesse de décorrélation en fonction de l'espacement entre antennes est liée au diagramme de rayonnement. On voit sur la figure 4.2 que plus le diagramme de rayonnement est directif et plus la corrélation est forte. On voit clairement sur la figure 4.2 que le palier est atteint pour l'antenne patch après environ 0.9λ.

4.3 Modèle MIMO bande étroite en chambre réverbérante

4.3.1 Validité du modèle de Kronecker

Afin de vérifier de manière quantitative l'exactitude du modèle de Kronecker dans le cas d'une chambre réverbérante, nous avons appliqué la méthode proposée dans [103]. Cette méthode consiste à partir de la matrice de corrélation totale, **R**, et de la factoriser selon une méthode de moindres carrés en deux matrices, **X** et **Y**, telles que ces deux matrices peuvent être comparées aux résultats des mesures. Il s'agit en fait d'un problème d'optimisation donné par

$$\Psi = \text{argmin}_{\mathbf{X},\mathbf{Y}}\{||\mathbf{R} - \mathbf{X} \otimes \mathbf{Y}||_F\} \tag{4.23}$$

où $||.||_F$ est la norme de Frobenius [68]. On conclut que le modèle de Kronecker est applicable si la différence entre $\mathbf{X}$ avec $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$ et $\mathbf{Y}$ avec $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$ est petite. On utilise à cet effet également la norme de Frobenius [103].

Terme de comparaison de l'erreur	2×2	4×4
$\Psi(\mathbf{R}, \mathbf{X} \otimes \mathbf{Y})$	6.27%	20.58%
$\Psi_{(\mathrm{R}_{TX},\mathrm{R}_{RX})}(\mathbf{R}, \mathbf{R}_{\mathrm{TX}} \otimes \mathbf{R}_{\mathrm{RX}})$	6.52%	20.87%
$\Psi(\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}, \mathbf{X})$	0.9%	1.75%
$\Psi(\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}, \mathbf{Y})$	2.17%	2.15%

TABLEAU 4.1: Erreurs du modèle de Kronecker

Le résultat est présenté dans le tableau 4.1 pour la grande chambre avec les cornets et un espacement entre antennes de λ. On voit que l'erreur entre la matrice de corrélation $\mathbf{R}$ et le produit de Kronecker des deux matrices générées par la méthode, $\mathbf{X}$ et $\mathbf{Y}$ est plus importante pour le cas à 4 antennes que le cas à 2 antennes. Le modèle de Kronecker n'est fiable que pour un nombre faible de sous-canaux. Cette observation a déjà été faite dans [71]. Il est également intéressant de noter que l'erreur entre $\mathbf{R}$ et le produit de Kronecker de $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$ et $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$ est très proche de l'erreur par rapport aux matrices $\mathbf{X}$ et $\mathbf{Y}$ (6.27%/6.52% et 20.58%/20.87%). Ceci confirme que $\mathbf{X}$ et $\mathbf{Y}$ sont bien de bonnes approximations de $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$ et $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$. En guise de conclusion, on peut dire que le modèle de Kronecker est applicable dans la chambre pour des réseaux jusque 4 antennes. En effet, dans ce cas, 80% de la matrice de canal est correctement prédite par le modèle de Kronecker.

4.3.2 Validation du modèle de canal

Pour valider ce modèle MIMO en bande étroite, il nous faut vérifier les propriétés de multiplexage et de diversité du canal [105]. Pour ce faire, nous utilisons deux métriques, d'une part la capacité du canal et d'autre part, la distribution des valeurs propres.

Nous avons effectué une mesure MIMO 4×4 dans la chambre moyenne avec des antennes dipoles espacées de $\lambda/6$. De la sorte, nous assurons une corrélation

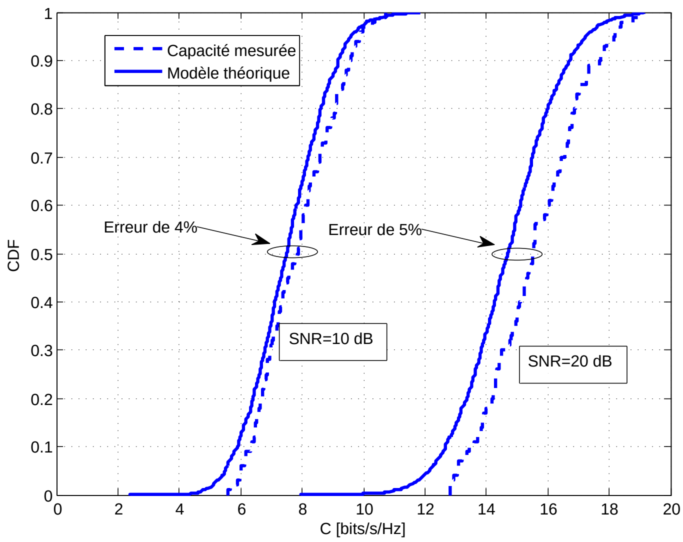

FIGURE 4.3: Capacité déduites des matrices **H** mesurées et celles déduites du modèle théorique avec 10 et 20 dB de SNR (capacité assez faible car les antennes sont proches et fortement corrélées)

élevée entre antennes et pouvons réellement voir l'efficacité du modèle de Kronecker. Ces mesures ont été effectuées avec un réseau virtuel et n'incluent donc pas d'effet de couplage. Nous avons ensuite généré 1000 matrices selon (4.24) en utilisant l'expression analytique de la corrélation entre dipoles $\lambda/6$ pour modéliser les matrices de corrélation $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$ et $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$.

La densité de probabilité cumulée (CDF) de la capacité a été estimée pour un SNR de 10 et 20 dB à partir des matrices **H** mesurées ainsi qu'à partir du modèle. Le résultat est présenté sur la figure 4.3.

On peut observer sur la figure 4.3 que la différence entre le modèle théorique et expérimental est seulement de quelques pourcents. Nous avons également tracé la densité de probabilité cumulée des valeurs propres pour les matrices mesurées et le modèle. Le résultat est donné sur la figure 4.4. Seules deux valeurs propres sont significatives à cause de la forte corrélation entre antennes. Pour ces deux valeurs propres, on voit que la différence entre le modèle et la mesure est de nouveau très petite (5% à 0.5 de CDF pour la grande valeur propre) justifiant la validité du modèle ici proposé.

4.3.3 Modèle MIMO bande étroite proposé en chambre réverbérante

Nous avons vu que le modèle de Kronecker était valable pour près de 80% dans un MIMO 4×4 avec des antennes dirigées vers la pale mécanique. On peut donc dire que la partie diffuse de la matrice de transfert **H**, est bien modélisée par

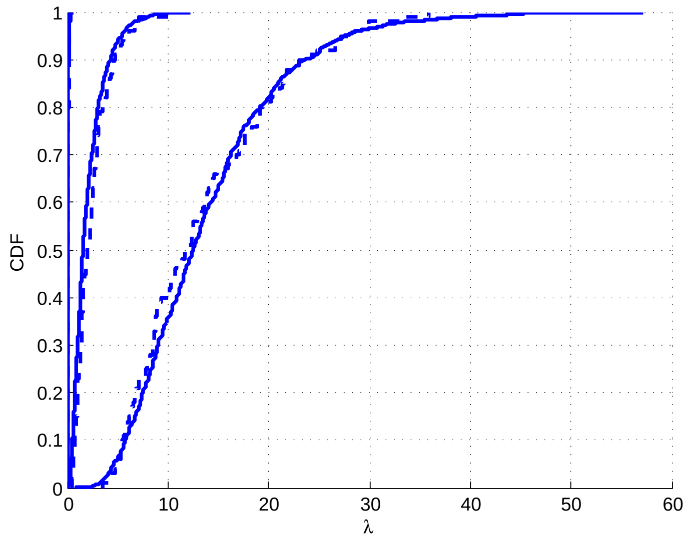

FIGURE 4.4: CDF des 2 valeurs propres significatives pour la mesure et le modèle (seulement deux significatives car la corrélation entre antennes est très forte)

Type d'antenne	Expression analytique	Distance du premier zéro (d/λ)
Dipole $\lambda/2$ et monopole	${}_1F_2\left(2.5; (1,3); -\frac{(\frac{2\pi}{\lambda}d)^2}{4}\right)$	0.45
Antenne patch avec HPBW (*n*,*m*) donné par 3.65	${}_1F_2\left(n+1; (1+m, n+3/2); -\frac{(\frac{2\pi}{\lambda}d)^2}{4}\right)$	0.65 (avec $n = m = 1.5$)

TABLEAU 4.2: Corrélation entre antennes en chambre réverbérante avec d la distance entre antennes

un modèle de type Kronecker. Le modèle MIMO (sans composante cohérente) en bande étroite est alors donné par

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\mathrm{RX}}^{1/2}\mathbf{H}_w(\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}^{1/2})^T \tag{4.24}$$

où les éléments des matrices $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$ et $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$ sont donnés en fonction du type d'antennes dans le tableau 4.2.

A titre d'exemple, la matrice $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$ ou $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$ pour un réseau 2×2 de dipoles espacés de $\lambda/2$ est

$$\mathbf{R}_{R_X} = \begin{pmatrix} 1 & -0.185 \\ -0.185 & 1 \end{pmatrix} \tag{4.25}$$

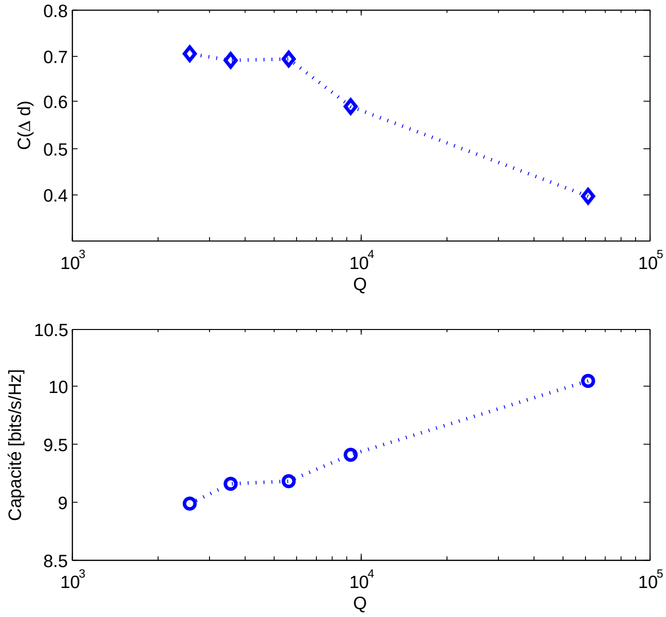

FIGURE 4.5: Corrélation entre antennes au récepteur en fonction du nombre d'absorbants dans la grande chambre ainsi que la capacité

4.3.4 Effet des absorbants sur la capacité

Finalement, nous avons voulu évaluer l'effet des absorbants en terme de capacité des systèmes MIMO. Nous avons effectué des mesures MIMO dans la grande chambre avec les antennes cornets dirigées respectivement vers la pale et le mur. De la sorte, nous pouvons évaluer strictement la partie diffuse du canal. L'ajout d'absorbants a pour effet de diminuer le caractère isotrope de la chambre. De plus, le nombre de multi-trajets entre émetteur et récepteur diminue. Nous avons ajouté jusque 4 absorbants. Pour chaque scénario, nous avons mesuré la capacité du canal mais aussi la corrélation entre antennes au récepteur. Les deux sont présentés sur la figure 4.5 montrant clairement le lien entre l'augmentation de la corrélation et la diminution de la capacité. On peut noter que la capacité reste cependant assez élevée et souffre finalement assez peu de l'ajout d'absorbants.

4.4 Modèle SISO large bande en chambre réverbérante

Si le modèle MIMO en bande étroite est intéressant pour estimer des paramètres telle que la capacité, un modèle large bande reste le plus utile dans l'optique de tests sur systèmes réels. Avant de passer au modèle MIMO, nous proposons d'abord un modèle SISO large bande qui sera ensuite étendu au cas MIMO. Ce modèle doit décrire complètement les caractéristiques de la réponse impulsionnelle. Nous allons utiliser un modèle tap delay line [66], c'est à dire que la réponse impulsionnelle est discrétisée en N taps (de $\Delta\tau$ égaux).

4.4.1 Modélisation théorique SISO du canal large bande en chambre réverbérante

En règle générale, la réponse impulsionnelle d'un système SISO dépend de l'angle d'arrivée (Ω_{RX}), de l'angle de départ (Ω_{TX}), du délai (τ) ainsi que du temps (t). Dans une chambre réverbérante, il a été montré que le spectre angulaire était isotrope et non corrélé. Nous avons également vérifié que la phase de chaque tap (partie diffuse) était distribuée uniformément de 0 à 2π. La réponse impulsionnelle est donc choisie de type

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i(\tau, t)\delta(\tau - \tau_i) \tag{4.26}$$

où α_i sont les amplitudes complexes des N rayons arrivant au récepteur. Nous avons également vu au chapitre précédent que la réponse impulsionnelle (où plus précisément le PDP) était de forme exponentielle en fonction du délai. Il reste à déterminer les caractéristiques statistiques individuelles de chaque tap de cette réponse impulsionnelle. En particulier, on s'intéressera à la modélisation du premier ordre (distribution de l'amplitude d'un tap) ainsi qu'à celle du deuxième ordre (corrélation de l'amplitude d'un tap en fonction du temps).

Afin de déterminer la distribution de l'amplitude de chaque tap, il est important de rappeler qu'un tap suffisamment long (c'est à dire de durée supérieure à (3.42)), sera composé d'une somme d'un grand nombre d'ondes venant de chemins différents et non corrélées. Cette situation mène à une distribution de l'enveloppe du tap selon une loi de Rayleigh. Cependant, nous avons vu également que des composantes cohérentes pouvaient exister. Ces composantes vont le plus généralement correspondre à une réflexion sur une paroi voire à une ligne de vue directe. Elles seront donc présentes à certains délais bien précis. Dans le cas d'une composante cohérente forte, nous aurons une distribution de Rice [42],

$$\text{PDF}(|h(t)|) = \frac{|h(t)|}{\sigma^2} e^{-\frac{|h(t)|^2 + A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{|h(t)|A}{\sigma^2}\right) \tag{4.27}$$

où A et σ sont les paramètres de la distribution de Rice et I_0 est une fonction de Bessel modifiée I d'ordre 0. Cette distribution se réduit à une distribution de Rayleigh si $A = 0$. Un paramètre important caractérisant la distribution de Rice est le facteur de Rice, K, donné par

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \tag{4.28}$$

Le facteur de Rice est le rapport entre la puissance cohérente, A^2 et la puissance diffuse, $2\sigma^2$. Afin d'évaluer ces paramètres de Rice, et en particulier le facteur de Rice, en fonction du tap, nous partons des principes de modélisation déjà exposés dans cette thèse et similaires à [60]. La distance moyenne parcourue par une onde traversant une chambre réverbérante de volume V est donnée par $V^{1/3}$ [60]. Dès lors, pour un tap de délai τ, le nombre moyen de fois qu'une onde a traversé la chambre est donné par

$$R = \frac{\tau c}{V^{1/3}}. \tag{4.29}$$

où c est la vitesse de la lumière. Dans [60], les auteurs définissent la probabilité pour une onde d'interagir avec la pale mécanique. Celle-ci est donnée par

$$\mathrm{Pr}(\text{toucher la pale}) = \frac{V_s^{2/3}}{V^{2/3}} \tag{4.30}$$

où V_s est le volume du cylindre englobant la pale mécanique. Il est important de noter que cette approximation a du sens uniquement dans le cadre d'une antenne émettant dans toutes les directions et n'illuminant pas directement la pale mécanique. Nous proposons donc sur base de cette théorie, de définir le facteur de Rice K comme étant proportionnel à la probabilité de ne pas toucher la pale mécanique soit

$$K \div \left[1 - \frac{V_s^{2/3}}{V^{2/3}}\right]^R \tag{4.31}$$

4.4.2 Caractérisation expérimentale de la réponse impulsionnelle large bande

Afin de caractériser la réponse impulsionnelle en chambre réverbérante, nous avons travaillé sur les trois chambres. La principale différence entre d'une part la petite et la moyenne et d'autre part la grande chambre, est le type de pale mécanique. Alors que nous avons utilisé la grande chambre de telle sorte à minimiser la composante cohérente, les chambres moyenne et petite sont quant à elles caractérisées par plusieurs chemins cohérents. Les deux situations peuvent être intéressantes en fonction du scénario de mesure envisagé.

Chambre réverbérante petite et moyenne

Nous avons effectué des mesures dans ces chambres avec les antennes UWB sans ligne de vue directe. Nous avons mesuré la réponse en fréquence sur 200 MHz de bande autour de 5 GHz avec 1601 points. Grâce à une IFFT, (avec un zéro padding sur 2048 points), la réponse impulsionnelle a été obtenue. Dans ce cas, la durée d'un tap est de 3.9 ns.

Afin d'évaluer la distribution d'amplitude, nous avons tout d'abord utilisé la méthode de Akaike [1]. Celle-ci permet de déterminer la distribution théorique la plus probable parmi un ensemble de distributions. Nous avons donc testé différentes distributions parmi lesquelles Rayleigh, Rice ou Log-normale. Nous avons trouvé que les distributions de Rayleigh et de Rice étaient le plus souvent rencontrées. Cependant, la méthode de Akaike présente un inconvénient majeur dans le cadre de cette estimation. Lorsque l'amplitude du champ diffus est environ égale à l'amplitude du champ cohérent (soit un facteur de Rice de 0dB), la méthode de Akaike oscille entre une distribution Rayleigh et une distribution de Rice. Nous nous sommes donc tournés vers une deuxième méthode.

Puisque la loi de Rayleigh est un cas particulier de la loi de Rice (quand $A = 0$), nous avons décidé d'estimer toujours les paramètres de Rice en utilisant les relations (2.64) et (2.66). Avec cette méthode, une puissance diffuse et cohérente est toujours trouvée. Lorsque la puissance cohérente tend vers zéro, on a alors l'équivalent d'une distribution de Rayleigh. Nous avons effectué la mesure dans la chambre moyenne (NLoS) sur 200 MHz de bande autour de 5 GHz avec les antennes UWB. Le résultat est présenté sur la figure 4.6. On voit clairement que la puissance cohérente est importante seulement au début, là où la probabilité de toucher la pale est faible, alors que la puissance diffuse augmente et décroît ensuite progressivement tout en restant toujours supérieure à la puissance cohérente au delà de 200 ns. Dans les premiers taps, il n'y a que peu de puissance diffuse qui arrive au récepteur. Au fur et à mesure que le délai augmente, plus de rayons arrivent augmentant donc la puissance diffuse. Au bout d'un certain délai, (environ vers 200-250 ns) le nombre de réflexions sur les parois augmentent et la puissance diffuse reçue diminue pour des plus long délais.

Avec seulement deux chambres différentes, il est difficile de tirer une loi générale permettant de définir jusque quel délai, la composante cohérente est la plus importante. Cependant une règle de bonne pratique consiste à considérer que la distribution de Rice est la plus adaptée pour les taps jusqu'à un délai égal à la moitié du delay spread (soit respectivement 190 et 280 ns dans la petite et moyenne chambre).

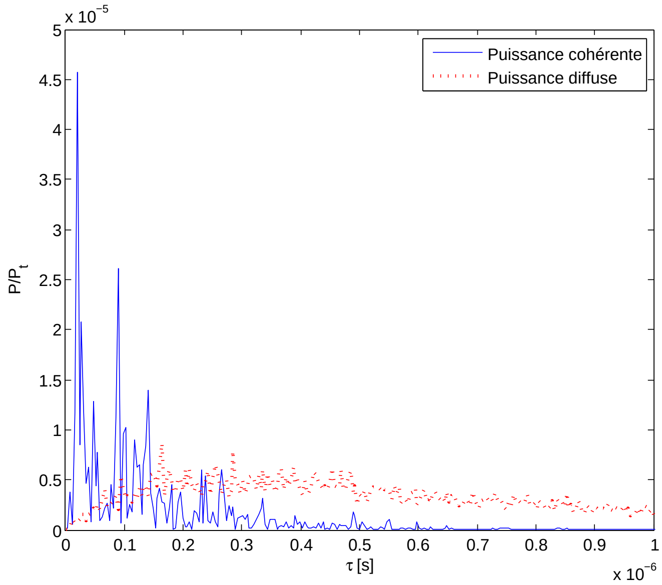

FIGURE 4.6: Puissance cohérente et diffuse de la distribution de Rice pour chaque tap de la réponse impulsionnelle dans la chambre moyenne

Nous avons ensuite représenté le facteur de Rice (pour la moyenne et petite chambre) sur la figure 4.7. On voit apparaître deux zones, une première s'étendant de 0 à 200 ns environ où les taps peuvent être modélisés selon une loi de Rice avec un facteur de Rice supérieur à -5dB et une zone au delà de 200 ns où les taps peuvent être modélisés sans erreur importante selon une loi de Rayleigh (facteur de Rice inférieur à -5dB).

Nous allons maintenant modéliser le facteur de Rice des premiers taps. A partir de (4.31), un modèle peut être établi donné par

$$K(dB) = K_0 + 10R\log_{10}\left[1 - \frac{V_s^{2/3}}{V^{2/3}}\right] \tag{4.32}$$

Dans la première partie ($\tau \leq +/-200$ ns), nous représentons le facteur de Rice (K) mesuré en fonction du délai(τ) ainsi que la droite théorique donnée

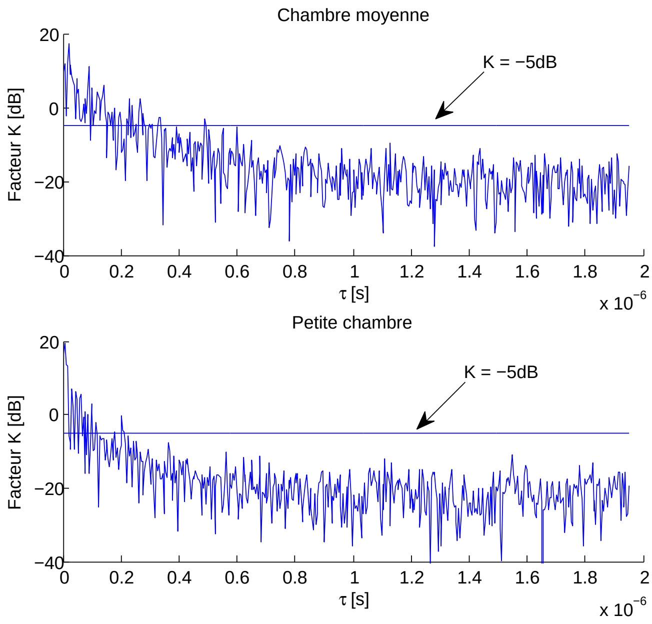

FIGURE 4.7: Facteur de Rice de chaque tap en fonction du délai pour la moyenne et petite chambre

par (4.32). Le résultat se trouve sur la figure 4.8. Alors que la droite théorique donne la tendance d'évolution du facteur de Rice en fonction du tap, on observe une grande variabilité. La même conclusion s'applique au résultat dans la petite chambre. Afin d'estimer cette variabilité, l'écart par rapport au modèle a été calculée et la distribution a été évaluée. On suppose que la distribution autour de la moyenne donnée par le modèle théorique ne change pas en fonction du délai. Une distribution de type log-normale a été obtenue avec un écart type de 6.25 dB en moyenne (nous avons obtenu 5.4 dB pour la chambre moyenne et 7.1 dB pour la petite chambre). Le modèle théorique est donc réécrit et donné par

$$K(dB) = K_0 + 10R\log_{10}\left[1 - \frac{V_s^{2/3}}{V^{2/3}}\right] + \chi_{\sigma_K} \tag{4.33}$$

où K_0 est une constante déterminée pour chaque chambre réverbérante et χ_{σ_K} est une variable aléatoire gaussienne en dB avec une écart type de σ_K en dB (de l'ordre de 6.25 dB).

