

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

INSTITUT DE RECHERCHE XLIM-UMR CNRS 6172

Année : 2011

Thèse N° [18]-2011

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : “Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique”

Spécialité : “Télécommunications”

présentée et soutenue par

Alaa CHOUMANE

le 24 Juin 2011

Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

et co-encadrée par Messieurs David CARSENAT et Cyril DECROZE

JURY :

Rodolphe VAUZELLE	<i>Professeur à l'Université de Poitiers</i>	Président
Mohamed RAMMAL	<i>Professeur à l'Université Libanaise - IUT Saida</i>	Rapporteur
Jean-Marie GORCE	<i>Professeur à l'INSA de Lyon</i>	Rapporteur
Bernard JECKO	<i>Professeur à l'Université de Limoges</i>	Examineur
David CARSENAT	<i>Enseignant-Chercheur à 3IL de Limoges</i>	Examineur
Stéphanie LIEBUS	<i>Ingénieur à A NOVO Brive</i>	Examineur

*A mes PARENTS,
et à tous ceux que j'aime*

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués à l'Institut de Recherche XLIM, unité mixte de recherche CNRS 6172, dirigé par Monsieur Dominique CROS. Ma profonde gratitude lui est adressée.

Mes remerciements vont à Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges et Chef du département OSA (Ondes et Systèmes Associés) de XLIM pour m'avoir accueilli dans son département durant ces trois années de thèse.

Ma profonde gratitude à Monsieur Rodolphe VAUZELLE, Professeur à l'Université de Poitiers pour avoir accepté de présider le jury de thèse, mes remerciements à Mr Mohamed RAMMAL, Professeur à l'Université Libanaise IUT-Saida et à Monsieur Jean-Marie GORCE, Professeur à l'université à l'INSA de Lyon pour avoir accepté d'être rapporteurs.

Mes remerciements à Monsieur Cyril DECROZE, Maître de conférences à l'Université de Limoges et à Monsieur David CARSENAT Enseignant Chercheur à 3IL Limoges pour avoir codirigé cette thèse. Beaucoup de votre temps m'a été consacré. Vos conseils et vos idées m'ont permis d'arriver à ce stade, MERCI.

Mes sincères remerciements vont à Madame Stéphanie LIEBUS, Ingénieur à la société ANOVO de Brive, pour avoir accepté et pour m'avoir fait l'honneur d'être membre de jury. Mais aussi pour m'avoir soutenu durant la thèse.

Mes chaleureux remerciements à ces dames formidables et dévouées, j'ai nommé Patricia LEROY et Nadine AYMARD qui sont nos chères secrétaires et qui se tuent à la tâche pour nous.

Un remerciement à Moctar MOUHAMADOU pour m'avoir fait bénéficier de son expérience, de ses précieux et avisés conseils, mais aussi pour son encouragement et son soutien.

Un clin d'œil à Dina, Serge et Faycel qui ont partagé avec moi le bureau. Merci pour l'ambiance et les discussions agréables.

Je ne peux que remercier Alaa SALEH et Khaled KHODER pour leur encouragement. Merci pour les barbecues délicieux et les agréables moments avec la française de jeux.

Mes plus vifs remerciements vont à tous mes collègues du département OSA et notamment, Eric, Mohamad, Ahmad K., Ahmad (asa), Yasser, Fatna, Majed, Hassan, Adil, Laure, Jérôme, Emilien, Sébastien, Nico, Zhang, Cyril, Thomas, Mustapha, Yassine, Rihab, Tarek et tous les autres. Merci pour l'ambiance conviviale et agréable que vous avez su créer. Dans cette ambiance, les lourdes journées passaient si vite...

Un grand merci du fond du cœur ira à mes parents, mon frère et mes sœurs, pour leur amour, leur encouragement et leur soutien moral, enfin pour tout... Une pensée chaleureuse à mes parents, sans eux, beaucoup de choses n'auraient pas été possibles.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I METHODOLOGIES D’EVALUATION DES PERFORMANCES DE TERMINAUX MIMO	7
I.1. Introduction	9
I.2. Canal de propagation radio mobile	9
I.2.1. Propagation en espace libre	10
I.2.2. Propagation par trajets multiples	10
<i>I.2.2.1. Les Variations du canal de propagation</i>	<i>12</i>
<i>I.2.2.2. Modélisation du canal de propagation.....</i>	<i>13</i>
<i>I.2.2.3. Etalement de retard et Bande de cohérence</i>	<i>14</i>
<i>I.2.2.4. Représentation statistique (canal plat).....</i>	<i>16</i>
I.3. La distribution spatiale.....	19
I.3.1. Environnements « Outdoor ».....	20
I.3.2. Environnements « Indoor »	21

I.3.3. Modèles statistiques proposés	21
I.3.4. Taux de polarisation croisée (XPR).....	21
I.3.5. Modèles de propagation proposés	22
I.4. Diversité d’antennes	23
I.4.1. Diversité d’espace.....	24
I.4.2. Diversité de polarisation.....	24
I.4.3. Diversité de diagramme.....	25
I.5. Evaluation des performances liées à la diversité d’antennes	25
I.5.1. Gain de diversité.....	25
<i>I.5.1.1. Combinaison par sélection ou « Selection combining ».....</i>	<i>27</i>
<i>I.5.1.2. Combinaison par commutation ou « Switched combining ».....</i>	<i>29</i>
<i>I.5.1.3. Equal Gain Combining (EGC).....</i>	<i>29</i>
<i>I.5.1.4. Maximum Ratio Combining (MRC).....</i>	<i>30</i>
I.5.2. Gain effectif moyen et rapport de puissance	32
I.5.3. Coefficient de corrélation	34
<i>I.5.3.1. Coefficient de corrélation complexe.....</i>	<i>34</i>
<i>I.5.3.2. Coefficient de corrélation d’enveloppe</i>	<i>38</i>
<i>I.5.3.3. Coefficients de corrélation de puissance et de Tension</i>	<i>38</i>
I.6. Codages spatio-temporels	38
I.7. Méthodologies MIMO OTA	40
I.7.1. Méthodologie MIMO OTA Spatiale (Mesures passives).....	42
<i>I.7.1.1. Système de mesure dans une chambre réverbérante</i>	<i>42</i>
<i>I.7.1.1. Système de mesure dans une chambre anéchoïque</i>	<i>43</i>
I.7.2. Méthodologie MIMO OTA spatio-temporelle (Mesures actives).....	45
<i>I.7.2.1. Système de test MIMO OTA avec une distribution horizontale des sondes</i>	<i>45</i>
<i>I.7.2.2. Système de test MIMO OTA dans la chambre anéchoïque LETI.....</i>	<i>46</i>
<i>I.7.2.3. STARMIMO-HU</i>	<i>48</i>
I.8. Conclusion.....	49

CHAPITRE II ANALYSE D’UN CANAL MULTI-TRAJETS GENERE EN CHAMBRE ANECHOÏQUE.....ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.

II.1. Introduction	53
II.2. Génération des canaux de propagation multi-trajets	54
II.2.1. Système de mesure SATIMO StarGate 24 (SG24)	54
II.2.2. Analyse et interprétation.....	56
II.2.2.1. Influence du nombre d'itérations	65
II.2.2.2. Influence de rotation du mât en élévation.....	67
II.2.2.3. Influence de pas de rotation de l'antenne réceptrice.....	69
II.2.2.4. Influence du taux de polarisation croisée (XPR)	72
II.3. Caractérisation d'un système à diversité dans la chambre anéchoïque.....	75
Interprétations des résultats obtenus	81
II.4. Conclusion.....	86
 CHAPITRE III GENERATION DES CANAUX MAITRISES EN	
CHAMBRE ANECHOÏQUE	89
III.1. Introduction	91
III.2. Reproduction des canaux de propagation réalistes	91
III.2.1. Conception de la méthode	92
III.2.2. Validation numérique de la méthode développée.....	96
III.2.2.1. Validation au centre de la base de mesure	97
III.2.2.2. Validation en déportant l'antenne réceptrice	101
III.3. Expérimentation	105
III.3.1. Modèle « Outdoor ».....	108
III.3.2. Modèle « Indoor »	112
III.3.3. Modèle sélectif en angles d'arrivée	115
III.4. Conclusion	119
 CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	121
 ANNEXES	127

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES..... 143

LISTE DES TRAVAUX 155

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières décennies, le domaine des télécommunications n'a pas cessé d'évoluer. Ces évolutions sont liées à l'apparition de nouvelles technologies permettant de communiquer de manières différentes. Les applications vont du transport de la voix entre deux interlocuteurs jusqu'au partage des données tels que : messages, photos, vidéos, etc.

Les réseaux cellulaires numériques utilisés actuellement, comme le GSM (Global System for Mobile communications), sont appelées systèmes de seconde génération (2G) par opposition aux réseaux cellulaires analogiques nommés systèmes de première génération (1G). Ces systèmes 2G ont permis aux communications de s'affranchir de la paire de cuivre et de gérer efficacement la mobilité de leurs utilisateurs. Ils permettent de dialoguer, d'envoyer des messages et des données dans la zone de couverture avec un débit maximal autorisé de 14,4 Kbits/s. Dans une version améliorée du GSM (2 G+), les systèmes de téléphonie sans fils proposent des débits plus élevées et une connectivité internet notamment, le GPRS (General Packet Radio Service) et l'EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) qui peuvent atteindre des débits théoriques respectifs de 171,2 Kbits/s et 384 Kbits/s. Cette évolution mène ainsi vers des systèmes de troisième génération (3G) nommée UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) dédiés principalement aux communications multimédias : streaming, vidéo-téléphonie, images et vidéos de grande qualité, voix sur IP, etc. L'accès aux informations et aux services est facilité par des débits importants (2 Mbits/s) et des fonctionnalités avancées. Parmi les services offerts, on peut citer les services vocaux, les séquences vidéo, le multimédia interactif, le transfert de fichiers et d'images, la navigation sur le web, le courrier électronique, des services d'information, la télémétrie, les SMS (Short Message Service), etc. Avec l'avènement de la quatrième génération (4G), les débits de transmission des données seront de plus en plus importants et pouvant aller vers 100 Mbits/s.

Cependant, une des caractéristiques majeures des communications sans fils demeure les environnements dans lesquels se propagent les ondes électromagnétiques. En effet, ces environnements sont le plus souvent de type multi-trajets à cause des phénomènes de réflexions, de diffraction provoqués par les objets constituant l'environnement de propagation, ce qui peut entraîner un phénomène d'évanouissements des signaux reçus et altérer ainsi la qualité des communications.

Pour lutter contre les évanouissements, une des techniques utilisées est la diversité d'antennes. Cette technique consiste à placer plusieurs antennes à la réception. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes sur un téléphone portable par exemple est un nouveau challenge. En effet, malgré le volume restreint, une forte isolation entre les antennes est

nécessaire pour maximiser le gain de diversité et/ou d'accroître la capacité de transmission du système global. Il existe donc une volonté forte des opérateurs et fabricants de téléphone mobile d'évaluer, par des mesures standardisées, les performances des systèmes multi-antennes. Cette évaluation doit être effectuée dans des environnements réalistes tels que : Indoor et Outdoor. Cependant, les mesures dans ces environnements sont très fastidieuses et présentent un coût élevé. C'est pourquoi l'émulation, en environnement maîtrisé, des canaux de propagation multi-trajets qui représentent des conditions équivalentes aux environnements réalistes est importante.

Le travail présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans le cadre d'un projet intitulé « LABSYS » du pôle de compétitivité ELOPSYS en collaboration avec la société ANOVO (Brive). Ce travail porte sur la mise au point d'une méthode rigoureuse permettant de générer des canaux de propagation multi-trajets réalistes s'intéressant notamment aux directions d'arrivée des rayons et, plus généralement, en introduisant un aspect multi-dimensionnel. L'objectif est de pouvoir évaluer les performances de terminaux mobiles à diversité d'antennes dans un environnement donné.

Ce travail a été mené au sein de l'équipe « réseaux sans fil » du département OSA (Ondes et Systèmes associés) de l'institut de recherche XLIM.

Présentation du manuscrit et contribution

Cette thèse se décompose en trois chapitres qui détaillent l'évolution de notre travail.

- Le **chapitre I** sera consacré à l'analyse du canal de propagation en rappelant les phénomènes engendrés par les interactions du signal électromagnétique avec l'environnement. La représentation mathématique du canal de propagation sera également détaillée. La représentation statistique de l'amplitude d'évanouissements du signal reçu au niveau d'un terminal sous test sera mentionnée. Les différents modèles qui représentent les différents types d'environnement seront décrits. Nous nous intéressons ensuite à la diversité d'antennes puisque elle est considérée comme une des solutions pour lutter contre les évanouissements profonds. Ainsi que les différents paramètres qui permettent d'évaluer les performances des systèmes multi-antennes. Enfin, un bilan de nouvelles méthodologies de test (spatiales et spatio-temporelles) proposées dans la littérature ainsi que divers systèmes de mesure permettant d'évaluer les performances des terminaux mobiles à diversité d'antennes seront dégagés.

- Le **chapitre II** sera dédié à l'émulation d'un canal multi-trajets en utilisant un système de mesure multisondes en chambre anéchoïque. Le système adopté est constitué de 23 sondes équidistantes distribuées circulairement sur une arche (système SG24 de SATIMO). Dans ce chapitre, le canal de propagation multi-trajets sera généré en contrôlant les sondes utilisées en émissions de manière aléatoire. Les résultats obtenus seront comparés à des simulations grâce au développement d'un outil de simulation basé sur le tracé de rayons. Ces résultats seront également confrontés à des mesures de référence effectuées dans la chambre réverbérante à brassage de mode puisque elle est considérée comme un environnement parfaitement isotrope de type Rayleigh.
- Le **chapitre III** sera destiné au développement d'une méthode rigoureuse de contrôle des sondes du système de mesure adopté. L'objectif de cette méthode consiste à calculer les probabilités d'allumage des sondes utilisées en émission pour gérer la distribution des angles d'arrivée (AoA) au niveau du terminal sous test afin d'obtenir un canal de propagation voulu. La méthode développée sera détaillée au cours de ce chapitre. La validation numérique de cette méthode sera réalisée dans un premier temps à partir de la comparaison des densités de probabilités des AoA simulés et analytiques. L'expérimentation de cette méthode sera effectuée dans un second temps en évaluant les performances d'un système à diversité d'antennes dans des conditions équivalentes aux environnements réalistes.

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

CHAPITRE I
METHODOLOGIES D'EVALUATION DES PERFORMANCES
DE TERMINAUX MIMO

I.1. Introduction

Lors de la propagation entre un émetteur et un récepteur, le signal émis est souvent soumis à plusieurs phénomènes liés à l'environnement de propagation (Réflexion, Diffraction,...). Il en résulte en réception un signal constitué de multiples signaux élémentaires arrivant avec une distribution angulaire donnée qui se diffère selon le canal traversé. Ces signaux élémentaires empruntent des trajets différents et ont donc des amplitudes et temps de propagation différents. Ils présentent ainsi des déphasages pouvant conduire à une recombinaison de manières constructive et destructive provoquant ainsi une disparition totale du signal. Ce dernier phénomène plus communément appelé « évanouissement ou fading » peut affecter les performances des systèmes de communication mobile. De ce fait, deux types d'évanouissements peuvent exister: évanouissements lents (slow fading) dus aux masquages et évanouissements rapides (fast fading) dus aux trajets multiples [1]. L'amplitude d'évanouissement du signal reçu peut suivre plusieurs distributions statistiques telles que : Rayleigh, Nakagami [1].

Pour améliorer la fiabilité et la capacité des systèmes de communication sans fil, on a recours à la technique de diversité d'antennes qui permet d'améliorer les performances des systèmes en réduisant les effets d'évanouissements. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes dans ces systèmes est un challenge parce qu'elle nécessite une forte isolation entre les antennes pour maximiser les performances en diversité et/ou accroître la capacité de transmission du système global. Dans ce contexte, l'évaluation des performances de ces systèmes est donc primordiale afin d'élaborer des systèmes très efficaces. Vu que les mesures dans les environnements réels sont très fastidieuses, plusieurs méthodologies (spatiale et spatio-temporelle) permettra d'émuler des canaux de propagation multi trajets réalistes ont été proposées dans la littérature. Cela dans le but de caractériser les performances des systèmes multi-antennes le plus rapidement possible.

I.2. Canal de propagation radio mobile

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en signal électrique reçus $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation. A ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de

transmission, qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice comme le montre la Figure I.1.

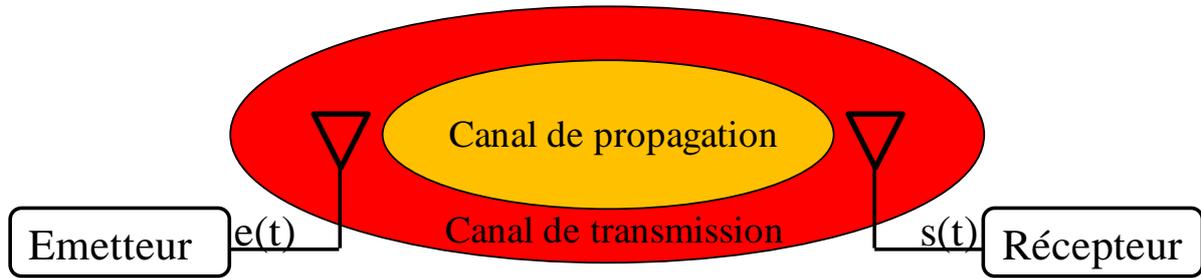


Figure I.1 : Schéma synoptique d'une chaîne de communication

I.2.1. Propagation en espace libre

Généralement, l'environnement de propagation a une influence sur l'onde électromagnétique émise. En espace libre (qui est caractérisé par l'absence d'obstacles), cette onde se propage de l'émetteur jusqu'au récepteur en ligne directe. La puissance reçue P_r s'exprime en fonction du gain de l'émetteur et du récepteur G_e et G_r , de leur distance de propagation d et de la longueur d'onde λ [2]. D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \text{ (Watt)} \quad (I.1)$$

Il convient de noter que la formule ci-dessus n'est pas valable que lorsque l'antenne de réception est considérée dans le champ lointain de l'antenne d'émission. Cette condition est vérifiée lorsque la distance (d) entre les antennes est supérieure à la distance de Fraunhofer (d_F) qui est reliée à la plus large dimension (D) de l'antenne d'émission:

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (I.2)$$

I.2.2. Propagation par trajets multiples

La propagation en espace libre représente un cas idéal. Mais en réalité, le canal de propagation est l'endroit de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur (Figure I.2). Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards (dus à la longueur du trajet).

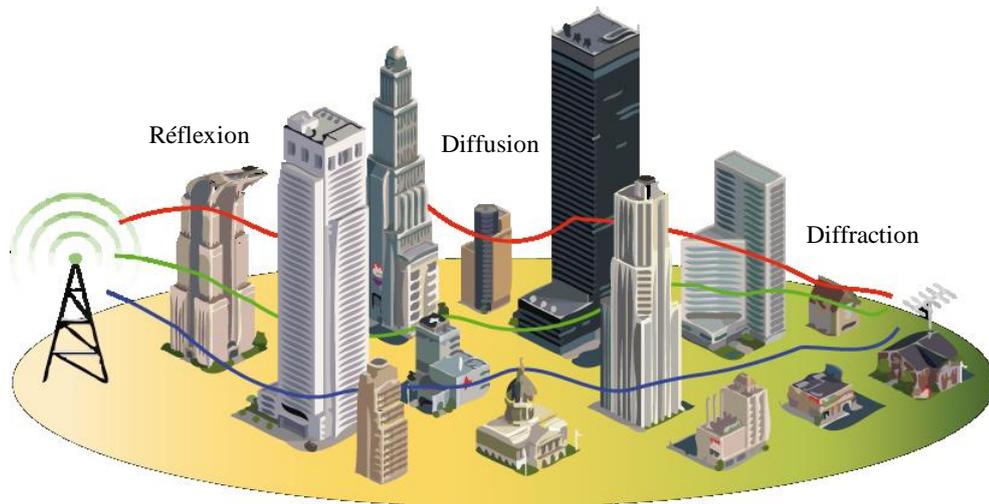


Figure I.2 : Propagation par multi-trajets dans un environnement « Outdoor »

Lors de la propagation multi-trajets, deux situations de propagation sont généralement distinguées [1]. La première est désignée par le terme **NLOS** (**N**one **L**ine **O**f **S**ight) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu la suit la loi de Rayleigh (Figure I.3). Alors que, la deuxième situation aura lieu lorsqu'il existe un trajet direct prépondérant (**L**ine **O**f **S**ight, **LOS**) (Figure I.4) et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice.

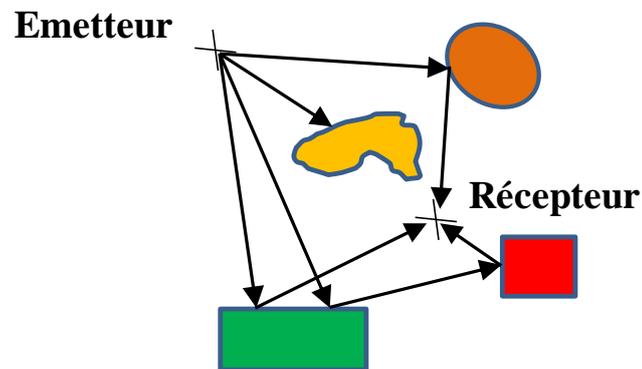


Figure I.3 : Propagation multi-trajets NLOS

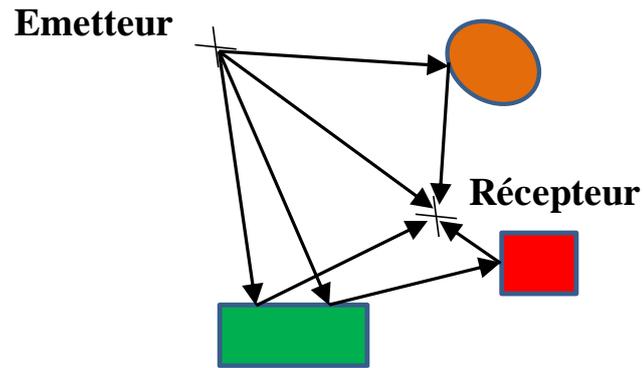


Figure I.4 : Propagation multi-trajets LOS

Selon la nature des objets rencontrés durant le parcours des trajets multiples, divers phénomènes électromagnétiques sont dégagés tels que : la réflexion, la diffraction et la diffusion sur des obstacles [1], [4].

1.2.2.1. Les Variations du canal de propagation

Lors de la propagation de l'émetteur vers le récepteur, les phénomènes électromagnétiques engendrent plusieurs répliques du signal émis (Propagation multi-trajets). A la réception, ces répliques arrivent à différents instants avec des atténuations et déphasages donnés. On distingue ainsi trois types de variations de la puissance reçue comme l'illustre la Figure I.5 :

- ❖ La décroissance moyenne de la puissance reçue est due à l'augmentation de la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.
- ❖ L'évanouissement à grande échelle représentant la fluctuation de la puissance moyenne reçue par un déplacement de l'ordre de la dizaine de la longueur d'onde.
- ❖ L'évanouissement à petite échelle lié aux interférences constructive et destructive entre les différentes répliques du signal émis au niveau de l'antenne réceptrice.

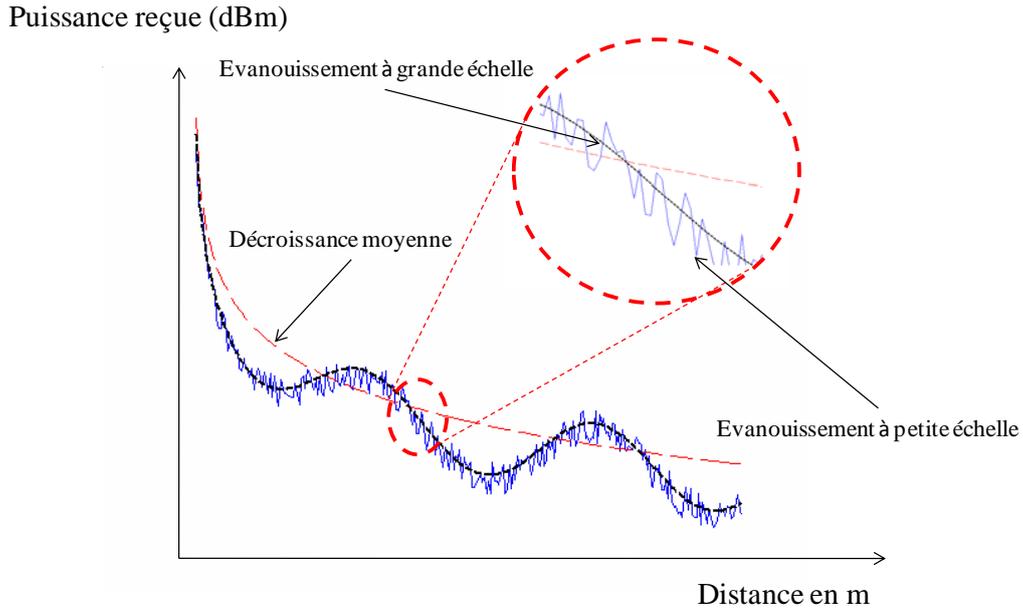


Figure I.5 : Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue

1.2.2.2. Modélisation du canal de propagation

Après avoir présenté tous les aspects du canal de propagation précédemment, il convient de le modéliser (Figure I.6). Un canal variant dans le temps est représenté par un filtre linéaire ayant comme réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ [5]. Dans le cas d'un canal invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle du canal ne dépend pas du temps t et elle peut être caractérisée par $h(\tau)$ [6].

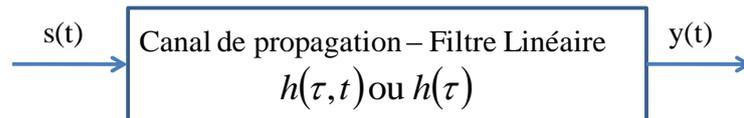


Figure I.6 : Représentation en bande de base du canal de propagation

Avec des antennes isotropes et en supposant que le canal de propagation varie dans le temps et comporte K trajets, la réponse impulsionnelle peut s'écrire de la manière suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K a_k(t, \tau) \exp(j\psi_k(t, \tau)) \delta(t - \tau_k(t)) \quad (I.3)$$

Cette relation traduit que chaque trajet (k) de l'onde est affecté par une atténuation (a_k), un déphasage (ψ_k) et un retard temporel (τ_k). Avec δ est la fonction de Dirac et t , le temps.

Dans le cas d'un filtre passe-bande, le signal émis $\tilde{s}(t)$ est représenté comme suit :

$$\tilde{s}(t) = \text{Re}\{s(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (I.4)$$

Avec $s(t)$ est l'enveloppe du signal émis et f_c représente la fréquence de la porteuse.

De même, le signal reçu s'exprime par la relation suivante :

$$\tilde{y}(t) = \text{Re}\{y(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (I.5)$$

Où $y(t) = h(t, \tau) * s(t)$ est le résultat de l'interaction canal-signal et $n(t)$ un bruit additif gaussien.

Un exemple d'un canal variant dans le temps est montré dans la Figure I.7.

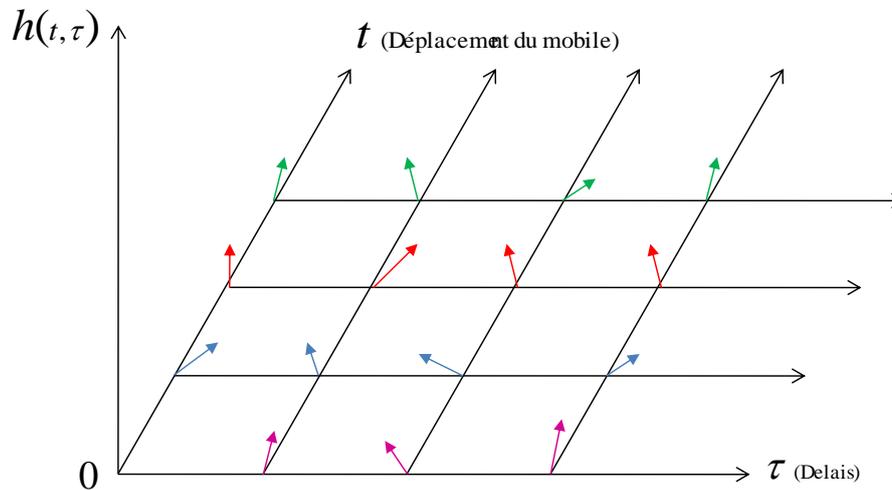


Figure I.7 : Représentation d'un canal variant dans le temps

1.2.2.3. Étalement de retard et Bande de cohérence

Comme cela a été précisé précédemment, les répliques du signal émis parviennent au récepteur avec des retards liés à la distance parcourue. Si on observe la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative de chaque trajet comme l'illustre la Figure I.8.

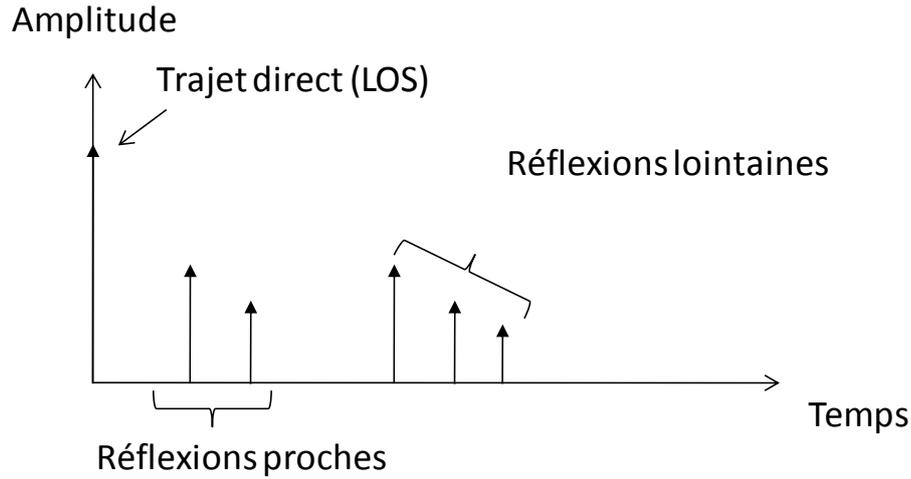


Figure 1.8 : Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile

La caractérisation des canaux radio mobiles se fait à partir de certains paramètres permettant de quantifier le canal de propagation multi-trajets [2], [7], [8]. Ces paramètres peuvent être distingués comme suit :

- ❖ Le retard moyen ou « mean excess delay » : Il est défini comme étant le retard relatif moyen de l'ensemble des retards. Il s'écrit comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^K a_k^2 \tau_k}{\sum_{k=1}^K a_k^2} \quad (I.6)$$

- ❖ Le retard maximal ou « maximum excess delay » : ce retard correspond au dernier rayon ayant une amplitude non négligeable devant le premier trajet. On le note τ_{\max}
- ❖ L'étalement RMS ou « **R**oot **M**ean **S**quare delay spread »: il est défini comme étant l'écart type des retards de l'ensemble des trajets. Cet étalement décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajets en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu. Il vérifie l'équation suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (I.7)$$

Avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{k=1}^K a_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=1}^K a_k^2} \quad (I.8)$$

Les valeurs typiques de l'étalement RMS sont de l'ordre de la nanoseconde dans un milieu « Indoor » et de la microseconde dans un environnement « Outdoor ».

L'étalement temporel du signal peut également être représenté dans le domaine fréquentiel par le biais de la similitude des signaux de fréquences différentes [8]. Autrement dit, à travers de l'intervalle des fréquences dans laquelle les amplitudes des signaux reçus ont une forte corrélation. Cela est désigné par le terme « Bande de cohérence B_c ». Cette dernière est une mesure statistique de la bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation peut être considéré comme « plat ». Un canal plat peut être défini si la bande de fréquence d'un signal envoyé est inférieure à la bande de cohérence. Dans ce cas le canal est considéré comme étant non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est dit sélectif en fréquence.

Il est important de noter qu'il n'y a pas de relation exacte entre l'étalement temporel du signal et la bande de cohérence, mais généralement la bande de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement RMS [5].

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad (I.9)$$

1.2.2.4. Représentation statistique (canal plat)

Comme nous avons mentionné précédemment, le signal total reçu n'est que l'interférence entre des trajets multiples qui peut se faire de manière constructive ou bien destructive. Cette dernière donne lieu à des évanouissements profonds dépendant de la phase de chacun de signaux élémentaires. Ces évanouissements sont connus par le terme « évanouissements de Rayleigh ». Dans ce cas, comme l'amplitude du signal reçu fluctue très rapidement sur des distances très courtes, une représentation statistique s'impose. Les distributions les plus utilisées sont : Rayleigh, Rice et Nakagami-m [1].

1. Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh correspond à un cas idéal. Dans ce cas, le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS) ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués. L'enveloppe de ce signal suit une loi de Rayleigh définie par l'équation suivante :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), r \geq 0 \quad (I.10)$$

- ❖ r est l'enveloppe du signal complexe reçu, $r = x + iy$
- ❖ σ est l'écart type de la partie réelle (x) ou la partie imaginaire (y).

D'autres propriétés utiles de cette distribution sont données par :

- ❖ La valeur moyenne : $E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$ (I.11)

- ❖ La valeur quadratique moyenne : $E\{r^2\} = 2\sigma^2$ (I.12)

- ❖ La variance : $E\{r^2\} - E\{r\}^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right)$ (I.13)

2. Distribution de Rice

Dans d'autres situations, un canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et un trajet direct (LOS). De ce fait, la densité de probabilité de l'enveloppe du signal complexe reçu obéit à la distribution de Rice définie telle que:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), r \text{ et } r_d \geq 0 \quad (I.14)$$

Où r_d est l'amplitude du trajet direct et I_0 représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

❖ Valeur moyenne :

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) \left[\left(1 + \frac{r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{r^2}{4\sigma^2} I_1\left(\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) \right] \quad (I.15)$$

❖ Valeur quadratique moyenne : $E\{r^2\} = 2\sigma^2 + r^2$ (I.16)

❖ Variance : $E\{x^2\} - E\{x\}^2$ (I.17)

3. Distribution de Nakagami-m

Dans la plupart des cas, les distributions de Rayleigh et de Rice sont suffisantes pour caractériser la distribution des évanouissements des signaux reçus dans un canal radio mobile. Cependant, certains canaux ne sont pas caractérisés ni Rayleigh ni Rice. Par exemple, si le canal est caractérisé par deux trajets de puissances comparables et plus fortes que les autres, l'expression statistique du signal reçu ne peut plus être approximé par la distribution de Rice.

Une distribution alternative pour modéliser ce cas de figure est proposée par M.Nakagami [1], [9], [10]. Cette distribution est désignée par le terme « distribution de Nakagami-m » dont la densité de probabilité est donnée par:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right), r \geq 0 \text{ et } m \geq 0.5 \quad (I.18)$$

où :

❖ $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma, $\Omega = E\{r^2\}$ est la valeur quadratique moyenne et

$$m = \frac{E^2\{r^2\}}{\text{Var}\{r^2\}} \text{ est le paramètre d'évanouissement.}$$

La distribution de Nakagami-m couvre plusieurs types d'évanouissements (Figure I.9). Si $m=1$, cette distribution devient de type Rayleigh à condition que $\Omega = 2\sigma^2$.

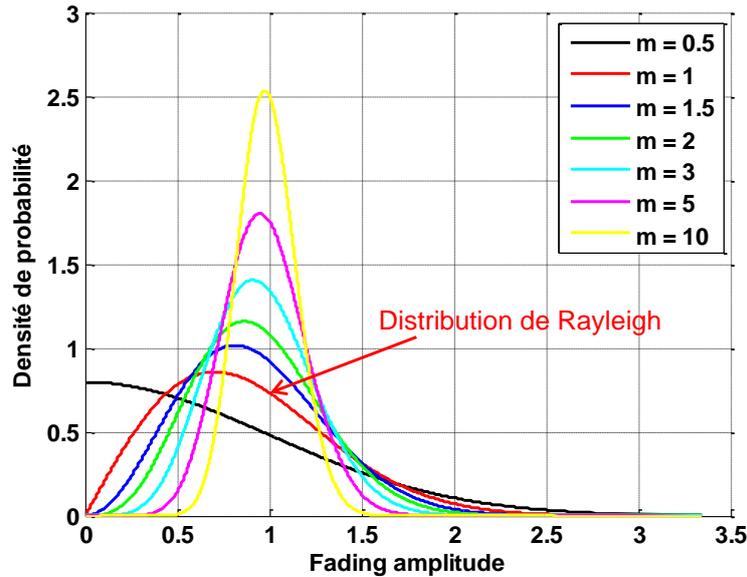


Figure I.9 : Représentation de distribution de Nakagami-m

Comme on a vu précédemment, l'environnement de propagation est soumis à divers phénomènes électromagnétiques causés par les différents obstacles rencontrés lors de la propagation de l'onde émise. Pour cela, les trajets multiples engendrés par ces phénomènes arrivent dépolarisés au niveau de l'antenne réceptrice et avec différents angles d'arrivée. Ce qui affecte les performances du récepteur. De ce fait, Il convient d'étudier la distribution spéciale de ces trajets afin d'évaluer ces performances de manière efficace.

I.3. La distribution spatiale

Les performances d'un système antenne dépendent, généralement, de la densité de probabilité angulaire des puissances suivant les polarisations θ et φ . Ces densités peuvent être traitées séparément en élévation et en azimut comme suit:

$$\begin{aligned} P_{\theta}(\theta, \varphi) &= P_{\theta}(\theta)P_{\varphi}(\varphi) \\ P_{\varphi}(\theta, \varphi) &= P_{\varphi}(\varphi)P_{\theta}(\theta) \end{aligned} \tag{I.19}$$

Avec :

- ❖ $P_{\theta}(\theta), P_{\varphi}(\varphi)$ sont les densités de probabilité en azimut et $P_{\theta}(\theta), P_{\varphi}(\varphi)$ représentent respectivement les fonctions de densités angulaires en élévation dans les directions θ et φ .

- ❖ θ est l'angle d'élévation et φ représente l'angle d'azimut comme l'illustre la Figure I.10:

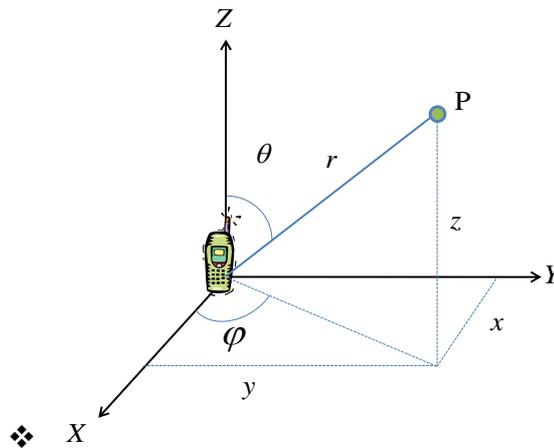


Figure I.10 : Représentation en coordonnées sphériques

Dans le but d'évaluer les performances des systèmes de communication mobiles, divers modèles statistiques de canaux radio réalistes représentant des environnements réels ont été proposés dans la littérature. Ainsi, différentes mesures de la distribution des angles d'arrivée ont été réalisées au niveau d'un terminal mobile dans des environnements urbains [11], [12], [13] ainsi que dans des environnements Indoor [13].

I.3.1. Environnements « Outdoor »

Nous savons que dans un environnement urbain de propagation multi-trajets NLOS il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Les auteurs dans [14] ont montré que la répartition angulaire en azimut des différents trajets aux alentours d'un terminal mobile est soumise à une loi uniforme. D'autre part, une distribution uniforme a été également proposée dans [11], [12] grâce à des mesures de la densité de probabilité des angles d'arrivée à différents lieux.

La distribution des angles d'arrivée (AoA) en élévation est plus compliquée qu'en azimut puisqu'il y a une variation de hauteur entre les stations de bases et les divers obstacles. Cette variation change d'un environnement à un autre. Pour cela, il est fort probable que les statistiques de la densité de probabilité angulaire de puissances reçus dans les différents environnements ne soient pas les mêmes. Aussi, les mesures à différentes fréquences peuvent affecter l'étalement angulaire des trajets reçus [15]. Cependant, malgré cette différence, la plupart des travaux ont indiqué que la distribution des angles d'arrivée en élévation se situe dans l'intervalle $[0^\circ \ 30^\circ]$ [11], [14], [16], [17], [18]. Notons que, l'étalement des angles

d'arrivée (AoA) est dû aux sources secondaires (Points de réflexion, réfraction et de diffusion), et le mouvement aléatoire d'un terminal mobile dans un environnement a un impact sur les angles d'arrivée de manière favorisant la distribution gaussienne de leurs densités de probabilités [14].

I.3.2. Environnements « Indoor »

Les travaux effectués dans ce domaine sont récents. Les résultats obtenus sont limités et ne donnent pas une indication claire des modèles qui peuvent être appliqués. Les auteurs dans [19], [20] ont montré que la distribution des angles d'arrivée (AoA) en azimut apparaît Uniforme dans la plupart des cas. Par contre, la distribution des AoA en élévation est plus complexe et il est difficile de définir un modèle approprié.

I.3.3. Modèles statistiques proposés

De nombreuses mesures ont été effectuées dans différents environnements ont permis d'avoir une idée sur les modèles de propagation statistiques pouvant être appliqués. Dans le but d'évaluer les performances des systèmes de communication mobile dans divers canaux de propagation, il est indispensable de les modéliser. De nombreuses études ont montré que les modèles les plus utilisées qui reflètent une image réelle de la distribution des angles d'arrivée dans la plupart des environnements réalistes sont Uniforme, Gaussien et Laplacien (**Annexe A**).

I.3.4. Taux de polarisation croisée (XPR)

Comme nous l'avons expliqué précédemment, lors de sa propagation entre l'émetteur et le récepteur, l'onde subit plusieurs phénomènes électromagnétiques. Cela peut engendrer des trajets multiples ainsi que des changements de polarisation. Le XPR est défini comme le taux de polarisation croisée de l'environnement de propagation multi-trajets, il a un effet significatif sur les systèmes antennaires. De nombreux travaux ont montré que la valeur de XPR du terminal mobile jusqu'à la station de base dans un « environnement urbain » aux fréquences avoisinant 900 MHz est comprise entre 4 et 9 dB [21], [22]. D'autre part, des mesures effectuées dans différents endroits macro-cellulaires « urbain » et « Périurbain » ont montré qu'un XPR se situe respectivement dans l'intervalle [-1 -7] dB pour des terminaux mobiles [23]. Il s'ensuit de tout cela que le XPR ne peut pas être considéré comme une valeur constante compte tenu de sa variation en fonction des environnements et des fréquences.

I.3.5. Modèles de propagation proposés

Dans le but d'évaluer les performances des systèmes antennaires dans différents canaux de propagation, certaines études ont proposé des modèles de propagation afin de découvrir le plus possible des environnements « Outdoor » et « Indoor » [24], [25]. Les valeurs des angles d'arrivée moyens, des écart-types en polarisation d'élévation (θ) et en polarisation d'azimut (φ) ainsi que les valeurs des XPR sont résumées dans le Tableau I.1.

Modèle Élévation/Azimut	Gaussien/Uniform	Laplacien/Uniform
Distribution statistique	$P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp\left[-\frac{(\theta - [(\pi/2) - \bar{\theta}_v])}{2\sigma_v^2}\right]$ $P_{\varphi}(\varphi) = A_{\varphi} \exp\left[-\frac{(\varphi - [(\pi/2) - \bar{\theta}_H])}{2\sigma_H^2}\right]$ $P_{\theta}(\varphi) = 1$ $P_{\varphi}(\varphi) = 1$	$P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp\left[-\frac{\sqrt{2} \theta - [(\pi/2) - \theta] }{\sigma_v}\right]$ $P_{\varphi}(\varphi) = A_{\varphi} \exp\left[-\frac{\sqrt{2} \varphi - [(\pi/2) - \bar{\theta}_H] }{\sigma_H}\right]$ $P_{\theta}(\varphi) = 1$ $P_{\varphi}(\varphi) = 1$
Indoor	XPR = 5 dB $\theta_v = 10^\circ$ $\theta_H = 10^\circ$ $\sigma_v = 15^\circ$ $\sigma_H = 15^\circ$	XPR = 5 dB $\theta_v = 10^\circ$ $\theta_H = 10^\circ$ $\sigma_v = 15^\circ$ $\sigma_H = 15^\circ$
Outdoor	XPR = 1 dB $\theta_v = 20^\circ$ $\theta_H = 20^\circ$ $\sigma_v = 30^\circ$ $\sigma_H = 30^\circ$	XPR = 1 dB $\theta_v = 20^\circ$ $\theta_H = 20^\circ$ $\sigma_v = 30^\circ$ $\sigma_H = 30^\circ$
Isotrope	XPR = 1 dB $\theta_v = 0^\circ$ $\theta_H = 0^\circ$ $\sigma_v = \infty$ $\sigma_H = \infty$	XPR = 1 dB $\theta_v = 0^\circ$ $\theta_H = 0^\circ$ $\sigma_v = \infty$ $\sigma_H = \infty$

Tableau I.1 : Modèles de propagation proposés

Comme nous avons déjà vu, en communication radio mobile, les signaux radioélectriques des trajets multiples subissent plusieurs phénomènes de propagation pendant leurs transmissions. Ceci peut causer des évanouissements profonds, étant préjudiciables pour les communications. Dans ce contexte, plusieurs techniques sont envisageables pour résoudre ce problème. La diversité se révèle être une méthode très efficace pour combattre les évanouissements. Les trois grandes familles de diversité utilisées en communications numériques sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale. Au cours de cette thèse nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la diversité d'antennes qui consiste à émettre ou recevoir l'information sur plusieurs antennes.

I.4. Diversité d'antennes

En principe, si plusieurs répliques du signal émis sont reçues par plusieurs antennes d'un système de communication mobile, il y a une très forte probabilité qu'au moins une de ces liaisons ne subisse pas des évanouissements profonds en même temps que les autres.

L'enveloppe complexe du signal reçu sur la $n^{\text{ième}}$ branche d'un système à diversité peut être considérée sous la forme [1], [26]:

$$y_n(t) = h_n(t)x(t) + b_n(t) \quad (I.20)$$

Avec $x(t)$ l'enveloppe complexe du signal transmis à un temps t , $h_n(t)$ représente les gains complexes du canal et $b_n(t)$ un bruit additif gaussien.

Le SNR (Signal to Noise Ratio) instantané sur la $n^{\text{ième}}$ branche peut se calculer comme suit [1], [26]:

$$\gamma_n = \frac{|h_n|^2}{2\sigma_n^2} \quad (I.21)$$

Avec σ_n est l'écart type de la partie réelle ou imaginaire du bruit.

Un exemple de deux signaux reçus par un système à diversité est illustré dans la Figure I.11. D'après cette figure, nous constatons que le signal obtenu par recombinaison de ces deux signaux, selon la sélection du meilleur SNR, subit moins d'évanouissements par rapport à un signal reçu par une seule branche.

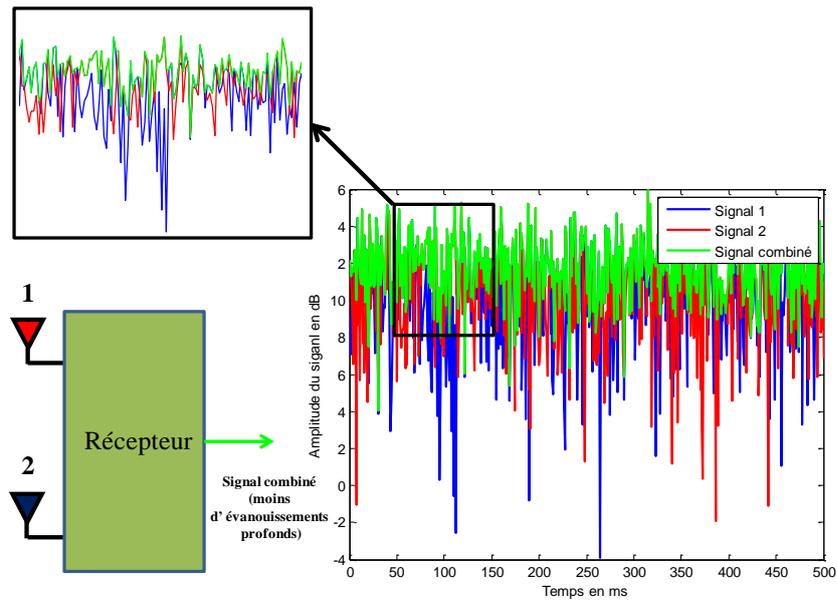


Figure I.11 : Représentation de la recombinaison des deux signaux d'évanouissements de type Rayleigh

Parmi les familles de diversité, il existe trois types de la diversité d'antennes : la diversité d'espace, de polarisation et de diagramme.

I.4.1. Diversité d'espace

La diversité d'espace est une technique largement utilisée dans les communications numériques pour combattre les effets des interférences dus aux multi trajets. Cette technique consiste à utiliser plusieurs antennes, en émission et/ou en réception séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence. Cette distance correspond à la distance minimale garantissant des évanouissements indépendants. La façon la plus fondamentale pour mettre en place une technique de diversité consiste à utiliser deux antennes à la réception [1].

I.4.2. Diversité de polarisation

La diversité de polarisation a été proposée par Lee et Yeh [27] en partant du fait que la polarisation initiale du signal entre l'émetteur et le récepteur peut être modifiée. Ainsi, on peut capter le signal radioélectrique qui contient les deux composantes de polarisation. Cette technique consiste à utiliser deux antennes de polarisations différentes à la réception. D'autre part, elle est considérée comme une technique alternative à la diversité d'antenne [28]. L'avantage de cette technique réside dans le fait que les deux antennes peuvent être co-localisées. Cela peut réduire de manière significative la taille occupée par le système. Une des

techniques de diversité de polarisation la plus populaire est l'utilisation des antennes à double polarisation orientées de +/-45 degrés [29].

I.4.3. Diversité de diagramme

La diversité de diagramme consiste à utiliser des antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents. Dans ce cas, les composantes des trajets multiples sont pondérées différemment sur chaque antenne. De la même façon que la diversité d'espace, la diversité de diagramme permet la co-localisation des antennes [30].

Après avoir cité les différents types de la diversité d'antennes, il convient de noter que l'emplacement des antennes doit être choisi avec précaution dans le but d'assurer un meilleur fonctionnement. Dans ce cas, l'évaluation de leurs performances est primordiale afin de fabriquer des systèmes de communication mobile, en utilisant la diversité d'antenne, de manière efficace.

I.5. Evaluation des performances liées à la diversité d'antennes

Les performances des systèmes multi-antennaires peut être évaluées à partir de plusieurs paramètres. Le gain de diversité et le coefficient de corrélation sont considérés parmi ces paramètres qui ont une grande importance pour caractériser un système à diversité.

I.5.1. Gain de diversité

L'amélioration du SNR moyen des signaux relatifs combinés par rapport au SNR correspondant à la meilleure branche du système multi-antenne de diversité est défini par le « Gain de diversité, DG ». Notons que, cette branche peut être une antenne de référence (ex : dipôle). Généralement, l'efficacité de la technique de diversité est évaluée en fonction du gain de diversité [31]. La représentation mathématique de ce gain peut s'exprimer comme suit [31], [32]:

$$DG = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} (dB) - \frac{\gamma_{ref}}{\Gamma_{ref}} (dB) \right] \quad (I.22)$$

Avec :

- ❖ γ_c et Γ_c représentent respectivement le SNR instantané et le SNR moyen du signal combiné.

- ❖ γ_{ref} et Γ_{ref} sont respectivement le SNR instantané et le SNR moyen du signal de la meilleure branche du système de diversité ou de référence.

Ce gain n'est vraiment significatif que si l'efficacité de toutes les antennes est égale à 100%, ce qui est difficile à atteindre en pratique. Pour cela, le gain de diversité effectif ($DG_{effectif}$) apporté par le système doit prendre en compte l'efficacité de chaque antenne. Ce gain est défini comme l'illustre l'équation suivante :

$$DG_{effectif} = \left[\eta_c \cdot \frac{\gamma_c}{\Gamma_{ref}} - \eta_{ref} \cdot \frac{\gamma_{ref}}{\Gamma_{ref}} \right] \quad (I.23)$$

Où, η_c et η_{ref} représentent les efficacités totales du système à diversité et de l'antenne de référence.

Comme les efficacités d'antennes ne sont pas toujours connues par avance, il convient de calculer le gain de diversité effectif en normalisant les deux SNR par le SNR moyen de l'antenne de référence. Dans le travail de cette thèse, le gain de diversité sera calculé comme suit :

$$DG = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_{ref}} - \frac{\gamma_{ref}}{\Gamma_{ref}} \right] \quad (I.24)$$

La transformation des signaux reçus en un signal de meilleure qualité, afin de résister aux effets multi-trajets, se fait par l'intermédiaire d'un combineur de diversité. Différents types de techniques de combinaisons peuvent être exploités dans ce combineur [1], [33] comme l'illustre la Figure I.12.

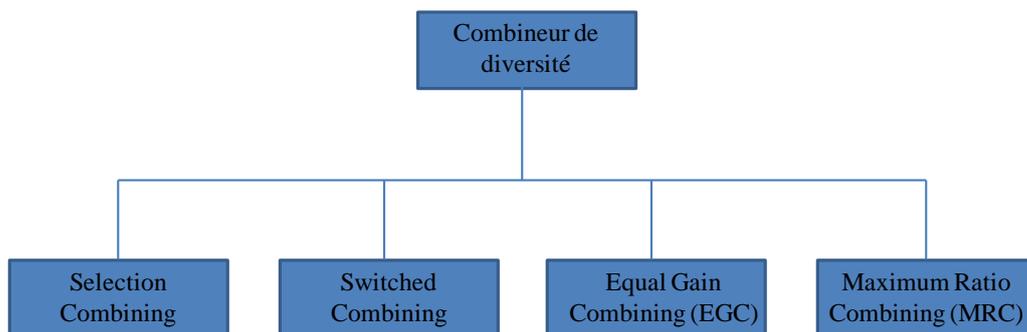


Figure I.12 : Représentations des techniques de combinaisons qui peuvent être exploitées par un système à diversité en réception

I.5.1.1. Combinaison par sélection ou « Selection combining »

L'idée principale de cette technique réside dans le fait que le combineur de diversité peut choisir la branche qui a le meilleur **SNR** (Signal to Noise **R**atio). En utilisant un système de N branches, N récepteurs sont requis pour l'analyse instantanée de toutes les sorties de ces branches. Ensuite, la meilleure parmi elles sera sélectionnée. Ainsi, si toutes les branches sont affectées par le même bruit, la valeur de la sortie du combineur est égale à l'amplitude du meilleur signal reçu.

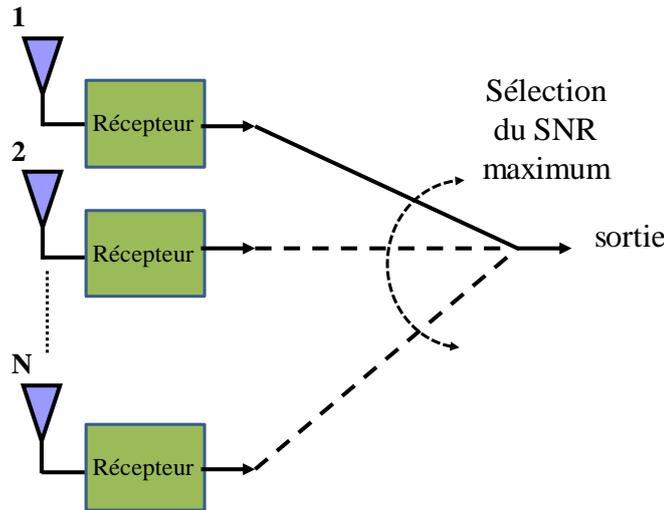


Figure I.13 : Diversité « Selection Combining ».

Le SNR instantané combiné peut être exprimé de la façon suivante :

$$\gamma_c = \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n) \tag{I.25}$$

En assurant un canal de propagation de type Rayleigh autour les éléments du système utilisé dont leurs SNR moyen commun égal à Γ [1], [26], [31], [32], la densité de probabilité cumulée pour avoir un SNR sur le nième branche inférieure à un SNR seuil γ_s est donnée par :

$$\Pr\left(\gamma_n < \frac{\gamma_s}{\Gamma}\right) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma}\right) \tag{I.26}$$

En appliquant la technique de combinaison par sélection, la densité de probabilité cumulée du signal combiné sur les N branches sera exprimée par:

$$\Pr\left(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n < \frac{\gamma_s}{\Gamma}\right) = \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma}\right)\right)^N \quad (I.27)$$

Pour un SNR instantané très faible, l'équation (I.27) peut être approximée par :

$$\Pr\left(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n < \frac{\gamma_s}{\Gamma}\right) \approx \left(\frac{\gamma_s}{\Gamma}\right)^N \quad (I.28)$$

A titre d'exemple, si un système à deux branches représente un SNR moyen différent sur chaque branche, la probabilité d'avoir des SNR inférieur à γ_s peut être exprimée comme suit :

$$\Pr\left(\gamma_1, \gamma_2 < \frac{\gamma_s}{\Gamma}\right) = \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma_1}\right)\right)\left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma_2}\right)\right) \quad (I.29)$$

En se basant sur l'équation (I.27), la Figure I.14 montre, l'amélioration de l'efficacité d'un système multi-antennaires en termes du gain de diversité (DG) en fonction du nombre des branches exploitées. Les courbes obtenues permettent de calculer le DG. Généralement, le gain de diversité se relève lorsque la probabilité, pour avoir un SNR inférieur à un certain seuil, est égale à 1%. D'après cette figure, on constate que le gain de diversité augmente avec le nombre d'antennes. Il convient de noter que lorsque l'ordonnée augmente, le gain de diversité diminue.

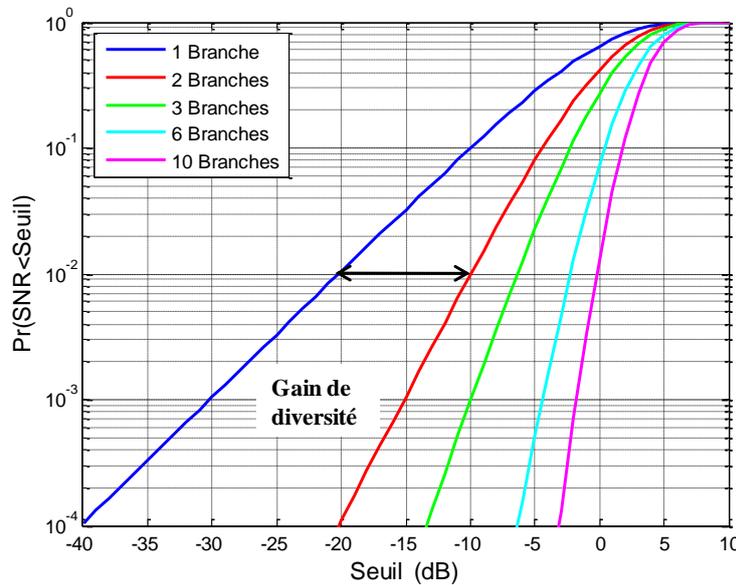


Figure I.14 : Distribution de la densité de probabilité cumulée en fonction du nombre des branches

D'après la Figure I.14, le gain de diversité apporté (à 1%.) par un système à diversité de deux branches est égal à 10 dB.