Il nous reste à définir la corrélation entre les réalisations successives d'un même tap. Nous souhaitons modéliser la corrélation de la partie diffuse, c'est à dire de la partie stochastique. Dès lors, nous allons précisément utiliser la formule de la covariance. Celle-ci consiste à retirer la moyenne du signal, ce qui revient à éliminer la partie cohérente.

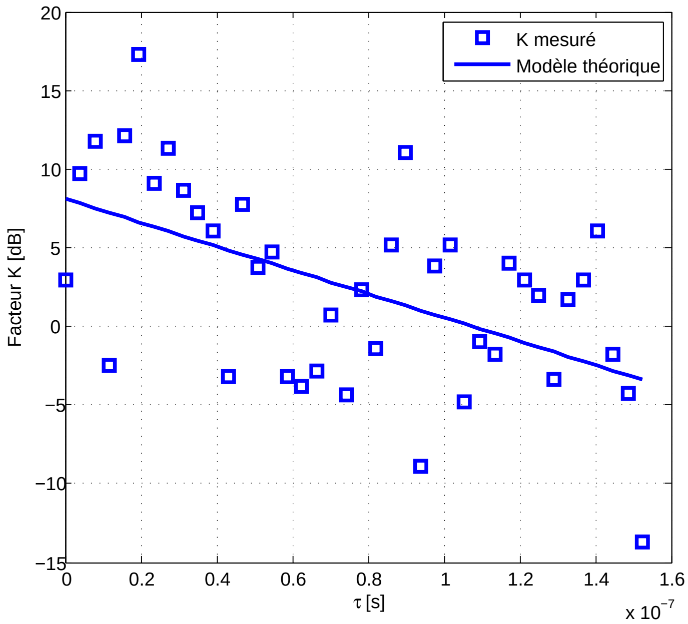

FIGURE 4.8: Facteur de Rice mesuré. Comparaison avec le modèle théorique

Le résultat pour la chambre réverbérante moyenne est présenté sur la figure 4.9. On voit clairement que la covariance diminue avec le délai. Ceci s'explique par l'allongement des chemins parcourus et donc par l'augmentation de possibilités de chemins d'une réalisation à l'autre ainsi que l'augmentation d'impacts multiples avec la pale mécanique.

Grande chambre réverbérante

Les expériences menées dans la grande chambre sont à plusieurs titres différentes. Tout d'abord, nous avons utilisé des antennes cornets très directives. Les deux antennes étaient orientées respectivement vers la pale mécanique et vers le mur afin de maximiser les chemins interagissant avec la pale mécanique. Dès lors, la théorie présentée précédemment n'est plus applicable. Nous avons effectué des mesures autour de 5 GHz avec 1 GHz de bande passante menant à une résolution de 1 ns par tap. Le facteur de Rice en fonction du numéro de tap évalué par la méthode d'estimation des composantes cohérente et diffuse, est présenté sur la figure 4.10. On voit clairement que très peu de taps sont décrits par une distribution de Rice. Il s'agit de plus, des tous premiers taps. Une analyse du PDP nous montre (cf. figure 4.11) que ces premiers taps correspondent à des amplitudes très faibles, soit avant l'arrivée du premier rayon important. Ces distributions de Rice identifiées au début ne sont pas pertinentes car l'amplitude

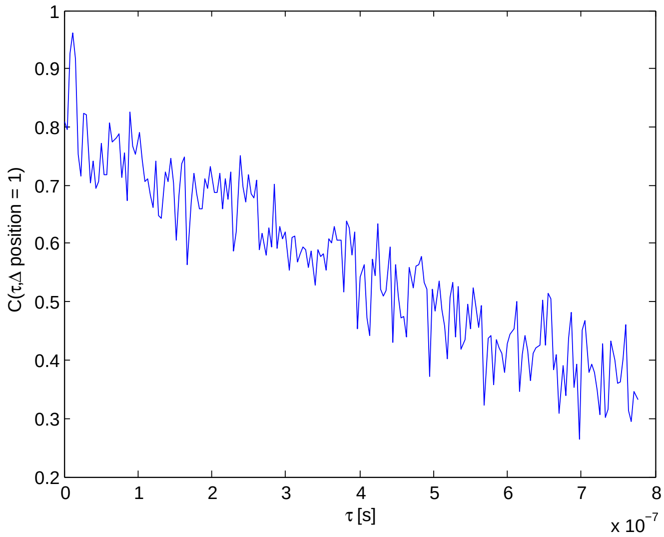

FIGURE 4.9: Covariance entre deux éléments sucessifs pour chaque tap de la réponse impulsionnelle dans la chambre réverbérante moyenne

des taps est très faible (Ils sont théoriquement nuls et les valeurs observées sont dues à la IFFT).

La covariance entre deux réalisations successives pour chaque tap a ensuite été étudiée. Elle est présentée sur la figure 4.11. Le résultat est fort différent de la chambre moyenne. En effet, seuls quelques taps au début présentent une covariance forte. Cependant, ces taps sont principalement d'amplitude très faibles comme on peut le voir sur la figure 4.11 et ce résultat n'est donc pas pertinent. Pour le reste, on voit très clairement sur la figure 4.11 que la corrélation est très faible, dûe au fait que l'antenne est dirigée vers la pale mécanique, assurant un brassage optimum des ondes dans la chambre réverbérante d'une réalisation à l'autre.

4.4.3 Implémentation type du modèle

Nous pouvons maintenant synthétiser l'ensemble des paramètres nécessaires pour l'implémentation du modèle. Nous définissons ici un modèle valable pour une chambre telle la petite ou la moyenne présentées précédemment. A noter que le modèle pour la grande chambre est une version simplifiée (à cause de la différence de brasseur et non à cause du volume) comme expliqué plus loin. La réponse impulsionnelle est donnée par

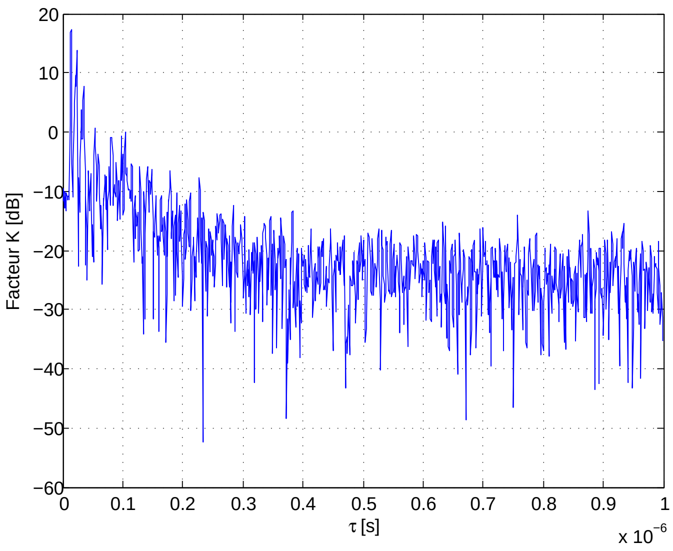

FIGURE 4.10: Facteur de Rice pour chaque tap dans la grande chambre réverbérante

$$h(\tau,t) = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i(\tau,t)\delta(\tau-\tau_i) \tag{4.34}$$

où

$$< |\alpha_i(\tau,t)|^2 >= \frac{P}{\tau_{rms}} e^{-\tau_i/\tau_{rms}} \tag{4.35}$$

où $<>$ est la moyenne sur les réalisations (temps) et P est la puissance totale. La distribution de l'amplitude de chaque tap, $|\alpha_i(\tau,t)|$, est soit Rayleigh, soit Rice ce qui donne

$$< |\alpha_i(\tau,t)|^2 >= \begin{cases} 2\sigma^2 + A^2 & \text{Si Rice} \\ 2\sigma^2 & \text{Si Rayleigh} \end{cases} \tag{4.36}$$

et la phase de chaque tap est uniforme entre 0 et 2π tandis que le facteur de Rice est donné par (4.33). Les paramètres du modèle pour la petite et moyenne chambre sont donnés au tableau 4.3. Un schéma bloc du modèle est donné sur la figure 4.12.

Pour la grande chambre, la philosophie des mesures consistait à illuminer directement la pale. Dès lors, le modèle est similaire en supposant cette fois que

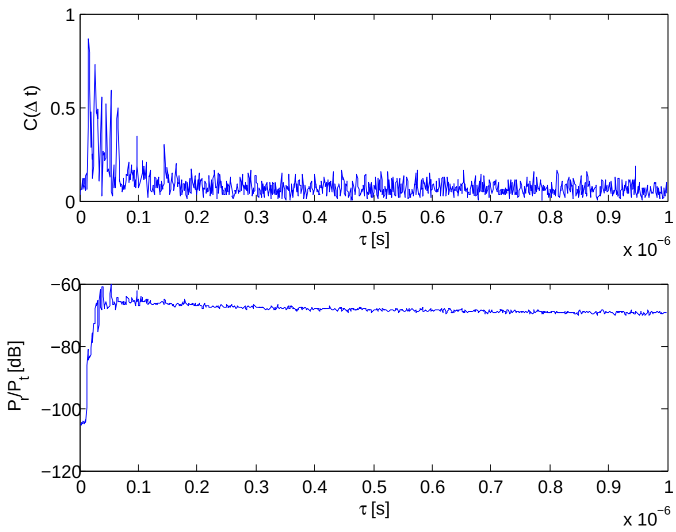

FIGURE 4.11: (a) Covariance entre deux éléments sucessifs pour chaque tap de la réponse impulsionnelle dans la grande chambre réverbérante (b) PDP dans la grande chambre

	$\tau_{rms}(ns)$	$P/P_t(dB)$	$\chi_{\sigma_K}(dB)$	$K_0(dB)$
Petite chambre	370	-25.8	7.1	7.5
Moyenne chambre	560	-26.9	5.4	8.1

TABLEAU 4.3: Paramètres du modèle pour la petite et la moyenne chambre

tous les taps sont distribués selon Rayleigh. Par contre, si on place des antennes omni sans ligne de vue directe et sans illuminer directement la pale, on obtient un modèle similaire au cas précédent.

4.4.4 Validation du modèle

Afin de valider le modèle SISO qui vient d'être présenté, nous devons identifier des moyens de comparaison relativement indépendants des paramètres et significatifs pour les chambres réverbérantes. Dans le modèle, le facteur de Rice est spécifié sous forme d'une valeur moyenne avec une variation lognormale donnée par (4.33). Bien entendu, les valeurs générées par le modèle vont donc différer des mesures puisque chaque tap est caractérisé par un seul facteur de Rice.

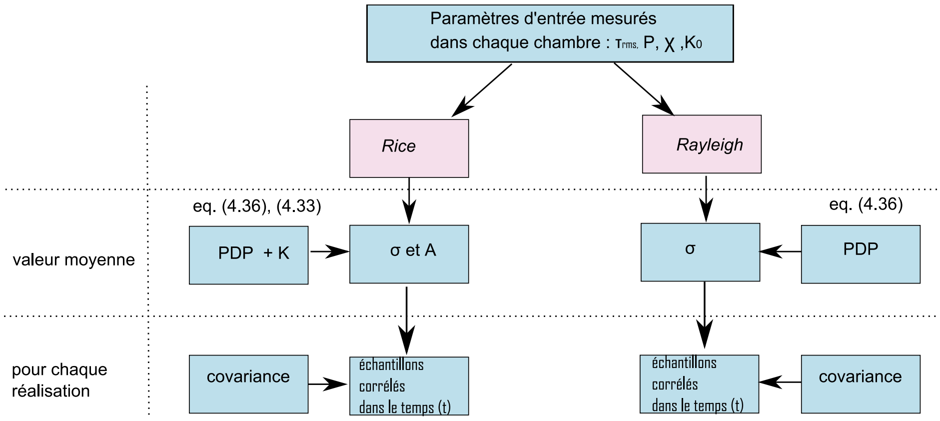

FIGURE 4.12: Schéma bloc de création de $\alpha(\tau, t)$ pour un τ donné

Nous avons donc repris un autre ensemble de mesure dans la chambre moyenne que celui utilisé pour paramétrer le modèle. Les conditions d'expériences variaient légèrement puisqu'il s'agit d'antennes différentes (patch) et les supports des antennes étaient également différents. Nous avons observé au cours de cette thèse que de petites modifications de la chambre pouvaient provoquer des variations importantes du facteur Q mesuré. Ainsi cette deuxième mesure donne un delay spread de 700 ns à comparer aux 560 ns trouvés précédemment dans la même chambre réverbérante.

Le facteur K en fonction du délai pour la mesure et pour le modèle est donné sur la figure 4.13. Visuellement, on note une ressemblance entre la mesure et le modèle y compris au niveau du délai spérant les taps donnés par une loi de Rice et de Rayleigh (environ pour $\tau = 0.5\tau_{rms}$). Afin de quantifier l'écart entre le modèle (4.33) et les mesures, nous avons calculé la distribution des mesures autour de (4.33) ainsi que l'écart type. La distribution est bien à nouveau normale (ou lognormale puisqu'en dB) et l'écart type est de 7 dB, soit une valeur très semblable aux valeurs obtenues précédemment.

Un autre facteur important des chambres est l'existence des composantes diffuse et cohérente. Nous avons donc calculé, pour la chambre moyenne, sur la réponse en fréquence mesurée, la puissance diffuse et cohérente sur la bande. A partir du modèle, nous avons retrouvé la réponse en fréquence par IFFT de la réponse impulsionnelle et nous avons à nouveau extrait la puissance diffuse et cohérente. Le résultat est présenté à la figure 4.14. La puissance cohérente moyenne (sur la puissance transmise) sur la bande pour la mesure était de respectivement -28.24 dB pour le modèle et -27.95dB pour la mesure. A partir de la puissance diffuse de la mesure et du modèle, nous avons calculé le facteur Q

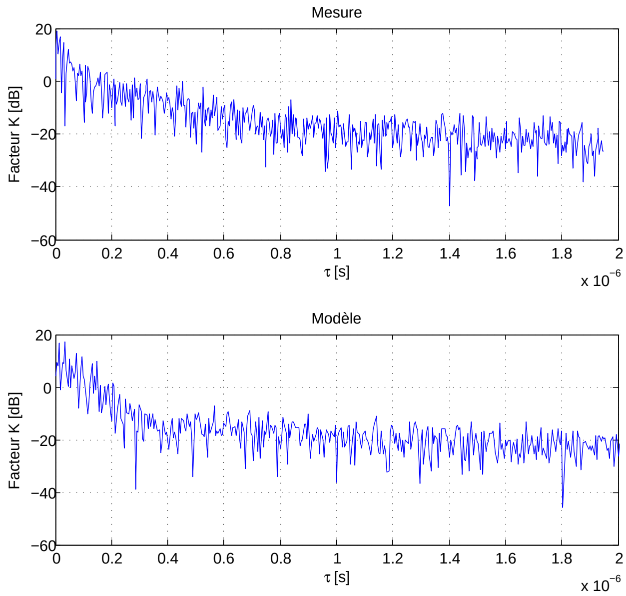

FIGURE 4.13: Facteur K pour une autre mesure dans la chambre moyenne et facteur K simulé par le modèle

selon (3.36) et avons obtenu respectivement 18024 et 18913 soit une très bonne correspondance.

Enfin, notons que des tests ont été effectués pour des chambres avec absorbants (1 ou 2). Dans ce cas, le paramètre delay spread est changé mais le mécanisme donnant le facteur de Rice (4.33) reste globalement inchangé. En effet, la surface d'absorption lorsque 1 (ou 2) absorbant est placé est faible par rapport à la surface totale et le raisonnement présenté plus haut est toujours applicable. Dans le cas de chambres très chargées ou la surface d'absorbants représente environ plus de 25$\%$ de la surface totale, le modèle n'est plus valable.

4.5 Modèle MIMO large bande en chambre réverbérante

Après avoir présenté le modèle SISO, nous pouvons développer un modèle MIMO sur le même principe que le modèle bande étroite. Nous utilisons donc un modèle de Kronecker. Ce modèle est donné par

$$\mathbf{H}^{(k)} = \mathbf{R}_{\text{RX}}^{1/2(k)} \mathbf{G}^{(k)} (\mathbf{R}_{\text{TX}}^{1/2(k)})^T \tag{4.37}$$

où l'indice (k) correspond à chaque tap et $\mathbf{G}^{(k)}$ est la matrice de transfert où l'élement (i, j) est le tap k de la réponse impulsionnelle entre l'émetteur j et le

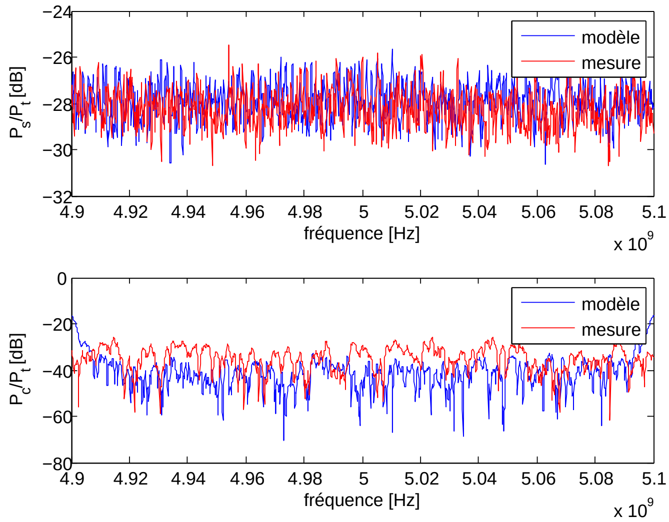

FIGURE 4.14: Puissance diffuse et puissance cohérente pour le modèle et la mesure dans la chambre moyenne sans absorbant

récepteur i. Ce modèle possède l'avantage que toutes les caractéristiques de la réponse impulsionnelle sont facilement modifiables dans **G**. L'utilisation de ce modèle suppose l'évaluation de la matrice de corrélation à l'émetteur et au récepteur pour chaque tap. Nous faisons l'hypothèse ici que la matrice de corrélation aussi bien à l'émetteur qu'au récepteur est indépendante du tap. Nous supposons, comme précédemment, que les taps sont suffisamment longs que pour contenir un grand nombre de rayons. Chaque tap est donc caractérisé par le même spectre d'incidence. Puisque la corrélation dépend du spectre d'incidence, on peut supposer raisonnablement que la corrélation entre antennes est indépendante du tap. On obtient alors

$$\mathbf{H}^{(k)} = \mathbf{R}_{\text{RX}}^{1/2}\mathbf{G}^{(k)}(\mathbf{R}_{\text{TX}}^{1/2})^T \tag{4.38}$$

Nous venons de montrer que dans le cas de la moyenne et petite chambre, la réponse impulsionnelle est caractérisée partiellement par des taps distribués selon Rice. Il est donc nécessaire d'adapter le modèle donné par (4.38). En effet, un modèle de Kronecker classique est appliqué à chaque tap. Cependant, la corrélation entre antennes porte sur la partie diffuse et on réécrit donc le modèle

$$\mathbf{H}^{(k)} = \sqrt{\frac{K^{(k)}}{1+K^{(k)}}}\bar{\mathbf{H}}^{(k)} + \sqrt{\frac{1}{1+K^{(k)}}}\mathbf{R}_{\text{RX}}^{1/2}\mathbf{G}_{\text{diffus}}^{(k)}(\mathbf{R}_{\text{TX}}^{1/2})^T \tag{4.39}$$

où $\sqrt{\frac{K^{(k)}}{1+K^{(k)}}}\bar{\mathbf{H}}^{(k)} =< \mathbf{H}^{(k)}(t) >$, soit la moyenne de la composante cohérente de la matrice pour le tap k. Bien entendu, la matrice $\mathbf{G}_{\text{diffus}}$ n'est alors plus constituée que de la partie diffuse. A nouveau, nous ne présentons pas de validation spécifique puisque nous nous sommes précédemment, déjà concentrés sur la validation de la réponse impulsionnelle et sur la validation de la corrélation entre antennes.

4.6 Conclusion du chapitre

Ce chapitre nous a permis tout d'abord de présenter et valider un modèle de canal MIMO en bande étroite. Nous avons utilisé un modèle de type Kronecker. Ce type de modélisation se prête particulièrement bien à la chambre réverbérante. En effet, chaque direction de départ se couple avec de nombreuses directions d'arrivée, ce qui constitue l'hypothèse fondamentale de Kronecker. Ce modèle a été validé sur base de la capacité, mais aussi sur base de la distribution des valeurs propres. Ce dernier paramètre est en effet beaucoup plus précis quant à la qualité du modèle. Grâce à ce modèle et aux précédents résultats de corrélation entre antennes, nous avons pu comparer le comportement de systèmes MIMO avec faible espacement entre antennes.

Nous avons ensuite présenté un modèle MIMO large bande également basé sur une décomposition de Kronecker. Nous avons mis l'accent sur les caractéristiques de la réponse impulsionnelle. En particulier, la pale mécanique au plafond implique la présence de diverses composantes cohérentes et les premiers taps de la réponse impulsionnelle sont donc caractérisés par une distribution de Rice. Ce modèle a été validé expérimentalement.

La modélisation large bande permet de mieux comprendre les limites d'utilisation exactes de la chambre. Tout d'abord, le facteur de Rice peut atteindre des valeurs très élevées pour les premiers taps dans le cadre de chambres avec pale mécanique au plafond. De plus, comme déjà montré précédemment, le delay spread de ces systèmes est particulièrement élevé limitant potentiellement les performances du système que l'on voudrait tester dans cet environnement.

Chapitre 5

Application des chambres réverbérantes

Abstract - : Afin de mettre en évidence l'intérêt des chambres réverbérantes, ce chapitre présente deux applications des résultats précédents. Nous commençons par comparer l'environnement intra-véhiculaire à une chambre réverbérante. Des mesures en voiture sont ainsi présentées et les points communs avec la chambre réverbérante, mis en évidence. Ensuite, nous présentons des résultats de simulations OFDM et SC-FDE sur un canal de chambre réverbérante. Nous comparons les performances de ces algorithmes entre le modèle en chambre réverbérante et le modèle de canal classique du standard IEEE 802.11n.

5.1 Modélisation du canal à l'intérieur d'un environnement confiné

5.1.1 Revue de la littérature sur l'utilisation de chambres réverbérantes comme modèles de canal intra-véhiculaire

Les environnements intra-véhiculaires ont attiré l'attention de nombreux chercheurs par leur caractère très particulier. Les avions sont, par exemple, des environnements très confinés où on peut prévoir de nombreuses réflexions. De même pour les voitures, les trains ou les bus. On trouve dans la littérature différentes études. Celles-ci se différencient par leurs approches et le type d'environnement étudié.

Les avions ont d'abord attiré l'attention de centres militaires et aérospatiaux. Le premier problème fut initialement lié à la compatibilité électromagnétique dans ces environnements hautement sécuritaires [30]. Ensuite, la possibilité de déployer des réseaux sans fil à l'intérieur des avions est apparue comme une application intéressante pour limiter, par exemple, les réseaux de terrain filaires.

Des simulations (Ray Tracing) sont proposées dans [102] afin de caractériser la cabine avec et sans passagers. Cependant, le niveau de détails et le nombre de réflexions sont difficilement reproductibles en simulation. Des mesures en bande étroite et dans différents appareils (Boeing 747/777/767, Airbus A320) ont été proposées par la NASA dans [101]. Un rapport de l'armée américaine présente également des mesures dans une cabine de Boeing dans [49]. Plus récemment, des mesures de path loss ont été présentées dans [50]. On trouve également une caractérisation de la réponse impulsionnelle par zone dans un airbus A319 [20].

Les voitures ont également attiré l'attention. Il s'agit d'un domaine qui continue à générer de nombreuses recherches notamment dans le cadre du développement du standard de communication voiture-voiture ou voiture-infrastructure, 802.11p. Dans [100], des simulations de ray tracing à l'intérieur d'une voiture sont présentées. Cependant, pour des raisons de convergence, le modèle de la voiture doit être simplifié très fortement. Des mesures en bande étroite ainsi que des simulations sont comparées dans [35] afin de définir un modèle de path loss. Des mesures (ultra) large bande ont également été présentées dans [51], [95] et [85]. Ces papiers présentent des mesures de delay spread allant de 1 ns à une dizaine de ns en fonction du modèle et de la fréquence. Des mesures de 0.5 à 6 GHz pour différents scénarios sont présentées dans [36]. Enfin, on trouve également des mesures MIMO dans un bus dans [90].

Au cours de cette thèse, on s'intéresse particulièrement au lien entre la chambre réverbérante et ces environnements. Dans cette optique précise, peu de travaux existent. Dans [101] et [49], le facteur de qualité de l'avion est calculé afin de montrer la similitude entre un avion et une chambre. Dans [36], le facteur de qualité dans une voiture est également calculé. Une comparaison avec le calcul théorique montre cependant des différences marquées. Enfin, dans [67], le facteur de qualité d'un avion et d'une chambre chargée en absorbants sont comparés.

5.1.2 Caractérisation expérimentale du canal de communication à l'intérieur d'une voiture

Nous avons donc entrepris une campagne de mesure à l'intérieur d'une voiture afin de comparer avec la chambre réverbérante. L'objectif de cette campagne de mesure était de quantifier les paramètres du canal large bande.

Nous avons caractérisé une voiture sans passager de type OPEL Meriva (2006). Il s'agit d'un modèle de type mono-volume dont les dimensions sont données sur la figure 5.1. Pour ces mesures, nous avons utilisé les antennes skycross UWB

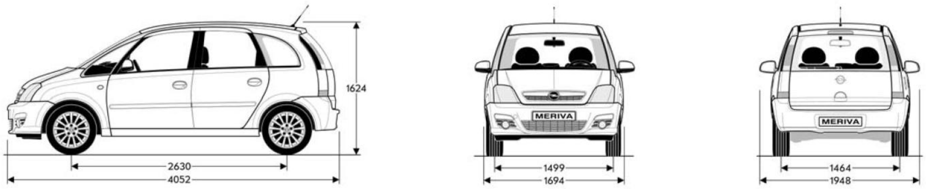

FIGURE 5.1: Dimensions de l'OPEL Meriva

décrites au chapitre 2. Deux gammes de fréquences ont été investiguées, d'une part une bande de 200 MHz autour de 5 GHz avec 2001 points, et une bande de 3 GHz à 6 GHz avec 5001 points. En chaque point de mesure, nous avons effectué 50 mesures consécutives afin d'éliminer le bruit (puisque l'environnement est statique). L'antenne émettrice était placée sur le tableau de bord central. La réponse en fréquence était mesurée à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel et l'appareil de mesure se trouvait à l'extérieur de la voiture. Trois scénarios ont été envisagés

A. Situation NLoS : L'antenne réceptrice est placée derrière le siège avant passager. Il n'y a donc pas de ligne de vue directe. 16 positions différentes espacées de la longueur d'onde la plus grande ont été mesurées (soit 10 cm à 3 GHz). La distance en ligne droite de l'émetteur au récepteur est de 1m.

B. Situation LoS : L'antenne réceptrice est placée sur le siège central de la banquette arrière en ligne de vue directe avec l'émetteur. La distance TX-RX est de 1m80.

C. Situation NLoS : L'antenne réceptrice est placée dans le coffre. Cette mesure est rendue possible par la configuration des sièges passagers arrières qui laissent une ouverture de 10cm et donnent un accès au coffre. Il existe donc un couplage entre l'habitacle et le coffre de la Meriva.

Une photo du montage correspondant au scénario A est présentée sur la figure 5.2. A noter que l'antenne émettrice reste toujours à la même position.

Résultats pour le scénario A

Afin de décrire le canal large bande, nous avons obtenu le Power Delay Profile (PDP) à partir des 16 réponses impulsionnelles mesurées. Les résultats pour la mesure avec 200MHz de bande passante et 3GHz de bande passante sont présentés sur la figure 5.3. Le delay spread a été calculé pour les deux bandes passantes avec un résultat de respectivement 10.6 et 8.7 ns (avec 20dB de dynamique). Il est évidemment logique de trouver quasiment la même valeur, ce qui est confirmé

FIGURE 5.2: Schéma de mesure dans la voiture (cas du sénario A). L'émetteur est sur le tableau de bord et le récepteur derrière le siège passager avant.

par la figure 5.3 où on voit que les pentes sont très similaires. L'utilisation d'une bande passante plus large permet de discriminer des rayons arrivant avec un délai proche. Cependant, on voit bien sur la figure 5.3 que la pente est constante et qu'aucun cluster n'apparaît. Cette forme est caractéristique des environnements confinés, où la propagation diffuse domine.

Résultats pour le scénario B

Pour le scénario B, l'antenne réceptrice est placée sur la banquette arrière. Une ligne de vue directe existe dès lors entre l'émetteur et le récepteur. Nous avons testé différentes positions de l'antenne sur la banquette arrière. Une première observation est que le PDP a de nouveau une forme en exponentielle décroissante caractéristique d'un environnement diffus. Les premiers instants de deux PDP sont présentés sur la figure 5.4 pour deux positions différentes. On voit sur cette figure que le premier pic n'est pas forcément le plus important. De nouveau, la nature confinée de l'environnement fait que des interférences destructives peuvent créer des situations où le premier pic, bien qu'en ligne de vue, ne soit pas le plus puissant. Au total, 7 positions différentes ont été mesurées sur la banquette arrière. Un delay spread moyen de 13 ns a été obtenu pour la bande passante de 200 MHz alors qu'un delay spread de 14.2 ns a été obtenu pour la bande passante de 3 GHz.

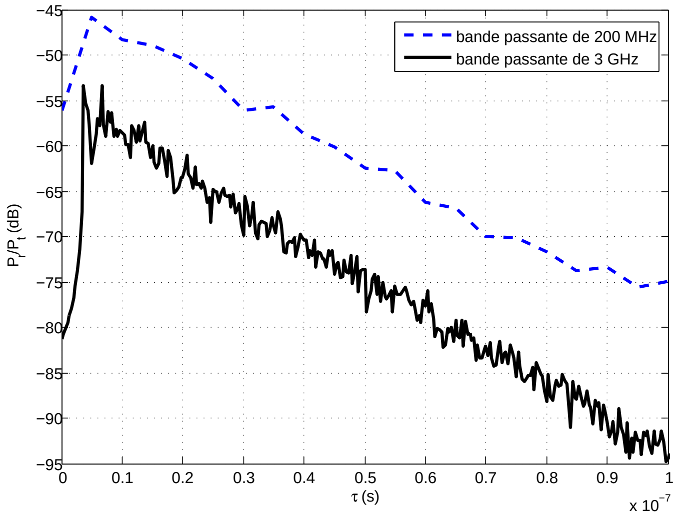

FIGURE 5.3: PDP pour le scénario A avec 200 MHz et 3 GHz de bande passante

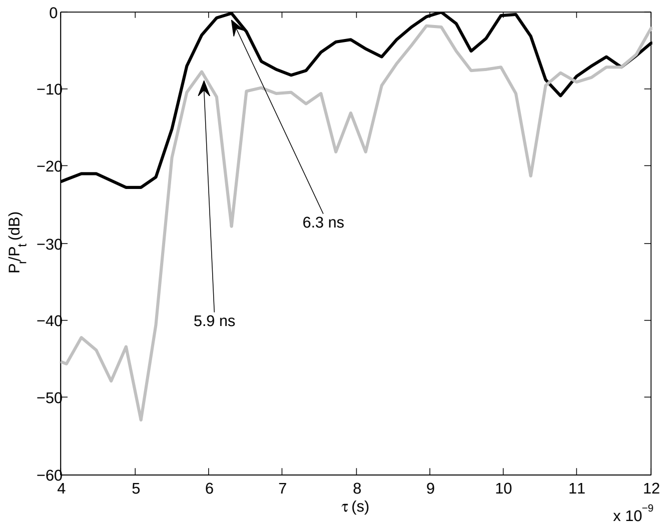

FIGURE 5.4: début du PDP (avec 3 GHz de bande passante) pour deux positions sur la banquette arrière

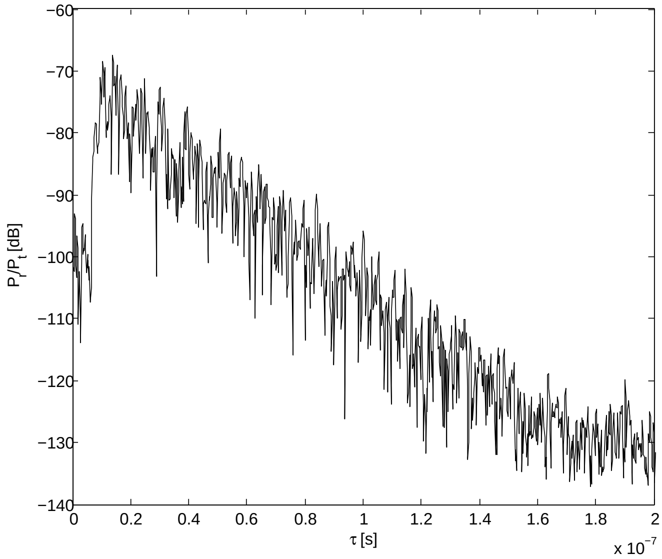

FIGURE 5.5: PDP dans le coffre pour la mesure sur 3 GHz de bande

Résultats pour le scénario C

Dans ce scénario, l'antenne réceptrice est placée dans le coffre. La voiture était en configuration de deux places à l'arrière laissant une ouverture de environ 10 cm entre les sièges arrière, créant un couplage direct avec l'habitacle. A nouveau, le PDP est de forme exponentielle décroissante (cf. figure 5.5) et le delay spread est de respectivement 10.43 ns et 11.46 ns pour la bande passante de 200 MHz et de 3 GHz. Il est surprenant de voir que les caractéristiques du PDP (forme et delay spread) restent les mêmes pour le coffre. Bien sur, la puissance reçue moyenne est inférieure. L'ensemble des caractéristiques de chaque scénario sont résumées au tableau 5.1.

Scénario	P_r/P_t moyen [dB] pour B=200MHz	P_r/P_t moyen [dB] pour B=3GHz	Delay spread [ns] pour B=200MHz	Delay spread [ns] pour B=3GHz
Scénario A	-39.6	-40.8	10.6	8.7
Scénario B	-45.2	-42.3	13	14.2
Scénario C	-45.9	-46.3	10.4	11.4

TABLEAU 5.1: Résultats des mesures dans la voiture pour les 3 scénarios

Position	Facteur Q	Rms Delay Spread [ns] estimé à partir de (3.46)
Scénario A	384	12.3
Scénario B	107	3.4
Scénario C	90	2.9

TABLEAU 5.2: Rms Delay Spread estimé pour les 3 scenarii

5.1.3 Comparaison avec les chambres réverbérantes

Le PDP en chambre réverbérante est, comme en voiture, décrit par une exponentielle décroissante. Nous avons vu également que le delay spread (ainsi que la bande de cohérence) dans une chambre était lié au facteur de qualité Q (3.46). Nous avons donc calculé le facteur de qualité pour chaque scénario dans la voiture à partir de la puissance reçue et du volume de l'habitacle (3.5m^3) selon (2.30). A partir de ce facteur Q, on peut en déduire une estimation du delay spread en utilisant (3.46). Le facteur Q ainsi que le delay spread estimé pour la bande passante de 200 MHz sont donnés au tableau 5.2. On voit que le delay spread estimé pour le premier scénario est tout à fait comparable avec les mesures alors que les delay spreads estimés pour les scénarios B et C sous-estiment les vraies valeurs. Nous avons identifié au chapitre 3, une condition sur le facteur Q pour que le delay spread puisse être estimé correctement. Cette condition (3.47) appliquée à la voiture, implique que le facteur Q doit être largement supérieur à environ 180 (en supposant une surface intérieure de 16 m^2). On voit dès lors que le facteur Q mesuré pour les scénarios B et C est trop faible.

En conclusion, on peut dire que la voiture peut être assimilée à une chambre réverbérante seulement dans un volume restreint de l'habitacle. En effet, la principale différence avec une chambre réverbérante est la perte de puissance en moyenne lorsqu'on s'éloigne de l'émetteur. Pour la position du passager arrière, nous avons montré que la voiture semblait se comporter comme une chambre réverbérante. En particulier, le delay spread est prédictible à partir de la théorie des chambres telle qu'exposée au chapitre 3. Nous avons également montré que le delay spread était relativement indépendant de la position dans la voiture (cf. tableau 5.1).

Comme introduit précédemment, la chambre réverbérante peut servir à mieux comprendre des mécanismes de propagation dans des environnements particuliers telle la voiture. Mais la chambre réverbérante peut également servir d'environnement reproductible pour tester des système de communication sans fil.

On s'intéresse alors à des métriques telles le BER et c'est ce que nous allons développer dans la prochaine section.

5.2 Simulation de transmission OFDM et SC-FDE dans une chambre réverbérante

5.2.1 Les techniques OFDM et SC-FDE

Systèmes OFDM

Afin d'augmenter le débit des systèmes de transmission sans fil, on a recours à des bandes passantes plus larges. A titre d'exemple, la bande GSM est de 20 kHz alors que la bande passante des systèmes WIFI est de 20 MHz. Cependant, l'augmentation de la bande passante présente un certain nombre d'inconvénients. Ainsi, plus la bande passante est large et plus le canal est sélectif en fréquence, ou de manière équivalente, plus la réponse impulsionnelle est longue par rapport à la durée des symboles. L'augmentation de la vitesse de transmission des symboles mène potentiellement à des interférences entre symboles et de nouvelles techniques de transmission ont donc été proposées.

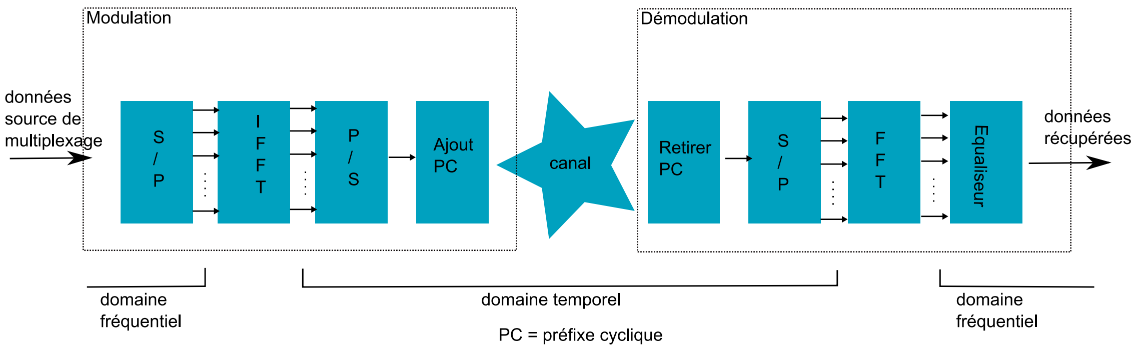

FIGURE 5.6: Diagramme bloc OFDM

La technique OFDM pour **O**rthogonal **F**requency-**D**ivision **M**ultiplexing, tire parti de la sélectivité du canal en fréquence en envoyant simultanément des symboles sur N sous-porteuses. Plutôt que d'envoyer sur une large bande, ils sont donc envoyés sur de plus petites bandes. Leur durée est donc plus grande et ils souffrent moins des multi-trajets. La bande passante des sous-porteuses étant inférieure à la bande de cohérence du canal, celui-ci est plat en fréquence. De plus, ces porteuses étant orthogonales entre-elles, il n'y a pas d'interférence entre porteuses. Le schéma bloc d'une transmission est présenté sur la figure 5.6. On peut voir que les données de la source subissent d'abord une transformation série-parallèle. Une IFFT est ensuite appliquée. Cette opération, facilement implémentable par des processeurs numériques, permet de séparer les données en sous-porteuses orthogonales. Les N sous-porteuses sont ensuite reconverties en série. Avant d'envoyer les données sur le canal, un préfixe cyclique (voir ci-dessous) est ajouté. Au récepteur, on retire tout d'abord le préfixe cyclique pour convertir à nouveau en N symboles parallèles. Une FFT est ensuite appliquée afin de récupérer l'information sur les N sous-porteuses orthogonales. Ensuite, un égaliseur est appliqué (sur chacun des symboles). Ce dernier inverse la réponse en fréquence du canal afin de compenser les distorsions introduites par celui-ci.

Le but du préfixe cyclique est d'éviter les interférences entre symboles. Le préfixe cyclique est ajouté dans le domaine temporel. On ajoute en début de trame une copie des derniers échantillons, et la durée du symbole transmis sur la sous-porteuse initialement de $\hat{T}_S$ devient

$$T_S = \hat{T}_S + T_{pc} \tag{5.1}$$

où T_{pc} est la durée du préfixe cyclique. L'intérêt du préfixe cyclique est facilement mis en évidence en se rappelant que le symbole reçu sera la convolution de la réponse impulsionnnelle et du signal transmis. Quand le canal est dispersif, la réponse impulsionnelle est longue et des interférences entre symboles successifs existent. L'utilisation du préfixe cyclique comme tampon supprime ces interférences pour peu que la durée du préfixe cyclique soit choisie telle que supérieur à la durée de la réponse impulsionnelle. Dès lors, les systèmes OFDM sont normalement insensibles à l'étalement des délais de la réponse impulsionnelle.

Cependant, les systèmes OFDM souffrent de plusieurs inconvénients, nous en citons ici quelques-uns

- La puissance maximum du signal reçu peut être beaucoup plus élevée que la puissance moyenne (Peak to average power ratio, PAPR). En effet, le signal reçu est la contribution de N sous-porteuses et il peut arriver que ces N sinusoïdes s'additionnent de manière constructive créant une amplitude N fois plus grande, soit une puissance N^2 plus grande.
- Nous avons vu que le préfixe cyclique et l'orthogonalité des sous-porteuses assuraient normalement l'absence d'interférences entre porteuses. Cependant, en général, un canal varie avec le temps, résultant en un spectre de Doppler. Ce spectre de Doppler va agir comme une modulation fréquentielle aléatoire et des interférences entre porteuses vont dès lors apparaître.

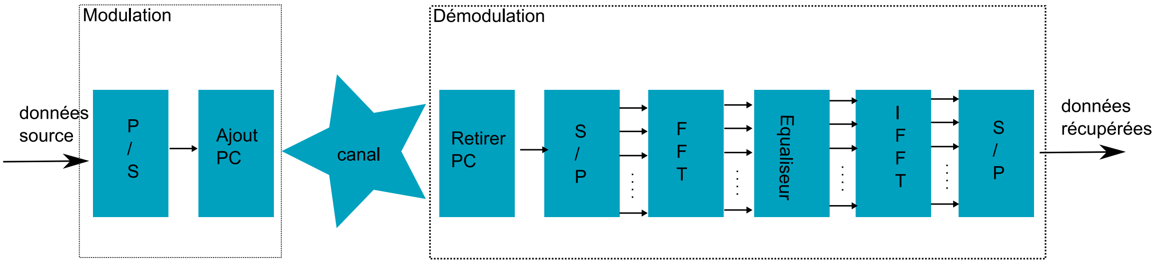

FIGURE 5.7: Diagramme bloc de SC-FDE

– Puisque les symboles sont attribués à différentes sous-porteuses, l'occurence d'un fading pour une des porteuses (et donc une erreur) va avoir un impact sur le BER de l'ensemble du système. Autrement dit, si une des sous-porteuses a un faible SNR, celle-ci va influencer le comportement de l'ensemble du système.

Des techniques pour réduire le PAPR ainsi que les interférences entre porteuses existent. Celles-ci ne seront pas évoquées ici. Pour réduire l'influence d'une sous-porteuses à faible SNR, différentes techniques sont également disponibles. On peut par exemple coder sur plusieurs porteuses, ou encore étaler le symbole sur toutes les sous-porteuses. Dans ce cas, chaque symbole "voit" le SNR moyen sur toute la bande. Ce dernier principe est notamment appliqué dans SC-FDE.

Systèmes SC-FDE

Single **C**arrier with **F**requency **D**omain **E**qualization peut être vu comme une transmission OFDM avec un précodage spécial. En effet, SC-FDE revient à précoder les symboles par une FFT pour compenser la IFFT à l'émetteur. Au récepteur, on applique une IFFT après l'équaliseur. Le schéma bloc est présenté sur la figure 5.7. Les avantages de cette méthode sont multiples. Tout d'abord, la complexité est uniquement au récepteur, si bien que cette technique a été proposée en combinaison avec l'OFDM. SC-FDE serait utilisé pour le lien uplink et OFDM sur le lien downlink afin de diminuer au maximum la complexité sur le mobile. Ensuite, les symboles sont répartis sur toute la bande et ce système est moins sensible aux fadings fréquentiels profonds qui engendrent de faibles SNR.