I.5.1.2. Combinaison par commutation ou « Switched combining »

Cette technique est considérée comme alternative à la technique de sélection. Cependant, elle présente une moindre complexité où un seul récepteur radio est requis au lieu de N récepteurs pour contrôler les signaux instantanés. La Figure I.15 illustre le schéma synoptique de la technique de combinaison par commutation.

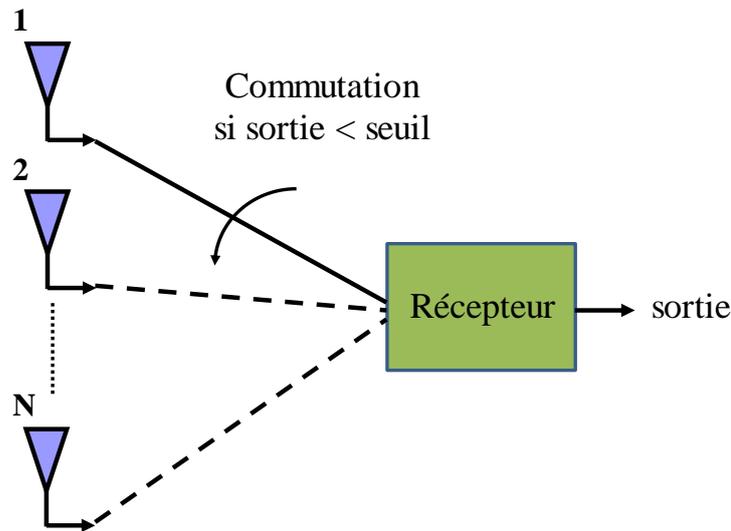


Figure I.15 : Schéma synoptique de la technique de combinaison par commutation

Cette technique consiste à commuter entre les différentes branches du système de diversité utilisé quand le niveau du SNR sur la branche actuelle est inférieur à un seuil prédéfini. En l'occurrence, le commutateur analyse le niveau du SNR sur toutes les branches l'une après l'autre ; il s'arrête sur la première branche qui obéit à cette condition [34]. Il convient de noter que le seuil doit être choisi soigneusement par rapport au SNR moyen du système dans le but d'empêcher les commutations successives.

En utilisant les deux techniques précédentes, une seule branche est exploitée à un instant donné et les autres sont ignorées. Dans le but de profiter pleinement de ses signaux en même temps, deux techniques sont utilisées : **EGC** (**E**qual **G**ain **C**ombining) et **MRC** (**M**aximum **R**atio **C**ombining).

I.5.1.3. Equal Gain Combining (EGC)

Cette technique s'appuie sur l'exploitation des signaux complexes reçus par toutes les branches de manière à obtenir un SNR maximum à la sortie du combineur. Cependant, l'utilisation directe de ces signaux peut conduire à une combinaison incohérente puisque les

signaux reçus par les différentes branches ne sont pas en phase. Pour cela, il convient de ramener les phases des signaux à zéro degré en multipliant chaque branche par une phase égale à $-\theta_n$ où θ_n représente la phase du canal correspondant à la $n^{\text{ième}}$ branche comme l'illustre la Figure I.16. La représentation mathématique de cette technique est mentionnée dans [1], [26].

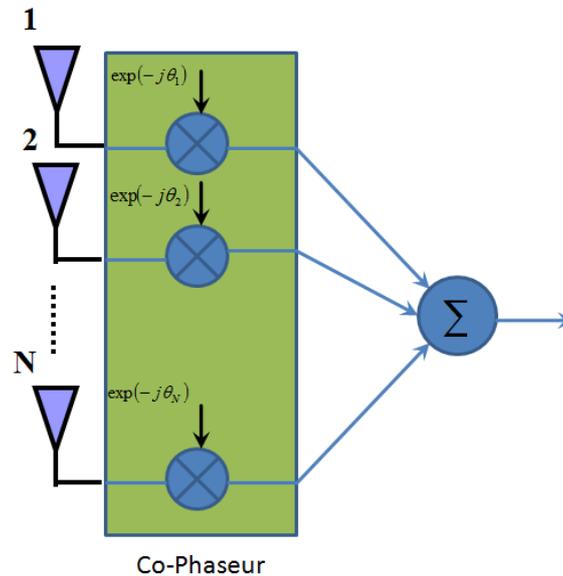


Figure I.16 : Schéma synoptique de la technique « Equal Gain Combining »

1.5.1.4. Maximum Ratio Combining (MRC)

En utilisant la technique EGC, il y a une certaine probabilité d'avoir un très faible SNR sur une branche par rapport aux autres [1], [26]. Ce qui peut affecter la valeur du SNR résultant à la sortie du combineur. Dans le but d'avoir un SNR maximum, une technique appelée MRC (Maximum Ratio Combining) sera utilisée. Cette technique consiste à pondérer les branches avec des poids w_n avant de les exploiter de manière cohérente comme le montre la Figure I.17. La modélisation mathématique de cette technique est expliquée dans [1], [26].

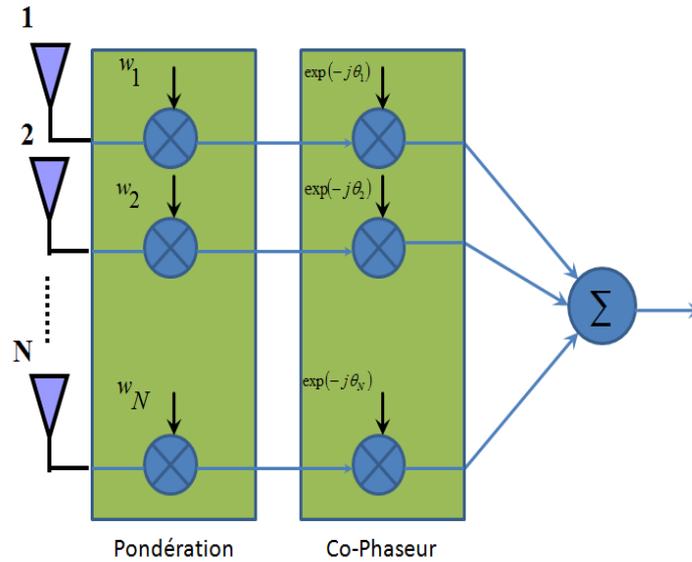


Figure I.17 : Représentation du « Maximum Ratio Combining »

La fonction densité de probabilités cumulées du signal combiné au niveau du système de diversité est dépendante du nombre de ses branches. Dans un environnement uniforme subissant des évanouissements de type Rayleigh, la formule analytique pour avoir un SNR combiné inférieur à certain seuil en utilisant un combineur MRC à N branches est défini dans l'équation (I.30). Dans ce cas de figure, le SNR moyen de toutes les branches est supposé être le même [35].

$$\Pr(\gamma_c < \gamma_s) = 1 - \exp\left(\frac{-\gamma_s}{\Gamma}\right) \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{-\gamma_s}{\Gamma}\right)^n \frac{1}{n!} \quad (I.30)$$

A titre d'exemple, la Figure I.18 illustre la performance d'un système MRC à deux branches en termes de gain de diversité.

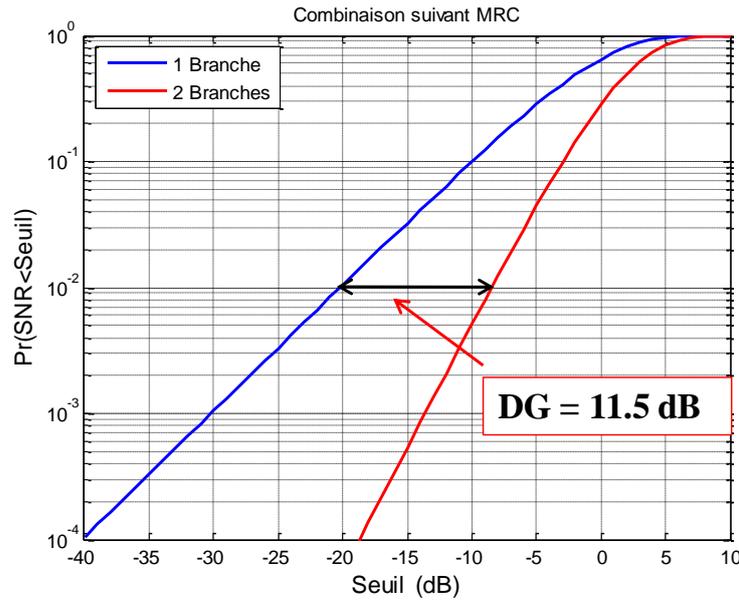


Figure I.18 : Performances d'un système MRC (Maximal Ratio Combining) à deux branches

D'après la Figure ci-dessus, nous voyons que le gain de diversité pour avoir un SNR en-dessous d'un seuil à 1 % de probabilité est égal à 11.5 dB selon la méthode MRC.

En effet, les auteurs dans [36], [37], [38] ont trouvé des formules empiriques, après une campagne des mesures dans différents types d'environnements (milieu urbain, préurbain, rural et aux bords des autoroutes), pour calculer le gain de diversité à 90% de probabilité en appliquant les diverses techniques de combinaison (MRC, EGC, SEC) :

$$DG(dB) = \begin{cases} 7.14 \exp(-0.59\rho) \exp(-0.11\Delta) & \text{MRC} \\ -8.98 + 15.22 \exp(-0.2\rho) \exp(-0.04\Delta) & \text{EGC} \\ 5.71 \exp(-0.87\rho) \exp(-0.16\Delta) & \text{SEC} \end{cases} \quad (I.31)$$

Avec ρ et Δ sont respectivement, les formes linéaires du coefficient de corrélation et de la différence entre les moyennes des différents signaux reçus.

I.5.2. Gain effectif moyen et rapport de puissance

Le gain effectif moyen, désigné par la terminologie «MEG, Mean Effectif Gain», représente la mesure statistique du gain de l'antenne dans un canal de propagation mobile [31]. Ainsi, il est défini comme le rapport entre la puissance moyenne reçue par chaque branche et la puissance moyenne émise par le mobile. De même que le gain de diversité, ce paramètre peut déterminer l'efficacité de l'antenne d'un terminal mobile dans un environnement multi trajet. Il peut être exprimé comme suit [14], [39]:

$$MEG = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left(\frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\theta, \varphi) P_\theta(\theta, \varphi) + \frac{1}{1+XPR} G_\varphi(\theta, \varphi) P_\varphi(\theta, \varphi) \right) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (I.32)$$

Cette équation n'est valable que si elle satisfait les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} P_\theta(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi &= \int_0^\pi \int_0^{2\pi} P_\varphi(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 1 \\ \int_0^\pi \int_0^{2\pi} G_\theta(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi &= \int_0^\pi \int_0^{2\pi} G_\varphi(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \eta_{totale} \cdot 4\pi \end{aligned} \quad (I.33)$$

Avec :

- ❖ $G_\theta(\theta, \varphi)$ et $G_\varphi(\theta, \varphi)$ sont, respectivement, les composantes en polarisation θ et φ des gains de l'antenne.
- ❖ $P_\theta(\theta, \varphi)$ et $P_\varphi(\theta, \varphi)$ représentent, respectivement, les composantes de la distribution des densités angulaires.

Afin d'évaluer les performances d'un système de diversité de manière efficace à partir divers paramètres cités précédemment, il est important que les niveaux de puissances reçues sur ses branches soient égales [15]. Mais, cette condition n'est pas assurée en permanence. Dans ce cas, il sera nécessaire d'évaluer le rapport, désigné par le terme k , entre les puissances minimale (P_{\min}) et maximale (P_{\max}) reçues par les différents branches d'un système de diversité [15]:

$$k = \frac{P_{\min}}{P_{\max}} \quad (I.34)$$

La valeur de k est comprise entre 0 et 1 où 1 représente le cas idéal.

En utilisant un système de diversité à deux branches, le SNR combiné (γ_c) suivant la technique de combinaison par sélection peut être déduit à partir du gain effectif moyen de chaque élément tel que [15]:

$$\gamma_c = \frac{\max(MEG1, MEG2)}{MEG0} \quad (I.35)$$

Avec MEG1 et MEG2 sont respectivement les gains effectifs moyens des éléments 1 et 2 du système de diversité et MEG0 correspond à celui de l'antenne de référence. Ainsi, le rapport de puissance k peut se calculer à partir de l'équation suivante [15]:

$$k = \min\left(\frac{MEG2}{MEG1}, \frac{MEG1}{MEG2}\right) \quad (I.36)$$

I.5.3. Coefficient de corrélation

Le coefficient de corrélation est défini comme étant un paramètre qui détermine la qualité des canaux multiples en utilisant de différents systèmes multi-antennaires. Ce coefficient peut être caractérisé par différents paramètres comme l'étalement angulaire des signaux reçus et le couplage entre les différents éléments du système [26]. Le coefficient de corrélation peut varier entre 0 et 1 où 1 signifie qu'il y a dépendance totale entre les signaux reçus. Ce coefficient peut être un: complexe, d'enveloppe ou de puissance et de tension [40].

I.5.3.1. Coefficient de corrélation complexe

Le coefficient de corrélation complexe est une valeur statistique qui indique la similitude entre les tensions au niveau des antennes du système. En utilisant un système de deux branches, la corrélation entre les éléments dans le domaine angulaire peut être exprimée, à partir du champ lointain des diagrammes de rayonnement complexes de chaque antenne [41]:

$$\rho_c = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} (XPR \cdot E_{\theta_1}(\theta, \varphi) E_{\theta_2}^*(\theta, \varphi) P_\theta(\theta, \varphi) + E_{\varphi_1}(\theta, \varphi) E_{\varphi_2}^*(\theta, \varphi) P_\varphi(\theta, \varphi)) \sin \theta d\theta d\varphi}{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}} \quad (I.37)$$

Avec :

- ❖ σ_n est l'écart type de la nième branche :

$$\sigma_n^2 = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} (XPR \cdot E_{\theta_n}(\theta, \varphi) E_{\theta_n}^*(\theta, \varphi) P_\theta(\theta, \varphi) + E_{\varphi_n}(\theta, \varphi) E_{\varphi_n}^*(\theta, \varphi) P_\varphi(\theta, \varphi)) \quad (I.38)$$

- ❖ $p_\theta(\theta, \varphi)$ est la densité de distribution des angles d'arrivée dans le canal de propagation en polarisation θ .
- ❖ $p_\varphi(\theta, \varphi)$ est la densité de distribution des angles d'arrivée dans le canal de propagation en polarisation φ .
- ❖ E_{θ_n} et E_{φ_n} représentent les composantes du diagramme de rayonnement complexe du $n^{\text{ième}}$ branche en coordonnées sphériques.

- ❖ XPR est appelé le taux de polarisation croisée. C'est le rapport de la puissance moyenne reçue en polarisation verticale sur la puissance moyenne reçue en polarisation horizontale dans un environnement de Rayleigh [14].

$$XPR = \frac{P_V}{P_H} \quad (I.39)$$

En partant de l'équation (I.39), les puissances horizontale et verticale sont distinguées comme suit :

$$P_V = \frac{XPR}{1 + XPR} P \quad (I.40)$$

$$P_H = \frac{1}{1 + XPR} P \quad (I.41)$$

Avec $P = P_V + P_H$, la puissance totale reçue.

Dans un environnement aléatoire uniforme, les puissances (P_V et P_H) peuvent être égales. Dans ce cas, le taux de polarisation croisée XPR égale à 1 (0 dB), et par conséquent un coefficient de corrélation simplifié.

Le coefficient de corrélation complexe dans un environnement isotrope peut aussi être calculé à partir des paramètres S [31], [42]:

$$\rho_c = \frac{S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}}{\sqrt{(1 - |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)}} \quad (I.42)$$

D'après l'équation ci-dessus le coefficient de corrélation peut se calculer rapidement. Cette équation prouve que même si les deux antennes du système utilisé sont fortement couplées, le coefficient de corrélation peut rester très faible et le gain de diversité sera plus important.

Cependant, dans le but d'évaluer la corrélation entre les antennes dans le domaine temporel, le coefficient de corrélation complexe est défini comme suit [43] :

$$\rho_c = \frac{\int_0^T (v_1(t) - \bar{v}_1)(v_2(t) - \bar{v}_2)^* dt}{\sqrt{\int_0^T |v_1(t) - \bar{v}_1|^2 dt \int_0^T |v_2(t) - \bar{v}_2|^2 dt}} \quad (I.43)$$

Avec $v_1(t)$ et $v_2(t)$ sont respectivement les tensions reçues en fonction du temps par les deux branches du système et \bar{v}_1 et \bar{v}_2 représentent leurs valeurs moyennes.

La Figure I.19 montre deux antennes séparées par une distance d . Ces antennes reçoivent les signaux par l'intermédiaire des deux obstacles.

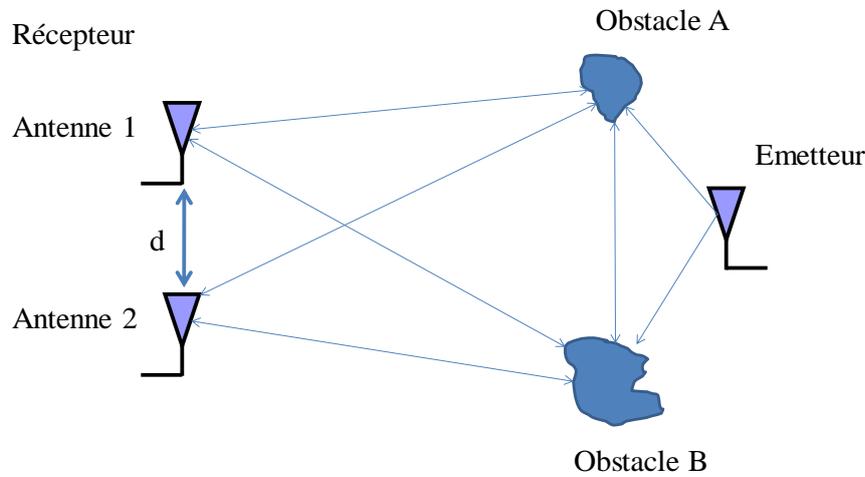


Figure I.19 : Représentation des parcours des différents trajets dans le contexte de la diversité d'espace

Dans le cas où les angles d'arrivée (AoA) des trajets sont caractérisés par l'uniformité en azimut $[0, 2\pi]$ (2D) et l'absence dans le plan d'élévation du mobile, le module du coefficient de corrélation complexe analytique pour une distance de séparation d s'exprime à partir de la fonction de Bessel d'ordre zéro, $J_0(x)$ [1].

$$|\rho_c| = J_0(\beta d) \quad (I.44)$$

Avec $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ étant la longueur d'onde et d la distance de séparation entre les antennes.

Lorsque la distribution des AoA est uniforme dans tout l'espace (3D), le module du coefficient de corrélation complexe peut être décrit par la fonction sinus cardinal comme suit [32]:

$$|\rho_c| \cong \frac{\sin(\beta d)}{\beta d} \quad (I.45)$$

La Figure I.20, traduisant les équations (I.44) et (I.45), représente la variation des coefficients de corrélation complexe en fonction de la distance de séparation entre les antennes. D'après cette figure, le coefficient de corrélation s'annule pour la première fois quand la distance d entre les antennes est égale à 0.4λ en 2D et 0.5λ en 3D. Cependant, les mesures dans un environnement suburbain ont montré que le coefficient de corrélation s'annulait pour la première fois à une distance $d = 0.8\lambda$ [44]. Cela se traduit par l'absence d'uniformité des angles d'arrivée au niveau de l'antenne réceptrice. En outre, si l'intervalle angulaire des signaux reçus augmente, le coefficient de corrélation, pour une distance donnée d entre les antennes, augmente [1].

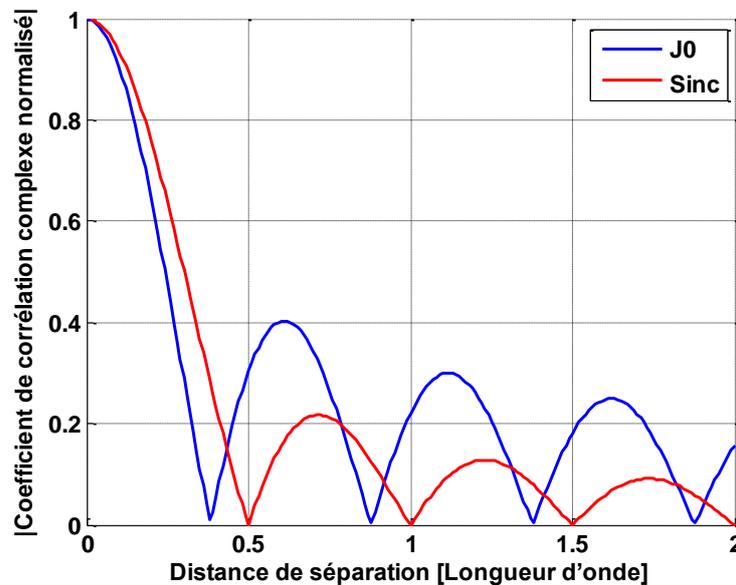


Figure I.20 : Représentation du module du Coefficient de corrélation complexe 2D et 3D en fonction de la distance de séparation entre les antennes

Les représentations théoriques des coefficients de corrélation en fonction de la distance de séparation entre les antennes ne prennent pas en compte l'effet du couplage entre les antennes. En effet, ce couplage peut affecter de manière significative leurs diagrammes de rayonnement, ce qui peut réduire leurs coefficients théoriques [1], [28], [45] et engendrer une diminution de l'efficacité des antennes.

1.5.3.2. Coefficient de corrélation d'enveloppe

Le coefficient de corrélation d'enveloppe ρ_e représente le degré de similitude entre les enveloppes des signaux complexes reçus au niveau des deux branches du système [43]. Dans un environnement d'évanouissement multi-trajets de type Rayleigh, ce coefficient est approximativement égal à [46]:

$$\rho_e \cong |\rho_c|^2 \quad (I.46)$$

Il convient de noter qu'il a été démontré que ce coefficient doit être inférieur à 0.7 pour que le système à diversité reste efficace [1], [47].

1.5.3.3. Coefficients de corrélation de puissance et de Tension

Les coefficients de corrélations de puissance et de tension représentent le degré de similitude, respectivement, entre les puissances et les tensions reçues par les éléments du système à diversité. Dans un canal de type Rayleigh riche en multi-trajets, ces coefficients sont très proches et sont équivalents au coefficient de corrélation d'enveloppe [47].

$$\rho_p \cong \rho_v \cong \rho_e \cong |\rho_c|^2 \quad (I.47)$$

I.6. Codages spatio-temporels

Un système de communication sans fil classique utilise une seule antenne en émission et en réception. Ce système plus communément appelé « **Single-Input-Single-Output, SISO** », présente une limitation en termes de capacité de transmission (critère de Shannon [48]) et des évanouissements profonds causés par la recombinaison de différents trajets arrivant au récepteur de manière destructive comme expliquée précédemment. Les futures communications sans fil exigent de plus en plus de débits de transmission. Dans le but de lutter contre les évanouissements et d'augmenter la capacité des systèmes conventionnels, il convient d'augmenter la puissance émise et d'élargir la largeur de bande d'une façon significative. Les développements récents ont montré que cela peut être atteint en utilisant des systèmes « **Multiple-Input-Multiple-Input, MIMO** » sans augmenter la puissance et la largeur de bande [49], [50], [51]. Ces systèmes consistent à transmettre plusieurs flux de données simultanément. En d'autres termes, chaque antenne émettrice devient une source

d'information différente pour les antennes en réception. La Figure I.21 montre un système de transmission MIMO constitué de n_T antennes en émission et n_R antennes en réception.

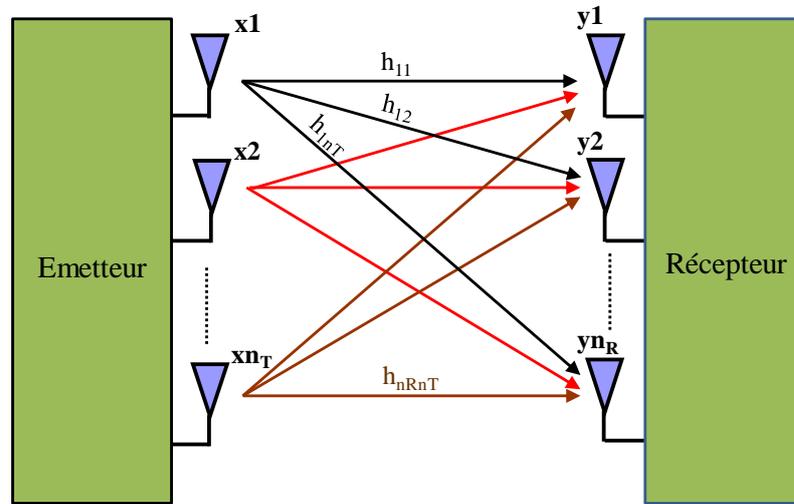


Figure I.21 : Représentation d'un système de transmission MIMO constitué de n_T antennes en émission et n_R antennes en réception

D'après la Figure I.21 l'évanouissement de chaque trajet entre la $i^{\text{ème}}$ antenne émettrice $\in [1, \dots, n_T]$ et la $j^{\text{ème}}$ antenne réceptrice $\in [1, \dots, n_R]$ est représenté par le coefficient h_{ij} de la matrice H .

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1n_T}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2n_T}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R1}(t) & h_{n_R2}(t) & \dots & h_{n_Rn_T}(t) \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

A la réception, la résultante des signaux portés par plusieurs trajets est défini comme suit :

$$y(t) = H(t)x(t) + n(t) \quad (I.49)$$

Avec :

- ❖ $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{n_T}(t)]^T$ où $x_i(t)$ est le signal émis par la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission.
- ❖ $y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{n_R}(t)]^T$ où $y_i(t)$ est le signal reçu par la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception.
- ❖ H est le coefficient complexe du canal.
- ❖ $n(t)$ représente un bruit blanc additif gaussien.

La capacité du canal désigné par le terme « C » est calculée suivant de l'équation suivante [52]:

$$C = \log_2 \left(\det \left(I + \frac{SNR}{n_T} HH^+ \right) \right) \quad [\text{bits/sec./Hz}] \quad (I.50)$$

Où I indique la matrice d'identité de taille $n_T * n_T$, SNR est le rapport signal sur bruit, H représente la matrice du coefficient du canal de taille $n_T * n_T$, H^+ désigne la matrice transposée conjuguée et $\det(.)$ est le déterminant.

En utilisant les systèmes MIMO, plusieurs répliques du flux de données codées dans l'espace et dans le temps peuvent être envoyées simultanément à travers les antennes [3]. A la réception, un codage approprié permet de réaliser un gain de diversité et par conséquent une amélioration de la qualité de transmission [5].

Avec l'avènement des technologies MIMO, on assiste à une demande de plus en plus importante sur la manière efficace pour évaluer les performances des systèmes de communication sans fil à diversité. Cette évaluation doit être effectuée dans des environnements réalistes. Cependant, les mesures dans ces environnements sont très fastidieuses. Pour cela, des nouvelles méthodologies visent à modéliser des canaux de propagation multi-trajets équivalents aux environnements réalistes ont été proposées dans la littérature pour réaliser les mesures le plus efficacement possible en termes de temps de calcul et de précision.

I.7. Méthodologies MIMO OTA

Comme nous avons déjà mentionné, la diversité d'antennes est une des solutions pour améliorer les performances de transmission et ainsi pour lutter contre les évanouissements profonds dus aux phénomènes multi-trajets en combinant de manière optimale les signaux reçus. Le critère de cette technique porte sur la maximisation du rapport signal à bruit (SNR) et par conséquent minimisation du taux d'erreur binaire.

La méthode de test **OTA (Over The Air)** actuelle (Figure I.22) permet d'évaluer les performances d'un terminal mobile en termes de la puissance totale rayonnée **TRP (Total Radiated Power)** et la puissance totale reçue **TRS (Total Radiated Sensitivity)** [53]. Cependant, ces paramètres ne prennent pas en compte l'effet du canal multi-trajets [54]. Etant donné que les performances des systèmes à diversité dépendent des caractéristiques des

antennes et du canal de propagation [54], cette méthode n'est pas capable de réaliser ces performances correctement.

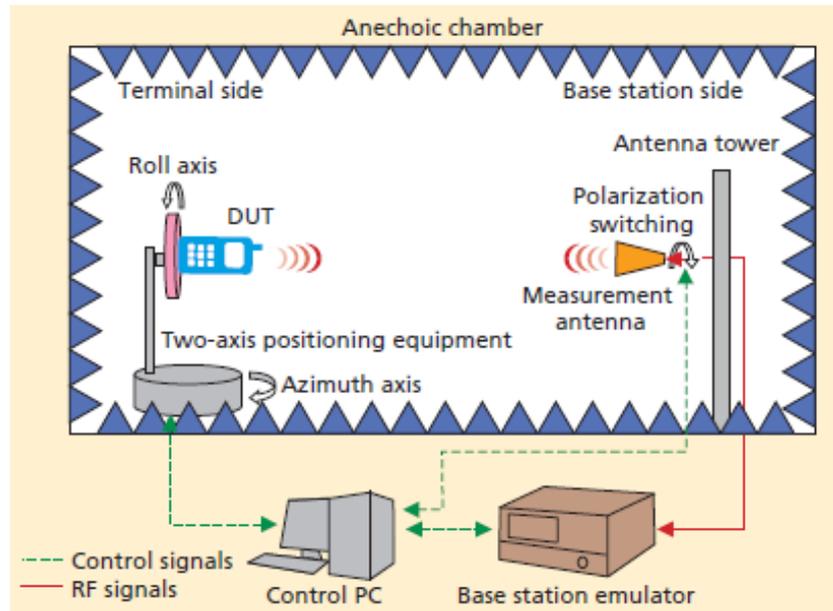


Figure I.22 : Système de mesure OTA ordinaire dans une chambre anéchoïque

De ce fait, de nouvelles méthodologies de test MIMO OTA ont été proposées par le CTIA (Cellular Telecommunications Industry Association), le 3GPP (3rd Generation Partnership Project) en se basant sur des études menées par le COST 2100 (European COoperation in Science and Technology 2100) [56], [57], [58]. Cela dans le but de choisir une méthodologie commune en termes de complexité et de rapport coût/efficacité capable d'émuler des canaux de propagation multi-trajets réalistes pour évaluer les performances des systèmes de communication sans fil multi-antennes [54], [55].