5.2.2 Modèle de canal du standard 802.11n

Présentation du modèle

L'objectif de cette section est d'évaluer le bit error rate (BER) d'une transmission OFDM et SC-FDE dans une chambre réverbérante. Nous allons comparer ici les résultats à un modèle de canal classique, à savoir le modèle 802.11n. Ce modèle présente plusieurs avantages en terme de comparaison avec la chambre réverbérante :

– Il s'agit d'un modèle indoor, ce qui semble être l'environnement le plus similaire (d'un point de vue angulaire par exemple) à une chambre réverbérante.
– Le modèle est décomposé en 6 scénarii où la distinction principale est le delay spread.

Le modèle 802.11n [26] est basé sur la modélisation de Saleh-Valenzuela [83] et est donc composé de différents clusters dont le nombre varie de 2 à 6. Chaque tap, d'une durée de 10 ns, et de chaque cluster est caractérisé par un étalement angulaire (angular spread), un angle d'arrivée et un angle de départ. La puissance de chaque tap et chaque cluster est assignée afin de respecter la puissance totale. Les angles d'arrivée sont répartis de manière uniforme (en azimuth).

Les 6 scénarii ont comme principale différence le delay spread, soit de A à F avec des delay spread de respectivement 0, 15, 30, 50, 100, 150 ns. Le modèle F se distingue des autres en incluant un spectre de Doppler particulier correspondant à une voiture se déplaçant dans l'environnement proche. Le modèle D et E représente un environnement de type bureau. Suite à cette particularité, ce modèle n'est pas considéré comme comparaison avec nos mesures. Enfin, notons que ce modèle est valable à 2 et 5 GHz car les paramètres du modèle sont des paramètres moyens pour ces deux fréquences (excepté le path loss). A titre d'exemple, le PDP pour le modèle E du standard est donné sur la figure 5.8. Ce modèle comprend 4 clusters s'étalant sur des délais de respectivement (0 :490ns),(50 :560ns),(180 :490ns) et (490 :730ns).

Notons qu'un modèle MIMO est proposé dans le modèle 802.11n. Il est composé d'une partie cohérente et d'une partie diffuse. La partie cohérente, quand elle est présente, est uniquement dans le premier tap, et un modèle de Kronecker équivalent à (4.39) est proposé (modèle 2D).

Comparaison avec le modèle en chambre réverbérante

Ce type d'environnement correspond finalement assez bien à ce qu'on espère modéliser avec une chambre réverbérante. En effet, un bureau avec beaucoup

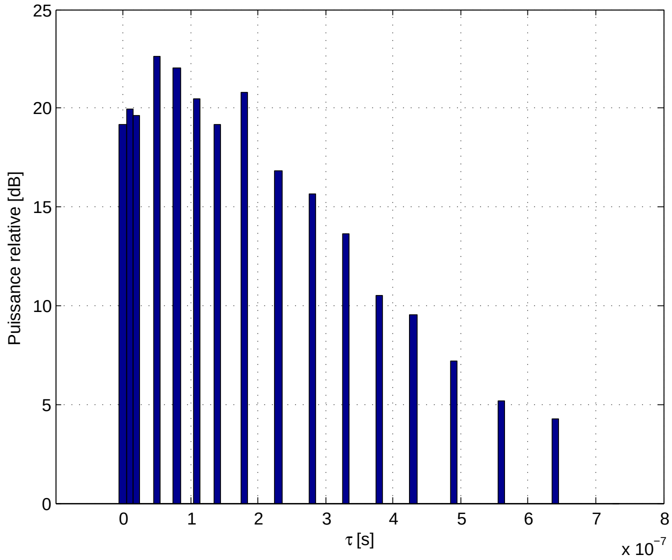

FIGURE 5.8: PDP pour le canal du standard 802.11n (4 clusters et delay spread de 100 ns)

d'objets est caractérisé par une propagation assez diffuse [6] et par une distribution angulaire relativement isotrope. Regardons maintenant plus en détail les différences :

- Dans le modèle 802.11n, chaque cluster se voit assigné un angle d'arrivée et un étalement angulaire. Sur l'ensemble des clusters, on peut dire que le spectre est assez isotrope (en 2D puisqu'il s'agit d'un modèle 2D). Dans une chambre réverbérante, le spectre est supposé isotrope en 3D pour chaque tap.
- Le modèle 802.11n présente seulement un tap avec un facteur de Rice non nul (le premier), alors que plusieurs taps en chambre réverbérante (de l'ordre d'une dizaine, soit 100 ns) sont caractérisés par un facteur de Rice non nul.
- Le modèle 802.11n possède plusieurs clusters alors que le modèle en chambre réverbérante est typique d'un environnement diffus, soit une pente constante (en dB) pour le PDP. Cependant, il faut noter que des mesures récentes ont montré [6] que l'environnement dans un bureau large (soit l'équivalent du modèle E) était de type diffus.

5.2.3 Simulations en chambres réverbérantes

Nous présentons maintenant les résultats de simulation d'une chaine complète OFDM et SC-FDE. Pour chacune des deux techniques, nous avons utilisé

Paramètres de la simulation	
Nombre de réalisations du canal	70
Nombre de trames maximum	6000
Nombre minimum d'erreurs avant de stopper la simulation	1000
Paramètres du canal	
Bande passante	20 MHz
Paramètre de suréchantillonnage	5
Modèle de canal	802.11n D/E et modèle RC
Paramètres OFDM	
Codage de canal	non
Nombre de porteuses	64
Préfixe cyclique	32

TABLEAU 5.3: Paramètres de la simulation

4 modèles de canal : Le modèle 802.11n D et E, le modèle en chambre réverbérante avec 100 ns et avec 50 ns de delay spread. Pour rappel, le modèle de canal large bande en chambre réverbérante est décrit au chapitre 4.

Le modèle de simulation utilisé est fourni par les auteurs de [45]. Les paramètres de simulation sont résumés au tableau 5.3. Les simulations incluent les non-idéalités du front-end telles que décrites dans [45] (Interférence IQ, Amplificateur, convertisseur analogique-numérique, ...). Une modulation de type QPSK a été utilisée.

Les résultats de BER pour le modèle 802.11n D et E étant confondus, nous ne présenterons qu'une seule courbe pour le modèle de canal 802.11n. En effet, l'utilisation du préfixe cyclique évite les effets liés au delay spread et les seules différences marquantes entre les deux modèles de canal sont : l'amplitude du facteur de Rice sur le premier tap (3 ou 6dB), le nombre de clusters (3 ou 4) ainsi que quelques variations (légères) sur les paramètres angulaires (angle d'arrivée, angle de départ, spectre angulaire).

Sur la figure 5.9, nous pouvons voir la courbe BER pour le canal 802.11n avec une transmission OFDM. Nous avons tracé sur cette même figure, le BER pour une transmission OFDM sur deux canaux en chambre réverbérante avec respectivement 50 et 100 ns de delay spread (soit un facteur Q extrait des mesures de 493 et 1375). Une différence assez importante existe entre le BER sur le canal 802.11n et le BER en chambre réverbérante. Cette différence ne peut être

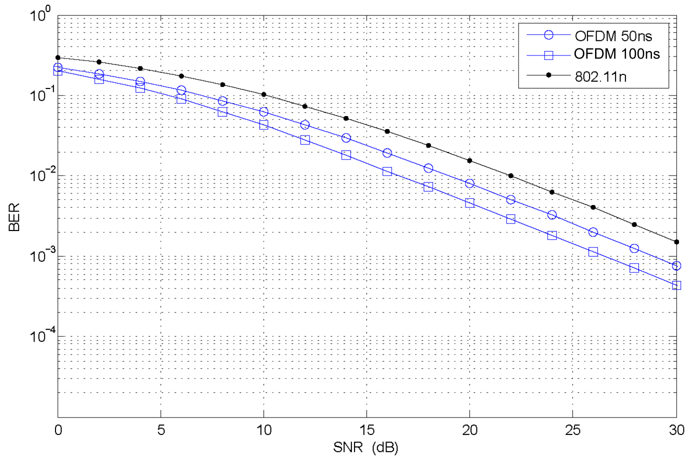

FIGURE 5.9: BER pour une transmission OFDM pour un canal en chambre réverbérante (50 et 100 ns) et pour le canal du standard 802.11n

liée au delay spread qui est compensé par le préfixe cyclique. De même, il existe une différence entre les deux cas en chambre réverbérante. Avant d'avancer une conclusion, nous préférons examiner les résultats pour SC-FDE.

Les résultats pour SC-FDE sont présentés sur la figure 5.10. Les courbes pour les deux modèles de canal en chambre réverbérante sont très similaires entre-elles. On remarque que la différence entre le BER sur un canal 802.11n et le BER en chambre réverbérante est assez faible.

Pour rappel, SC-FDE est moins sensible à des variations de SNR sur les sous-porteuses puisque les blocs sont étalés sur toute la bande.

La présence de facteurs de Rice importants sur les premiers taps en chambre réverbérante a pour conséquence que le SNR est meilleur [82]. OFDM est plus sensible à des variations de SNR sur des sous-porteuses. Dès lors, on voit sur la figure 5.9 une plus grande différence entre les courbes de BER par rapport au cas SC-FDE. Cette technique (SC-FDE) est beaucoup moins sensible à ces composantes de Rice et les courbes de BER sur 5.10 sont relativement proches.

Pour valider cette conclusion, nous avons refait une simulation de canal OFDM en chambre réverbérante avec 100 ns de delay spread. Nous avons cette fois-ci supprimé les composantes de Rice du modèle en chambre réverbérante et chaque tap du modèle est alors décrit par une loi de Rayleigh. Le résultat est présenté sur la figure 5.11. On peut observer que la différence entre le modèle 802.11n et le modèle en chambre réverbérante est alors insignifiante, prouvant que ce sont bien les facteurs de Rice qui influencent le BER.

Nous avons donc vu que ces composantes cohérentes avaient de grandes implications sur la modélisation du canal en chambre réverbérante. De nouveau,

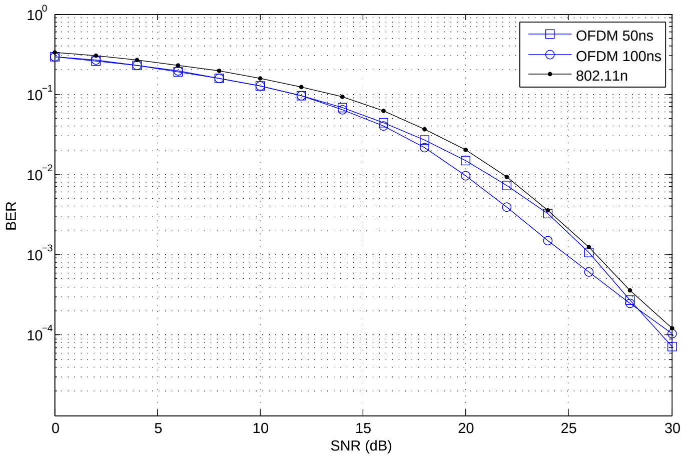

FIGURE 5.10: BER pour une transmission SC-FDE pour un canal en chambre réverbérante (50 et 100 ns) et pour le canal du standard 802.11n

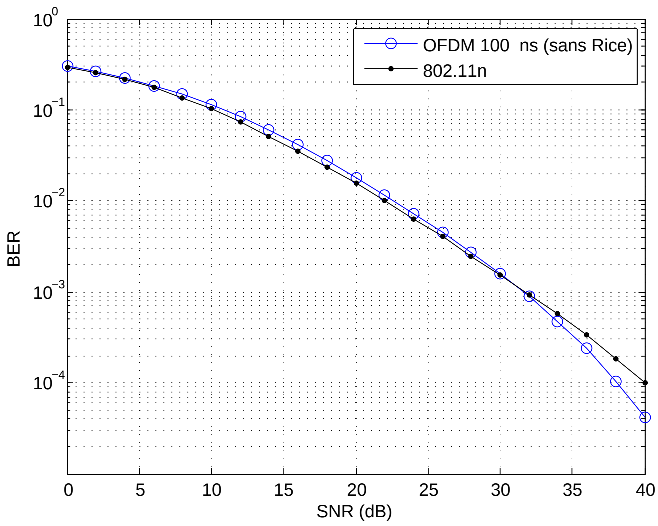

FIGURE 5.11: Simulation OFDM sur canal en chambre réverbérante sans facteur de Rice pour les taps de la réponse impulsionnelle

ces composantes cohérentes influencent le BER de systèmes en chambre réverbérante. SC-FDE permet d'être moins sensible à ces composantes cohérentes et il est intéressant de noter que le BER en chambre réverbérante avec une transmission SC-FDE est très proche du résultat obtenu avec un modèle de canal classique (802.11n). De ce point de vue, on peut donc envisager d'utiliser la chambre réverbérante comme modèle de canal indoor.

5.3 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a permis de mettre en évidence deux applications possibles des chambres réverbérantes. Tout d'abord, nous avons montré que la chambre réverbérante était capable de reproduire certaines caractéristiques du canal dans l'habitacle d'une voiture. Le delay spread a été mesuré à différentes positions dans l'habitacle et dans le coffre montrant que ce delay spread est indépendant de la position et de l'ordre de 10 ns. Cependant, le facteur de qualité calculé dans la voiture dépend, lui, de la position, et l'estimation du delay spread n'est bonne que pour un volume restreint pas trop éloigné de l'émetteur.

Ensuite, nous avons simulé une transmission OFDM et SC-FDE sur un canal en chambre réverbérante. Les résultats de BER ont été comparés au canal du standard 802.11n. Alors que le BER d'une transmission OFDM est fortement influencé par la présence de nombreuses composantes cohérentes en chambre réverbérante, le résultat pour SC-FDE est quant'à lui fort similaire aux résultats obtenus avec le canal 802.11n. On pourrait donc utiliser ce canal pour tester des systèmes SC-FDE, ainsi que pour des systèmes OFDM en supprimant la composante cohérente.

Chapitre 6

Nouvel environnement de test basé sur l'utilisation de deux chambres réverbérantes couplées

Abstract - : Au cours de ce chapitre, un nouveau système de test composé de deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes est présenté. Nous présentons d'abord l'intérêt d'un tel environnement pour détailler ensuite la modélisation du guide d'ondes et son effet sur le degré de liberté du canal MIMO. Un modèle de canal MIMO est présenté et validé expérimentalement. Les principales différences avec le système à une chambre sont mises en évidence.

6.1 Objectif

Les chapitres précédents ont permis de mettre en évidence les caractéristiques du canal de propagation dans une chambre réverbérante. Nous avons pu observer que ce canal était comparable sous différents aspects à des cas pratiques rencontrés lors de mesures sur site. En particulier, nous avons obtenu les caractéristiques suivantes :

- Une large gamme de delay spreads peut être obtenue par ajout d'absorbants, avec des valeurs pouvant osciller entre des valeurs typiques indoor (quelques dizaines de ns) à des valeurs typiques de scénario urbain (quelques centaines de ns à quelques μs).
- La corrélation temporelle correspond au cas où l'environnement est mobile.
- La corrélation spatiale entre antennes dépend du diagramme de rayonnement. Des solutions analytiques existent pour chaque type d'antenne plongée dans un spectre d'incidence isotrope.

– La distribution d'amplitude du champ suit soit une loi de Rayleigh, soit de Rice. La composante cohérente du champ est le plus souvent non négligeable.

Pour une communication en bande étroite, la loi statistique de Rayleigh permet de prédire les variations d'amplitude du champ reçu. En large bande, en fonction de l'efficacité du brasseur, des composantes cohérentes peuvent apparaître dans le power delay profile aux faibles retards. Pour s'affranchir ou tirer parti des trajets multiples, des techniques de diversité spatiale utilisant des réseaux d'antennes sont apparues. Leur efficacité, exprimée en terme de gain de diversité sera fortement dépendante non seulement des caractéristiques du canal mais aussi de celles du réseau d'antennes. Dans le cas des chambres réverbérantes, les trajets multiples arrivent de toutes les directions, et la corrélation entre l'amplitude complexe des champs reçus sur les antennes dépend donc du diagramme de rayonnement comme vu précédemment.

Plus récemment, les techniques MIMO ont permis de généraliser le concept de diversité aussi bien à l'émission qu'à la réception. Leur efficacité dépend du nombre de canaux indépendants. On peut illustrer ce point en considérant une liaison en visibilité directe en milieu rural entre une station de base située à une hauteur de 10m et un mobile. Un seul canal de propagation est distingué, caractérisé par un seul couple unique d'angles d'arrivée et de départ.

Dans un autre contexte, en milieu urbain, imaginons une station de base située sur le toit d'un immeuble et dégagée de tout obstacle en son voisinage. Une communication est établie avec un mobile entouré de diffuseurs. L'étalement angulaire à l'émission sera faible contrairement à celui de la réception qui avoisinera les 360°. Pourtant, on peut montrer que les performances des systèmes MIMO seront dégradées, les ondes empruntant le même canal de propagation.

Ces exemples montrent que dans un contexte de communication MIMO, le fait d'utiliser une seule chambre est très restrictif puisque ce cas ne reflète que le cas d'un canal à degré de diversité élevé et avec des spectres des rayons d'arrivée et de départ isotropes.

Pour séparer les environnements proches de l'émission et de la réception, nous avons proposé d'utiliser [56] deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes dont les dimensions transverses peuvent varier. En modifiant les dimensions transverses du guide, on modifie le nombre de modes passants et on peut ainsi contrôler le degré de diversité du canal. Un schéma de ce montage est donné à la figure 6.1.

D'un point de vue modélisation, il est évident que plusieurs caractéristiques peuvent directement être tirées des résultats théoriques pour une chambre unique. Ainsi le guide d'ondes dans la chambre du récepteur agit comme une antenne.

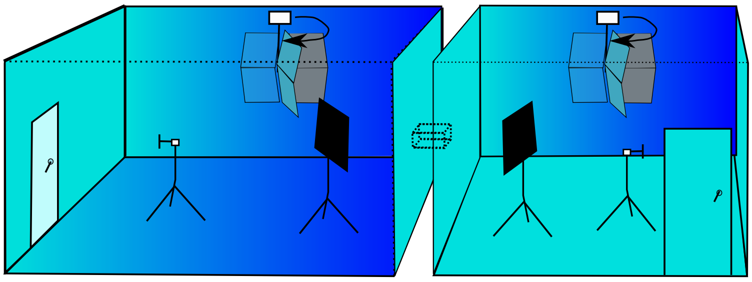

FIGURE 6.1: Deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes. Dans chaque chambre, la ligne de vue directe entre le guide et l'antenne est obstruée

Au cours de ce chapitre, nous présentons d'abord les caractéristiques (en bande étroite) liées au guide d'ondes et les paramètres utiles pouvant en être déduits. Cette modélisation est complétée par des résultats expérimentaux. Grâce au guide d'ondes, nous comparons des métriques de diversité pour systèmes multi-antennes. Ensuite, nous présentons un modèle MIMO bande étroite. Nous discutons de l'extension du modèle bande étroite et large bande au cas de chambres réverbérantes couplées.

6.2 Description de l'environnement de test

L'environnement de test est constitué de deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes. Nous avons utilisé les deux chambres réverbérantes (petite et moyenne) décrites au chapitre 2. Ce montage est présenté sur la figure 6.2. On voit apparaître les deux chambres. Dans chaque chambre, une antenne est connectée à l'analyseur de réseaux vectoriel. Ce dernier est en dehors des chambres. Pour rappel, chaque chambre réverbérante est équipée d'une pale mécanique au plafond et les deux chambres sont pilotées depuis un seul ordinateur présent à l'extérieur. Chaque réalisation du canal correspond à une rotation simultanée de deux degrés des deux pales mécaniques.

Deux types de guide d'ondes ont été utilisés. Le premier laisse passer à 5 GHz les modes TE_{10} et TE_{20}. Ses dimensions selon x et y sont respectivement de a=7.1 cm et b=2.2 cm. Un grand guide carré de 20cm de côté a également été utilisé. Les deux guides ont une longueur de 30cm. Par la suite, le premier sera dénommé "petit guide" alors que le deuxième sera dénommé "grand guide". Une photo depuis l'intérieur de la chambre moyenne est donné sur la figure 6.3. On y voit le petit guide d'ondes connectant les deux chambres. L'utilisation de

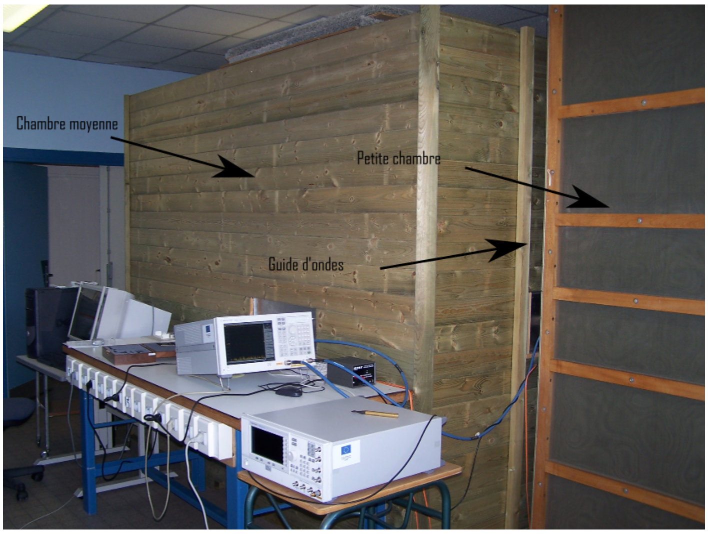

FIGURE 6.2: Photo du montage à deux chambres réverbérantes

deux chambres et du guide implique une atténuation importante entre les deux chambres. Afin de garder un SNR de mesure suffisant, un amplificateur faible bruit a été utilisé en réception.

6.3 Modélisation du guide d'ondes

6.3.1 Revue de la littérature

L'étude de la propagation en guide d'ondes a connu un intérêt particulier comme modèle de propagation pour les tunnels, couloirs ou canyons urbains. Différents travaux ont été effectués dans les tunnels [23]. En particulier, une approche modale basée sur le calcul des modes selon une méthode de ray tracing a été proposée dans [64] et [65]. L'approche de ray tracing est malheureusement impraticable dans une chambre réverbérante. Concernant les couloirs, la modélisation par un guide d'ondes sans perte a d'abord été envisagée [11], [54], [57], [58] mais des modèles de guides avec pertes (structure rugueuse) ont également été étudiés [74].

L'approche développée par Kyritsi *et* Cox [54] consiste à évaluer l'excitation de chaque mode dans le guide d'ondes à partir de points sources situés en dehors du guide. Loyka [57] a quant à lui étudié l'effet d'un guide d'ondes sur des paramètres comme la capacité d'un système MIMO, en supposant une puissance uniforme entre tous les modes excités. Cette dernière approche est trop simpliste. En effet, une infinité de modes sont excités à l'entrée d'un guide d'ondes.

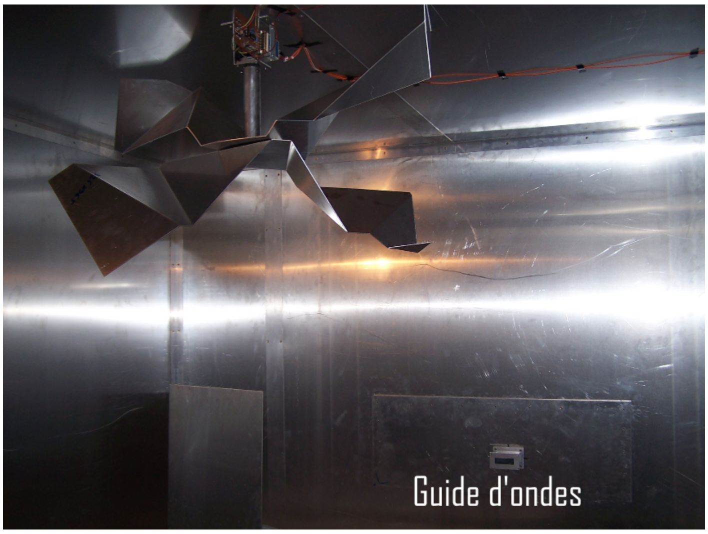

FIGURE 6.3: Photo du guide d'ondes (TE_{20} à 5 GHz)

Avec cette hypothèse, un guide d'ondes monomode transporterait une puissance proche de zéro, ce qui est contredit par les mesures. Les mesures montrent également que le gain de puissance en augmentant le nombre de modes passants n'est pas proportionnel au nombre de modes. Nous allons dès lors développer un nouveau modèle d'excitation des modes dans un guide d'ondes spécialement adapté à notre système de chambres réverbérantes couplées.

6.3.2 Modèle d'excitation du guide d'ondes

Selon le modèle de Hill [38], le champ électrique en un point $\vec{r}$ à un instant (t) donné (soit une position donnée de la pale) dans une chambre réverbérante est donné par

$$\vec{E}(t,\vec{r}) = \int_{\Omega} \vec{F}(t,\Omega) e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} d\Omega \tag{6.1}$$

Alors que cette représentation du champ électrique n'est a priori valable rigoureusement que dans le volume intérieur de la chambre, nous allons utiliser cette représentation pour le champ électrique incident sur l'entrée du guide d'ondes. Vu la taille importante de la chambre, on peut considérer que le spectre incident sur cette entrée du guide est malgré tout isotrope dans une demi-sphère.

En effectuant le produit scalaire entre les fonctions modales et l'expression du champ électrique incident, on obtient l'excitation instantanée de chaque mode A_{nm}

$$A_{nm} = \int_S \vec{e}^*_{nm}(\vec{r}) \cdot \vec{E}_{in}(t, \vec{r}) dS \tag{6.2}$$

où $\vec{e}_{nm}$ est la fonction de base du mode (n, m), (2.1-2.4 en composantes cartésiennes), et $\vec{E}_{in}$ est le champ électrique donné par (6.1), dans le plan d'entrée du guide de surface S. Les axes de travail sont équivalents sur la figure 3.16 où le guide est dans le plan (x, y). Par conséquent, l'intégration sur Ω s'effectue pour $\theta = 0...\pi/2$ et $\phi = 0...2\pi$. De même, étant dans le plan d'entrée du guide d'ondes, l'intégration sur la surface d'entrée du guide s'effectue selon les coordonnées (x, y). Nous obtenons alors

$$A_{nm} = \int_S \int_\Omega \vec{e}^*_{nm}(\vec{r}) \cdot \vec{F}(t, \Omega) e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} dS d\Omega \tag{6.3}$$

Par la suite, nous allons nous focaliser sur les modes TE. Cependant, le développement avec le mode TM est tout à fait similaire.

Normalisation des fonctions propres

Les deux composantes cartésiennes du champ électrique des modes TE d'un guide d'ondes rectangulaire sont données par, cf. chapitre 2

$$e_{xnm}(x, y) = \frac{j\omega\mu k_y}{k^2_{c_{n,m}}} N \cos k_x x \sin k_y y \tag{6.4}$$

$$e_{ynm}(x, y) = -\frac{j\omega\mu k_x}{k^2_{c_{n,m}}} N \sin k_x x \cos k_y y \tag{6.5}$$

où $k_x = n\pi/a$ et $k_y = m\pi/b$. Les modes d'un guide d'ondes sont orthogonaux sur la section du guide. Nous pouvons utiliser cette propriété pour définir la constante N afin de normaliser les modes

$$\int_S \frac{N^2\omega^2\mu^2 k^2_y}{k^4_{c_{nm}}} (\cos^2 k_x x \sin^2 k_y y + \frac{k^2_x}{k^2_y} \sin^2 k_x x \cos^2 k_y y) dx dy = 1 \tag{6.6}$$

En résolvant cette intégrale, on obtient la valeur de la constante N. Il est nécessaire de s'attarder sur deux cas particuliers. Tout d'abord, le cas d'un mode TE_{0m}, et puis celui d'un mode TE_{n0}.

– Modes TE_{0m}
  Dans ce cas, seule la composante e_{x0m} (6.4) est non nulle, et on écrit

$$\int_S \frac{\omega^2 \mu^2 k_y^2}{k_{c_{nm}}^4} N^2 \sin^2 k_y y dS = 1 \tag{6.7}$$

  et k_c est donné par (2.8). On obtient

$$N = \sqrt{\pi} \sqrt{\frac{m^2}{ab^3 \mu^2 f^2 2\pi}} \tag{6.8}$$

– Modes TE_{n0}
  Dans ce cas, seule la composante e_{yn0} (6.5) subsiste. Il faut dès lors résoudre l'intégrale suivante

$$\int_S \frac{\omega^2 \mu^2 k_x^2}{k_{c_{nm}}^4} N^2 \ \sin^2 k_x x dS = 1 \tag{6.9}$$

  On obtient alors

$$N = \sqrt{\pi} \sqrt{\frac{n^2}{ba^3 \mu^2 f^2 2\pi}} \tag{6.10}$$

Calcul de A_{nm}

Nous avons vu que nous pouvions estimer le coefficient d'excitation de chaque mode, A_{nm}, en fonction du champ électrique incident selon (6.3). Cette équation est impossible à résoudre car l'expression du spectre incident instantané, $\vec{F}(t, \Omega)$ est inconnue. Par contre, dans une chambre réverbérante, nous avons déjà vu que ce spectre présentait des propriétés statistiques intéressantes. Le spectre incident est non corrélé entre les composantes θ et ϕ (cf. 2.52). Nous allons donc calculer la valeur moyenne du produit de l'excitation de deux modes respectivement, A_{nm} et A_{pq},

$$\begin{aligned} < A_{nm}, A_{pq}^* > &= < \int_{S_1}\int_{\Omega_1} \vec{e}_{nm}^{\,*}(\vec{r}_1)\cdot\vec{F}(t,\Omega_1)e^{-j\vec{k}_1\cdot\vec{r}_1}dS_1 d\Omega_1 \cdot \\ &\int_{S_2}\int_{\Omega_2} \vec{e}_{pq}(\vec{r}_2)\cdot\vec{F}^*(t,\Omega_2)e^{j\vec{k}_2\cdot\vec{r}_2}dS_2 d\Omega_2 > . \end{aligned} \tag{6.11}$$

Afin de pouvoir utiliser la propriété (cf. 2.52), nous allons travailler en coordonnées sphériques, soit

$$\begin{aligned} < A_{nm}, A_{pq}^* > &= < \int_{S_1}\int_{\Omega_1} (e_{\theta_{nm}}^*(\Omega,\vec{r}_1)F_\theta(t,\Omega_1) \\ &+e_{\phi_{nm}}^*(\Omega,\vec{r}_1)F_\phi(t,\Omega_1))e^{-j\vec{k}_1\cdot\vec{r}_1}dSd\Omega_1 \cdot \\ &\int_{S_2}\int_{\Omega_2} (e_{\theta_{pq}}(\Omega,\vec{r}_2)F_\theta^*(t,\Omega_2) \\ &+e_{\phi_{pq}}(\Omega,\vec{r}_2)F_\phi^*(t,\Omega_2))e^{j\vec{k}_2\cdot\vec{r}_2}dSd\Omega_2 > \end{aligned} \tag{6.12}$$

Nous utilisons l'hypothèse d'ondes planes non corrélées (cf. 2.52). Dès lors, on obtient

$$\begin{aligned} < A_{nm}, A_{pq}^* > &= \frac{E_0^2}{8\pi}\int_{\Omega}\left(\int_{S_1}\vec{e}_{Tnm}(\Omega,\vec{r})e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}}dS_1\right) \\ &\left(\int_{S_2}\vec{e}_{Tpq}(\Omega,\vec{r})e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}}dS_2\right)^* d\Omega \end{aligned} \tag{6.13}$$

où $\vec{e}_{Tnm}$ est la fonction modale transverse selon la direction (θ, ϕ). Chaque composante peut s'exprimer en fonction des composantes x et y

$$e_{\theta_{nm}} = e_{x_{nm}}\cos\theta\cos\phi + e_{y_{nm}}\cos\theta\sin\phi \tag{6.14}$$

$$e_{\phi_{nm}} = e_{y_{nm}}\cos\phi - e_{x_{nm}}\sin\phi \tag{6.15}$$

Grâce à (6.13), on peut facilement écrire le valeur moyenne du module au carré de l'excitation d'un mode ($n = p$ et $m = q$) à l'entrée du guide d'ondes. Elle est donnée par

$$< |A_{nm}|^2 > \; = \; \frac{E_0^2}{8\pi} \int_{\Omega} |C_{nm}(\Omega)|^2 d\Omega \tag{6.16}$$

où $|C_{nm}(\Omega)|^2$ est calculé selon

$$|C_{nm}(\theta,\phi)|^2 \; = \; |\int_{S} \vec{e}_{Tnm}(\Omega,\vec{r}) e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} dS|^2 \tag{6.17}$$

Dans le cas d'un guide d'ondes rectangulaire de dimensions $x = a$ et $y = b$, les intégrale de surface s'effectuent de (0,a) en x, de (0,b) en y. Comme nous considérons que nous sommes dans le plan d'entrée du guide d'ondes, le produit vectoriel $\vec{k} \cdot \vec{r} = k \sin\theta \cos\phi + k \sin\theta \sin\phi$.

6.3.3 Calcul de la puissance des modes dans un guide

La puissance totale transmise par un mode TE, $P_{T_{nm}}$, dans un guide d'ondes sans perte est donnée par [75]

$$P_{T_{nm}} = \frac{1}{2\eta_{\mathrm{TE}_{nm}}} \int_S |A_{nm}|^2 |\vec{e}_{T_{nm}}|^2 dS \tag{6.18}$$

où η_{TE} est l'impédance transverse d'un mode TE [75]. $\vec{E}_{T_{nm}}(\vec{r})$ est le champ électrique modal transverse dans la section du guide. Nous allons donc calculer la puissance totale à partir du coefficient d'excitation obtenu précédemment. On obtient alors la puissance transmise pour un mode (n, m), $P_{T_{nm}}$, ainsi que la puissance totale en sommant les contributions,

$$P_{T_{nm}} = \tfrac{1}{2\eta_{\mathrm{TE}nm}} < |A_{nm}|^2 > \int_S |\vec{e}_{nm}(\vec{r})|^2 dS = \tfrac{1}{2\eta_{TEnm}} < |A_{nm}|^2 > \tag{6.19}$$

$$P_T = \textstyle\sum_{n,m} P_{T_{nm}} \tag{6.20}$$

Finalement, on peut inclure l'atténuation le long du guide d'ondes

$$P_{T_{nm}} = \frac{1}{2\eta_{TE}} < |A_{nm}|^2 > e^{-2\alpha_{TEnm} d} \int_S |\vec{e}_{nm}(\vec{r})|^2 dS \tag{6.21}$$

où d est la longueur du guide d'ondes (cf. figure 2.1) et α_{nm} est donné par [75]

$$\begin{aligned}\alpha_{TE_{nm}} &= \frac{2R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_c/f)^2}}\Big[(1+\frac{b}{a})(\frac{f_c}{f})^2 \\ &+ \Big[1-(\frac{f_c}{f})^2\Big]\Big[\frac{(b/a)((b/a)n^2+m^2)}{(b^2n^2/a^2)+m^2}\Big]\Big]\end{aligned} \tag{6.22}$$

où $R_S = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}$ est la résistance de surface du matériau. Dans le cas d'un guide en cuivre rempli d'air, on a $\mu_0 = 4\pi.10^{-7}H/m$ et $\sigma = 5,8.10^7 S/m$.

6.3.4 Simulations numériques de la modélisation du guide d'ondes

Des simulations ont été effectuées afin d'évaluer la valeur moyenne du module carré de l'excitation de chaque mode passant en fonction de la fréquence dans le petit guide d'ondes. Le résultat est présenté sur la figure 6.4. Toutes les valeurs sont normalisées par rapport à la valeur maximum de $< |A_{10}|^2 >$, soit la valeur à 4 GHz. Le module carré du deuxième mode apparaît au delà de la fréquence de coupure [75], soit 4.225 GHz. Alors que l'amplitude du deuxième mode varie peu, l'amplitude du premier mode diminue de environ 20% entre 4 GHz et 5 GHz. On peut également noter que la puissance du deuxième mode augmente progressivement après la fréquence de coupure. On peut considérer que le deuxième mode contribue vraiment en terme de puissance au delà de 4.4 GHz.

Nous avons également simulé la fonction de couplage angulaire sur le guide donnée par (6.17). Le résultat pour les deux mêmes modes est donné aux figures 6.5 et 6.6. On voit que les fonctions de couplage sont bien différenciées pour chaque mode.

Finalement, la valeur moyenne du produit croisé des excitations de deux modes a été simulée selon (6.13). L'intégration a été résolue numériquement et donne dans le cas de notre petit guide d'ondes

$$\frac{< A_{10}, A_{20}^* >}{< |A_{10}|^2 >} \approx 0 \tag{6.23}$$

On peut donc en déduire qu'il n'y a pas de corrélation entre l'excitation de différents modes à l'entrée du guide.

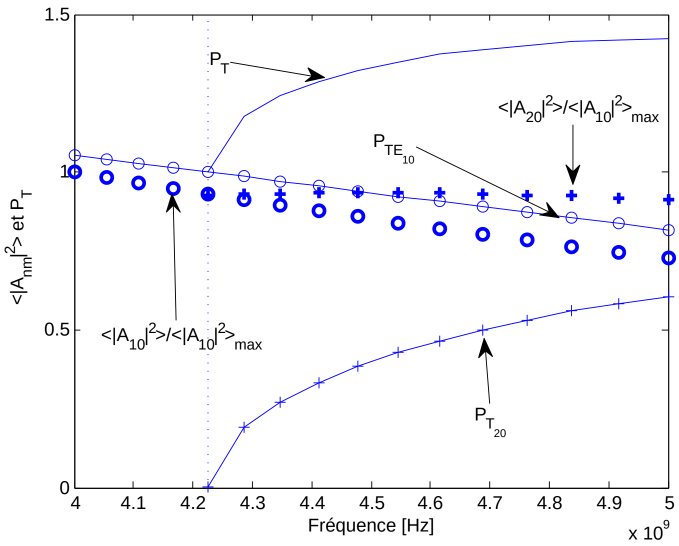

FIGURE 6.4: Excitation des deux modes passant dans le guide d'ondes de dimensions a=0.071m et b=0.022m ainsi que la puissance dans chaque mode et la puissance totale P_T

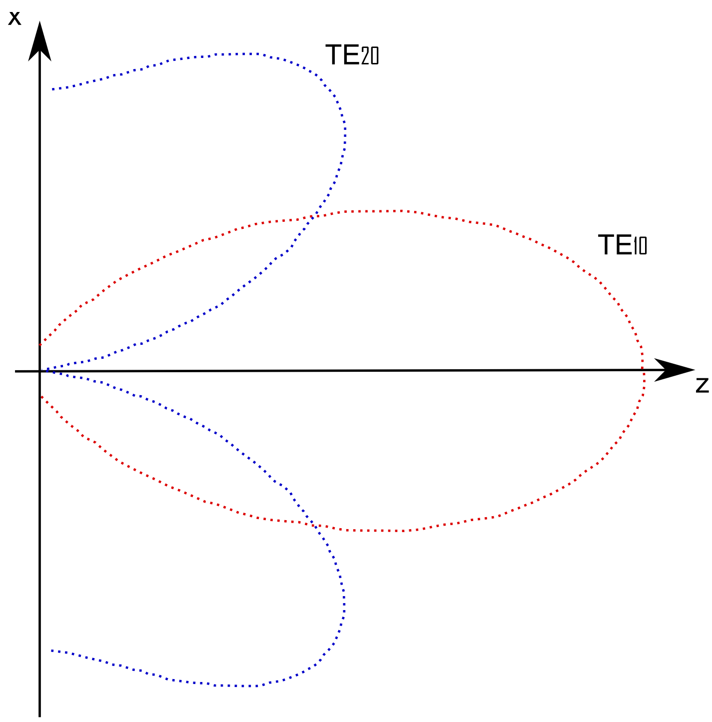

FIGURE 6.5: Fonction de couplage angulaire $|C_{nm}(\Omega)|^2$ pour les deux modes dans le petit guide. Coupe pour $\phi = 0$ et $\theta = [-\pi/2 : \pi/2]$

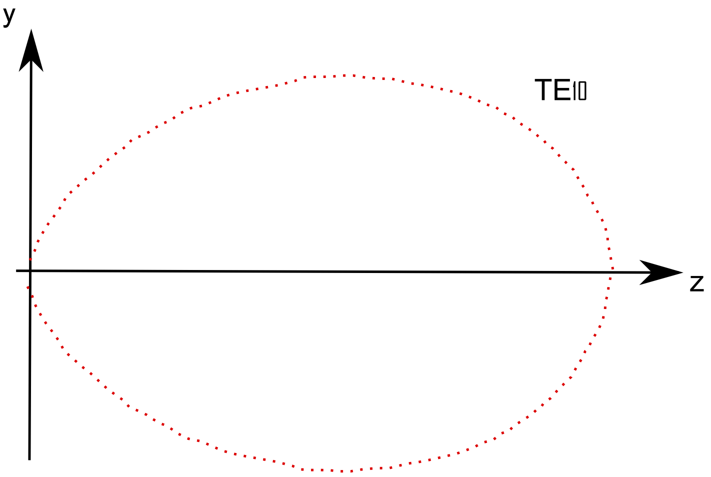

FIGURE 6.6: Fonction de couplage angulaire $< |C_{nm}(\Omega)|^2 >$ pour les deux modes dans le petit guide. Coupe pour $\phi = \pi/2$ et $\theta = [-\pi/2 : \pi/2]$

6.3.5 Caractérisation expérimentale de l'effet du guide d'ondes

Afin de quantifier l'effet du guide d'ondes, nous avons mesuré le bilan de puissance avec le grand guide ainsi qu'avec le petit guide toutes autres choses égales (types d'antennes, position des antennes, etc). La puissance reçue avec le guide TE_{20} et avec le grand guide a été mesurée. La différence entre ces deux puissances correspond à la perte de puissance dans les modes évanescents dans le guide TE_{20}. On obtient une différence de 15.6 dB. A partir de (6.16), nous avons pu estimer l'excitation de tous les modes. En prenant l'excitation des modes évanescents du guide TE_{20}, et grâce à (6.19), on peut calculer la puissance dans les modes évanescents et ainsi obtenir la perte de puissance dûe à l'utilisation de ce guide. On obtient alors une différence de 17dB soit une valeur assez proche de la valeur expérimentale.

6.4 Contrôle du degré de diversité à l'aide du guide d'ondes

6.4.1 Caractérisation expérimentale

Nous avons vu au chapitre 4 qu'une matrice de canal MIMO pouvait être caractérisée par ses valeurs propres. Chaque valeur propre correspond à un sous canal et la capacité est maximale lorsque le rang est maximum. Par exemple, l'utilisation du petit guide d'ondes à 5 GHz limite le canal à deux sous-canaux entre l'entrée et la sortie de celui-ci. Ceci est équivalent à avoir une matrice de transfert du canal de rang 2. L'utilisation du guide d'ondes va donc limiter le

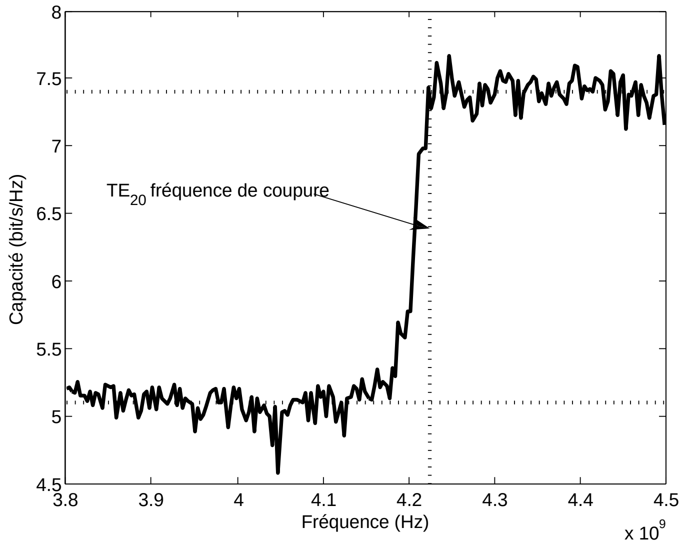

FIGURE 6.7: Capacité pour un canal MIMO 4×4 avec le petit guide d'ondes et un SNR de 10 dB

degré de diversité. Le degré de diversité est égal ou inférieur au nombre de modes passants qui sera lui même égal au nombre de valeurs propres significatives.

Sachant que la fréquence de coupure du deuxième mode passant de notre petit guide est à 4.225 GHz, nous avons effectué une mesure sur une bande de fréquence autour de cette fréquence de coupure, soit de 3.8 GHz à 4.5 GHz. Grâce à cette mesure, il est possible d'évaluer la transition entre une situation avec un mode et celle avec deux modes.

87 réalisations de la matrice de canal MIMO 4×4 ont été mesurées à l'aide des antennes UWB avec un espacement entre antennes de λ, longueur d'onde correspondant à la plus petite fréquence (soit 7.9 cm). Nous avons mesuré cette fonction de transfert sur 201 points entre 3.8 et 4.5 GHz. Le SNR était de 25dB, soit largement suffisant pour estimer de telles conditions de propagation. Nous avons ensuite estimé la capacité du canal pour un SNR de 10dB selon (4.16). La capacité ergodique (donc moyennée sur les 87 réalisations) est présentée sur la figure 6.7.

On voit clairement sur la figure 6.7 une transition très nette entre un et deux modes, soit un et deux degrés de diversité. A titre de comparaison, dans [3], la transition entre 1 et 2 modes est également présentée. Cependant, il s'agit là d'un guide d'ondes entre une cage de faraday et une pièce. Il n'y a dès lors pas moyen d'obtenir facilement des réalisations indépendantes autrement qu'en déplaçant l'antenne. La transition présentée ici est beaucoup plus franche.