Dans ce paragraphe, nous allons classer les méthodologies de tests MIMO OTA en deux groupes. Le premier groupe est la méthodologie spatiale et le deuxième représente la méthodologie spatio-temporelle.

La méthodologie spatiale permet d'évaluer les performances des systèmes à diversité en utilisant une technique de mesure passive. Cette dernière consiste à utiliser un analyseur de réseau vectoriel pour injecter un signal sinusoïdal CW via une ou plusieurs antennes émettrices et de mesurer les signaux transmis en sortie du canal de propagation par des systèmes multi-antennes. Les coefficients de transmissions (S_{ij}) sont ensuite collectés pour évaluer les performances du terminal sous test, en tenant compte que des antennes, en termes de paramètres de diversité tels que : coefficient de corrélation et de gain de diversité. Quant à

la méthodologie MIMO OTA spatio-temporelle pour émuler des canaux de propagation multi-trajets réalistes en considérant l'évanouissement rapide, l'étalement temporel entre les « clusters » des trajets multiples etc. Cette méthodologie est basée sur une technique de mesure active. Cette dernière consiste à réaliser une communication entre l'émetteur et le récepteur en envoyant un signal modulé. Les performances du terminal sous test de bout en bout sont ensuite évaluées, en tenant compte des antennes et de la chaîne de transmission complète, en termes de paramètres de diversité, de taux d'erreur binaire **BER** (**B**inary **E**rror **R**atio), de taux d'erreur symboles **SER** (**S**ymbol **E**rror **R**atio) et de taux d'erreur de trame **FER** (**F**rame **E**rror **R**atio).

I.7.1. Méthodologie MIMO OTA Spatiale (Mesures passives)

Cette méthodologie est capable de différencier les caractéristiques des systèmes à diversité dans le domaine spatial en tenant compte de l'effet des diagrammes de rayonnement et de la corrélation entre les antennes. Dans ce contexte, deux configurations de systèmes de mesure dans la chambre réverbérante et la chambre anéchoïque sont mises en œuvre.

1.7.1.1. Système de mesure dans une chambre réverbérante

La configuration du système de mesure en utilisant une chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM) est illustrée dans la Figure I.23 [59]. Cette chambre se constitue d'une cavité métallique close dont les parois réfléchissantes assurent l'isolation entière avec l'extérieur, d'un brasseur de grande dimension devant la longueur d'onde et d'une antenne émettrice. Les mesures commencent en envoyant le signal émis dans la chambre réverbérante à l'aide d'une antenne émettrice (exp : Cornet) orientée vers le mur métallique afin de reproduire un canal de propagation NLOS (**N**one **L**ine **O**f **S**ight). Ensuite, le système tourne le brasseur pour générer une propagation multi-trajets variable dans le temps. Dans ce cas, un environnement uniforme et isotrope de type Rayleigh se génère autour le système sous test. Un analyseur de réseau vectoriel est utilisé pour l'acquisition des données reçues par le récepteur afin d'évaluer ses performances par la suite en post traitement. A la base, ce système a été défini comme un système de mesure SISO OTA pour une seule antenne [53]. Mais comme la chambre réverbérante peut reproduire l'étalement angulaire des ondes reçues, elle peut être également utilisée pour évaluer les performances des systèmes multi-antennes [53].

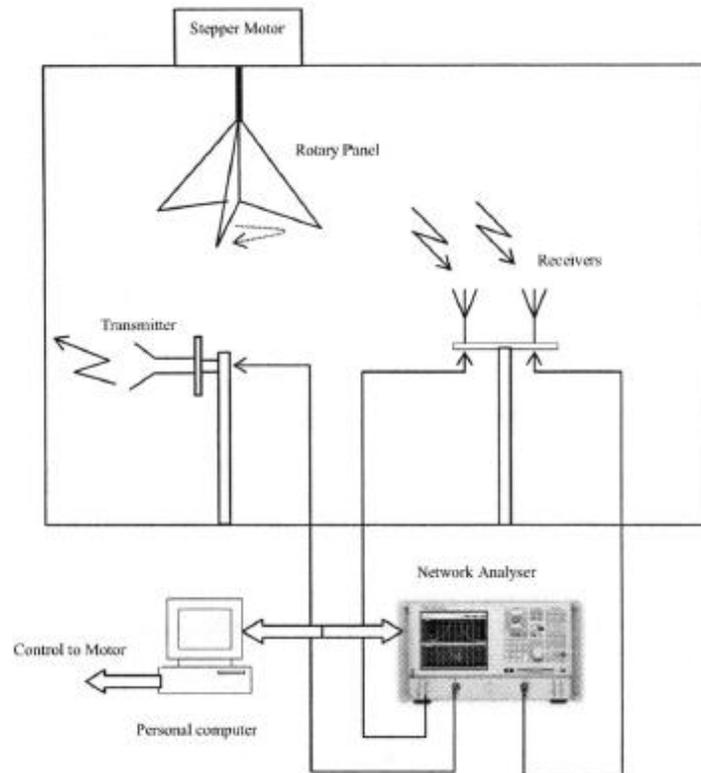


Figure I.23 : Configuration d'un système MIMO OTA basique en utilisant la chambre réverbérante

Les auteurs dans [61] et [62] ont montré, également, l'aptitude de générer des environnements d'évanouissements anisotropes de types Rayleigh et Rice dans la CRBM.

En effet, ce système de mesure possède des avantages par rapport aux systèmes ordinaires puisque il est capable d'assurer l'étalement angulaire des trajets multiples au niveau de l'antenne réceptrice. Cependant, il possède, également, des inconvénients qui se représentent par l'incapacité de maîtriser les angles d'arrivée et le retard entre les différents trajets (étalement temporel) au niveau du récepteur.

1.7.1.1. Système de mesure dans une chambre anéchoïque

La Figure I.24 (a) montre un émulateur d'évanouissement spatial (SFE) [63] installé dans une chambre anéchoïque. Il est constitué de 31 antennes de transmission bipolarisées (Verticale et horizontale). Chacune de ces antennes (Figure I.24 (b)) est composée de deux dipôles croisés de longueur égale à la moitié de la longueur d'onde dans le but de représenter le taux de polarisation croisé XPR.

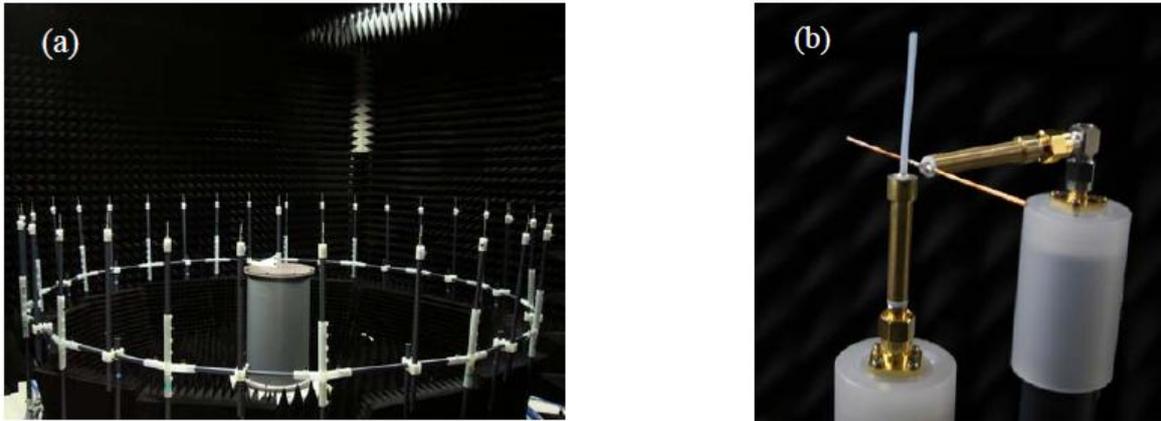


Figure I.24 : Représentation d'une configuration (a) d'un système de test MIMO OTA dans une chambre anéchoïque et (b) d'une antenne de transmission

La configuration expérimentale de ce système est illustrée sur la Figure I.25. Dans ce système, le circuit de contrôle de ce système est composé de 31 déphaseurs et 31 atténuateurs dans le but de contrôler l'amplitude et la phase du signal rayonnées par chaque antenne de transmission. Cela rend ce système plus avantageux par rapport aux autres émulateurs qui utilisent des atténuateurs et des déphaseurs numériques requérant des mélangeurs de fréquence. Il convient de noter qu'un ordinateur est utilisé pour calculer les déphasages du signal émis par chaque antenne afin d'obtenir un canal de propagation de type Rayleigh en se basant sur le modèle de Clarke [32], [63]. Un canal de Nakagami-Rice peut être également créé en émettant un signal de puissance très importante par une seule antenne par rapport aux autres [64].

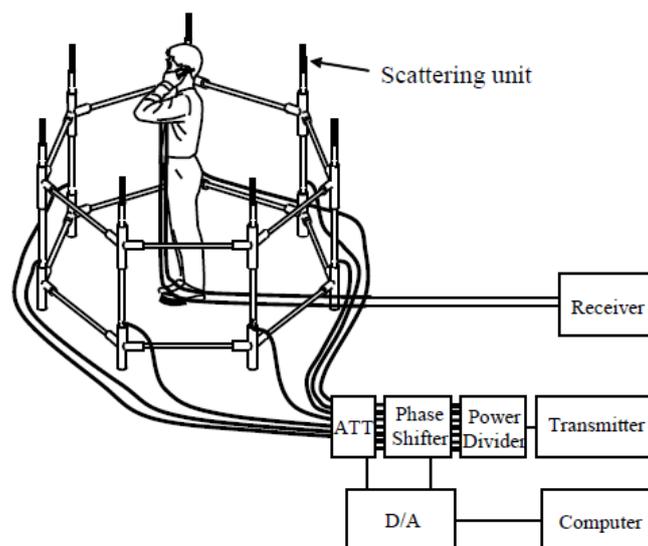


Figure I.25 : Configuration expérimentale de l'émulateur d'évanouissement spatiale

L'avantage de ce système réside dans le fait qu'il peut reproduire différents types de canaux de propagation spatiaux tels que : Rayleigh, Rice etc. Cependant, il possède, également, des inconvénients se représentant par la génération des canaux en deux dimensions et l'incapacité de maîtriser les angles d'arrivée (AoA) des trajets reçus.

I.7.2. Méthodologie MIMO OTA spatio-temporelle (Mesures actives)

La méthodologie spatio-temporelle MIMO OTA vise à évaluer les performances des systèmes multi-antennes en tenant compte des antennes et de la chaîne de transmission complète. Ceci peut se réaliser en utilisant plusieurs émetteurs entourant le terminal sous test et un émulateur d'évanouissement (**Fading Emulator, FE**) afin de reproduire des canaux de propagation multi-trajets en chambre anéchoïque équivalents à des environnements réalistes pour vérifier les performances des systèmes à diversité.

Cette méthodologie présente des avantages par rapport à la première parce qu'elle permet de gérer l'étalement temporel du canal de propagation. Dans ce contexte, plusieurs systèmes de tests MIMO OTA ont été élaborés. Les systèmes qui ont suscité un grand intérêt sont:

1.7.2.1. Système de test MIMO OTA avec une distribution horizontale des sondes

Ce système (Figure I.26) [65] est composé de 15 sondes bipolarisées (utilisées en émission) distribuées uniformément tous les 45 degrés sur une arche circulaire horizontale de 45 cm de rayon. Ce système est équipé d'un émulateur d'évanouissement (**Fading Emulator, FE**) et d'un émulateur de réseau (**Network Emulator, NE**). Parmi les sondes de ce système, 8 seulement sont utilisées puisque le FE possède 8 ports. L'idée principale de ce système est de créer un canal de propagation voulu autour d'un terminal sous test. Le FE est utilisé pour générer un environnement spécifique avec la prise en compte des évanouissements rapides, de l'étalement temporel et l'effet doppler. En outre, cet émulateur peut générer plusieurs modèles de canaux comme Winner, SCM, SCME et IMT-Advanced [65], [66], [67]. Le NE est utilisé pour réaliser une connexion entre l'émetteur et le récepteur via l'émulateur d'évanouissement. Il est également employé pour acquérir les données reçus par le terminal sous test placé au centre de l'arche du système utilisé.

Ce système possède des avantages par rapport aux systèmes basés sur la méthodologie MIMO OTA spatiale réside dans l'étalement temporel du canal de propagation multi-trajets. Cependant, il présente également quelques inconvénients :

- La Reproduction des canaux de propagation multi-trajets en deux dimensions
- Le coût du système

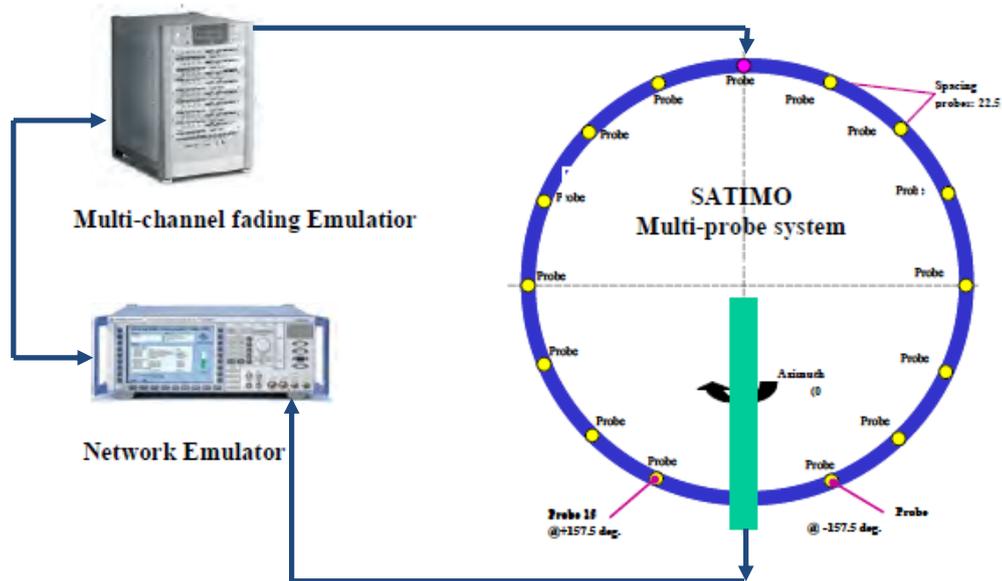


Figure I.26 : Configuration de SATIMO d'un système de test MIMO OTA dans une chambre anéchoïque

1.7.2.2. Système de test MIMO OTA dans la chambre anéchoïque LETI

Un vu du système MIMO OTA installé dans la chambre anéchoïque LETI est montré sur la Figure I.27 [68]. Le diagramme de blocs fonctionnels de ce système est représenté sur la Figure I.28. D'après cette figure, nous distinguons deux blocs principaux concernant le fonctionnement de ce système. Le premier est les antennes d'émission dans la chambre anéchoïque qui contrôle l'effet spatial (angles d'arrivée) et l'effet de polarisation (taux de polarisation croisé). Le second est le synthétiseur PDP (Power Delay Profile) qui gère la réponse impulsionnelle du model de propagation. Un bloc d'amplification optionnel (amplificateur à faible bruit (LNA) ou amplificateur de puissance (PA)) a été mise en place pour contrôler le signal dynamique en évaluant les performances d'un terminal sous test.



Figure I.27 : Système de test MIMO OTA dans la chambre anéchoïque LETI

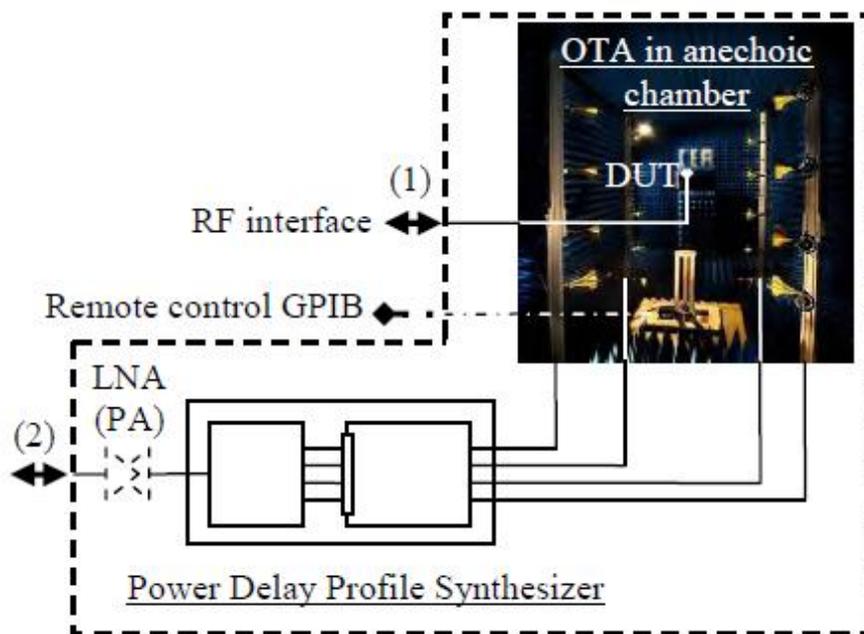


Figure I.28 : Diagramme de blocs fonctionnels du système de test MIMO OTA dans la chambre anéchoïque LETI

Ce système fonctionne dans la bande de fréquence 2-4 GHz qui couvre les réseaux WiFi et WiMax par exemple. Il est équipé de deux interfaces RF (connecteurs SMA) qui sont utilisées pour émettre ou recevoir les signaux RF. La première assure la connexion avec le terminal sous test tandis que la deuxième donne l'accès aux antennes de transmission par

l'intermédiaire du synthétiseur PDP. L'interface GPIB permet de contrôler la rotation du terminal sous test (DUT) ou les instruments du système MIMO OTA par le biais d'un ordinateur.

Les avantages de ce système résident dans le fait de créer des canaux de propagation multi trajets en trois dimensions et de gérer l'étalement temporel entre les différents groupes des trajets. Mais, il possède aussi des inconvénients se représentent par la résolution des canaux de propagation générés à cause de l'utilisation d'un petit nombre des sondes.

1.7.2.3. STARMIMO-HU

La solution de test MIMO OTA réalisée par SATIMO (Figure I.29) est basée sur l'utilisation d'une arche circulaire, constituée de plusieurs sondes, une unité d'amplification, une unité de calibration MV-Cal, un émulateur d'évanouissement (**Spatial Channel Emulator, SCE**) et un appareil de test pour la communication radio (**Radio Communication Tester, RCT**) [69]. La flexibilité de ce système est assurée en utilisant de 4 à 32 sondes bipolarisées (utilisées en émission) pour générer les « clusters » des signaux directs, réfléchis et diffusés sur le terminal sous test. Une ou bien un groupe des sondes peut être utilisé pour représenter le signal direct, et les groupes restantes interviennent pour créer les signaux multi-trajets ou diffusés. Ce système permet l'émulation des environnements spécifiques (contrôle des angles d'arrivée, retard entre les clusters des signaux, etc). Cela permet d'évaluer les performances des systèmes de communication sans fil de bout en bout (antennes, chaîne de transmission complète) dans des environnements réalistes.

Les avantages de ce système sont :

- Générer des canaux de propagation en trois dimensions grâce à son arche circulaire
- Maîtriser des angles d'arrivée sur le terminal sous test pour obtenir une distribution donnée

Malgré les avantages de ce système, mais il possède également des inconvénients réside dans son coût qui est très cher. Ce qui empêche la plupart des opérateurs et des fabricants des systèmes de communication sans fil de le posséder.

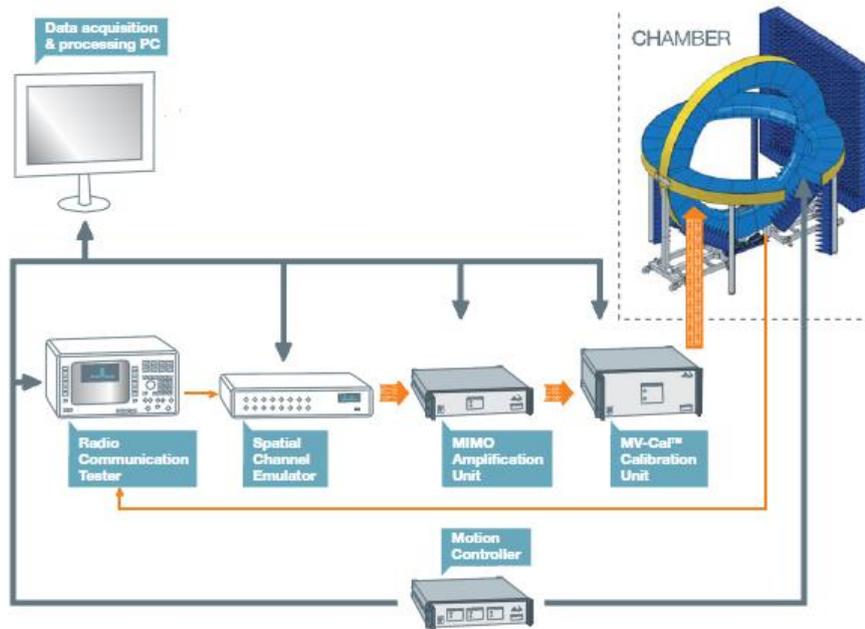


Figure I.29: Système de test MIMO OTA « STARMIMO-HU »

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, le canal de propagation radio mobile et les différents mécanismes de propagation qui l'engendrent ont été étudiés. La représentation mathématique de ce canal a été aussi présentée. Ensuite, la distribution de densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu tel que : distributions de Rayleigh et Nakagami a été montrée. Comme les terminaux mobiles peuvent être utilisés dans différents environnements de propagation, divers modèles statistiques et de propagation équivalents aux environnements réalistes ont été mentionnés.

La diversité d'antennes a été choisie dans cette thèse comme une des solutions pour lutter contre les évanouissements profonds dans le but d'avoir un meilleur SNR à la sortie du combineur. De plus, il a été démontré que cela peut améliorer la capacité de transmission des informations. D'autre part, plusieurs paramètres de diversité ont été cités dans le but d'évaluer les performances des systèmes à diversité.

Enfin, nous avons établi un bilan concernant les différentes méthodologies d'évaluation MIMO OTA (spatiale, spatio-temporelle) proposées dans la littérature afin d'évaluer les performances des systèmes de diversité. Dans ce contexte, divers systèmes de mesure en respectant ces méthodologies ont été présentés.

Durant le travail de cette thèse, le système de mesure SATIMO SG24, situé à la société ANOVO (Brive), sera adopté puisque il présente une grande souplesse pour réaliser l'objectif de cette thèse : la génération des canaux de propagation multi-trajets réalistes s'intéressant notamment aux directions d'arrivée des rayons et, plus généralement, en introduisant un aspect multi-dimensionnel. Cependant, ce système avec sa configuration actuelle ne permet pas de répondre aux besoins. Pour cela, nous allons développer, dans les chapitres suivants, des méthodes de contrôle des sondes de ce système pour générer des environnements multi-trajets réalistes afin d'évaluer les performances de terminaux à diversité d'antennes.

CHAPITRE II

ANALYSE D'UN CANAL MULTI-TRAJETS GENERE EN CHAMBRE ANECHOÏQUE

II.1. Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre que lors de la propagation d'un signal de l'émetteur vers le récepteur, plusieurs phénomènes électromagnétiques peuvent être dégagés telles que : réflexion, diffraction et diffusion. Ces phénomènes provoquent la réception d'un signal résultant constitué de plusieurs répliques du signal émis (Propagation multi-trajets). Ces répliques peuvent s'ajouter d'une part de manière destructive au niveau du récepteur, ce qui donne naissance à un signal résultant très faible, et d'autre part de manière constructive et par conséquent un signal résultant puissant est obtenu. La densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement de ce signal peut suivre plusieurs distributions telles que Rayleigh, Nakagami, etc.

L'évanouissement du signal est un phénomène qui perturbe fortement la transmission et limite les performances d'un système de communication. Une des techniques utilisées pour lutter contre l'évanouissement est la diversité d'antennes. Cependant, l'intégration de plusieurs antennes dans les terminaux mobiles nécessite une forte isolation pour maximiser leurs performances. L'évaluation des performances des systèmes à diversité est donc primordiale. Dans ce but, plusieurs techniques de mesures ont été adoptées : techniques passives et actives. Dans le premier chapitre, nous avons mentionné que les mesures passives et actives peuvent être effectuées dans la chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM) et en utilisant des systèmes de mesure multisonde en chambre anéchoïque. Ces systèmes permettent d'évaluer les performances des systèmes à diversité dans des canaux de propagation multi-trajets en considérant l'évanouissement rapide, l'étalement temporel et le décalage doppler. Cependant, parmi les sondes de ces systèmes juste un petit nombre a été utilisé puisque le nombre des ports d'émulateurs d'évanouissements est limité.

Dans ce chapitre, nous allons générer différents types de canaux de propagation multi-trajets au niveau d'un terminal sous test en utilisant un système de mesure multisondes installées en chambre anéchoïque. Ces canaux basés sur le contrôle (allumer/éteindre) des sondes utilisées en émission de manière aléatoire. Afin d'éviter un grand nombre de mesures, un outil de modélisation de ce système, basé sur le tracé des rayons, a été développé dans le but d'un ajustement plus rapide et plus simple de ces paramètres caractéristiques (nombre des sondes, position du terminal sous test,...).

Les performances d'un système à diversité sous test seront évaluées en termes de coefficient de corrélation et de gain de diversité dans un canal de propagation multi-trajets quasi isotrope de type Rayleigh. Afin de valider les résultats obtenus de manière expérimentale, nous allons effectuer une mesure de référence dans la chambre réverbérante puisque elle est considérée comme un environnement parfaitement isotrope de type Rayleigh [72], [71]. Les résultats simulés et mesurés dans la chambre anéchoïque sont similaires et ils présentent également une bonne concordance avec les mesures effectuées dans la CRBM.

II.2. Génération des canaux de propagation multi-trajets

En principe, la génération de différents types de canaux de propagation multi-trajets dans une chambre anéchoïque autour d'un système sous test requiert l'utilisation de plusieurs émetteurs. Dans ce contexte, le système SATIMO SG24 sera utilisé puisque il répond bien à nos besoins en termes de souplesse. Cependant, ce système n'est pas initialement conçu pour générer des canaux multi-trajets. Il a été, donc, nécessaire de développer un logiciel permettant de contrôler (allumer/éteindre) les sondes.

II.2.1. Système de mesure SATIMO StarGate 24 (SG24)

Le système SATIMO SG24, illustré sur la Figure II.1, est un dispositif efficace capable d'effectuer des mesures passives et des mesures actives pour évaluer les performances de terminaux de communication mobiles sous test. Ce système est installé dans une chambre anéchoïque de 4 mètres de largeur, 4 m de longueur sur 4 m de hauteur. Il est constitué de 23 sondes bipolarisées (horizontal et vertical) fonctionnent dans la bande 4MHZ-6GH. Ces sondes sont distribuées uniformément tous les 15° sur une arche circulaire de diamètre de 2.4 mètres.

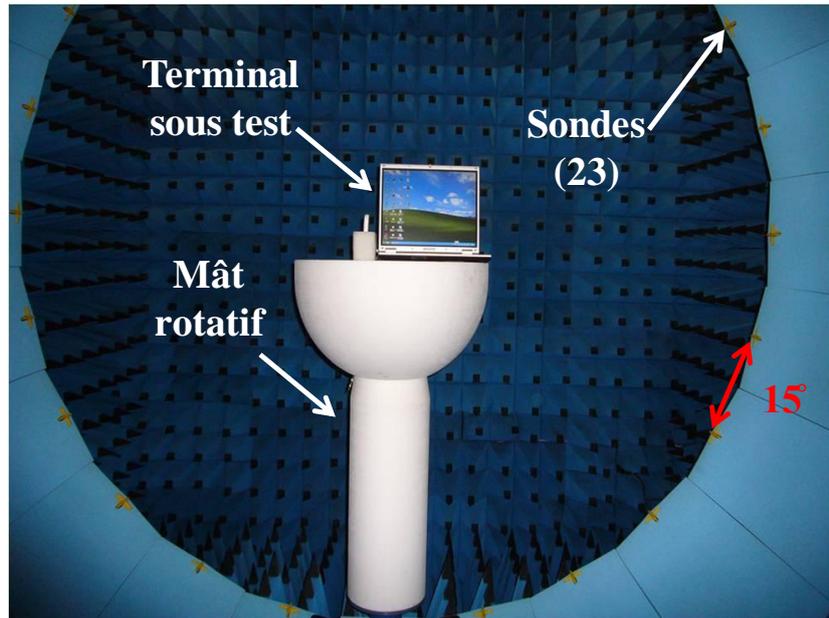


Figure II.1 : SG24

Ce système est équipé d'un mât rotatif qui peut pivoter de 360° en azimut (mesures 3D). Dans le but d'effectuer des mesures sur-échantillonnées, ce mât peut également se déplacer en élévation de -7.5° à $+7.5^\circ$ comme l'illustre la Figure II.2.