Afin de bien visualiser le changement de diversité, nous avons également calculé les valeurs singulières en fonction de la fréquence. Le résultat est présenté

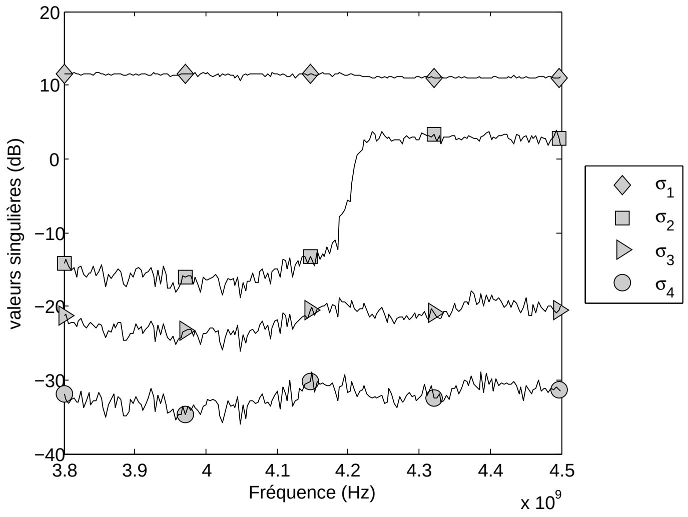

FIGURE 6.8: Evolution des valeurs singulières pour la mesure MIMO 4×4 en fonction de la fréquence

sur la figure 6.8. A nouveau, on voit clairement que la deuxième valeur singulière est initialement très proche de zéro. Sa valeur augmente fortement au passage de la fréquence de coupure, 4.225 GHz. Les troisième et quatrième valeurs singulières restent quant à elles insignifiantes.

6.4.2 Validation théorique et expérimentale des métriques de diversité

Différentes métriques ont été présentées au chapitre 4. Celles-ci permettent de caractériser le degré de diversité du canal. Notre environnement permet de simuler un canal passant de 1 à 2 degrés de liberté sur plusieurs réalisations indépendantes du canal grâce au mouvement de la pale mécanique. Il s'agit dès lors d'un moyen unique de tester l'efficacité de ces métriques qui sont le plus généralement testées dans des environnements réels, où le degré de diversité exact est inconnu. Nous bénéficions ici d'un environnement reproductible, où le degré de diversité est connu.

La "Richness Curve" donnée par (4.8), évalue l'effet cumulatif des valeurs propres. Lorsqu'on regarde toutes les valeurs propres ($k = N$ dans (4.8)), on peut facilement montrer que la "Richness Curve" se réduit alors à l'ellipticité. Le "Effective Degree of Freedom" est quant à lui lié au SNR de mesure et manque donc de précision. Enfin, le "condition number" ne permet pas d'évaluer l'effet des valeurs propres intermédiaires puisqu'il ne prend en compte que la plus grande et la plus petite. Nous allons nous concentrer sur l'ellipticité, le critère de la valeur singulière et la mesure de diversité. Nous regardons d'abord comment s'écrivent ces métriques dans le cas de 1 et 2 degrés de liberté (valeurs propres/singulières non nulles) pour regarder ensuite, l'utilisation de ces métriques sur les mesures en chambres couplées.

Cas du canal à 1 degré de diversité : effet Keyhole

Dans ce cas, seule une valeur propre (singulière) est non nulle. Pour rappel l'ellipticité est mesurée à partir de toutes les valeurs propres. Expérimentalement, on obtient une valeur propre significative et les autres correspondent à du bruit. L'ellipticité se réduit alors à (dans le cas $N = 4$)

$$\gamma \simeq \frac{4(\lambda_1\lambda_2\lambda_3\lambda_4)^{1/4}}{\lambda_1} \tag{6.24}$$

Le critère de la valeur singulière est donné par

$$C = \frac{\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \sigma_4}{\max(\sigma_i)} \simeq \frac{\sigma_1}{\sigma_1} \simeq 1. \tag{6.25}$$

La mesure de diversité donne également une valeur très proche de 1.

On voit déjà que l'ellipticité dépend des autres valeurs propres (λ_3, λ_4) qui dépendent du bruit de mesure, alors que la mesure de diversité comme le critère de la valeur singulière sont presque totalement indépendants de ces valeurs.

Canal avec deux degrés de liberté

Dans ce cas, deux valeurs propres (singulières) sont significatives. Alors que le Keyhole est purement académique, de nombreux canaux mesurés sont de degré de diversité inférieur au maximum (min(N_R, N_T)) et l'étude d'un tel canal prend dès lors tout son sens. L'ellipticité est donnée par (toujours pour $N = 4$)

$$\gamma \simeq \frac{4(\lambda_1\lambda_2\lambda_3\lambda_4)^{1/4}}{\lambda_1 + \lambda_2} \tag{6.26}$$

alors que le critère de la valeur singulière est donné par

$$C_\sigma \simeq \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{\sigma_1} \simeq 1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1}. \tag{6.27}$$

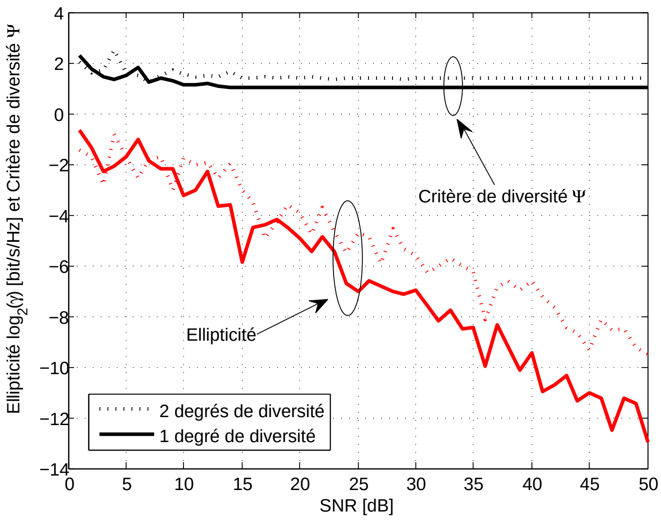

FIGURE 6.9: Ellipticité et critère de la diversité pour un canal MIMO 4×4 avec 1 et 2 degrés de diversité en fonction du SNR.

De même, la mesure de diversité est donnée par

$$\Psi \simeq 1 + \frac{2\lambda_1\lambda_2}{\lambda_1^2 + \lambda_2^2}. \tag{6.28}$$

Plusieurs remarques peuvent être effectuées. Tout d'abord, l'ellipticité est l'unique métrique à dépendre des valeurs propres (singulières) correspondant au bruit (λ_3 et λ_4). Ensuite, Le critère de la valeur singulière possède une interprétation intéressante puisque l'augmentation de la métrique suite à l'apparition d'une deuxième valeur singulière est directement proportionnelle au rapport entre ces valeurs singulières. Cette interprétation est particulièrement intéressante par exemple dans le cadre du design d'algorithmes de précodage, où on cherche à optimiser l'information transmise dans chaque sous-canal.

Afin de montrer l'effet du SNR sur ces métriques, nous avons tracé l'ellipticité ainsi que le critère de diversité pour le cas d'un canal MIMO 4×4 avec 1 et 2 degrés de liberté en fonction du SNR. Le résultat est présenté à la figure 6.9. On voit clairement que l'ellipticité est très sensible au SNR, alors que le critère de diversité converge pour un SNR supérieur à 10 dB. Dans nos mesures, nous avons un SNR toujours nettement supérieur à cette valeur (de l'ordre de 20dB).

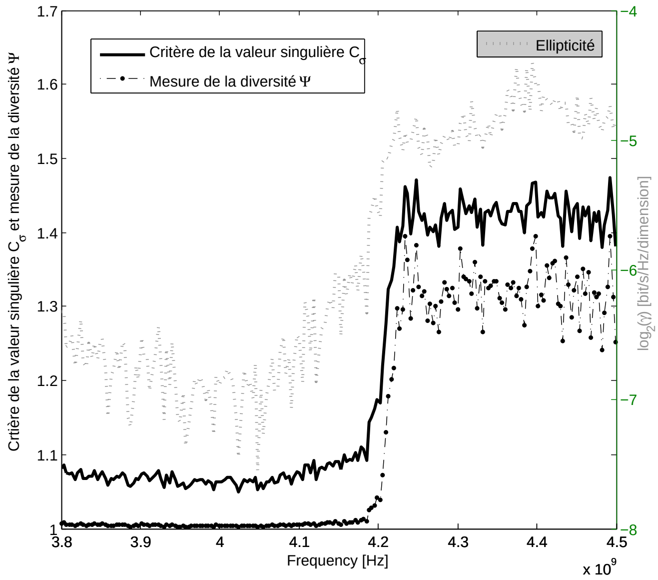

FIGURE 6.10: Ellipticité, critère de la valeur singulière (C_σ) et mesure de la diversité (Ψ) sur les mesures à la transition entre 1 et 2 modes

Validation expérimentale

Nous avons appliqué ces 3 métriques pour chacune des 201 fréquences mesurées entre 3.8 et 4.5 GHz à la transition entre 1 et 2 modes passants (fréquence de coupure à 4.225 GHz). Le résultat pour les 3 métriques est présenté sur la figure 6.10. On voit clairement la transition sur les 3 courbes. Cependant, cette transition est beaucoup moins nette pour l'ellipticité, et ce à cause des valeurs propres correspondant au bruit. Le critère de la valeur singulière pour un degré de liberté (avant 4.225 GHz) est supérieur à la mesure de diversité. Ceci est dû au fait que la première métrique utilise les valeurs singulières qui sont plus petites que les valeurs propres. Dès lors, le rapport entre les valeurs propres significatives et les autres est plus important que dans le cas des valeurs singulières. Enfin, l'interprétation du critère de la valeur singulière permet d'identifier que la deuxième valeur singulière a environ une amplitude égale à 30% de la première.

Si les métriques sur la figure 6.10 sont des valeurs moyennes sur l'ensemble des réalisations, il est intéressant de regarder combien de réalisations indépendantes sont nécessaires afin d'obtenir une bonne valeur. Nous avons dès lors calculé ces métriques pour 3 fréquences après la fréquence de coupure en moyennant sur un nombre croissant de canaux indépendants. Le résultat est présenté sur la figure 6.11 pour l'ellipticité et le critère de la valeur singulière (la mesure de diversité donne un résultat très similaire au critère de la valeur singulière de

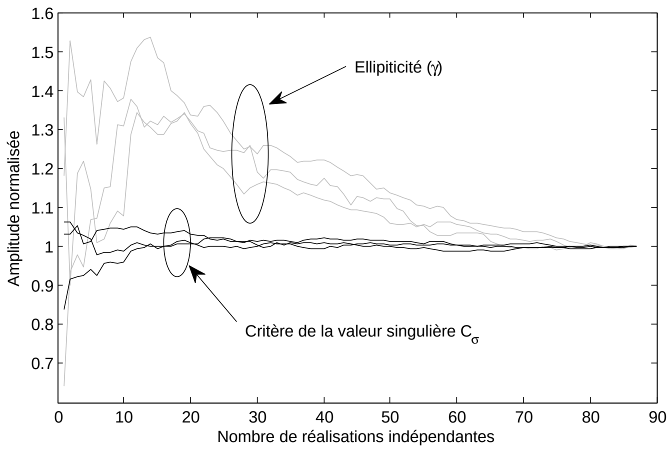

FIGURE 6.11: Valeur de l'ellipticité et du critère de la valeur singulière sur 3 fréquences au delà de la fréquence de coupure en fonction du nombre de réalisations indépendantes du canal

ce point de vue). La normalisation est telle que la valeur finale est 1 (en moyennant sur 87 réalisations). On peut noter que l'ellipticité converge extrêmement lentement. Plus de 50 réalisations sont nécessaires pour avoir moins de 10% de déviation alors que seulement 20 réalisations sont nécessaires avec les autres métriques pour obtenir une valeur stable.

En conclusion, on privilégiera le critère des valeurs singulières pour son interprétation. La mesure de diversité est cependant également un excellent candidat. Afin d'évaluer correctement ces métriques, on utilisera minimum 20 réalisations indépendantes du canal (avec le même degré de diversité).

6.5 Modèle de canal dans les chambres réverbérantes couplées

6.5.1 Modèle MIMO en bande étroite

Nous avons présenté précédemment un modèle de canal en bande étroite dans une chambre réverbérante. Ce modèle est de type Kronecker et capture l'effet du canal ainsi que la corrélation entre antennes. Cependant, un modèle de Kronecker tel (4.22) ne permet pas de modéliser un Keyhole. Dès lors, un autre modèle basé sur le modèle de Kronecker a été présenté dans [31] afin de permettre une modélisation du Keyhole. Nous proposons un modèle similaire pour les chambres réverbérantes couplées soit

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\mathrm{RX}}^{1/2}\mathbf{G}_1\mathbf{R}_w^{1/2}\mathbf{T}\mathbf{R}_w^{1/2}\mathbf{G}_2(\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}^{1/2})^T \quad (6.29)$$

où $\mathbf{R}_{\mathrm{RX}}$ et $\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}$ sont respectivement les matrices de corrélation entre antennes au récepteur et à l'émetteur, $\mathbf{G}_1$ et $\mathbf{G}_2$ sont des matrices de type Rayleigh modélisant le canal dans chacune des chambres. La matrice $\mathbf{R}_w$ est la matrice de corrélation entre les excitations des modes. La matrice $\mathbf{T}$ est quant à elle la matrice de tranfert au niveau du guide d'ondes.

Les matrices de corrélation sont données par les fonctions de corrélation vues précédemment, cf. chapitre 3. Pour calculer $\mathbf{R}_w$, on utilise la corrélation entre les excitations calculées précédemment. Nous avons cependant montré que cette corrélation entre excitations de modes était environ nulle (6.23).

La matrice $\mathbf{T}$ instantanée (pour une position de la pale) est fonction du spectre incident instantané sur le guide d'ondes. Ce spectre instantané est impossible à obtenir et nous proposons dès lors de regarder les valeurs moyennes des excitations. Grâce à la modélisation du guide d'ondes présentée dans ce chapitre, il est possible de définir une matrice de transfert $\mathbf{T}$ telle que

$$\mathbf{T} = \mathrm{A}\mathbf{C}_m \quad (6.30)$$

où A est un vecteur colonne de taille $N \times 1$ où N est le nombre de modes se propageant dans le guide. Ce vecteur est composé des racines carrées des excitations moyennes $< |A_{nm}|^2 >$ de chaque mode donné par (6.16) :

$$A = \begin{pmatrix} \sqrt{< |A_{n_1m_1}|^2 >} \\ \sqrt{< |A_{n_2m_2}|^2 >} \\ \vdots \\ \sqrt{< |A_{n_Nm_N}|^2 >} \end{pmatrix} \quad (6.31)$$

$\mathbf{C}_m$ est la matrice de couplage entre modes au cours de la propagation dans le guide. Dans un guide d'ondes métallique et à parois lisses, ce couplage est supposé nul et $\mathbf{C}_m$ se réduit à une matrice diagonale où chaque élément est le déphasage ($e^{-j\beta_{nm}d}$) ainsi que l'atténuation éventuelle ($e^{-\alpha_{nm}d}$) introduits pour chaque mode. On a alors une matrice $\mathbf{C}_m$ de type

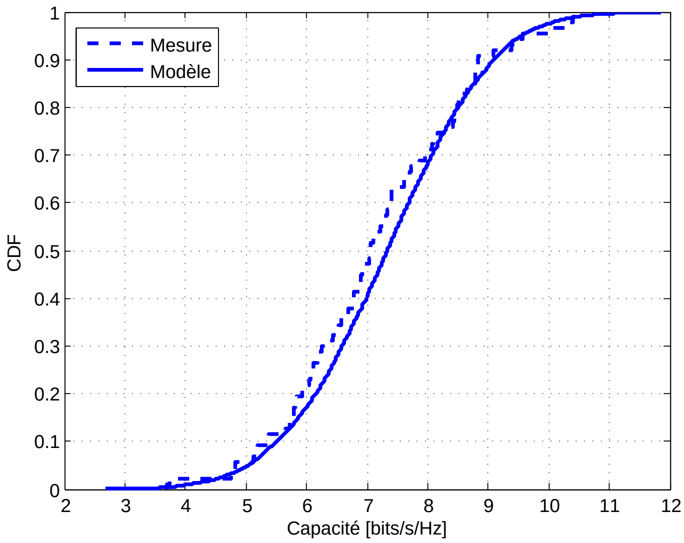

FIGURE 6.12: Densité de probabilité cumulée pour la capacité entre les deux chambres avec un SNR de 10 dB et le petit guide à la fréquence de 4.5 GHz (2 modes passants).

$$C_m = \begin{pmatrix} e^{-(\alpha+j\beta)_{n_1 m_1} d} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & e^{-(\alpha+j\beta)_{n_2 m_2} d} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & e^{-(\alpha+j\beta)_{n_N m_N} d} \end{pmatrix} \quad (6.32)$$

6.5.2 Validation du modèle en bande étroite

Afin de valider le modèle (6.29), nous validons selon deux métriques comme pour le modèle dans une chambre. Tout d'abord, nous vérifions que le modèle est capable de capturer le gain de capacité offert par les systèmes multi-antennes. Nous nous basons sur une mesure MIMO entre les deux chambres avec le petit guide à la fréquence de 4.5 GHz. L'espacement entre antennes est de 1.18 λ et les antennes dipoles ont été utilisées. La corrélation entre antennes est dès lors très faible mais seuls deux modes sont transmis, ce qui se traduit par une diminution de la capacité.

Nous avons donc simulé 1000 matrices selon (6.29) et calculé la capacité pour tracer la densité de probabilité cumulée. Celle-ci est comparée à la densité de probabilité de la capacité calculée sur les matrices mesurées. Le résultat est présenté sur la figure 6.12. On voit que le modèle présente une très bonne correspondance avec les mesures.

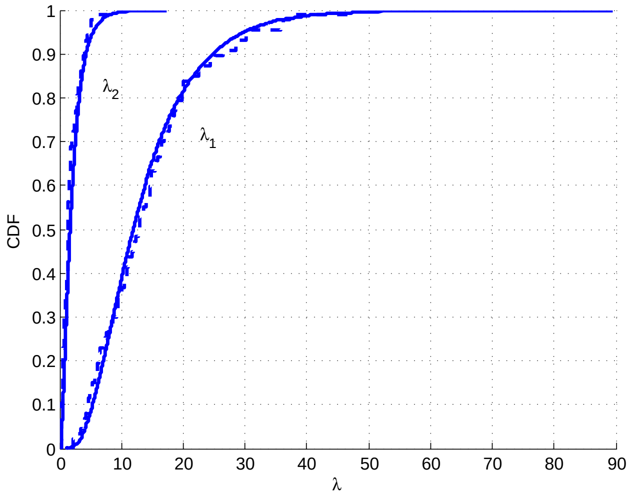

FIGURE 6.13: Densité de probabilité cumulée des deux valeurs propres significatives. Comparaison entre la mesure et le modèle

Cependant, cette validation n'est pas suffisante [105] et nous proposons également de regarder la distribution des valeurs propres. Celle-ci est présentée pour les deux valeurs propres non nulles. Le résultat est présenté sur la figure 6.13. On y voit la densité de probabilité cumulée mesurée et théorique pour les deux valeurs propres significatives. La correspondance entre théorie et mesure est à nouveau très satisfaisante.

Nous avons également évalué la distribution d'amplitude du champ électrique total entre les deux chambres dans le cas du petit guide et du grand guide. Il a déjà été montré dans [2] qu'un Keyhole était caractérisé par une distribution d'amplitude de type double Rayleigh. Nous avons estimé cette distribution d'amplitude en-dessous de 4.225 GHz, soit dans le cas d'un seul degré de liberté (Keyhole) ainsi qu'avec le grand guide. Le résultat est présenté sur la figure 6.14. On voit que la distribution de l'amplitude diffère en fonction du guide utilisé. Avec le petit guide, une distribution double Rayleigh [2] est obtenue alors qu'une distribution de Rayleigh classique est obtenue avec le grand guide. Le modèle permet de reproduire ces variations de distribution d'amplitude.

6.6 Extension au cas large bande

Nous avons vu au chapitre précédent un modèle de canal MIMO large bande. Ce dernier se déduisait très facilement du modèle bande étroite. En effet, nous

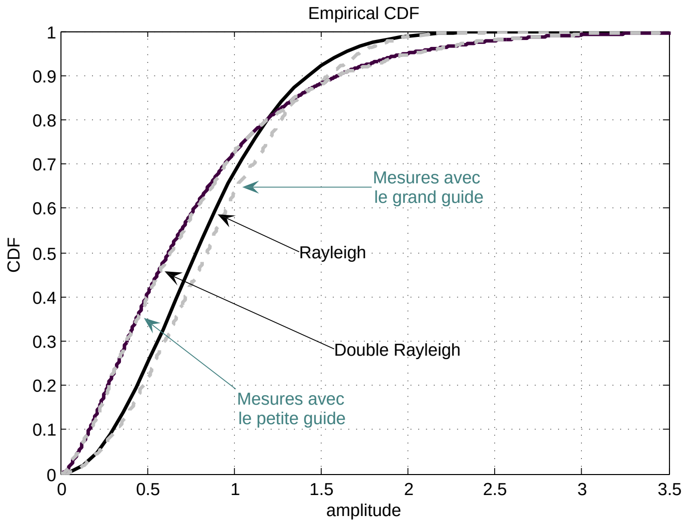

FIGURE 6.14: Densité de probabilité cumulée théorique et mesurée pour les deux chambres avec le petit et le grand guide d'ondes. Modèle théorique de Double Rayleigh (petit guide) et Rayleigh (grand guide)

avons supposé que la corrélation entre antennes était indépendante du tap, et seule la fonction de transfert SISO devait être spécifiée.

Pour le système à deux chambres, nous pouvons également repartir du modèle (4.38) en ajoutant la notion de tap, soit

$$\mathbf{H}^{(k)} = \mathbf{R}_{\mathrm{RX}}^{1/2}\mathbf{G}_1^{(k)}\mathbf{R}_w^{1/2}\mathbf{T}\mathbf{R}_w^{1/2}\mathbf{G}_2^{(k)}(\mathbf{R}_{\mathrm{TX}}^{1/2})^T \tag{6.33}$$

où k est l'indice du tap. Nous faisons l'hypothèse que la corrélation entre l'excitation des modes est indépendante du tap, soit $\mathbf{R}_w$ est indépendant de k. En effet, nous avons calculé cette corrélation précédemment à partir du spectre moyen (6.23). On suppose comme précédemment que la durée du tap est suffisamment grande et que ce dernier contient un grand nombre de rayons. On peut alors supposer que le spectre incident sur chaque tap est isotrope et l'hypothèse est alors valable.

Nous avons délibérément choisi de ne pas présenter un modèle avec une composante de Rice comme décrit dans (4.39). En effet, dans le système à deux chambres couplées, deux pales sont en rotation et la probabilité d'interaction avec au moins une des pales est très grande. Nous avons donc observé que tous les taps étaient distribués selon une loi de Rayleigh. Le facteur de Rice de la réponse impulsionnelle dans le système à deux chambres avec le petit guide est présenté sur la figure 6.15-(a). On voit que les tous premiers taps présentent

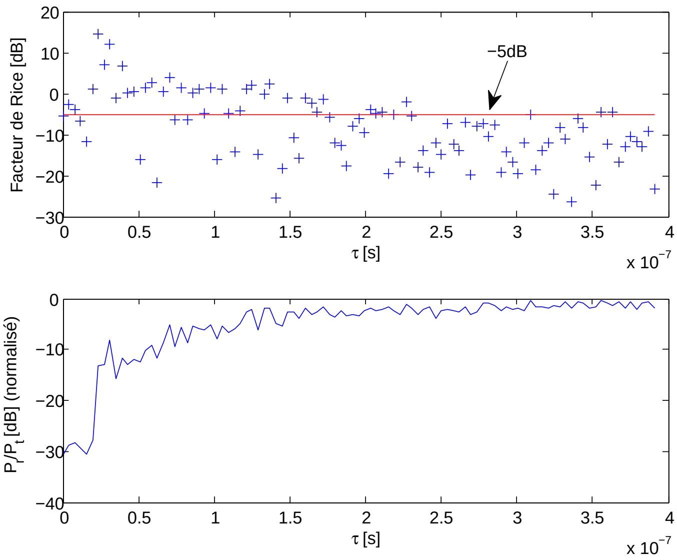

FIGURE 6.15: Facteur de Rice en fonction du délai (a) et PDP pour les mêmes délais (b)

d'importants facteurs de Rice. Ces facteurs de Rice correspondent cependant à de petites amplitudes (qui sont liées à la IFFT), comme on peut le voir sur la figure 6.15-(b). A noter également que la distance entre les antennes émettrice et réceptrice est de plus de 3 mètres. On peut donc conclure que tous les taps sont raisonnablement modélisés par une loi de Rayleigh. Pour compléter le modèle (6.33), il nous suffit donc de décrire la corrélation entre réalisations, la caractérisation du Power Delay Profile, ainsi que la corrélation entre antennes. Nous passons donc maintenant en revue les statistiques d'ordre deux dans ce nouvel environnement et mettons en évidence les différences par rapport au cas d'une chambre unique tel que décrit dans le chapitre 3.

6.6.1 Autocorrélation temporelle et spectre de Doppler

Du point de vue du récepteur en bande étroite, le guide d'ondes est une ouverture qui agit comme une antenne rayonnant dans la chambre de réception. En supposant que la ligne de vue directe entre l'ouverture et l'antenne de réception est obstruée (ce qui était le cas dans nos mesures), la situation est fort similaire au cas d'une chambre. Concernant la corrélation temporelle, nous avons vu que deux paramètres entraient en ligne de compte : l'efficacité de la pale et l'amplitude de la composante cohérente. Puisque le chemin entre l'émetteur et le récepteur est plus long (passage par le guide), et que nous utilisons deux chambres et donc deux pales mécaniques, la probabilité pour une onde de toucher au moins

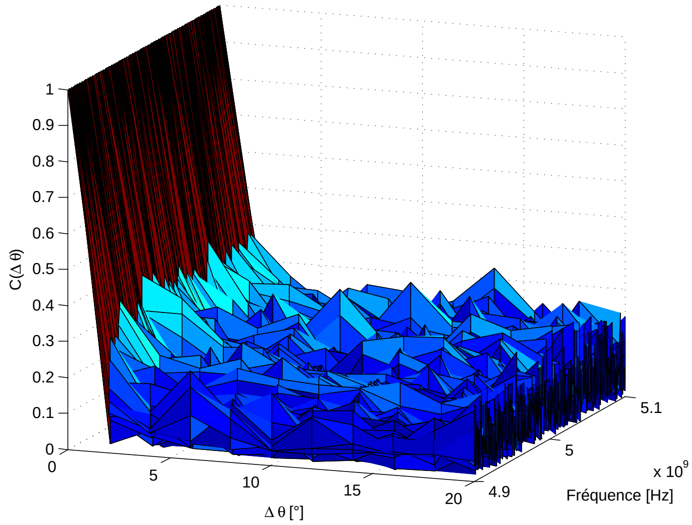

FIGURE 6.16: Corrélation temporelle pour toutes les fréquences entre 4.9 et 5.1 GHz en fonction de la rotation des deux pales. Chaque mouvement fait deux degrés

une pale est maximale. A titre d'illustration, la corrélation temporelle a été calculée pour des mesures à 5 GHz entre les deux chambres (petit guide). Le résultat pour toutes les fréquences entre 4.9 et 5.1 GHz est présenté sur la figure 6.16. On voit que la corrélation chute dès une rotation (de deux degrés) à une valeur très basse (toujours en dessous de 0.4 et souvent en dessous de 0.2).

6.6.2 Autocorrélation fréquentielle et Power Delay Profile

Dans le domaine du délai, compte tenu des modifications du canal de propagation, on peut s'attendre à une forme différente de la réponse impulsionnelle et du PDP. En effet, le guide d'ondes impose la propagation selon un nombre fini de modes et l'utilisation de deux chambres va indéniablement rallonger le temps de parcours.

Afin d'évaluer la nouvelle expression du PDP, partons de l'expression de la fonction de transfert fréquentielle du système. Celle-ci est donnée par le produit des fonctions de transfert de chaque chambre, $H_1(f)$, $H_2(f)$, ainsi que la fonction de transfert du guide d'ondes, $H_{\text{guide}}(f)$.

$$H_{\text{tot}}(f) = H_1(f)H_{\text{guide}}(f)H_2(f) \tag{6.34}$$

La fonction de corrélation fréquentielle est alors donnée par

$$\begin{aligned} C(\Delta f) &= < H_1(f)H_1^*(f+\Delta f)H_{\text{guide}}(f)H_{\text{guide}}^*(f+\Delta f) \\ &\quad H_2(f)H_2^*(f+\Delta f) > . \end{aligned} \tag{6.35}$$

En supposant que H_1, H_2 et H_{guide} sont des processus stochastiquement indépendants, la moyenne de leur produit est égale au produit des moyennes et on obtient

$$\begin{aligned} C(\Delta f) &= < H_1(f)H_1^*(f+\Delta f) >< H_{\text{guide}}(f)H_{\text{guide}}(f+\Delta f) > \\ &\quad < H_2(f)H_2^*(f+\Delta f) > && (6.36) \\ &= C_1(\Delta f)C_{\text{guide}}(\Delta f)C_2(\Delta f) && (6.37) \end{aligned}$$

On obtient le PDP en prenant la transformée de Fourier de cette autocorrélation fréquentielle. Dès lors, on obtient le PDP global du système donné par le produit de convolution du PDP de chaque chambre, soit

$$P_{\text{tot}}(\tau) = P_1(\tau) \times P_{\text{guide}}(\tau) \times P_2(\tau) \tag{6.38}$$

où $\times$ est le produit de convolution. Nous allons maintenant faire une hypothèse sur le PDP du guide d'ondes. Ce PDP doit tout d'abord inclure l'effet du délai pour chaque mode se propageant dans le guide. Cependant, notre guide fait 30 cm de long et la différence de temps de propagation entre deux modes est de l'ordre de la ns [75]. Cet effet n'est donc pas pris en compte au regard des délais déjà parcourus dans les chambres. Le PDP du guide doit également inclure le caractère sélectif du guide d'ondes. Les ondes arrivent selon un certain délai à l'entrée du guide d'ondes. Pour chaque tap, nous faisons l'hypothèse que ce dernier contient un grand nombres d'ondes formant un spectre isotrope à l'entrée du guide d'ondes. Certaines de ces ondes vont se coupler à un mode passant alors que d'autres vont se coupler à un mode évanescent. Cette probabilité d'évanescence pour une onde incidente est dépendante de son angle d'arrivée pour un guide donné (grand ou petit dans notre cas). Puisqu'on suppose un spectre isotrope pour chaque tap, celà revient à une perte de puissance équivalente pour chaque tap. Dès lors, le PDP du guide est un filtre identique pour chaque tap. Ce PDP n'a dont pas d'effet sur l'étalement des chemins au récepteur et c'est pourquoi nous le négligeons ici.

Nous avons vu précédemment que le PDP dans une chambre était donné par un modèle en exponentielle décroissante donné par (3.29). En injectant cette expression dans (6.38), on obtient une expression pour le PDP global dans les chambres réverbérantes couplées donnée par

$$\begin{aligned}
P_{\text{tot}}(\tau) &= P_2(\tau) \times P_1(\tau) && (6.39)\\
&= P_{0_2} e^{(-\tau/\tau_{2rms})} u(\tau) \times P_{0_1} e^{(-\tau/\tau_{1rms})} u(\tau) && (6.40)\\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} P_{0_1} e^{-(\tau-s)/\tau_{1rms}} u(\tau - s) P_{0_2} e^{-s/\tau_{2rms}} u(s) ds && (6.41)\\
&= \frac{P_{0_1} P_{0_2}}{(\frac{1}{\tau_{1rms}} - \frac{1}{\tau_{2rms}})} (e^{-\tau/\tau_{2rms}} - e^{-\tau/\tau_{1rms}}) && (6.42)
\end{aligned}$$

où $u(\tau)$ est la fonction échelon. On peut facilement en déduire le rms delay spread global , τ_{rms}, en appliquant (3.27) au nouveau modèle, et ce en fonction du delay spread dans chaque chambre $\tau_{1_{rms}}$ et $\tau_{2_{rms}}$. Le delay spread total est alors donné par

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau_{1_{rms}}^2 + \tau_{2_{rms}}^2}. \tag{6.43}$$

On peut déduire de cette expression que, comme prévu, la chambre avec le plus grand delay spread a un poids plus important dans la valeur totale. Puisque le delay spread dans chaque chambre réverbérante est donné directement par le facteur Q_{av} comme vu au chapitre 3, nous pouvons exprimer un facteur Q_{av} équivalent Q_{tot} et le delay spread total est donné par

$$\tau_{rms} = \frac{Q_{\text{tot}}}{2\pi f} \tag{6.44}$$

où

$$Q_{\text{tot}} = \sqrt{Q_{av1}^2 + Q_{av2}^2}. \tag{6.45}$$

On peut évidemment appliquer le même principe à la bande de cohérence. On obtient alors la bande de cohérence dans les chambres réverbérantes couplées donnée par

$$B_c \geq \frac{f}{Q_{\text{tot}}} \tag{6.46}$$

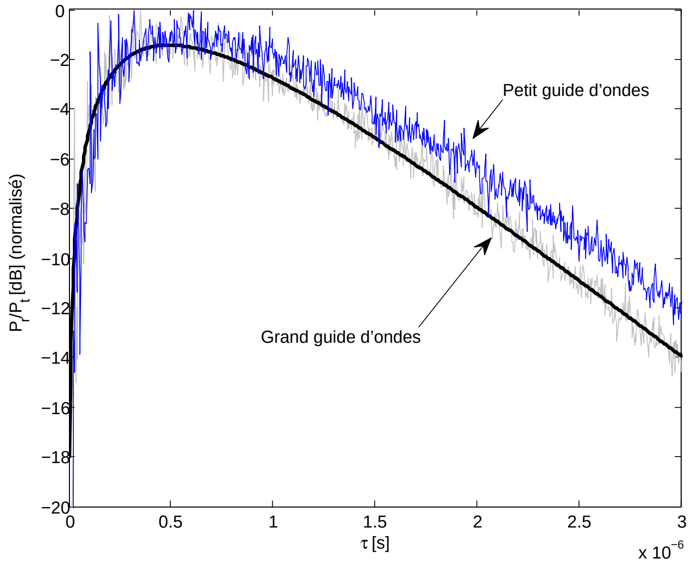

FIGURE 6.17: PDP entre les deux chambres avec le grand et le petit guide ainsi que le modèle théorique

Validation expérimentale

Afin de valider (6.42), nous avons effectué des mesures entre les deux chambres avec les antennes UWB à la fréquence de 5 GHz et avec 200 MHz de bande passante. Grâce aux 100 réalisations indépendantes mesurées, le PDP a été tracé selon (3.26). Les deux guides d'ondes ont été utilisés. Des plaques métalliques bloquaient la ligne de vue directe entre les antennes et le guide d'ondes.

Nous avons tracé le modèle (6.42) à partir du delay spread mesuré dans chaque chambre séparément. Le résultat est présenté sur la figure 6.17. On peut voir que la correspondance entre le modèle théorique et la mesure avec le grand guide est très bonne. La différence avec le petit guide vient probablement du caractère plus sélectif du guide en terme de modes excités. Le delay spread avec le petit guide est alors plus grand (806 ns au lieu de 784 ns). Les PDP sur la figure 6.17 sont normalisés. L'amplitude du PDP est évidemment plus petite pour la mesure avec le petit guide d'ondes (de l'ordre de 15dB de différence).

6.6.3 Autocorrélation spatiale

Du point de vue spatial, le guide d'ondes se comporte également comme une antenne rayonnant dans la chambre. Dès lors, la théorie présentée au chapitre 3 reste applicable. En effet, cette dernière se base sur l'hypothèse d'un spectre isotrope non corrélé. Le guide d'ondes ne modifie en rien cette hypothèse.

6.7 Remarque finale

L'utilisation de chambres réverbérantes couplées possède de nombreux avantages :

- La composante cohérente est supprimée
- On peut contrôler le degré de diversité du canal
- Le delay spread du système complet est lié au facteur de qualité (Q_{av}) de chaque chambre
- L'environnement peut être modifié séparément à l'émetteur et au récepteur

L'avantage le plus exploité dans cette thèse est certainement le contrôle du degré de diversité. Grâce au guide d'ondes et à la modélisation proposée, on peut créer un canal avec le degré de diversité souhaité. On peut également faire varier le degré de diversité en variant la fréquence et ainsi mettre en évidence le caractère transitoire du canal au passage de 1 à 2 degrés de diversité. Grâce à ces avantages, nous avons pu comparer l'efficacité des métriques de diversité et on peut ainsi facilement identifier un avantage de ces chambres. Grâce au contrôle de l'environnement, on peut accéder à des informations sur le canal (comme le degré de diversité) difficiles à obtenir habituellement (mesures sur site).

Néanmoins, ce système ne permet pas encore de simuler tout type de canal. Pour nos tailles de chambres, le delay spread est encore très long et la propagation est toujours équivalente à de la propagation diffuse sans cluster. Enfin, les modèles de canaux récents nécessitent une modélisation conjointe entre l'émetteur et le récepteur qui est impossible dans le cas de nos deux chambres.

6.8 Conclusions du chapitre

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté un nouveau système composé de deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes. Grâce à ce guide d'ondes, il est possible de contrôler le degré de diversité du canal MIMO, et ce, sur un grand nombre de réalisations indépendantes. Nous avons ainsi pu montrer l'efficacité des différentes métriques présentes dans la littérature pour estimer le degré de diversité d'un canal. En particulier, nous avons vu que la mesure de diversité et le critère de la valeur singulière avaient des performances similaires et qu'une vingtaine de réalisations du canal étaient nécessaires.

Un modèle de canal en bande étroite a été proposé et validé expérimentalement. Une extension au cas large bande a été proposée. En particulier, nous avons mis en évidence les principales différences de modélisation avec le cas d'une seule chambre réverbérante. Un nouveau modèle de PDP a ainsi été introduit.

Chapitre 7

Conclusion

Au cours de cette thèse, nous avons caractérisé, modélisé et appliqué les connaissances acquises en modélisation du canal de communication sans fil au cas des chambres réverbérantes. Nous avons montré que le canal de propagation en chambre réverbérante était comparable à un environnement mobile, diffus et composé de nombreux chemins répartis de façon isotrope. Nous avons également montré que la puissance reçue pouvait être composée de jusque 50% d'une composante cohérente. L'amplitude de cette composante cohérente dépend de la configuration de la chambre et du système de test.

Un nouveau modèle d'autocorrélation temporelle, intégrant l'effet des interactions multiples avec la pale mécanique, a été développé. Ce nouveau modèle établit la corrélation temporelle en fonction de la rotation et du rayon de la pale mécanique. Il peut donc servir à dimensionner le rayon de la pale mécanique en imposant la décorrélation pour un certain angle de rotation.

Nous avons également montré qu'il était possible de prédire le PDP dans une chambre réverbérante. Celui-ci présente une forme d'exponentielle décroissante et le seul paramètre nécessaire pour le décrire est donc le delay spread. Ce delay spread est facilement prédit par le facteur de qualité large bande introduit dans cette thèse.

Nous avons modélisé le canal dans une chambre réverbérante. Un modèle de canal MIMO de type Kronecker, bande étroite et large bande, a été proposé et validé expérimentalement. L'approche "canal", innovante dans le cadre des chambres réverbérantes, a été suivie et une description détaillée de chaque tap de la réponse impulsionnelle a été proposée. La composante cohérente influence fortement cette réponse impulsionnelle car plusieurs taps sont alors distribués selon une loi de Rice.

Nous avons ensuite comparé le canal avec le cas d'une voiture. Ce dernier est également diffus et un calcul du facteur de qualité de la voiture a permis de mettre en évidence que certaines zones pouvaient être comparées à une chambre réverbérante. Nous avons également comparé une chaîne complète de transmission OFDM et SC-FDE sur un canal de type chambre réverbérante et sur le canal du standard 802.11n. Nous avons mis en évidence l'importance du facteur de Rice des taps sur le BER. La technique SC-FDE présente des BER similaires pour le canal en chambre réverbérante et pour celui du modèle 802.11n. Par contre, la transmission OFDM est fortement influencée par la présence de taps à facteur de Rice élevé provoquant une différence importante de BER au profit du canal en chambre.

Nous avons décrit l'utilisation de deux chambres réverbérantes couplées par un guide d'ondes. Ce système présente l'avantage majeur de permettre un contrôle du degré de liberté du canal MIMO. Nous avons ainsi pu mettre en évidence la transition de 1 à 2 modes. A notre connaissance, le système à deux chambres est le seul permettant de mettre en évidence cette transition avec une telle précision et sur un nombre virtuellement illimité de réalisations du canal. Grâce à ce contrôle du degré de diversité, nous avons pu valider les différentes métriques de diversité classiquement utilisées dans la littérature. Nous avons mis en évidence la nécessité d'avoir au moins une vingtaine de réalisations du canal pour pouvoir appliquer correctement ces métriques.

A travers ces différents chapitres, nous avons montré l'importance de la composante cohérent dans la chambre réverbérante. Il est important de noter que cette composante cohérente permet de modéliser un grand nombre de scénarios tels une station et un récepteur fixe (cas de Wimax par exemple). Cette composante cohérente présente donc un atout dans la mesure où elle offre de nouvelles possibilités de scénarios.

La réalisation de cette thèse fut également l'occasion de réaliser de nombreuses mesures avec une approche plus orienté canal comme décrit dans l'introduction. Par exemple, des auteurs expérimentés en compatibilité électromagnétique, présentant un papier orienté canal [42], ont mesuré 201 points entre 1 et 6 GHz (soit 25MHz d'écart fréquentiel entre les points). Dans notre travail, nous avons généralement mesuré 1601 points sur 200 MHz de bande passante soit un écart fréquentiel de 125kHz ! Nous avons pu observer que les caractéristiques de la chambre, comme le facteur de qualité, varient très vite avec la fréquence (parfois d'un facteur 5). Cet effet est difficilement mis en évidence avec des mesures fort espacées fréquentiellement car le facteur de qualité a tendance a augmenter avec la fréquence. Nous avons également pu mettre en évidence l'importance de la charge de la chambre sur des paramètres comme le delay spread. En effet, ce dernier peut varier très fortement en fonction des objets présents dans la chambre. Notamment, la simple utilisation de trépieds d'antennes en bois a montré une variation du delay spread mesuré (et du facteur de qualité).

Alors que cette thèse a mis en évidence plusieurs caractéristiques du canal en chambre réverbérante, force est de constater que ce canal présente encore plusieurs différences avec des modèles largement acceptés. Citons notamment

– Le PDP présente une pente constante alors que de nombreux modèles sont caractérisés par des amas de rayons (clusters)
– Le spectre angulaire est isotrope alors qu'en situation réelle, il ne l'est jamais complètement.
– Il n'y a pas de lien direct entre émetteur et récepteur alors que les modèles actuels modélisent conjointement l'émetteur et le récepteur

Mais est-ce vraiment là le but d'une chambre réverbérante ? La chambre réverbérante n'est pas le moyen ultime de modéliser n'importe quel type de canal. La chambre réverbérante est un outil puissant dans l'étude de la propagation pour certains aspects tels que décrits dans la thèse. La propagation diffuse est particulièrement intéressante à étudier via ce type d'environnement. Une perspective de développement de ce travail serait d'appliquer et de comparer les techniques présentées dans cette thèse à un ensemble de milieux confinés où la propagation est principalement diffuse. Les systèmes de transports (trains, avions, bus, voitures) sont d'excellents candidats, tout comme les milieux indoor densément remplis. Il est également intéressant d'exploiter l'existance d'une composante cohérente dans la chambre car cette composante est également présente dans les scénarios décrits ici. Il serait intéressant de contrôler cette composante cohérente.

La chambre réverbérante présente également l'avantage d'être un environnement assez simple facilitant la modélisation. Nous pensons que certains des modèles décrits dans cette thèse peuvent être étendus à des scenarii indoor, comme par exemple le modèle de corrélation temporelle. La chambre réverbérante est donc un outil de laboratoire permettant de formaliser des scenarii de propagation plus complexes.

Enfin, nous pensons qu'il serait intéressant de regarder plus en détail les aspects de tests de systèmes au sein des chambres. Nous avons montré que le BER d'une chaîne de communication en chambre pouvait être identique à celui obtenu par un modèle standardisé de canal. En identifiant précisément les mécanismes influençant des paramètres tel le BER, on peut créer un système de test en laboratoire. Ce système de test présenterait l'avantage de reproduire facilement et à l'infini des conditions de propagation comparables à des environnements typiques.