Stargate SG 24

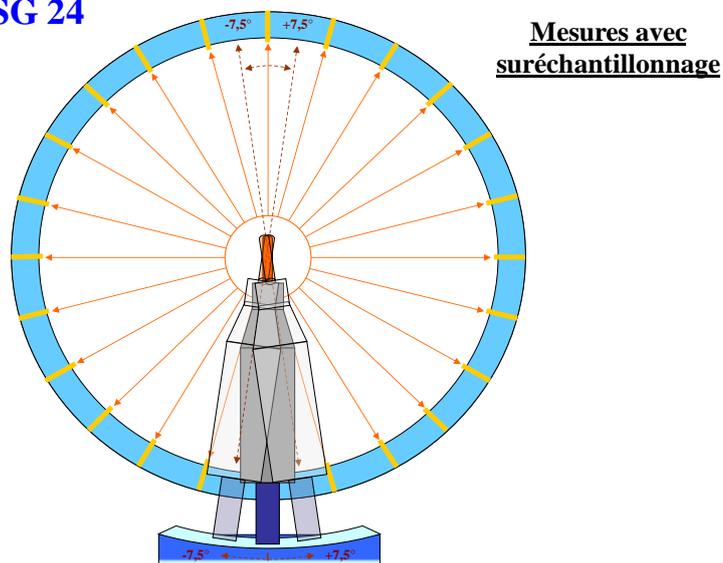


Figure II.2 : Description de la base de mesure SATIMO SG24 en montrant la capacité de suréchantillonnage à travers la rotation du goniomètre

Pour les mesures actives, le SG24 utilise un émulateur de communication numérique comme émetteur/Récepteur RF tandis que les mesures passives sont effectuées par

l'intermédiaire d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV). Le synoptique de fonctionnement du système de mesure SG24 [70] utilisé pour nos travaux de thèse est illustré sur la Figure II.3.

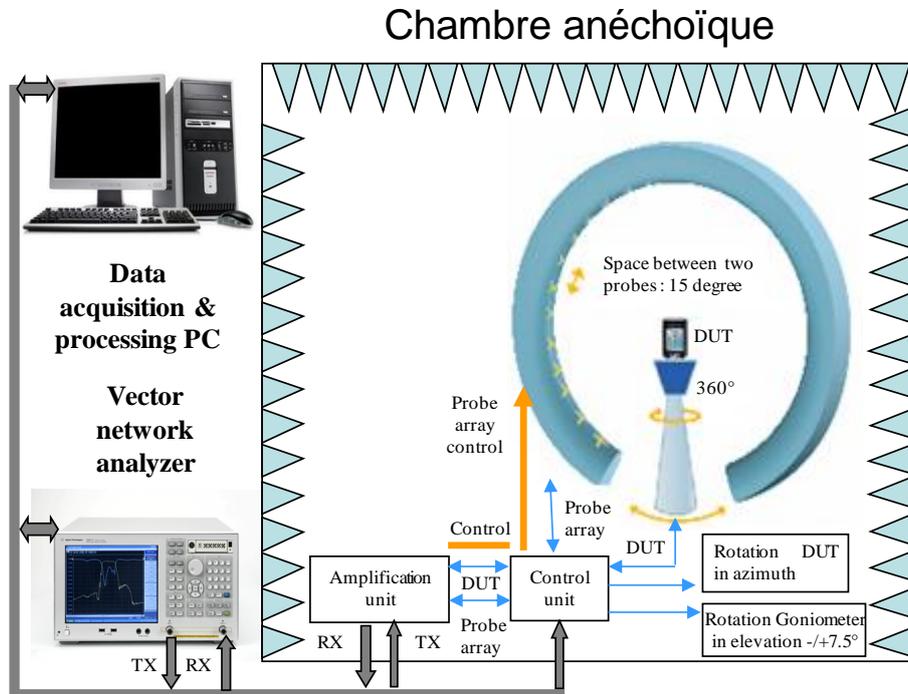


Figure II.3 : Schéma synoptique du système de mesure SATIMO SG24 utilisée dans cette thèse

D'après la figure ci-dessus, ce système est équipé d'un analyseur de réseau vectoriel à deux voies (ARV, Agilent 5071C), d'une unité d'amplification qui joue le rôle d'un amplificateur des signaux envoyés vers les sondes et reçus par le terminal sous test et d'une unité de contrôle qui pilote les moteurs de positionnement (mât rotatif (azimut et élévation)), ainsi que le balayage électronique des sondes.

II.2.2. Analyse et interprétation

Dans le premier chapitre, nous avons mentionné qu'un canal de propagation isotrope de type Rayleigh en trois dimensions peut être obtenue en chambre réverbérante à brassage de mode avec un taux de polarisation croisée (XPR) de 0 dB. De ce fait, nous allons étudier dans ce paragraphe la possibilité de générer ce type de canal dans la chambre anéchoïque en utilisant la base de mesure SG24.

Cependant, la configuration actuelle du système de mesure adopté ne permet pas de générer un canal de propagation multi-trajets en trois dimensions au niveau de l'antenne

réceptrice. Pour cela, nous avons développé un programme permettant de contrôler (allumer/éteindre) les sondes du SG24 pour chaque position du récepteur lors de rotation. Ceux-ci nous permettront donc de reproduire des trajets multiples dans toutes les directions.

La mesure des angles d'arrivée (AoA) en utilisant le système de mesure SATIMO SG24 est impossible à effectuer. Pour contourner ce problème, un outil de simulation basé sur le tracé des rayons a été développé pour estimer les angles d'arrivée (**Annexe B, B.1**) et calculer la puissance totale reçue (**Annexe B, B.2**).

En partant du fait que l'environnement dans la CRBM est riche en trajets multiples et qu'un canal de propagation Uniforme peut être généré avec un XPR de 0 dB au niveau de l'antenne réceptrice, les sondes de la base SG24 seront contrôlées (allumer/éteindre) de manière aléatoire avec un XPR de 0 dB à chaque position du récepteur. Dans ce paragraphe, les simulations sont faites en utilisant un simple dipôle fonctionnant à une fréquence de 3.5 GHZ.

Dans un premier temps, les simulations seront effectuées en plaçant le récepteur au centre de l'arche du système de mesure comme le montre la Figure II.4. Ces simulations sont réalisées en tournant le récepteur de 0° à 175° par pas de 5° en azimut. Ce pas a été optimisé pour assurer la convergence des résultats. Dans le souci d'avoir un grand nombre d'échantillons suffisant pour le besoin de la statistique, 2000 itérations sont capturées à chaque position du récepteur.

Le signal traité à la réception correspond à la sommation de tous les signaux reçus à toutes les positions du récepteur. Et, sa puissance moyenne est égale à -3.7 dB. L'amplitude d'évanouissement (Fading amplitude) du signal reçu normalisé de telle manière que la puissance moyenne égale à 0 dB est représentée sur la Figure II.6.

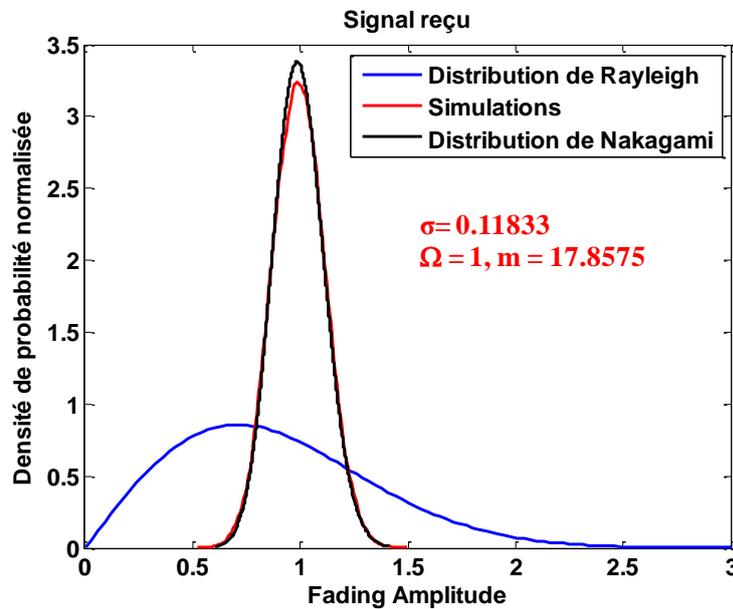


Figure II.6 : Fading Amplitude du signal reçu (3D)

D'après la Figure II.6, nous remarquons que la densité de probabilité de ce signal suit une distribution de type Nakagami ($m = 17$) qui est différente de celle de Rayleigh. De plus, un écart type de l'amplitude du signal reçu très petit (0.11) a été obtenu. Cela est dû au fait que la distance euclidienne entre chaque sonde et le récepteur placé au centre de l'arche est la même. Par conséquent la même valeur de déphasage sont introduites aux signaux qui se recombinaient de manière constructive (atténuation de l'espace libre : $\exp(-j*k*r)/r$). Contrairement à ce qui se passe dans un canal de type Rayleigh qui est caractérisé principalement par la différence de phase entre les trajets. Ce qui permet la recombinaison constructive et destructive des signaux reçus.

En partant du fait que l'évanouissement de Rayleigh nécessite la différence de phases entre les différents trajets reçus, la distribution de Rayleigh peut alors être atteinte au centre de l'arche de la base de mesure SG24 en introduisant une phase aléatoire alternée de 0° ou 180° sur chaque trajet (atténuation du chaque trajet sera: $\exp(-j*k*r + phase\ aléatoire)/r$). La

Figure II.7 montre la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal reçu normalisé de telle manière que la puissance moyenne égale à 0 dB.

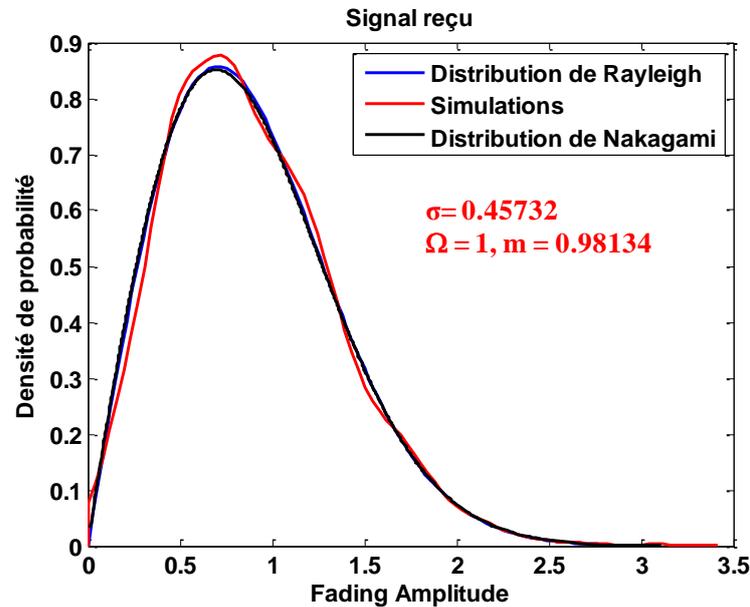


Figure II.7 : Fading Amplitude du signal reçu (3D) en ajoutant une phase aléatoire sur chaque signal émis

D'après la Figure II.7, la courbe simulée présente une adéquation avec la distribution de Nakagami qui possède un paramètre d'évanouissement (m) égal à 0.98. Ce qui montre une bonne concordance avec la distribution théorique de Rayleigh ($m=1$). Malgré cette similitude, le système de mesure utilisé n'est pas équipé matériellement pour changer la phase du chaque signal. D'où la nécessité de chercher une autre solution pour générer un canal de propagation isotrope multi-trajets de type Rayleigh en utilisant le système de mesure SATIMO SG24.

La démarche consiste à déplacer le récepteur horizontalement du centre de l'arche afin que les déphasages introduits aux trajets multiples soient différents. Dans cette nouvelle configuration du récepteur, montrée sur la Figure II.8, le nombre d'itérations et le pas de rotation sont fixés respectivement à 2000 et 5° .

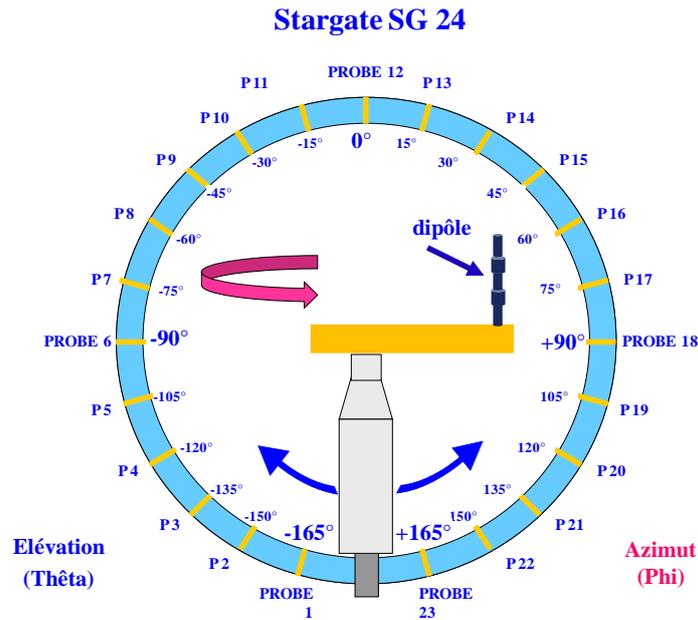


Figure II.8 : Configuration du SG24 avec le déport du récepteur

La Figure II.9 montre les densités de probabilités des amplitudes d'évanouissements des signaux complexes reçus normalisés en fonction de la distance entre l'antenne réceptrice et le centre de l'arche variant de 0 m à 0.7 m. D'après cette figure, nous remarquons que la distribution de la densité de probabilité a atteint des valeurs très proche de celles de la distribution théorique de Rayleigh à partir d'une distance égale à 0.1 m. Dès que l'antenne réceptrice n'est plus équidistante des sondes de l'arche, les trajets sont affectés par des amplitudes et déphasages différents. Les signaux à la réception peuvent alors se recombinaer de manière constructive et destructive, ce qui correspond donc à un canal de propagation de type Rayleigh.

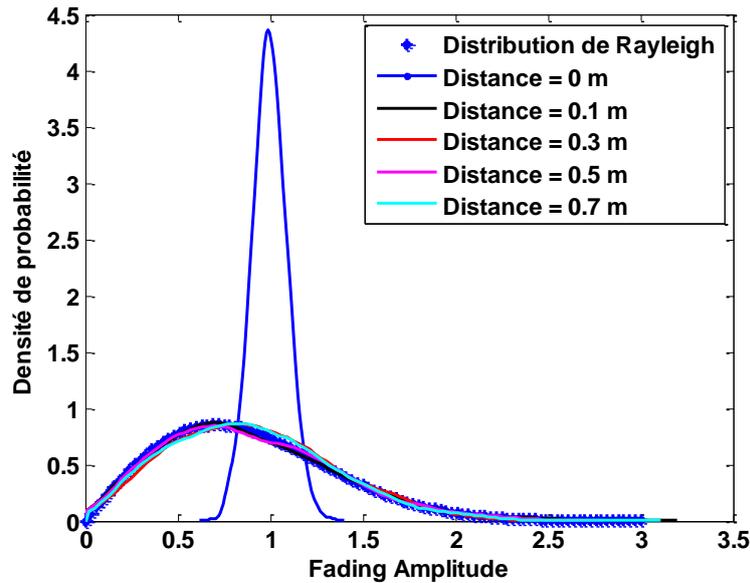


Figure II.9 : Fading amplitude en fonction de la distance de départ

Les puissances moyennes des signaux reçues ont été calculées à chaque distance de départ de l'antenne réceptrice comme l'illustre la Figure II.10. D'après cette figure, la puissance est quasiment constante (de l'ordre de -45 dB) à partir de 0.1 m puisque le canal est de type Rayleigh. Cependant, une valeur de puissance plus significative (-28 dB) a été obtenue au centre de la base de mesure lors de la génération d'un canal de propagation de type Nakagami.

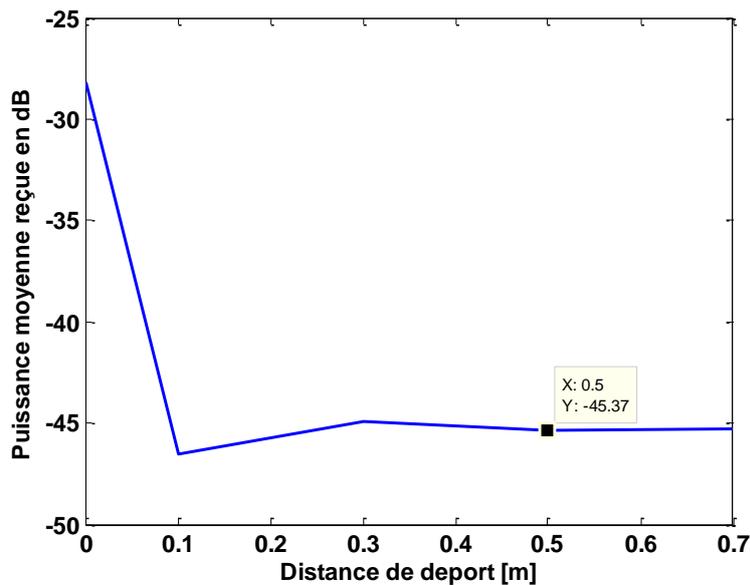


Figure II.10 : Puissance moyenne reçue en fonction de la distance de départ

D'après la Figure II.10, nous pouvons donc conclure qu'on peut placer l'antenne réceptrice à une distance minimum de 0.1 m du centre de l'arche pour obtenir un canal de type Rayleigh car la puissance moyenne reçue ne change pas.

La densité de probabilité normalisée obtenue des angles d'arrivée (AoA) en élévation et en azimuth au niveau de l'antenne réceptrice placée à 0.7 mètre du centre de l'arche a été calculée et tracée sur la Figure II.11.

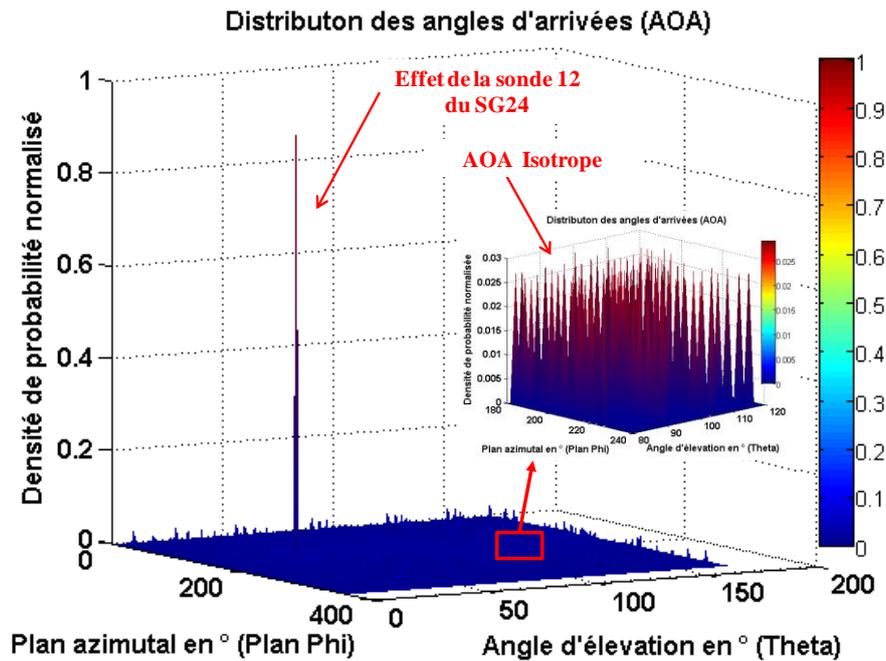


Figure II.11 : Densité de probabilité des angles d'arrivée au niveau du terminal sous test déporté (0.7 m) en pondérant les sondes de manière aléatoire

D'après la Figure II.11, le canal de propagation multi-trajets obtenu est donc isotrope mais à part une direction d'arrivée particulière ($\theta_0 = 30^\circ, \phi_0 = 180^\circ$). Cette direction correspond à l'allumage de la sonde 12 du SG24 pendant la rotation de l'antenne réceptrice comme l'illustre la Figure II.12 . De plus, nous remarquons que certains angles d'arrivée (AoA) sont inexistant.

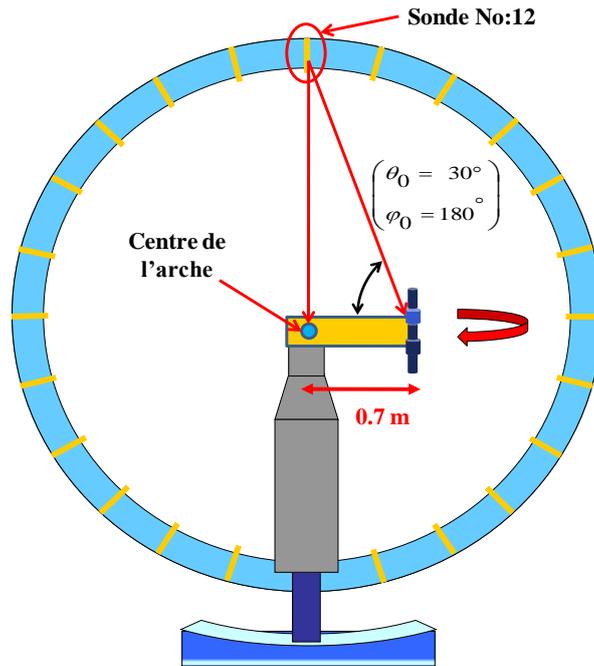


Figure II.12 : Représentation de l'effet de la sonde 12 par rapport à une direction d'arrivée particulière

Compte tenu des résultats obtenus, nous pouvons conclure qu'un canal de propagation multi-trajets quasi isotrope de type Rayleigh peut être généré en utilisant le système de mesure SATIMO SG24. Cela en déportant l'antenne réceptrice horizontalement par rapport au centre de l'arche.

Le système de mesure SATIMO SG24 possède plusieurs paramètres caractéristiques qui permettent de contribuer à augmenter la résolution angulaire des angles d'arrivée (AoA) en élévation et en azimut au niveau de l'antenne réceptrice et par conséquent à la reproduction d'un canal de propagation plus riche en trajets multiples. Ces paramètres sont suit :

- ❖ Le Nombre d'itérations
- ❖ La rotation du mât en élévation et en azimut

Ces paramètres peuvent donc affecter l'amplitude d'évanouissement du signal reçu, la puissance moyenne reçue et les angles d'arrivée. De ce fait, l'influence de ces paramètres sont analysées et les résultats obtenus sont interprétés. Les simulations sont effectuées en déportant l'antenne réceptrice sur un bras de 0.7 m où la distribution de Rayleigh a été garantie à partir d'une distance de 0.1 m.

II.2.2.1. Influence du nombre d'itérations

Dans cette partie nous allons étudier l'influence du nombre d'itérations sur l'amplitude d'évanouissement et la puissance moyenne du signal total reçu au niveau de l'antenne réceptrice. Le pas de rotation du mât en azimut et le taux de polarisation croisée (XPR) de la simulation précédente sont fixés :

- ❖ Pas de rotation = 5°
- ❖ XPR = 0 dB

La Figure II.13 montre la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement des signaux reçus normalisés en fonction du nombre d'itérations.

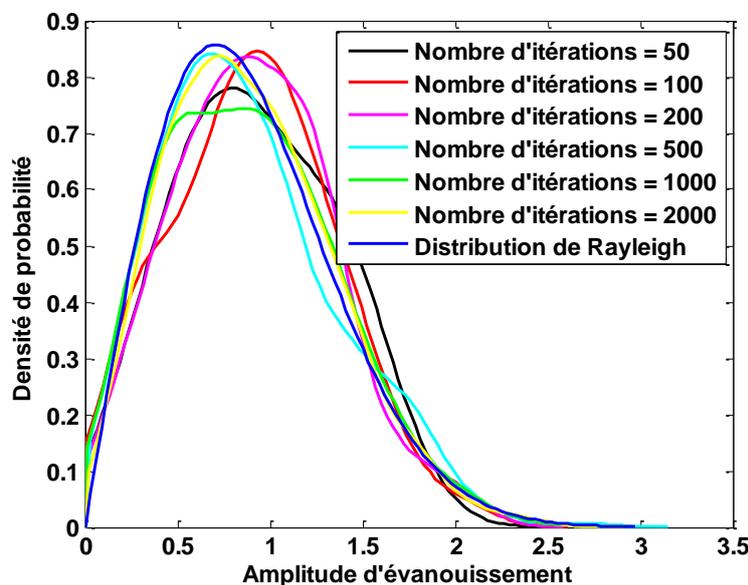


Figure II.13 : Fading amplitude en fonction du nombre d'itérations

D'après cette figure, nous constatons que le nombre d'itérations montre une grande influence sur les courbes obtenues où on voit que leurs distributions montrent une bonne concordance avec celle de Rayleigh à partir de 500 itérations. Cela peut être vérifié clairement à partir du coefficient de corrélation entre les amplitudes d'évanouissements simulées et la courbe théorique de Rayleigh illustrées dans la Figure II.14. D'après cette dernière, nous remarquons que la corrélation dans le cas 50, 100 et 200 itérations est faible tandis que dans les autres cas elle montre de valeurs importantes (de l'ordre de 0.8).

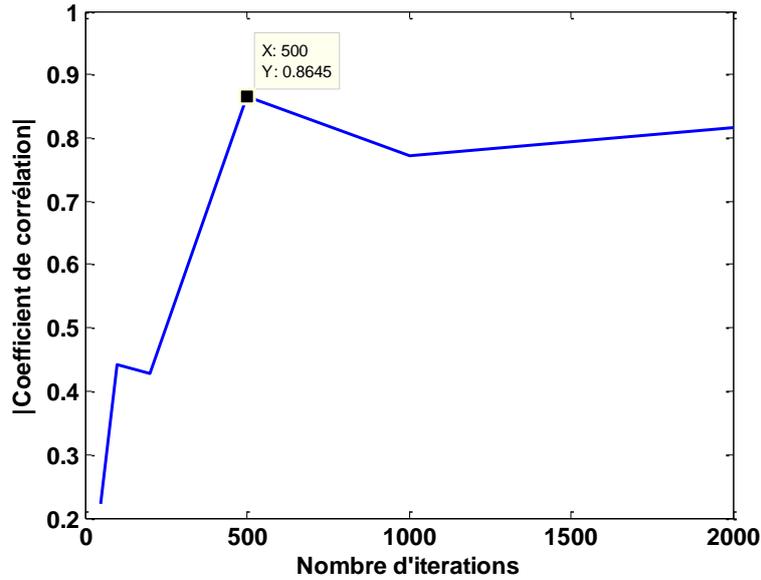


Figure II.14 : Coefficient de corrélation entre les amplitudes d'évanouissements simulées et théorique (Rayleigh)

La puissance moyenne reçue en fonction du nombre d'itérations est également illustrées dans la Figure II.15. Nous constatons que le niveau de puissance est convergent quand le nombre d'itérations est assez important puisque ça nous permet d'obtenir un canal de type Rayleigh. Et, contrairement aux autres cas.

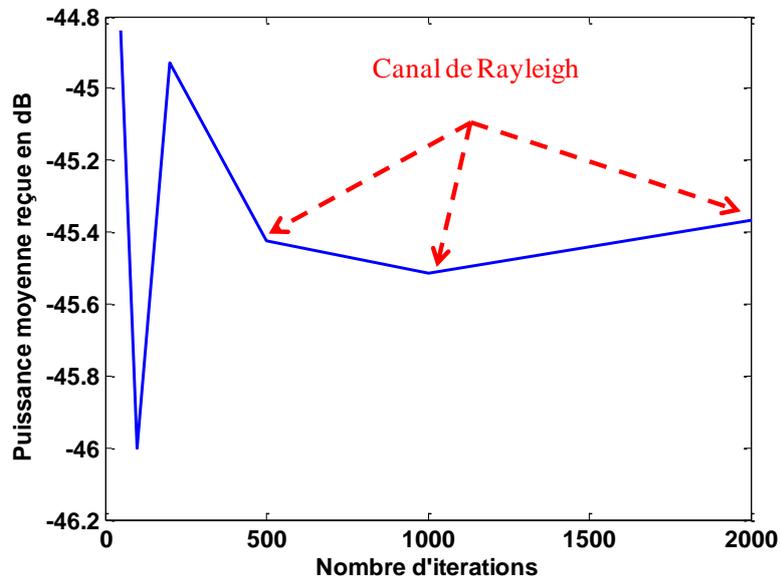


Figure II.15 : Puissance moyenne reçue en fonction du nombre d'itérations

II.2.2.2. Influence de rotation du mât en élévation

Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'influence de pas de rotation du mât en élévation sur le signal total reçu à partir de l'amplitude d'évanouissement et sa puissance moyenne. Etant donné que la convergence est obtenue à partir de 500 itérations, les simulations seront effectuées dans ce paragraphe avec 1000 itérations. De plus, ce nombre permet d'accéder à un bon rapport entre la qualité des résultats et le temps de calcul. Le pas de rotation de rotation du mât en élévation et le taux de polarisation croisé (XPR) utilisés sont définis:

- ❖ Pas de rotation = 5°
- ❖ XPR = 0 dB

La Figure II.16 montre la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement en fonction du pas de rotation du mât en élévation. Ce dernier a été fait tourner de -7° à 7° .

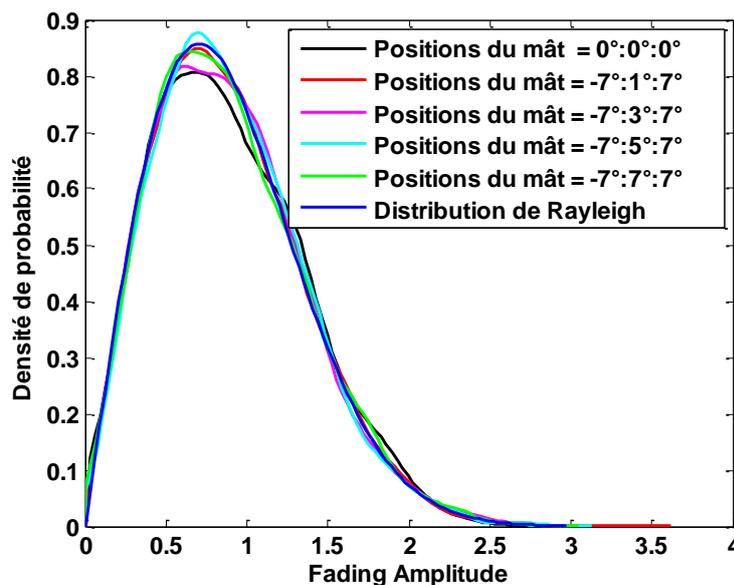


Figure II.16 : Fading amplitude en fonction du pas de rotation du mât en élévation

D'après la Figure II.16, nous remarquons que les différentes courbes montrent une bonne concordance avec la distribution théorique de Rayleigh. Mais, le degré de corrélation avec cette distribution change par rapport au pas de rotation du mât en élévation comme le montre Figure II.17. Cette dernière montre que le coefficient de corrélation minimal a été obtenu quand nous n'avons pas pivoté le mât (position initiale du mât). Et, le coefficient maximal

quand on l'a fait tourner par pas de 1°. Cela réside dans le fait que le nombre d'échantillons augmente quand on diminue le pas de rotation.

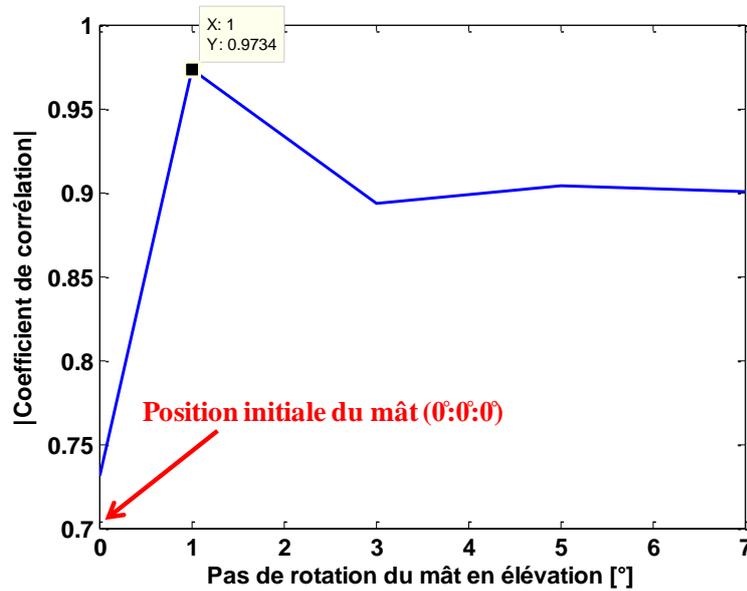


Figure II.17 : Coefficient de corrélation reçue en fonction du pas de rotation du mât en élévation

Les puissances moyennes obtenues des signaux reçus sont illustrées dans la Figure II.18. Cette puissance présente une valeur constante à partir d'un pas de rotation égal ou supérieur à 5. Cela peut s'expliquer par le suréchantillonnage suffisant à partir de cette valeur.

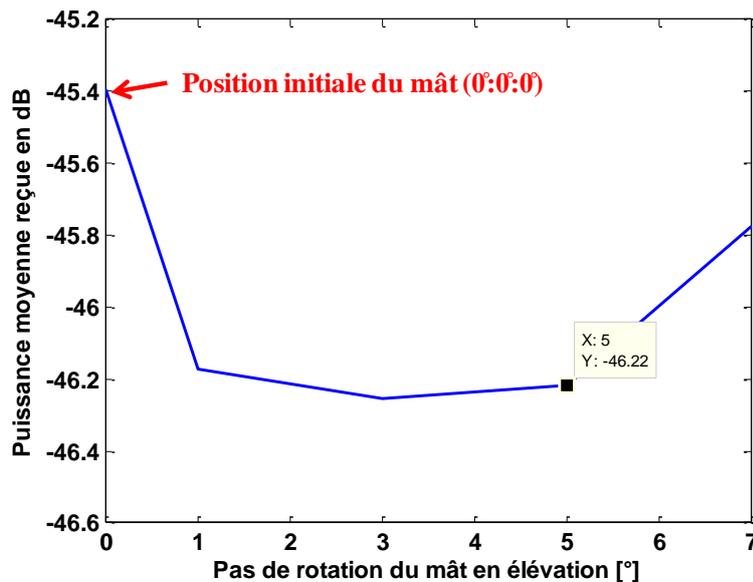


Figure II.18 : Puissance moyenne reçue en fonction du pas de rotation du mât en élévation

D'après les résultats précédents dans cette partie, nous avons vu qu'un canal de propagation de type Rayleigh a été obtenu même sans pivoter le mât en élévation. La rotation de ce dernier a visé d'augmenter l'étalement angulaire des trajets reçus au niveau de l'antenne réceptrice. La Figure II.19 montre la densité de probabilité normalisée des angles d'arrivée en élévation et en azimuth. D'après cette figure, nous constatons que le canal est quasi isotrope à part une direction d'arrivée particulière causé par l'allumage de la sonde 12. Cette isotropie peut le confirmer la petite zone que nous avons tracé sur la Figure II.19 où on voit que les trajets reçus ont la même densité de probabilité (Uniforme). Cependant, nous remarquons que certains angles d'arrivée (AoA) sont inexistant.

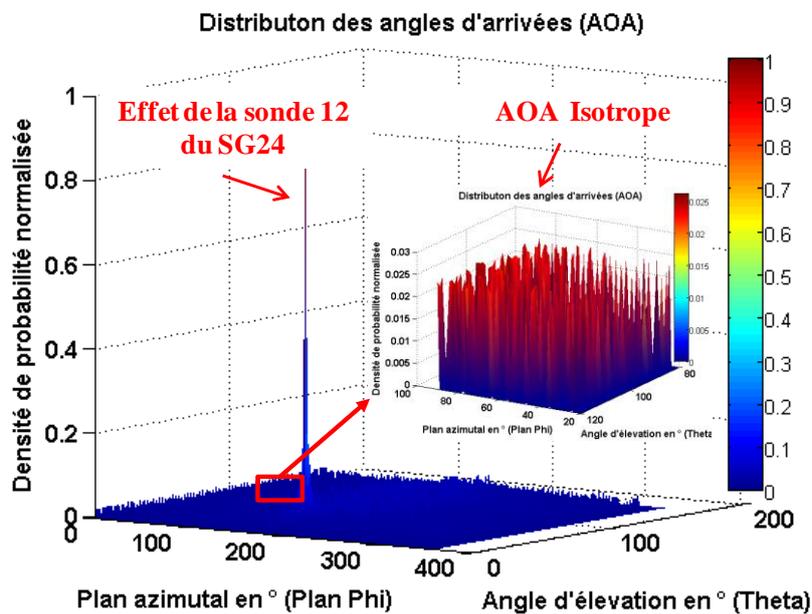


Figure II.19 : Densité de probabilité des angles d'arrivée au niveau du terminal sous test déporté (0.7 m) et en tournant le mât en élévation

II.2.2.3. Influence de pas de rotation de l'antenne réceptrice

Le pas de rotation de l'antenne réceptrice en azimuth est très important dans la génération des canaux de propagation multi-trajets en utilisant la base de mesure SG24 puisque il augmente la résolution angulaire des angles d'arrivée (AoA). De plus, ce pas de rotation a une influence sur l'amplitude d'évanouissement et la puissance moyenne reçue. Les simulations sont effectuées en tournant le mât en élévation de -7 à 7 par pas de 1° (meilleure résolution des AoA). De plus, le taux de polarisation croisé et le nombre d'itérations restent inchangés :

- ❖ Nombre d'itérations égal à 1000

❖ XPR = 0 dB

La Figure II.20 montre la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal résultant reçu normalisé en fonction de pas de rotation de l'antenne réceptrice. Cela en tournant le récepteur de 0° à 179° .

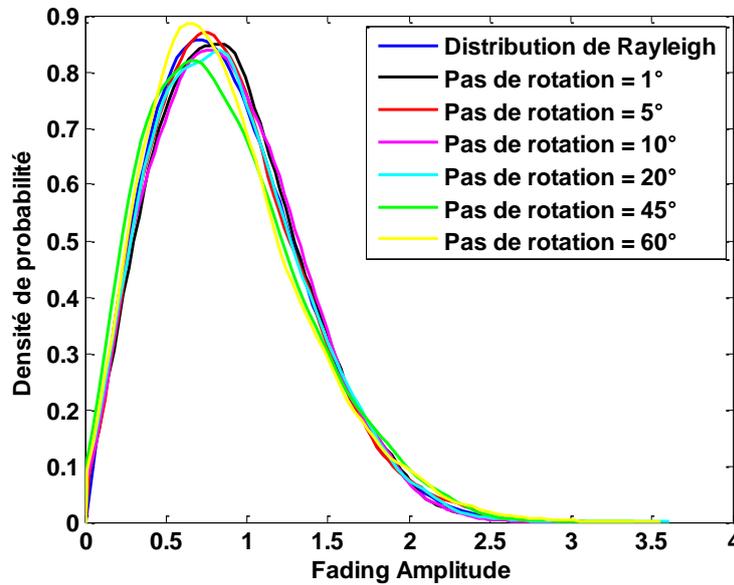


Figure II.20 : Fading amplitude en fonction de pas de rotation de l'antenne réceptrice

D'après cette figure, les différentes courbes obtenues sont en adéquation avec la distribution théorique de Rayleigh. Cependant, le degré de corrélation entre les résultats simulés et théorique varie en fonction du pas de rotation comme le montre la Figure II.21. Cette corrélation s'améliore quand on diminue le pas de rotation. En effet, dans les simulations nous sommes les signaux reçus dans toutes les positions du récepteur. Ce qui a permis donc d'améliorer la statistique obtenue et par conséquent un résultat plus proche de la distribution de Rayleigh.

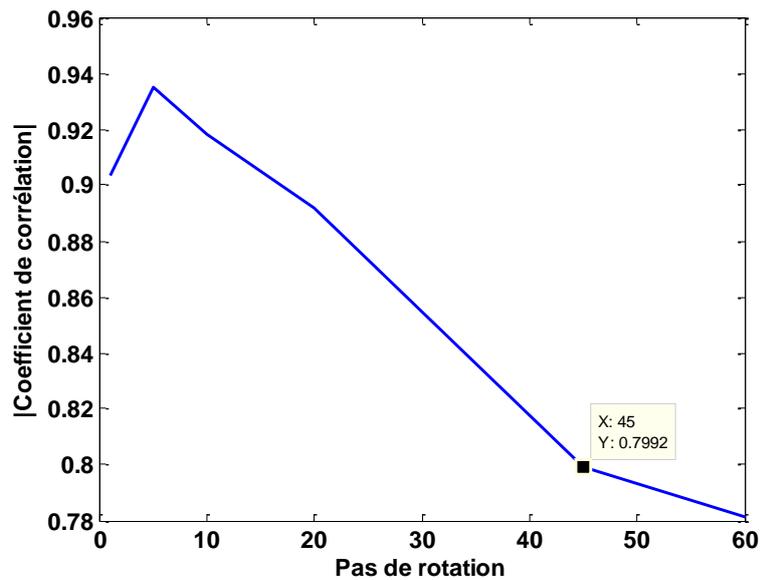


Figure II.21 : Coefficient de corrélation reçu en fonction du pas de rotation du mât en azimut

La Figure II.22 montre la variation de la puissance moyenne du signal reçu en fonction du pas de rotation de l'antenne réceptrice. Cette puissance diminue quand le pas de rotation du mât en azimut augmente. Cela s'explique par le fait que le nombre des signaux qui contribue à l'obtention d'un signal résultant diminue.

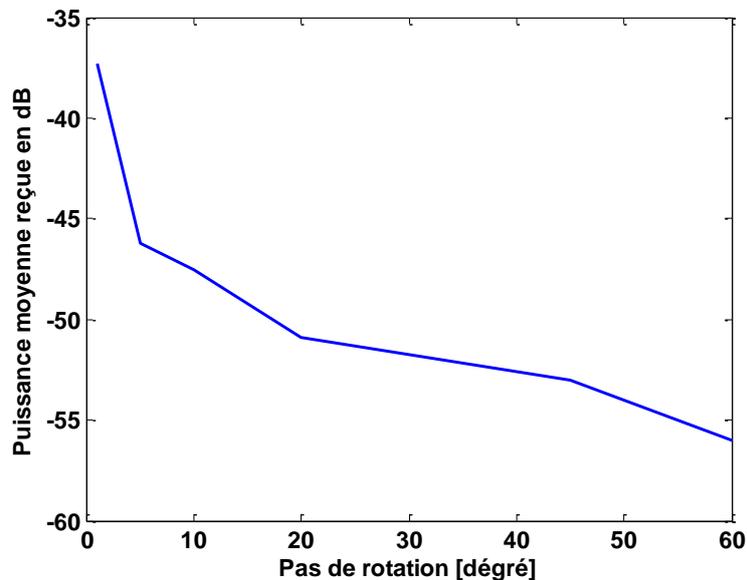


Figure II.22 : Puissance moyenne reçue en fonction de pas de rotation de l'antenne réceptrice

En définitive, d'après l'analyse et l'interprétation des résultats, un canal de propagation multi-trajets quasi isotrope de type Rayleigh avec un taux de polarisation croisé (XPR) égale 0 dB a été obtenu. La valeur du XPR a été choisie par le fait que dans la chambre réverbérante le XPR égal à 0 dB. Cependant, dans la base de mesure SATIMO, on peut allumer les sondes avec n'importe quelle polarisation. Par conséquent, on peut choisir statistiquement la valeur du XPR désiré. Ce qui peut être considéré comme un avantage par rapport à la CRBM.

II.2.2.4. Influence du taux de polarisation croisée (XPR)

Ce paragraphe est consacré à l'étude de l'influence du taux de polarisation croisée sur les signaux reçus. Les simulations sont effectuées en appliquant les paramètres caractéristiques suivants :

- ❖ Nombre d'itérations égal à 1000
- ❖ Positions du mât en élévation : de -7° à 7° par pas de 3°
- ❖ Positions du mat en azimut : de 0° à 175° par pas de 5°

Ces paramètres ont été retenus grâce à un compromis entre la qualité des résultats (Amplitudes d'évanouissements, Angles d'arrivée...) obtenus et le temps de simulation.

Les densités de probabilités des amplitudes d'évanouissements, en fonction du XPR, ont été tracées sur la Figure II.23. On remarque une bonne concordance entre les simulations et la distribution théorique de Rayleigh. Cela peut être vérifié sur la Figure II.24 qui montre un coefficient de corrélation important entre les amplitudes simulées et théorique.

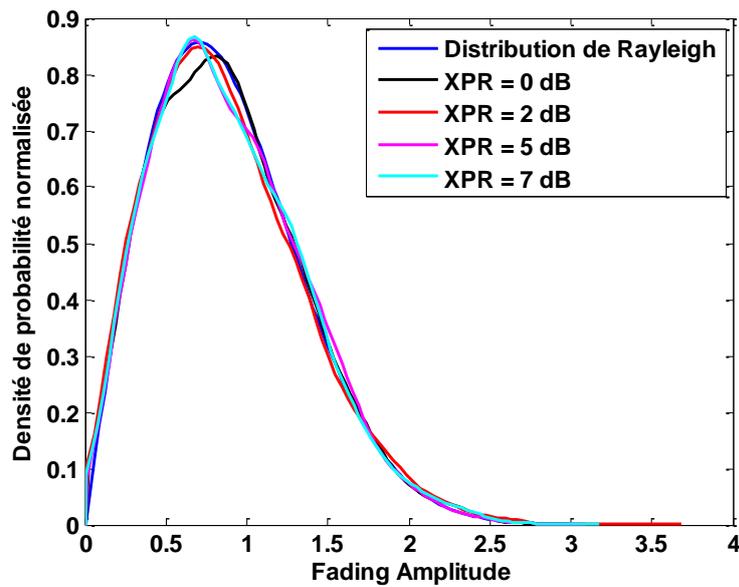


Figure II.23 : Fading amplitude en fonction du taux de polarisation croisée (XPR)

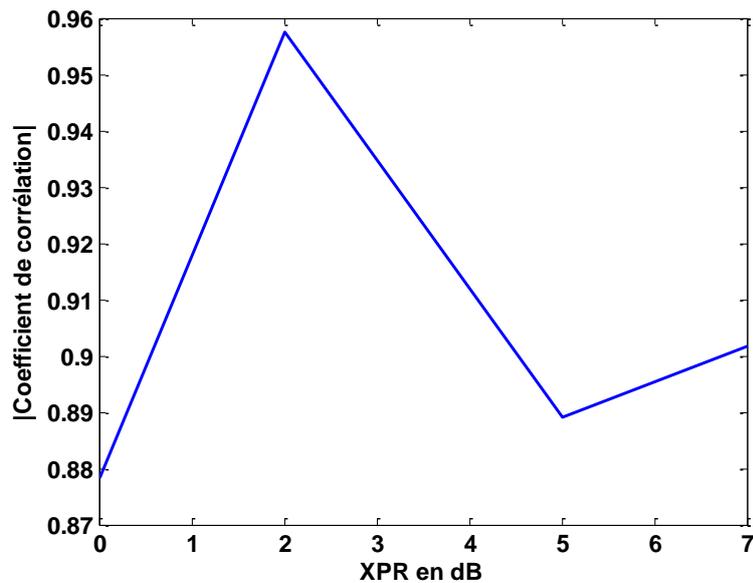


Figure II.24 : Coefficient de corrélation reçue en fonction du taux de polarisation croisée (XPR)

La variation de la puissance moyenne reçue en fonction du XPR est illustrée sur la Figure II.25. D'après cette dernière, nous voyons que la puissance croît avec l'augmentation de la valeur du taux de polarisation croisée. Cela est dû que le dipôle utilisé est placé verticalement suivant l'axe z lors des simulations. La puissance moyenne est minimale quand on a allumé les sondes avec un XPR égal à 0 dB (les polarisations verticale et horizontale sont égales) et

maximale avec un XPR de 7dB puisque la probabilité d'allumage des sondes en polarisations verticales est supérieure à celle affectée aux sondes polarisées horizontalement et par conséquent le récepteur capte plus de puissance.

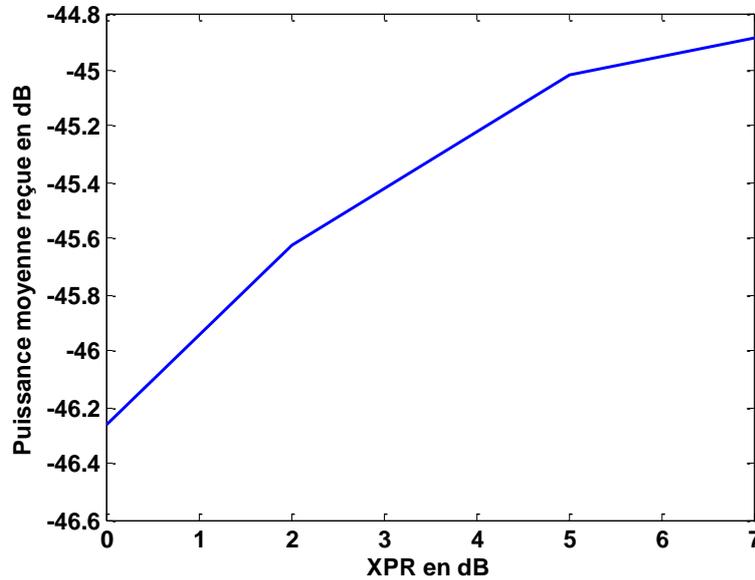


Figure II.25 : Puissance moyenne reçue en fonction du taux de polarisation croisée (XPR)

D'après les résultats obtenus sur l'influence des paramètres caractéristiques du système de mesure SATIMO SG24, nous avons montré qu'un canal de propagation multi trajets isotrope de type Nakagami peut être reproduit en plaçant le récepteur au centre de l'arche. De plus, nous avons également signalé qu'un canal quasi isotrope de type Rayleigh peut être obtenu en déportant l'antenne réceptrice horizontalement.

Nous avons mentionné, dans le premier chapitre, que l'évaluation des performances des terminaux mobiles à diversité peut être effectuée en termes de paramètres de diversité (coefficient de corrélation, gain de diversité). Ces paramètres sont calculables à partir des signaux reçus sur les différentes antennes. Dans ce contexte, un système à diversité sera caractérisée dans un canal de propagation quasi isotrope de type Rayleigh en utilisant le système de mesure SATIMO SG24. Les résultats obtenus seront comparés avec une mesure de référence dans le but de confirmer la validation des mesures à diversité d'antenne en chambre anéchoïque (technique développée).

II.3. Caractérisation d'un système à diversité dans la chambre anéchoïque

Ce paragraphe est consacré à la caractérisation d'un système à diversité [71], illustré sur la Figure II.26, dans un canal de propagation multi-trajets quasi isotrope de type Rayleigh en utilisant la base de mesure SG24. Ce système est constitué de deux monopôles identiques distants de 0.14λ imprimés sur la surface frontale d'un substrat diélectrique TLX d'une permittivité $\epsilon_r = 2.55$, d'une épaisseur égale à 1.52 mm et de tangente de perte $\tan \delta$ de 0.0019. Chaque antenne monopôle imprimée est en cuivre, de forme rectangulaire de 15 mm de longueur, 5 mm de largeur et de $35 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Un plan métallique rectangulaire de la même épaisseur que le monopôle fait office de carte électronique PCB. Les deux antennes sont alimentées par des câbles coaxiaux. Ce système est conçu pour une utilisation dans la bande WIMAX (3.4-3.6 GHz).

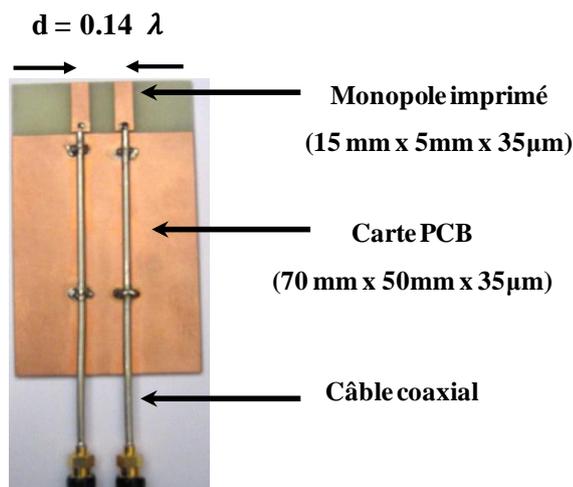


Figure II.26 : Représentation du système à diversité utilisé dans ce travail

La variation des coefficients de réflexion et de couplage des deux branches de ce système en fonction de la fréquence est présentée sur la Figure II.27.

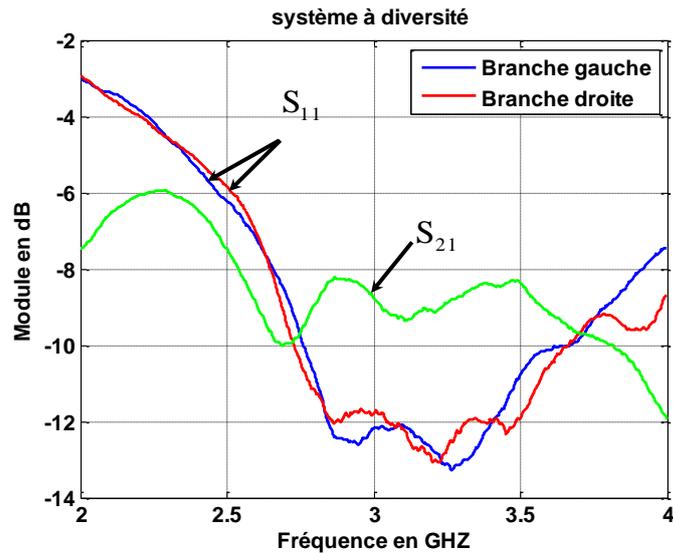


Figure II.27 : Coefficients de réflexion et de couplage des antennes du système à diversité utilisé

D'après la Figure II.27, nous constatons que les deux antennes sont adaptées (à -10 dB) dans la bande de fréquence de fonctionnement du système. De plus, nous remarquons que le couplage entre elles est très faible. Les diagrammes de rayonnement 3D des deux branches gauche et droite du système à diversité, mesurés dans la base SATIMO de la société ANOVO à Brive, sont représentés respectivement sur la Figure II.28 a et b.

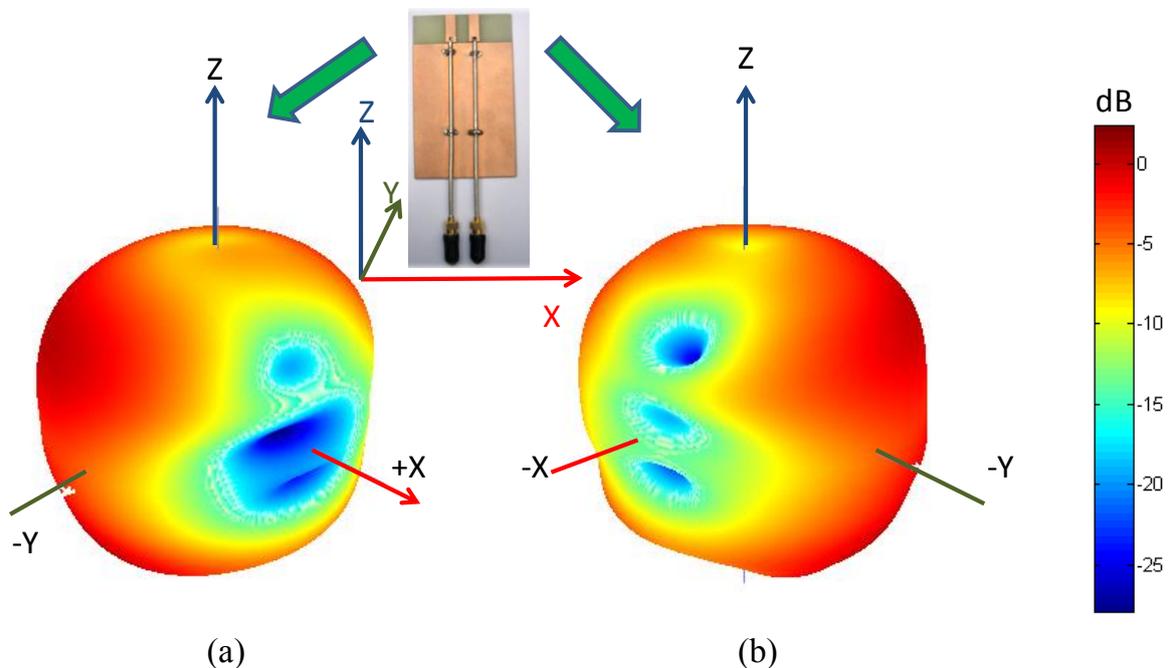


Figure II.28 : Diagrammes de rayonnements 3D de la branche gauche (a) et de la branche droite (b) du système à diversité

Les deux diagrammes de rayonnement sont déformés par le couplage mutuel entre les deux branches du système à diversité. L'évaluation des performances de ce système sera effectuée en termes des paramètres de diversité (coefficient de corrélation, de gain de diversité) et à l'aide d'un système de référence mono-antennaire [71]. Ce système, illustré sur la Figure II.29, est constitué d'une antenne monopôle imprimée identique à celles du système à diversité. De plus, il partage la plupart de ses spécifications et il possède la même carte PCB.

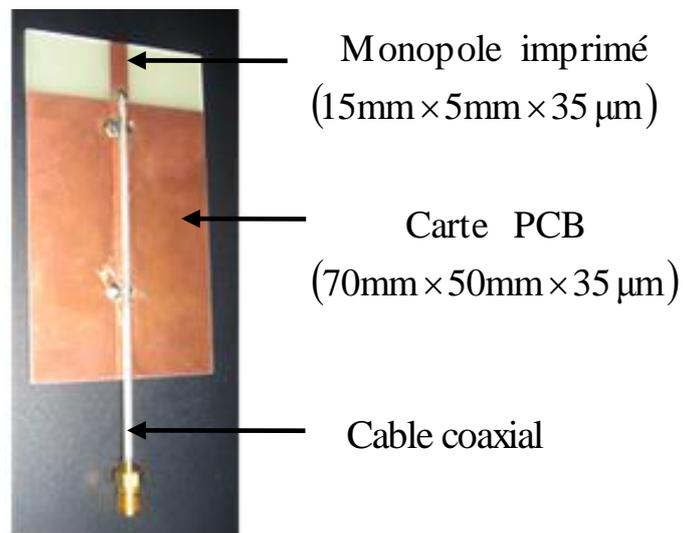


Figure II.29 : Représentation du système de référence utilisé au cours de cette thèse

La variation du coefficient de réflexion de l'antenne du système de référence est représentée dans la Figure II.30.