Annexe A

Résumés de la thèse

Résumé en français

L'utilisation d'une chambre réverbérante pour modéliser un canal de communication sans fil a récemment été proposée. La chambre réverbérante est une cavité métallique fermée dans laquelle se trouve une pale mécanique en mouvement permettant de modifier les conditions aux limites et d'ainsi obtenir en moyenne une répartition uniforme des champs. Cette cavité métallique fermée présente de nombreux avantages pour modéliser un canal de communication. Citons principalement le fait que l'environnement est reproductible grâce au mouvement de la pale.
L'étude détaillée du canal de communication sans fil à l'intérieur de cet environnement est le sujet de cette thèse. Nous développons à la fois une approche théorique et expérimentale (dans 3 chambres réverbérantes différentes). En particulier, on caractérise ce canal dans les dimensions temporelles, fréquentielles et spatiales afin de dériver ensuite un modèle de canal. Nous nous intéressons en particulier aux systèmes sans fil multi-antennes car ceux-ci exploitent les trois dimensions (temps, fréquence, position).
Ensuite, nous comparons l'environnement en chambre réverbérante au cas d'un environnement confiné, à savoir une voiture. Nous testons également une chaîne complète de transmission OFDM et SC-FDE sur base du modèle de canal en chambre développé dans cette thèse.
Enfin, nous présentons un nouveau système de test composé de deux chambres réverbérantes couplées à l'aide d'un guide d'ondes dont les dimensions transverses peuvent être changées. Grâce à ce guide d'ondes, le degré de liberté du canal multi-antennes peut être contrôlé.

Mots-clés

Chambre réverbérante, modèle de canal, MIMO, caractérisation expérimentale, OFDM, SC-FDE, guide d'ondes.

Résumé en Anglais

The subject of this thesis is the evaluation of the wireless channel model inside a reverberation chamber. A reverberation chamber is a metallic cavity with a mechanical stirrer whose aim is to stir the electric and magnetic fields inside the chamber. The main advantage of a reverberation chamber for channel modelling purpose is its ability to create an unlimited number of channel realizations.
A complete characterization of the channel model is investigated in the three main dimensions (time, frequency and position). A theoretical and experimental approach (in 3 different reverberation chambers) is provided. Then a channel model is proposed. The focus is on multiple antennas systems. Their main characteristic is to take advantage of the three dimensions (including space). A full MIMO channel model is thus proposed and validated.
Then, a measurement campaign in a car is compared with the measurements and the theory of the reverberation chamber. An OFDM and SC-FDE transmission scheme are applied on the previously developed channel model inside a reverberation chamber. The results are compared with a classical channel model.
Finally, a new testbed is discussed. It is made of two reverberation chambers coupled through a waveguide whose transverse dimensions can be changed. The main advantage of this testbed is its ability to control the degree of freedom of the channel.

Keywords

Reverberation chamber, channel model, MIMO, Experimental characterization, OFDM, SC-FDE, waveguide.

Annexe B

Publications

- O. Delangre, Ph. De Doncker, F. Horlin, M. Liénard, P. Degauque, "Reverberation Chamber Environment for Testing Communication Systems : Applications to OFDM and SC-FDE.", submitted to the International Vehicular Technology Conference 2008 Fall, Calgary, sept. 2008
- Delangre, O. ; De Doncker, P. ; Lienard, M. ; Degauque, P., "Delay spread and coherence bandwidth in reverberation chamber," Electronics Letters , vol.44, no.5, pp.328-329, Feb. 28 2008
- Delangre, O. ; De Doncker, P. ; Van Roy, S. ; Lienard, M. ; Degauque, P., "Characterization of a confined environment based on acoustic and reverberation chamber theory. Comparison with the case of a car," Communications and Vehicular Technology in the Benelux, 2007 14th IEEE Symposium on , vol., no., pp.1-4, 15-15 Nov. 2007
- Delangre, Olivier ; Van Roy, Stephane ; De Doncker, Philippe ; Lienard, Martine ; Degauque, Pierre, "Modeling in-Vehicle Wideband Wireless Channels Using Reverberation Chamber Theory," Vehicular Technology Conference, 2007. VTC-2007 Fall. 2007 IEEE 66th , vol., no., pp.2149-2153, Sept. 30 2007-Oct. 3 2007
- O. Delangre, Ph. De Doncker, L. Kone, M. Liénard, P. Degauque, "Reverberation chambers for testing performances of mobile communication systems", EMC Europe Workshop, Paris (France), June 2007
- O. Delangre, Ph. De Doncker, M. Liénard, P. Degauque, "Testing MIMO systems with coupled reverberation chambers : A wideband channel model", European Conference on Antennas and Propagation (Eucap 2006), Nice, France, Nov. 2006
- Olivier Delangre ; Philippe de Doncker ; Martine Lienard ; Pierre Degauque, "Wideband Analysis of Coupled Reverberation Chambers for Testing MIMO

Systems," Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on , vol., no., pp.1-5, Sept. 2006

- Delangre, O. ; De Doncker, P. ; Lienard, M. ; Degauque, P., "Adaptable measurement testbed for wireless systems applied to mimo channel modeling," Wireless Communications and Networking Conference, 2006. WCNC 2006. IEEE , vol.2, no., pp.940-945,
- O. Delangre, Ph. De Doncker, M. Liénard, P. Degauque, "Effect of 3D antenna parameters on MIMO systems with experimental validation", Symposium on vehicular technology in the Benelux, November 2004, Ghent, Belgium
- Ph. De Doncker, O. Delangre, R.Meys, M. Hélier, W. Tabbara, "Statistical response of devices immersed in electromagnetic chaos", Proc. URSI Int. Symp. Electromagnetic Theory, Pisa, Italy, May 2004

Bibliographie

[1] H. Akaike, "A new look at the statistical model identification," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 6, pp. 716–723, Dec 1974.

[2] P. Almers, F. Tufvesson, and A. Molisch, "Keyhole effect in mimo wireless channels : Measurements and theory," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 12, pp. 3596–3604, December 2006.

[3] ——, "Keyhole effect in mimo wireless channels : Measurements and theory," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 12, pp. 3596–3604, December 2006.

[4] J. B. Andersen and J. Nielsen, "Multipath richness - a measure of MIMO capcity in an environment," in *COST 273 meeting TD(04)157*, Duisburg, Germany, Sept. 2004.

[5] J. Andersen, J. Nielsen, G. Bauch, and M. Herdin, "The large office environment-measurement and modeling of wideband radio channels," in *Proc. IEEE International Symposium on personnal, indoor and mobile radio communications PIMRC'06*, Helsinki, Finland, sept 2006.

[6] J. Andersen, J. Nielsen, G. Pedersen, G. Bauch, and M. Herdin, "Room electromagnetics," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 49, no. 2, pp. 27–33, April 2007.

[7] L. Arnaut, "Effect of local stir and spatial averaging on measurement and testing in mode-tuned and mode-stirred reverberation chambers," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 3, pp. 305–325, Aug 2001.

[8] ——, "Statistics of the quality factor of a rectangular reverberation chamber," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 1, pp. 61–76, Feb 2003.

[9] T. Aulin, "A modified model for the fading signal at a mobile radio channel," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 182–203, Aug 1979.

[10] C. Balanis, *Antenna theory : Analysis and design*, 2nd ed. John Wiley and Sons, 1997.

[11] N. Blaunstein, *Radio Propagation In Cellular Networks*. Artech House Publishers, 1999.

[12] C. Bruns and R. Vahldieck, "A closer look at reverberation chambers - 3-d simulation and experimental verification," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 3, pp. 612–626, Aug. 2005.

[13] R. Buehrer, "The impact of angular energy distribution on spatial correlation," *Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*, vol. 2, pp. 1173–1177, 2002.

[14] J. Chuang, "The effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 5, no. 5, pp. 879–889, Jun 1987.

[15] J. Clegg, A. Marvin, J. Dawson, and S. Porter, "Optimization of stirrer designs in a reverberation chamber," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 4, pp. 824–832, Nov. 2005.

[16] P. Corona, G. Latmiral, E. Paolini, and L. Piccioli, "Use of a reverberating enclosure for measurements of radiated power in the microwave range," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. EMC-18, no. 2, pp. 54–59, May 1976.

[17] L. M. Correia, *Mobile broadband multimedia networks*, 1st ed. Academic Press, 2006.

[18] N. Czink, E. Bonek, L. Hentil, J. Nuutinen, and J. Ylitalo, "A measurement-based random-cluster MIMO channel model," in *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Symposium*, Honolulu, Hawaii, USA, June 2007.

[19] L. De Vries-Venter and D. Baker, "Emc : radiated immunity testing an overview of the reverberation chamber," *Communications and Signal Processing, 1998. COMSIG '98. Proceedings of the 1998 South African Symposium on*, pp. 471–474, Sep 1998.

[20] N. Diaz and J. Esquitino, "Wideband channel characterization for wireless communications inside a short haul aircraft," *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th*, vol. 1, pp. 223–228 Vol.1, May 2004.

[21] P. D. Doncker, "Spatial correlation function for fields in three dimensional rayleigh channels," *Progress in electromagnetic research*, vol. 40, pp. 55–69, 2003.

[22] P. D. Doncker and R. Meys, “Statistical response of antennas under uncorraleted plane wave spectrum,” *Electromagnetics*, vol. 24, pp. 409–424, Aug. 2004.

[23] D. Dudley, M. Lienard, S. Mahmoud, and P. Degauque, “Wireless propagation in tunnels,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 49, no. 2, pp. 11–26, April 2007.

[24] J. M. Dunn, “Local, high-frequency analysis of the fields in a mode-stirred chamber,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 32, pp. 53–58, 1990.

[25] G. Durgin, *Space-time Wireless Channels*, 1st ed. prentice hall, 2003.

[26] V. Erceg and al., “IEEE p802.11 - wireless lans - TGn channel model,” 802.11 TGn, Tech. Rep., 2004.

[27] V. Erceg, D. Michelson, S. Ghassemzadeh, L. Greenstein, J. Rustako, A.J., P. Guerlain, M. Dennison, R. Roman, D. Barnickel, S. Wang, and R. Miller, “A model for the multipath delay profile of fixed wireless channels,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, no. 3, pp. 399–410, Mar 1999.

[28] R. Fischer, “On the probable error of a coefficient of correlation deduced from a small sample,” *Metron*, vol. 1, pp. 3–32, 1921.

[29] B. Fleury, “An uncertainty relation for wss processes and its application to wssus systems,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 12, pp. 1632–1634, Dec 1996.

[30] G. Freyer and M. Hatfield, “Aircraft test applications of reverberation chambers,” *Electromagnetic Compatibility, 1994. Symposium Record. Compatibility in the Loop., IEEE International Symposium on*, pp. 491–496, Aug 1994.

[31] D. Gesbert, H. Böeleskei, D. Gore, and A. Paulraj, “Mimo wireless channels : Capacity and performance prediction,” in *Proc. IEEE Globecom conference*, Taipei, Taiwan, Nov. 2002, pp. 1083–1088.

[32] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, 1st ed. Cambridge University Press, 2005.

[33] P. Hallbjorner, “A model for the number of independent samples in reverberation chambers,” *Microwave and optical technology letters*, vol. 33, no. 1, pp. 25–28, 2002.

[34] ——, “Estimating the number of independent samples in reverberation chamber measurements from sample differences,” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 2, pp. 354–358, May 2006.

[35] F. Harrysson, "A simple directional path loss model for terminal inside a car," in *Proc. IEEE Vehicular technology conference (VTC'03)*, Orlando, Florida, USA, Oct. 2003, pp. 119–122.

[36] M. Heddebaut, V. Deniau, and K. Adouane, "In-vehicle wlan radio-frequency communication characterization," *Intelligent Transportation Systems, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 2, pp. 114–121, June 2004.

[37] D. Hill, "A reflection coefficient derivation for the q of a reverberation chamber," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 4, pp. 591–592, Nov 1996.

[38] ——, "Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 3, pp. 209–217, Aug 1998.

[39] D. Hill, M. Ma, A. Ondrejka, B. Riddle, M. Crawford, and R. Johnk, "Aperture excitation of electrically large, lossy cavities," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 3, pp. 169–178, Aug 1994.

[40] J. V. Hof and D. Stancil, "Wireless sensors in reverberant enclosures : Characterizing a new radio channel," in *Proc. IEEE Vehicular technology conference (VTC'05-Fall)*, Dallas, United States, sept 2005, pp. 1747–1750.

[41] R. Holland, *Statistical Electromagnetics*, 1st ed. CRC, 1999.

[42] C. L. Holloway, D. A. Hill, J. M. Ladbury, P. F. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, "On the use of reverberation chambers to simulate a rician radio environment for the testing of wireless devices," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 11, pp. 3167–3177, Nov. 2006.

[43] C. Holloway, M. Cotton, and P. McKenna, "A model for predicting the power delay profile characteristics inside a room," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 4, pp. 1110–1120, Jul 1999.

[44] C. Holloway, D. Hill, J. Ladbury, G. Koepke, and R. Garzia, "Shielding effectiveness measurements of materials using nested reverberation chambers," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 2, pp. 350–356, May 2003.

[45] F. Horlin and A. Bourdoux, *Digital Compensation for Analog Front-Ends : A New Approach to Wireless Transceiver Design*. Wiley, 2008.

[46] U. S. Inan and A. S. Inan, *Electromagnetic Waves*. Prentice Hall, 2000.

[47] M. T. Ivrlac and J. Nossek, "Quantifying diversity and correlation in rayleigh fading MIMO communication systems," in *Proc. ISSPIT*, Darmstadt, Germany, Dec. 2003.

[48] A. Johansson, J. Karedal, F. Tufvesson, and A. Molisch, "Mimo channel measurements for personal area networks," *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, vol. 1, pp. 171–176 Vol. 1, 30 May-1 June 2005.

[49] D. M. Johnson, M. O. Hatfield, and M. Slocum, "Phase ii demonstration test of the electromagnetic reverberation characteristics of a large transport aircraft," NAVAL SURFACE WARFARE CENTER DAHLGREN DIV VA, Tech. Rep., Sept 1997.

[50] A. Kaouris, M. Zaras, M. Revithi, N. Moraitis, and P. Constantinou, "Propagation measurements inside a b737 aircraft for in-cabin wireless networks," *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, pp. 2932–2936, May 2008.

[51] Y. Katayama, K. Terasaka, K. Higashikaturagi, I. Matunami, and A. Kajiwara, "Ultra-wideband impulse-radio propagation for in-vehicle wireless link," *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th*, pp. 1–5, Sept. 2006.

[52] J. Kermoal, L. Schumacher, K. Pedersen, P. Mogensen, and F. Frederiksen, "A stochastic mimo radio channel model with experimental validation," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 20, no. 6, pp. 1211–1226, Aug 2002.

[53] A. Khaleghi, J. Bolomey, and A. Azoulay, "On the statistics of reverberation chambers and applications for wireless antenna test," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pp. 3561–3564, July 2006.

[54] P. Kyritsi and D. Cox, "Expression of MIMO capacity in terms of waveguide modes," *IET Electronics Letters*, vol. 38, pp. 1057–1058, Aug. 2002.

[55] C. Lemoine, P. Besnier, and M. Drissi, "Estimating the effective sample size to select independent measurements in a reverberation chamber," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 2, pp. 227–236, May 2008.

[56] M. Lienard, P. Degauque, and P. Laly, "Simulation of dual array multipath channels using mode stirred reverberation chamber," *IET Electronics Letters*, vol. 40, pp. 578–580, Nov. 2004.

[57] S. Loyka, "Multiantenna capacities of waveguide and cavity channels," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 863–872, May 2005.

[58] S. Loyka and A. Kouki, "Dimmensionality loss in MIMO communication systems," in *Proc. IASTED int. Conf. on Wireless and Optical Comm., WOC 2003*, Bannf, Canada, July 2003.

[59] O. Lunden and M. Backstrom, "Stirrer efficiency in foa reverberation chambers. evaluation of correlation coefficients and chi-squared tests," *Electromagnetic Compatibility, 2000. IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 11–16 vol.1, 2000.

[60] K. Madsen, P. Hallbjörner, and C. Ornelius, "Models for the number of independent samples in reverberation chamber measurements with mechanical, frequency and combined stirring," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 3, pp. 48–51, 2004.

[61] C. McGillem and G. Cooper, *Continuous and Discrete Signal and System Analysis*. Oxford University Press, 1990.

[62] R. Meys, "A summary of the transmitting and receiving properties of antennas," *IEEE Antennas and Propagation magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 49–53, June 2000.

[63] M. Migliaccio, "On the phase statistics of the electromagnetic field in reverberating chambers," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 694–695, Nov 2001.

[64] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, D. G. Dudley, and L. Juan-Llacer, "Interpretation of mimo channel characteristics in rectangular tunnels from modal theory," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 3, pp. 1974–1979, May 2008.

[65] J. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, A. Nasr, and P. Degauque, "On the possibility of interpreting field variations and polarization in arched tunnels using a model for propagation in rectangular or circular tunnels," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 4, pp. 1206–1211, April 2008.

[66] A. Molisch, *Wireless Communications*, 1st ed. John Wiley and Sons, 2005.

[67] T. Nguyen, "Rf loading effects of aircraft seats in an electromagnetic reverberating environment," *Digital Avionics Systems Conference, 1999. Proceedings. 18th*, vol. 2, pp. 10.B.5–1–10.B.5–7 vol.2, 1999.

[68] C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications - From Real-World Propagation to Space-Time Code Design*. Elsevier, 2008.

[69] C. Orlenius, M. Franzen, P.-S. Kildal, and U. Carlberg, "Investigation of heavily loaded reverberation chamber for testing of wideband wireless units," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pp. 3569–3572, 9-14 July 2006.

[70] M. Otterskog, "Modelling of propagation environments inside a scattered field chamber," in *Proc. IEEE Vehicular technology conference (VTC'05)*, Stockholm, Sweden, June 2005, pp. 102–105.

[71] H. Ozcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, and E. Bonek, "Deficiencies of 'kronecker' mimo radio channel model," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 16, pp. 1209–1210, 7 Aug. 2003.

[72] H. Ozcelik and C. Oestges, "Some remarkable properties of diagonally correlated mimo channels," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 2143–2145, Nov. 2005.

[73] A. Paulraj, *Introduction to space time wireless communications*. Cambridge, 2003.

[74] D. Porrat and D. Cox, "Uhf propagation in indoor hallways," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 1188–1198, July 2004.

[75] S. Ramo, J. Whindey, and T. Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, 2nd ed. John Wiley and Sons, 1984.

[76] T. Rappaport, *Wireless communications : Principles and practice*, 2nd ed. Prentice Hall, 2002.

[77] R. E. Richardson, "Mode-stirred chamber calibration factor, relaxation time, and scaling laws," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 4, pp. 573–580, Dec. 1985.

[78] A. Richter, "Estimation of radio channel parameters : Models and Algorithms," Ph.D. dissertation, Royal Institute of Technology, KTH, Stockholm, 2005.

[79] ——, "The contribution of distributed scattering in radio channels to channel capacity : Estimation and modeling," *Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference on*, pp. 951–955, Oct.-Nov. 2006.

[80] K. Rosengren and P. Kildal, "Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a mimo system :

theory, simulation and measurement in a reverberation chamber," *IET Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, pp. 7–16, Feb. 2005.

[81] K. Rosengren, P. Kildal, C. Carlsoon, and J. Carlsson, "Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers : Improved accuracy by platform stirring," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 386–391, Sept. 2001.

[82] L. Rugini and P. Banelli, "Ber of ofdm systems impaired by carrier frequency offset in multipath fading channels," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 5, pp. 2279–2288, Sept. 2005.

[83] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, Feb 1987.

[84] J. Salo, P. Suvikunnas, H. El-Sallabi, and P. Vainikainen, "Ellipticity statistic of mimo multipath richness," *Electronic Letters*, vol. 42, pp. 160–162, Feb. 2006.

[85] M. Schack, J. Jemai, R. Piesiewicz, R. Geise, I. Schmidt, and T. Kurner, "Measurements and analysis of an in-car uwb channel," *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, pp. 459–463, May 2008.

[86] L. Schumacher, K. Pedersen, and P. Mogensen, "From antenna spacings to theoretical capacities - guidelines for simulating mimo systems," *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 587–592 vol.2, 15-18 Sept. 2002.

[87] L. Schumacher and B. Raghothaman, "Closed-form expressions for the correlation coefficient of directive antennas impinged by a multimodal truncated laplacian pas," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 4, pp. 1351–1359, July 2005.

[88] D.-S. Shiu, G. Foschini, M. Gans, and J. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 3, pp. 502–513, Mar 2000.

[89] Q. Spencer, B. Jeffs, M. Jensen, and A. Swindlehurst, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 18, no. 3, pp. 347–360, Mar 2000.

[90] H. Suzuki, Z. Chen, and I. B. Collings, "Analysis of practical mimo-ofdm performance inside a bus based on measured channels at 5.24 ghz," *Anten-*

nas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on, pp. 1–8, Nov. 2007.

[91] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 2, pp. 117–131, May 1990.

[92] C. Tai, "On the definition of the effective aperture of antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 224–225, Mar 1961.

[93] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov. 1999.

[94] S. Thoen, L. Van der Perre, and M. Engels, "Modeling the channel time-variance for fixed wireless communications," *Communications Letters, IEEE*, vol. 6, no. 8, pp. 331–333, Aug 2002.

[95] T. Tsuboi, J. Yamada, and N. Yamauchi, "Uwb radio propagation inside vehicle environments," *Telecommunications, 2007. ITST '07. 7th International Conference on ITS*, pp. 1–5, June 2007.

[96] J. F. Valenzuela-Valdes, M. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, and D. Sanchez-Hernandez, "Non-isotropic scattering environments with reverberation chambers," *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, pp. 1–4, Nov. 2007.

[97] R. Vaughan, "Finite sample estimates for mobile channels," *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd*, vol. 2, pp. 797–804 vol.2, 2000.

[98] J. Wallace and M. A. Jensen, "MIMO capacity variation with snr and multipath richness from full-wave indoor fdtd simulations," in *Proc. Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, 'Columbus, USA, June 2003, pp. 22–27.

[99] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Ozcelik, and E. Bonek, "A stochastic mimo channel model with joint correlation of both link ends," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 1, pp. 90–100, Jan. 2006.

[100] P. Wertz, V. Cvijic, R. Hoppe, G. Wölfle, and F. Landstorfer, "Wave propagation modeling inside vehicles by using ray tracing approach," in *Proc. IEEE Vehicular technology conference (VTC'02)*, Birmingham, Alabama, USA, May 2002, pp. 1264–1268.

[101] F. L. Whetten, A. Soroker, D. A. Whetten, F. L. Whetten, and J. H. Beggs, “Wireless local area network performance inside aircraft passenger cabins,” NASA Langley Research Center, Tech. Rep., May 2005.

[102] M. Youssef and L. Vahala, “Effects of passengers and internal components on electromagnetic propagation prediction inside boeing aircrafts,” *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pp. 2161–2164, July 2006.

[103] K. Yu, “Modeling of multiple-input multiple-output radio propagation channels,” Ph.D. dissertation, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, 2002.

[104] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, “Second order statistics of nlos indoor mimo channels based on 5.2 ghz measurements,” *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM ’01. IEEE*, vol. 1, pp. 156–160 vol.1, 2001.

[105] Y. Zhang, J. Zhang, G. Liu, X. Gao, and P. Zhang, “A generic validation framework for wideband mimo channel models,” *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, pp. 330–334, May 2008.