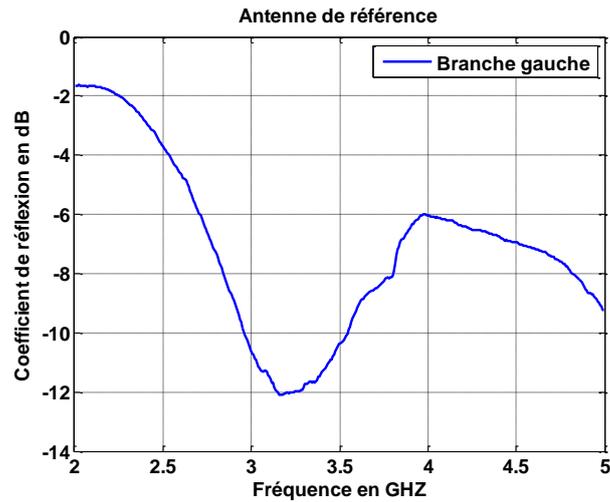


Figure II.30 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne de référence

D'après la Figure II.30, nous constatons que ce système présente une bonne adaptation (à 10 dB) sur la bande de fréquence de fonctionnement. Le diagramme de rayonnement 3D de cette antenne, mesuré dans la base SATIMO de la société ANOVO à Brive, est représenté dans la Figure II.31.

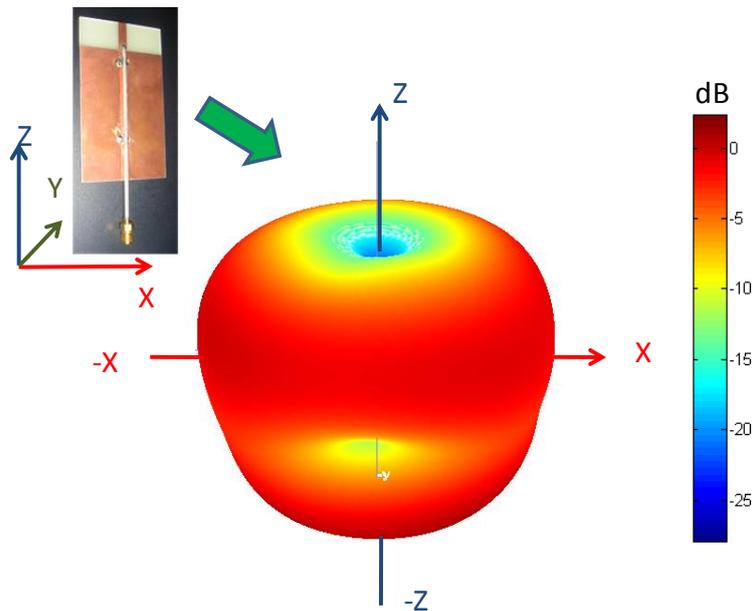


Figure II.31 : Représentation du système de référence utilisé

Les performances du système à diversité à la fréquence 3.5 GHz seront évaluées en appliquant les paramètres caractéristiques optimaux permettant d'avoir le meilleur rapport entre le temps de mesure et la convergence des résultats obtenus (Amplitude d'évanouissement, AoA, Gain de diversité...). Ces paramètres au cours des simulations sont définis comme suit :

- ❖ La distance de départ du récepteur est égale à 0.7 mètre
- ❖ Effectuer 500 itérations à chaque position de l'antenne réceptrice en azimut (0° à 180° par pas de 4°) et en élévation (-6° à 6° par pas de 3°)

Le pilotage du système de mesure exploité a été effectué à partir d'un programme de contrôle que nous avons développé sous VB.NET et en utilisant une DLL fournie par SATIMO. La DLL concernée correspond à des bibliothèques des fonctions qui nous permettent de :

- ❖ Allumer, éteindre et de commuter entre les polarisations (Verticale et Horizontale) de chaque sonde du système utilisé.
- ❖ Tourner le mât en azimut de 360° et en élévation de -7.5° à $+7.5^\circ$.

La plate-forme de mesure est représentée dans la Figure II.32 :

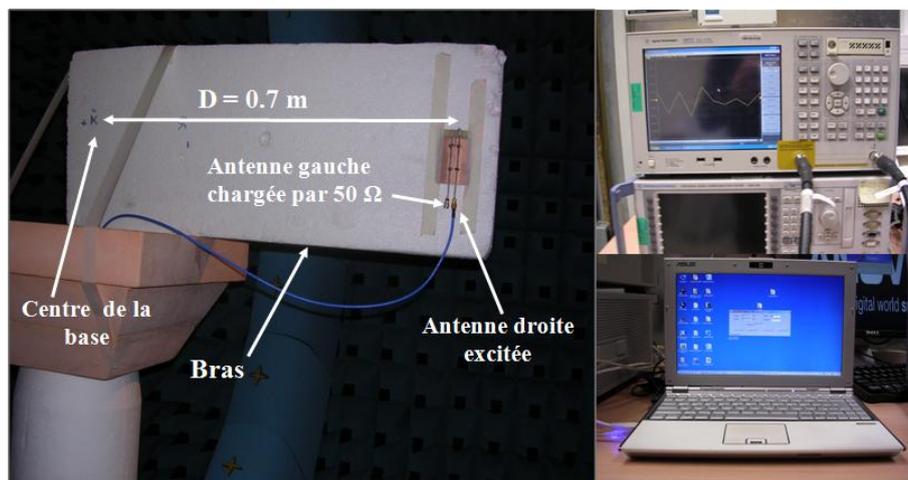


Figure II.32 : Description des mesures effectuées en utilisant le système SATIMO SG24

Un analyseur de réseau vectoriel Agilent ENA 5071C à deux ports est utilisé. Le port TX est connecté aux sondes pour émettre le signal (CW) et le port RX est relié au dispositif sous test pour acquies les coefficients de transmissions entre l'émission et la réception (Paramètres S). Par la suite, ces coefficients sont envoyés vers l'ordinateur de contrôle pour pouvoir calculer les paramètres de diversité. Cela permet de qualifier le système de mesure utilisé en comparant les résultats obtenus avec ceux des mesures dans la chambre réverbérante. L'organigramme de la procédure est représenté dans la Figure II.33.

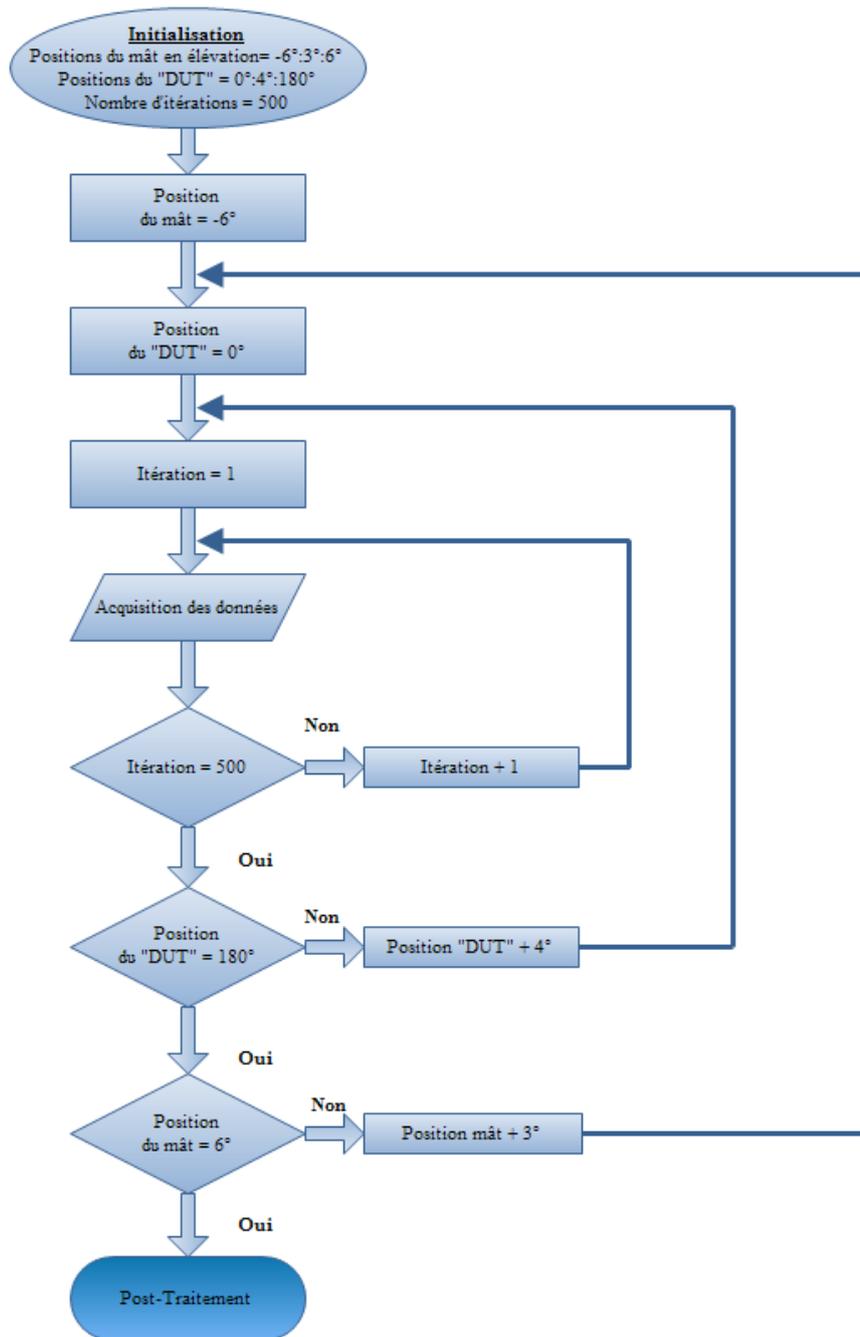


Figure II.33 : Représentation de l'organigramme de la procédure retenue dans les simulations et les mesures

Une comparaison entre les résultats obtenus et les mesures de référence dans la chambre réverbérante [71], [72], [73], [74], [75] permet de confirmer la validation des mesures en chambre anéchoïque. Les performances du système à diversité en utilisant le système de référence mono antennaire ont été effectuées dans la chambre réverbérante située au sein du laboratoire XLIM (Figure II.34). Cette chambre réverbérante représente une cavité métallique close. Elle a une hauteur de 2.455 m, une largeur égale à 2.46 m et une longueur de 3.57 m soit un volume de 22 m³. Sa fréquence fondamentale est égale à 74.05 MHz [76]. Elle est

équipée d'un brasseur métallique de taille très importante devant la longueur d'onde, un moteur rotatif et une antenne d'émission de type « cornet » orientée vers ses parois pour éviter la visibilité directe avec le ou les récepteurs. Ces parois métalliques sont très réfléchissantes et assurent son isolation avec l'environnement externe.

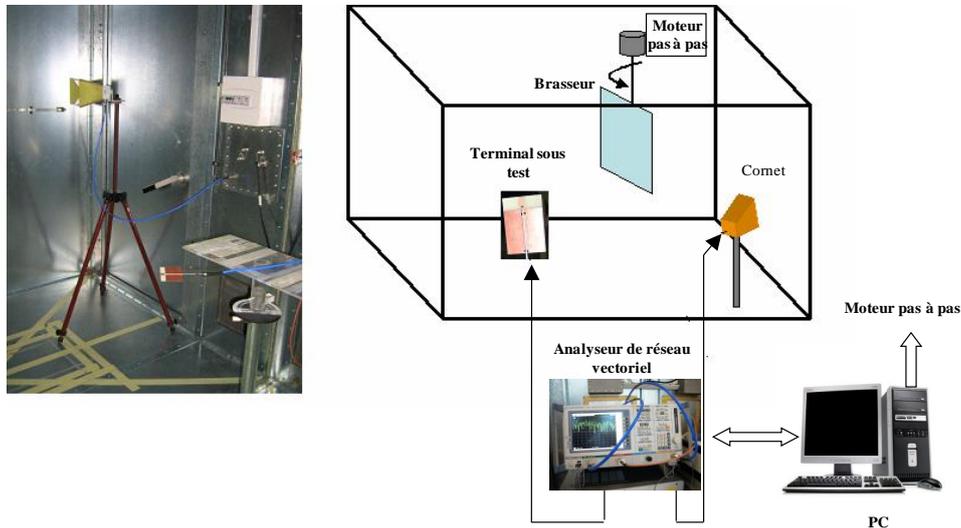


Figure II.34 : Configuration du système de mesure OTA en utilisant une chambre réverbérante à brassage de modes à XLIM

Ce système est également équipé d'un analyseur de réseau vectoriel (ARV) à 4 voies. Une de ses voies est connectée avec le cornet pour injecter le champ émis dans la chambre et la ou les voies restantes sont reliées au dispositif sous test pour acquiesionner les coefficients de transmission. Un ordinateur de pilotage est mis en place pour contrôler l'ARV et piloter le moteur qui fait tourner le brasseur et le support portant l'antenne émettrice.

Les coefficients de réflexion sont acquisitionnés à chaque position du brasseur en allant de 0° à 360° par pas de 2° . Cette opération est répétée à chaque position du récepteur variant de 300° par pas de 30° .

Interprétations des résultats obtenus

Nous allons, par la suite, comparer les résultats de simulations et de mesures afin de valider l'évaluation des performances du système à diversité dans un canal quasi isotrope de type Rayleigh reproduit dans une chambre anéchoïque.

Les Figure II.35 (antenne de référence), Figure II.36 (branche gauche) et Figure II.37 (branche droite) montrent la similitude de la distribution de la densité de probabilité des

amplitudes d'évanouissements en utilisant le système SATIMO SG24 (mesures et simulations) avec celles dans la chambre réverbérante et la distribution théorique de Rayleigh. De plus, nous constatons que les écarts types (σ) de l'amplitude des signaux reçus sont quasi égaux.

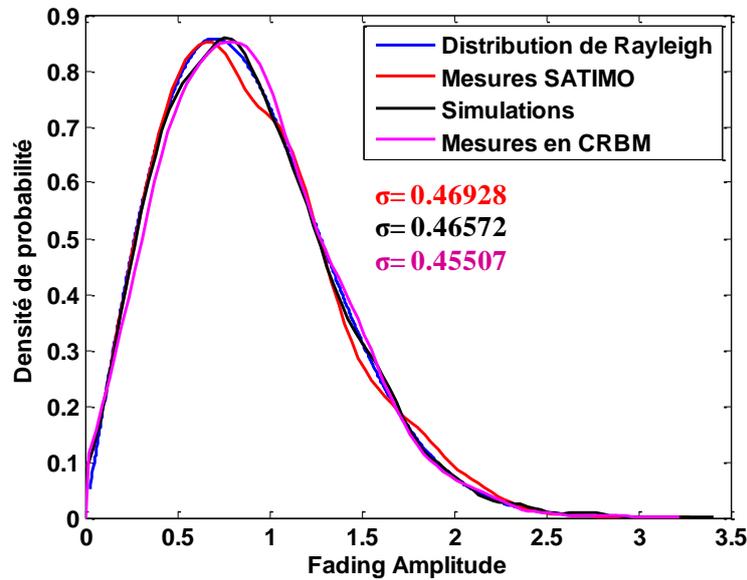


Figure II.35 : Fading amplitude des signaux reçus par l'antenne de référence en utilisant les différents systèmes de mesures

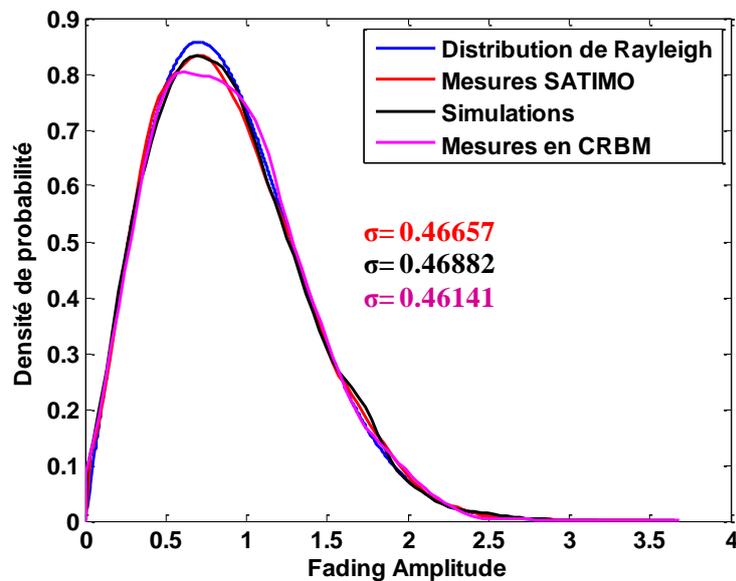


Figure II.36 : Fading amplitude des signaux reçus par la branche gauche du système à diversité utilisé en exploitant les différents systèmes de mesures

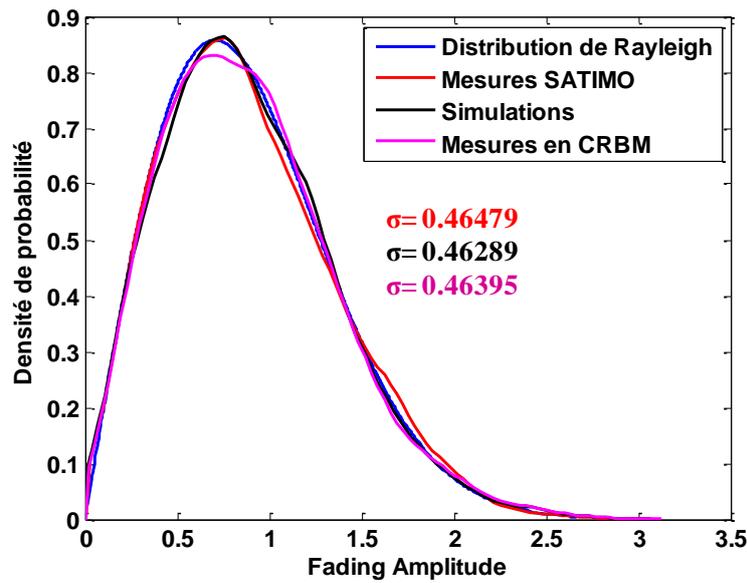


Figure II.37 : Fading amplitude des signaux reçus par la branche droite du système à diversité utilisé en exploitant les différents systèmes de mesures

Le gain de diversité sera alors estimé en traçant les courbes de la fonction de répartition (CDF) du signal reçu par chacune des antennes et du signal combiné. Cette fonction traduit la probabilité d'avoir la puissance (ou le SNR) inférieur à un seuil prédéfini. Les fonctions de distributions cumulatives des puissances reçues (normalisées par la puissance moyenne de l'antenne de référence) et combinées selon les deux méthodes de combinaisons MRC et EGC définies dans le premier chapitre ont été tracées sur les Figure II.38 (Mesures CRBM), Figure II.39 (Simulations) et Figure II.40 (mesures SATIMO).

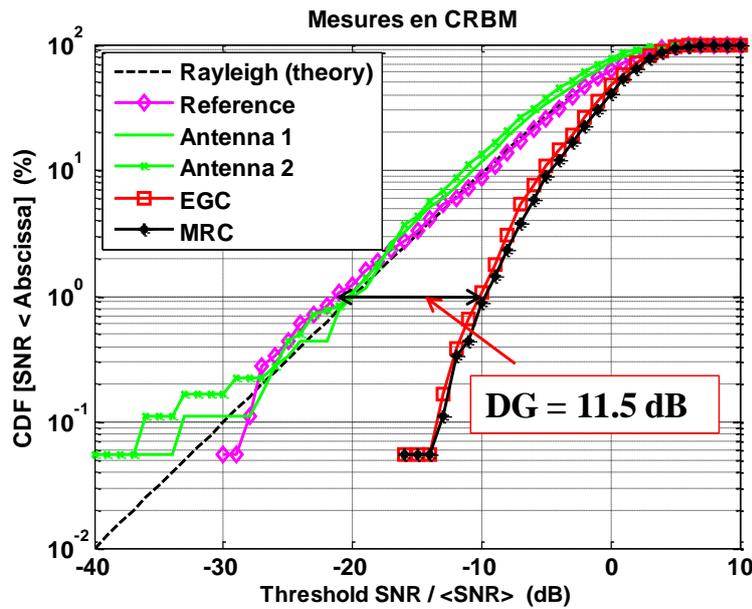


Figure II.38 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances reçues par les systèmes antennaires utilisés dans la chambre réverbérante et après une combinaison selon les méthodes EGC et MRC

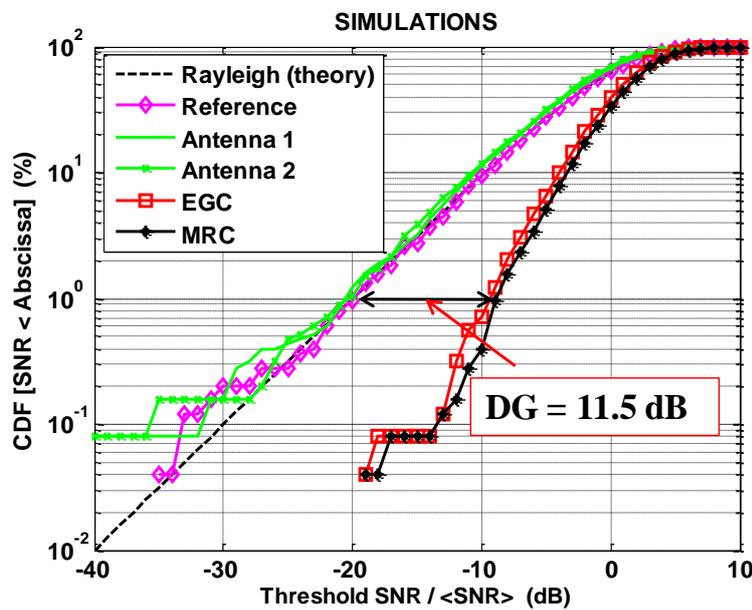


Figure II.39 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances simulées reçues par les systèmes antennaires et après une combinaison selon les méthodes EGC et MRC

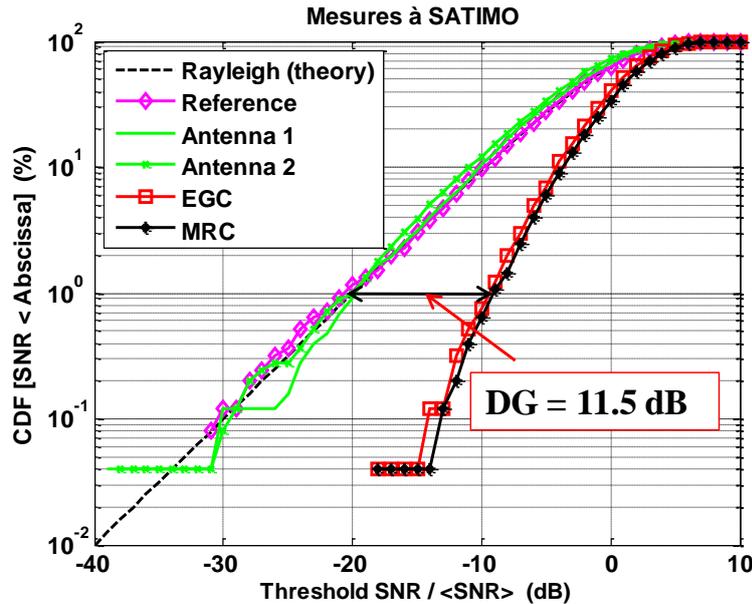


Figure II.40 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances mesurées reçues par les systèmes antennaires en exploitant le système SATIMO SG24 et après une combinaison selon les méthodes EGC et MRC

D'après les figures précédentes, nous remarquons une bonne concordance de résultats. Le gain de diversité (DG) en dB est alors donné par la différence entre les CDF du signal combiné et le signal reçu par l'antenne de référence utilisé. Le DG est calculé à une probabilité de 1% et il représente des valeurs égales à 11.5 dB et 11 dB respectivement suivant les techniques de combinaisons MRC et EGC. Les coefficients de corrélation d'enveloppes de ces puissances ont été également calculés, et ont montré une bonne adéquation (Tableau II.1).

Le Tableau II.1 permet de comparer les différents paramètres caractéristiques du canal de propagation issus des différents systèmes de mesures.

	<i>Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /EGC</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /MRC</i>
Simulations	$5.2 \cdot 10^{-2}$	11	11.5
Mesures SG24	$6.2 \cdot 10^{-3}$	11	11.5
Mesures CRBM	$8.8 \cdot 10^{-2}$	11	11.5

Tableau II.1 : Description des différents paramètres caractéristiques du canal de propagation

Il s'ensuit des résultats montrés au cours de ce chapitre qu'un canal de propagation multi-trajets quasi isotrope (à part une direction d'arrivée particulière) de type Rayleigh a été obtenue dans la base de mesure SATIMO SG24. De plus, la caractérisation du système à diversité utilisé a montré une bonne similitude avec les résultats obtenus dans la chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM).

D'après les résultats obtenus précédemment, nous avons vu que le contrôle aléatoire des sondes reste limité parce que nous ne pouvons pas gérer les angles d'arrivée (AoA) sur le terminal sous test. Pour cela, une nouvelle méthode vise à allumer les sondes de manière permet à obtenir une distribution donnée des AoA sera développée dans le troisième chapitre. Cela permettra la reproduction des canaux de propagation complètement maîtrisés.

II.4. Conclusion

Ce chapitre avait comme but d'étudier la possibilité de générer un canal de propagation multi-trajets et isotrope de type Rayleigh dans la chambre anéchoïque en utilisant le système de mesure SATIMO SG24. Ce système n'a pas été initialement conçu pour générer des canaux multi-trajets. Il a été, donc, nécessaire de développer un logiciel permettant de contrôler (allumer/éteindre) les sondes en émission. La génération du canal isotrope de type Rayleigh a nécessité de calculer les angles d'arrivée et l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu au niveau de l'antenne réceptrice. Cependant, la mesure des angles d'arrivée dans la SG24 est impossible à effectuer. Pour ce faire, un outil de simulation basée sur le tracé de rayons a été développé.

Les sondes du système SG24 ont été contrôlées (allumer/éteinte) de manière aléatoire pour générer les trajets multiples au niveau de l'antenne réceptrice. Un canal de type Nakagami a été obtenue en plaçant le récepteur au centre de l'arche. Cela est dû aux distances euclidiennes entre les sondes et le récepteur qui sont égales. Un canal quasi isotrope (à part une direction d'arrivée particulière) de type Rayleigh a été également obtenue en déportant le récepteur horizontalement.

Plusieurs paramètres (nombre d'itérations, position du mât en élévation...) peuvent affecter le nombre des trajets reçus ont été varié dans le but d'augmenter la résolution des angles d'arrivée et d'obtenir des résultats convergents en termes de l'amplitude d'évanouissement du signal reçu. Les paramètres optimaux ont été obtenus grâce à de nombreuses simulations pour évaluer les performances d'un système à diversité dans un canal de propagation quasi isotrope de type Rayleigh. Cela a été réalisé en termes de coefficient de

corrélation et gain de diversité et à l'aide d'un système de référence mono-antennaire. Afin de confirmer la validation des résultats obtenus de manière expérimentale, une mesure de référence a été effectuée dans la chambre réverbérante puisque elle est considérée comme un environnement parfaitement isotrope de type Rayleigh. Les résultats simulés et mesurés dans la chambre anéchoïque ont montrés une adéquation avec les mesures effectuées dans la CRBM.

En effet, l'allumage aléatoire des sondes reste limité puisqu'il est impossible de maîtriser les angles d'arrivée (AoA) au niveau de l'antenne réceptrice. De ce fait, une nouvelle méthode rigoureuse basée sur les probabilités d'allumage des sondes sera développée dans le chapitre suivant pour gérer les AoA afin d'émuler des canaux de propagation donnés équivalents aux environnements réalistes.

CHAPITRE III

GENERATION DES CANAUX MAITRISES EN CHAMBRE

ANECHOÏQUE

III.1. Introduction

Nous avons montré dans le deuxième chapitre que nous pouvons générer un canal de propagation isotrope de type Nakagami au centre de l'arche du système de mesure SG24, et un canal quasi isotrope de type Rayleigh en déportant l'antenne sous test horizontalement suivant l'axe x. Dans cette première approche, il est impossible de maîtriser rigoureusement les angles d'arrivée (AoA) et donc de générer des conditions équivalentes aux environnements réalistes pour évaluer les performances des systèmes multi-antennes de manière efficace. Pour cela, nous allons nous intéresser, dans ce présent chapitre, à la génération des canaux de propagation multi-trajets complètement maîtrisés.

Nous avons montré, dans le premier chapitre, plusieurs systèmes de mesure MIMO OTA, capable d'émuler des environnements réalistes (Exp : Indoor et Outdoor) à partir des simulateurs d'évanouissements multi-canal. Bien qu'ils soient efficaces, leurs complexités deviennent rapidement un frein important. De plus, leurs performances en termes de résolution sont limitées par le nombre de sondes. Cela nous a mené au développement d'une nouvelle méthode adaptée au système de mesure SATIMO SG24, capable de surmonter les difficultés rencontrées afin de répondre aux besoins.

Cette méthode sera réalisée grâce à un contrôle rigoureux de la probabilité d'allumage des sondes (utilisés en émission) du système de mesure afin d'obtenir une distribution souhaitée des angles d'arrivée sur le terminal sous test.

Cette méthode sera validée, dans un premier temps, numériquement en comparant les distributions de densités de probabilités normalisées des AoA obtenues avec celles tracées analytiquement. L'expérimentation de cette méthode sera effectuée dans un second temps à partir de trois modèles de propagation : « Indoor », « Outdoor » et sélectif en angles d'arrivée. Les résultats obtenus simulés et mesurés seront comparés en termes de densités de probabilités des amplitudes d'évanouissements et des paramètres de diversité (coefficient de corrélation et gain de diversité) des signaux reçus.

III.2. Reproduction des canaux de propagation réalistes

Ce paragraphe est consacré au développement d'une méthode de pondération de la probabilité d'allumage de chaque sonde (utilisée en émission) du système SATIMO SG24 pour créer certaines distributions des angles d'arrivée en azimut et en élévation (θ, φ) au

niveau d'un terminal sous test (Uniforme, Gaussienne,...). La distribution des angles d'arrivée est produite dans le but de générer des canaux de propagation multi-trajets réalistes.

III.2.1. Conception de la méthode

On considère ici que chaque pas de rotation crée artificiellement un nouveau groupe de sondes. Donc, en tournant l'antenne réceptrice de 0° à 179° , une distribution sphérique artificielle des sondes du SG24 est obtenue comme le montre la Figure III.1. En conséquence, des trajets multiples au niveau du terminal sous test sont générés dans toutes les directions.

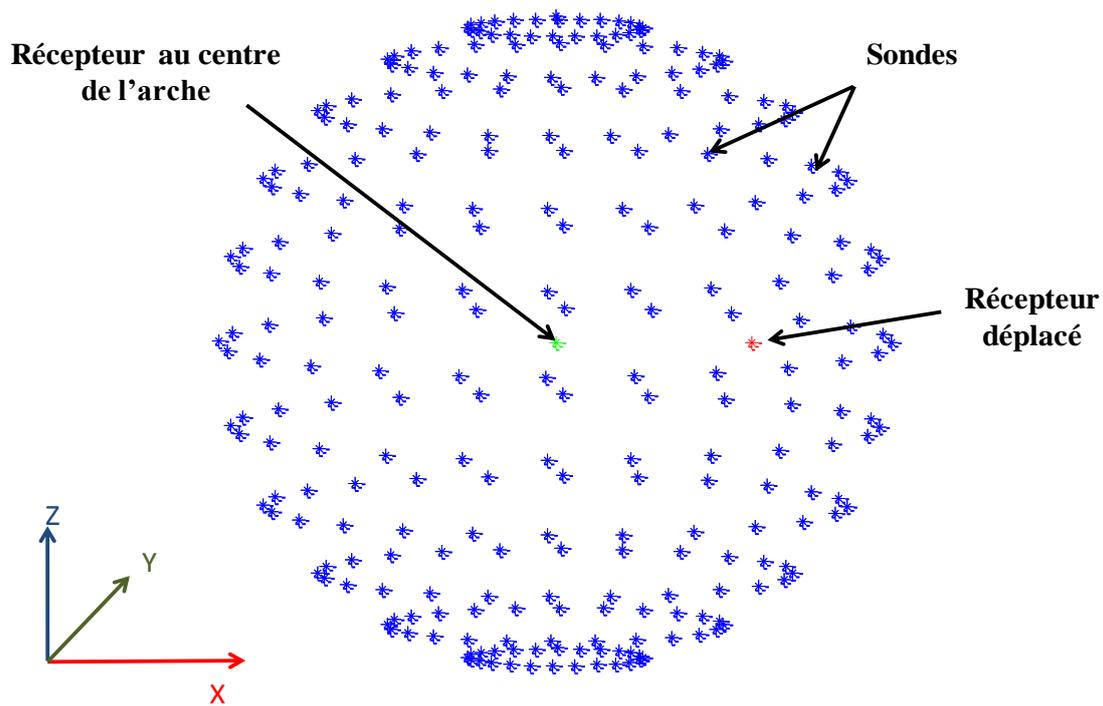


Figure III.1 : Distribution sphérique des sondes SG24 autour de l'antenne réceptrice

En outre, nous avons vu dans le deuxième chapitre que pendant la rotation du récepteur que certains trajets (angles d'arrivée) sont inexistant. Pour cela dans cette méthode, nous allons décomposer l'espace entourant le récepteur (au centre de l'arche ou sur un bras) en plusieurs cellules comme le montre la Figure III.2. Ces cellules sont définies par la discrétisation de l'espace suivant l'axe azimutal et d'élévation par un pas de K° dans lequel nous garantissons un trajet possible.

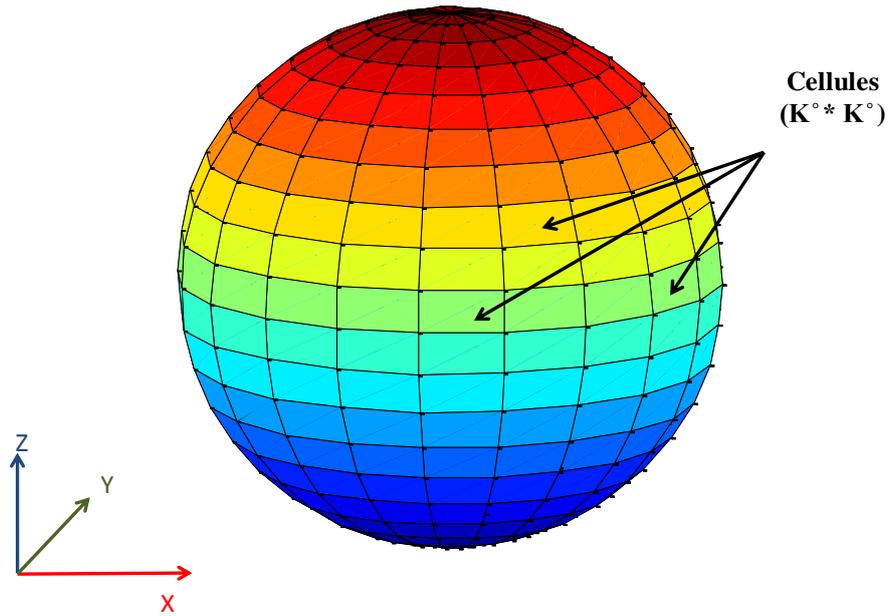


Figure III.2 : Décomposition de l'environnement entourant le récepteur en plusieurs cellules

Le pas de discrétisation de ces cellules se calcule comme le montre l'organigramme suivant :



Figure III.3: Organigramme pour calculer le pas de discrétisation

Pour générer un canal de propagation désiré, il faut gérer la distribution de densité de probabilité des angles d'arrivée (AoA) au niveau du terminal sous test. Cela peut se réaliser en allumant les sondes du système de mesure SATIMO SG24 avec les probabilités appropriées. Dans le but de calculer ces probabilités, nous avons utilisé la loi des probabilités totales (**Annexe C, C.2.6**) en considérant les sondes et les cellules discrétisées des angles d'arrivée comme deux familles d'événements. De ce fait, nous considérons que le nombre total des sondes de la sphère créée artificiellement égal à J et le nombre des cellules de l'espace discrétisée par un pas de K° en élévation et en azimut égal respectivement à N et M . Ensuite, nous calculons la densité de probabilité d'avoir un trajet possible dans chaque cellule sachant qu'une certaine sonde est allumée. Les angles d'arrivée en élévation et en azimut de chaque cellule sont définis comme suit :

$$\begin{aligned}\theta_n &= \theta_{\min} + K^\circ / 2 \\ \varphi_m &= \varphi_{\min} + K^\circ / 2\end{aligned}\tag{III.1}$$

Avec $\theta_{\min}, \varphi_{\min}$ sont les angles d'arrivée (AoA) minimales de chaque cellule respectivement en élévation et en azimut.

D'après les AoA mentionnés dans l'équation (III.1), la densité de probabilité théorique de chaque cellule en élévation et en azimut pour obtenir une distribution souhaitée peut être calculée.

Après avoir effectué les processus cités ci-dessus pour toutes les cellules, les probabilités d'allumage des sondes peuvent se calculer à partir de la formule suivante :

$$A = \begin{bmatrix} P_{cell_{11}} \\ P_{cell_{12}} \\ \vdots \\ P_{cell_{nm}} \\ P_{cell_{n(m+1)}} \\ \vdots \\ P_{cell_{NM}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_1, \varphi_1) \\ P(\theta_1, \varphi_2) \\ \vdots \\ P(\theta_n, \varphi_m) \\ P(\theta_n, \varphi_{m+1}) \\ \vdots \\ P(\theta_N, \varphi_M) \end{bmatrix} = H.B = H \cdot \begin{bmatrix} P(Sonde_1) \\ P(Sonde_2) \\ \vdots \\ P(Sonde_j) \\ P(Sonde_{j+1}) \\ \vdots \\ P(Sonde_J) \end{bmatrix}\tag{III.2}$$

Où :

$$H = \begin{bmatrix} P(\text{cellule}_{11} | \text{Sonde}_1) & \cdots & \cdots & \cdots & P(\text{cellule}_{11} | \text{Sonde}_j) \\ P(\text{cellule}_{12} | \text{Sonde}_1) & & & & \vdots & P(\text{cellule}_{12} | \text{Sonde}_j) \\ \vdots & \vdots & & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & P(\text{cellule}_{nm} | \text{Sonde}_j) & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & P(\text{cellule}_{n(m+1)} | \text{Sonde}_j) & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ P(\text{cellule}_{NM} | \text{Sonde}_1) & \cdots & \cdots & \cdots & P(\text{cellule}_{NM} | \text{Sonde}_j) \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

- ❖ Le vecteur A de taille (N*M), représente les densités de probabilité de la distribution théorique désirée des AoA des cellules.
- ❖ La matrice H de taille (N*M, J) correspond aux densités de probabilités des trajets possibles dans les cellules sachant que les sondes sont allumées. Par exemple : $P(\text{cellule}_{nm} | \text{Sonde}_j)$ est la densité de probabilité d'avoir un trajet possible dans la *cellule*_{nm} sachant que la *Sonde*_j est allumée.
- ❖ B est le vecteur de pondération de probabilités d'allumage de taille (J) affecté aux sondes pour reproduire le canal de propagation souhaité.

Enfin, les probabilités d'allumage de toutes les sondes sont calculées à partir de la résolution de système d'équations linéaires représenté dans l'équation (III.2) comme suit :

En général, un système de m équations linéaires à n inconnues peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} a_{1,1}x_1 + a_{1,2}x_2 + \dots + a_{1,n}x_n = b_1 \\ a_{2,1}x_1 + a_{2,2}x_2 + \dots + a_{2,n}x_n = b_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ a_{m,1}x_1 + a_{m,2}x_2 + \dots + a_{m,n}x_n = b_m \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où, $x_1, x_2 \dots x_n$ sont les inconnues et les nombres $a_{m,n}$ sont les coefficients du système.

Cependant, d'après l'équation (III.4), le système d'équations linéaires sous forme matricielle représenté dans l'équation (III.2) peut s'écrire de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} P(\text{cellule}_{11} | \text{Sonde}_1)P(\text{Sonde}_1) + \dots + P(\text{cellule}_{11} | \text{Sonde}_j)P(\text{Sonde}_j) = P(\text{cell}_{11}) \\ P(\text{cellule}_{12} | \text{Sonde}_1)P(\text{Sonde}_1) + \dots + P(\text{cellule}_{12} | \text{Sonde}_j)P(\text{Sonde}_j) = P(\text{cell}_{12}) \\ \vdots \\ \vdots \\ P(\text{cellule}_{NM} | \text{Sonde}_1)P(\text{Sonde}_1) + \dots + P(\text{cellule}_{NM} | \text{Sonde}_j)P(\text{Sonde}_j) = P(\text{cell}_{NM}) \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

Dans le but de résoudre le système d'équations linéaire mentionné dans l'équation (III.5), une procédure systématique peut être utilisée. Cette procédure consiste à remplacer le système concerné par un système équivalent (qui a le même ensemble de solution) qui soit plus facile à résoudre.

Brièvement, cette procédure consiste à se servir du terme $P(\text{Sonde}_1)$ dans la première équation pour éliminer les termes en $P(\text{Sonde}_1)$ des autres équations. Puis à se servir du terme en $P(\text{Sonde}_2)$ dans la deuxième équation pour éliminer les termes en $P(\text{Sonde}_2)$ des autres équations et ainsi de suite jusqu'à obtenir finalement un système d'équivalents très simple.

Pour simplifier un système linéaire on dispose de trois opérations de base : remplacer une équation par le résultat de sa somme avec un multiple d'une autre équation, permuter deux équations et multiplier tous les termes d'une équation par une constante non nulle.

Après avoir montré la méthode développée, elle sera validée numériquement en comparant les densités de probabilités des angles d'arrivée sur un terminal sous test avec celle obtenue théoriquement.

III.2.2. Validation numérique de la méthode développée

Dans ce paragraphe, deux configurations seront retenues et implémentées en simulations pour vérifier la validation de la méthode développée. Dans le but d'obtenir un bon rapport entre la résolution des cellules discrétisées et le temps de calcul, ces configurations seront mise en œuvre en tournant le mât de -7° à 7° en azimut par pas de 1° et de 0° à 176° par pas de 4° en élévation.

La procédure de cette validation sera effectuée à partir de la comparaison de la densité de probabilité des AoA simulée avec celle obtenue théoriquement. Les différentes étapes de cette validation sont définies de la façon suivante :

- Choisir le type de canal de propagation voulu (analytique)
- Calculer les probabilités d'allumage affectées aux sondes

- Simulations
- Comparaison les densités de probabilité des angles d'arrivée (AoA) en élévation et en azimut simulées et analytiques.

III.2.2.1. Validation au centre de la base de mesure

Dans cette partie, nous abordons la validation de la méthode développée, dans un premier temps, en plaçant le récepteur au centre de l'arche de la base de mesure SATIMO SG24 (Figure III.4) afin de reproduire un canal de propagation souhaité en élévation et en azimut.

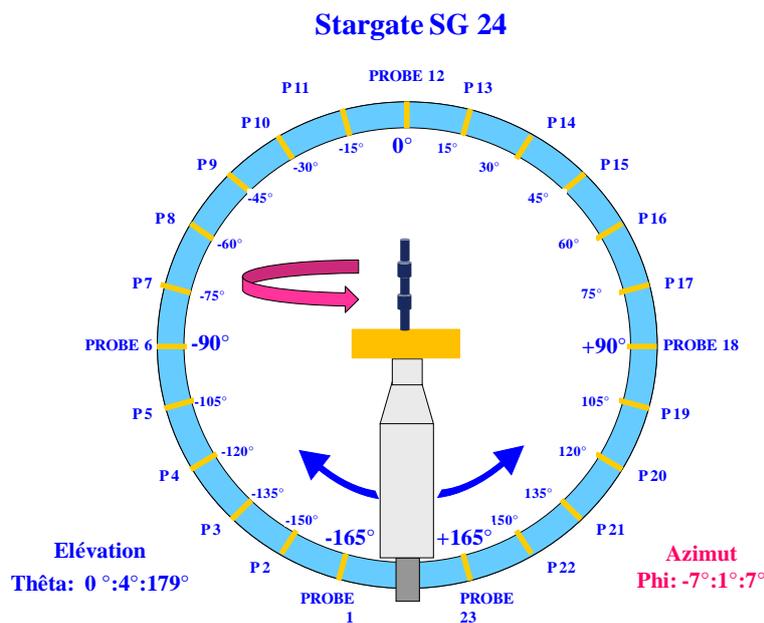


Figure III.4 : Configuration du SG24 avec l'antenne réceptrice au centre

En appliquant cette configuration, un pas de discrétisation des cellules de 4° a été calculé dans le but d'assurer un trajet possible dans chaque cellule. Ce pas sera utilisé par la suite dans la distribution théorique du type de canal proposé afin de calculer les pondérations appropriées des probabilités d'allumage des sondes.

Dans ce paragraphe, cette validation sera effectuée à partir de deux modèles de canaux de propagation :

- Le premier modèle souhaité possède d'une part, une distribution Gaussienne des angles d'arrivée en élévation, avec un angle moyen égal à 60° et un écart type de 20° , et d'autre part une distribution Uniforme en azimut.

- Le deuxième modèle de canal de propagation est caractérisé par une distribution gaussienne en azimut avec un angle moyen qui vaut 30° et un écart type de 20° . Et, par une distribution gaussienne en élévation avec un angle moyen de l'ordre de 20° et un écart type égal à 20° .

Les distributions analytiques des densités de probabilités des angles d'arrivée (AoA) des deux modèles de canaux retenues sont représentées dans le Tableau III.1 . Ces distributions ont été utilisées avec la méthode de pilotage développée pour calculer les probabilités d'allumage des sondes de la base SG24 afin de reproduire les canaux de propagation voulus. Les cartographies des densités de probabilités normalisées de ces probabilités dans les différents plans azimutaux sont montrées dans le Tableau III.1. D'après ces cartographies, nous constatons que les distributions des probabilités d'allumage des sondes des deux modèles de canaux de propagation proposés se ressemblent respectivement à leurs distributions théoriques.

Deux simulations de 2000 itérations chacune ont été effectuées. Le nombre d'itérations utilisé a été retenue afin d'obtenir un nombre d'échantillons suffisant.

Les figures des distributions de probabilités normalisées des AoA en azimut et en élévation estimés sont représentées dans le Tableau III.1. En comparant ces figures avec les distributions théoriques appropriées, nous constatons qu'elles sont parfaitement similaires. Les cartographies des distributions globales des angles d'arrivée en élévation des deux modèles, montrées dans le Tableau III.1, ont été obtenues en moyennant leurs densités de probabilités en azimut. D'après ces cartographies, nous remarquons que les distributions simulées et analytiques sont identiques. En conséquence, on peut conclure que les résultats obtenus ont montré l'efficacité de la méthode développée au centre de l'arche de la base de mesure SG24.

	Modèle 1	Modèle 2
Distribution des AoA (analytique)		
Probabilités d'allumage des sondes		
Distribution des AoA (simulée)		
Distribution globale des AoA en élévation		

Tableau III.1 : Comparaison entre les résultats simulés et analytiques

Les densités de probabilité des amplitudes d'évanouissements des signaux reçus normalisées (la puissance moyenne égale à 0 dB) du premier et du deuxième modèle de canaux de propagation sont montrées respectivement sur la Figure III.5 et Figure III.6. D'après ces figures, nous remarquons que les distributions de ces densités suit celle de Nakagami avec un paramètre d'évanouissement (m) vaut respectivement les valeurs 45 et 30.

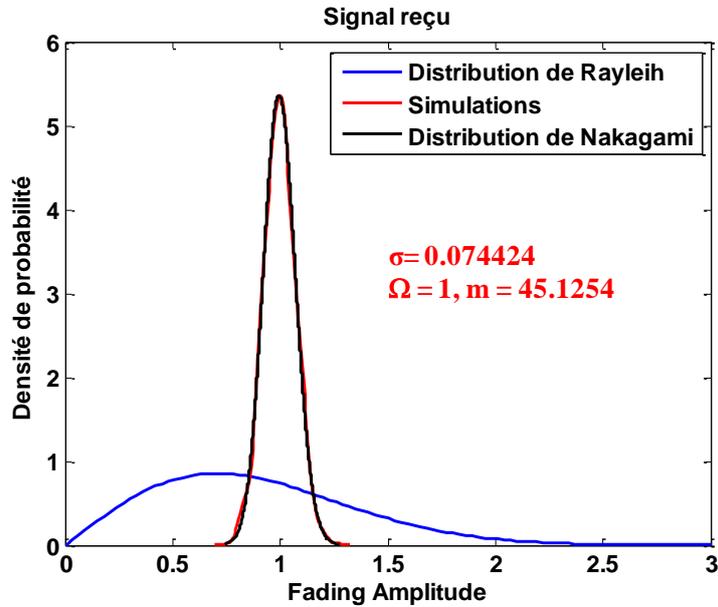


Figure III.5 : Fading amplitude du signal reçu normalisé (premier modèle)

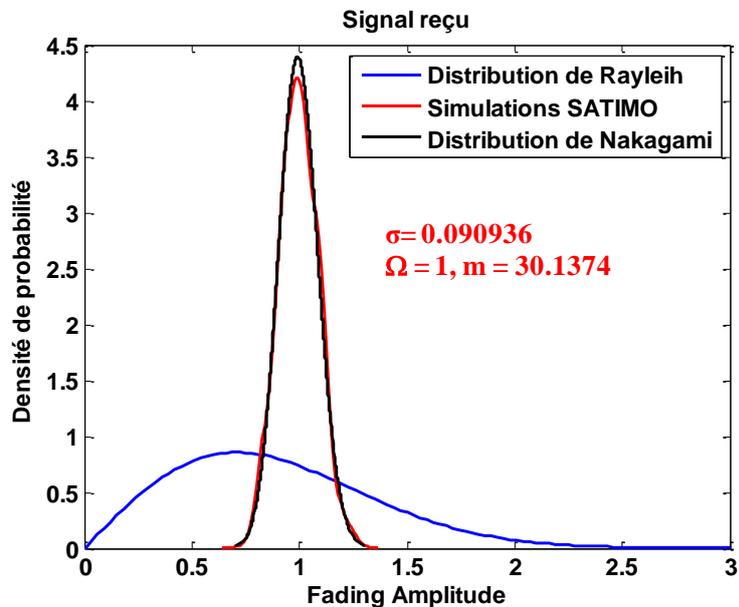


Figure III.6 : Fading amplitude du signal reçu normalisé (deuxième mode)

Comme nous avons expliqué précédemment dans le deuxième chapitre, la distribution de Nakagami est due au fait que les distances euclidiennes entre les sondes et le récepteur sont

égales, et par conséquent la différence des phases entre les trajets ne change pas. Le déplacement du récepteur sur un bras permet de changer les distances entre les sondes et le terminal sous test, et par conséquent permet de changer la différence des phases entre les trajets. Cela donc permet aux signaux de s'ajouter de manière constructive et destructive et c'est ainsi un canal de type Rayleigh peut être reproduit. Dans ce contexte, nous allons appliquer notre méthode développée afin de générer divers canaux multi-trajets avec l'évanouissement de Rayleigh.

III.2.2.2. Validation en déportant l'antenne réceptrice

Dans ce paragraphe, nous allons valider numériquement la méthode développée au niveau de l'antenne réceptrice déplacée (Figure III.7) pour générer des canaux de propagation désirés de type Rayleigh. En appliquant cette configuration, un pas de discrétisation de 10° a été calculé pour garantir un trajet possible dans chaque cellule.

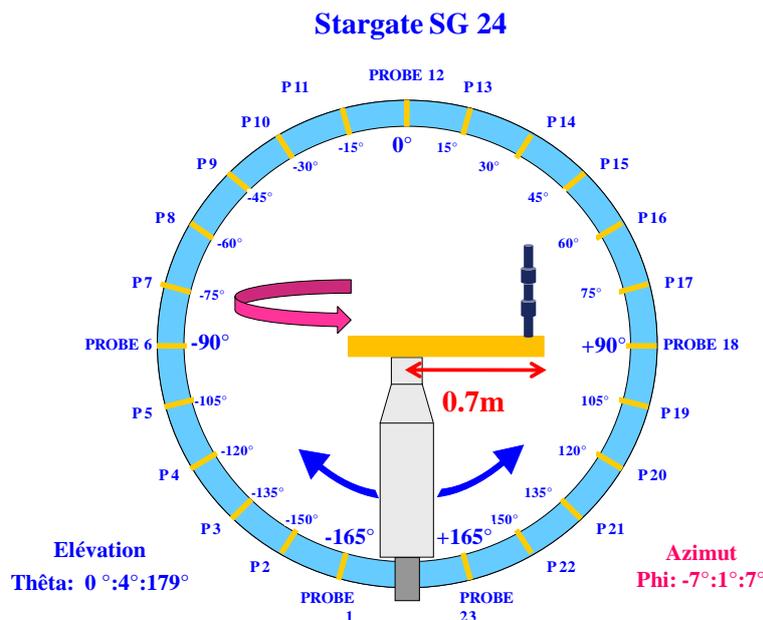


Figure III.7 : Configuration du SG24 avec l'antenne réceptrice déportée

Comme ça été mentionné dans le chapitre précédent, un canal de propagation parfaitement isotrope ne peut pas être obtenu sur le terminal sous test déporté en allumant les sondes de manière aléatoire. De ce fait, nous allons contrôler les sondes selon les probabilités d'allumage calculés avec notre méthode afin d'assurer l'isotropie comme le montre la Figure III.8. D'après cette figure, nous voyons que les probabilités d'allumage des sondes ne sont pas uniformes.

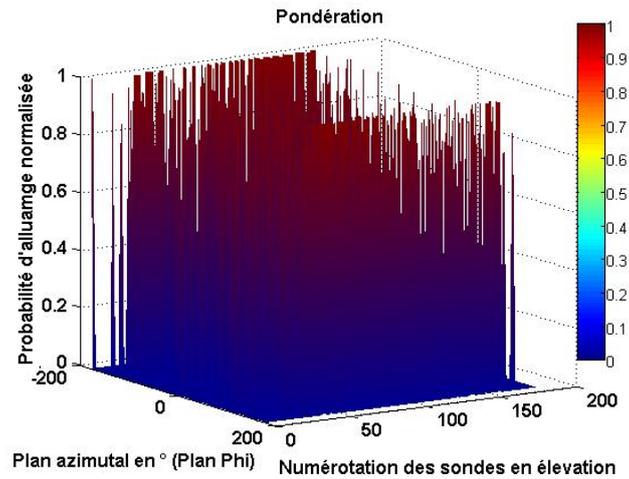


Figure III.8 : Probabilités d’allumage des sondes pour générer un canal isotrope

Une simulation de 2000 itérations a été effectuée. La Figure III.9 montre la distribution de la densité de probabilité normalisée des angles d’arrivée en élévation et en azimut au niveau de l’antenne réceptrice (0.7 mètre).

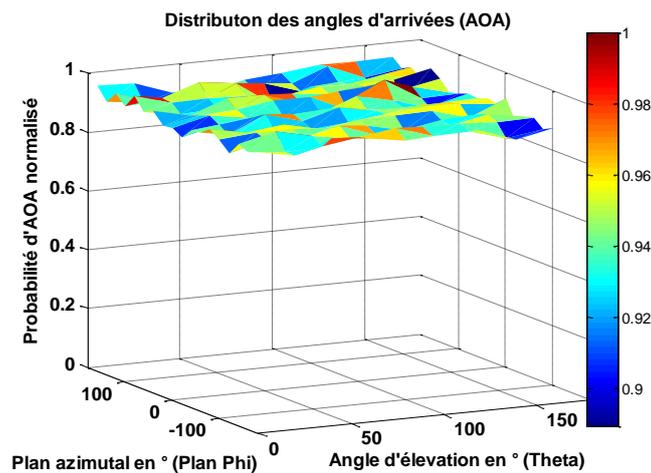


Figure III.9 : Canal de propagation uniforme au niveau du récepteur déporté

D’après la figure ci-dessus nous voyons que le canal est bien Uniforme en élévation et en azimut.

La distribution de la densité de probabilité de l’amplitude d’évanouissement du signal reçu normalisé est représentée sur la Figure III.10. Dans cette figure, nous remarquons que la distribution obtenue suit la distribution théorique de Nakagami avec un paramètre d’évanouissement égal à 0.97 et qui a une bonne adéquation avec celle de Rayleigh ($m=1$).

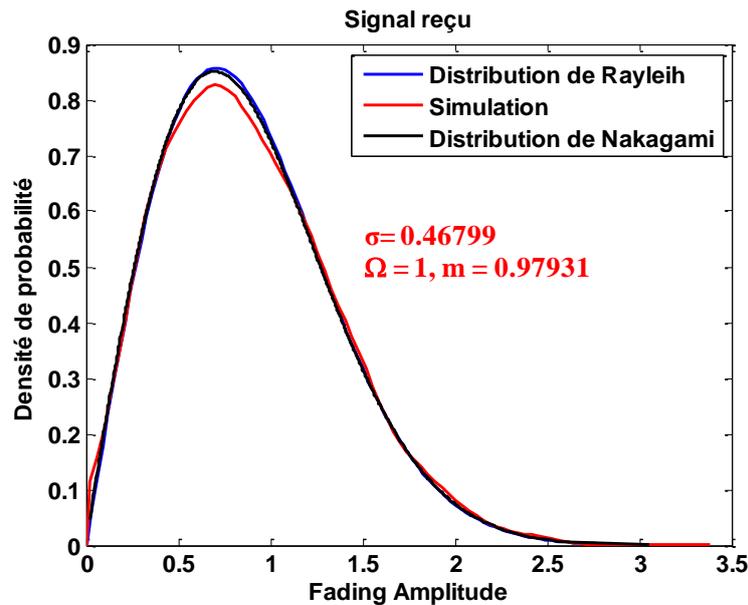


Figure III.10 : Fading amplitude du signal reçu normalisé en déportant le récepteur (0.7m)

La méthode proposée a montré son efficacité de reproduire d'autres types de canaux de propagation comme le montre les deux modèles de propagation proposés suivants (Tableau III.2):

- Le premier modèle représente un canal de propagation Uniforme en azimut et Gaussien en élévation avec un angle moyen de 0° et un écart type égal à 20° .
- Le deuxième modèle est caractérisé par une distribution Uniforme en azimut et Laplacien en élévation avec un angle moyen de 0° et un écart type égal à 30° .

Les modèles analytiques mentionnés ci-dessus ont été utilisés avec la méthode de pilotage développée pour calculer les probabilités d'allumage des sondes dans le but de reproduire statistiquement le canal de propagation souhaité sur le terminal sous test. Ces probabilités sont représentées dans le Tableau III.2.

Deux simulations de 2000 itérations chacune ont été effectuées dans le but d'avoir un nombre d'échantillons suffisant. L'étalement angulaire de la densité de probabilité des AoA en élévation et en azimut ont été calculées comme le montre le Tableau III.2. En comparant ces densités avec les distributions analytiques, nous voyons qu'ils ont une bonne concordance. Les distributions globales des AoA en élévation simulées et analytiques ont été également montrées dans le Tableau III.2 et elles sont parfaitement identiques.

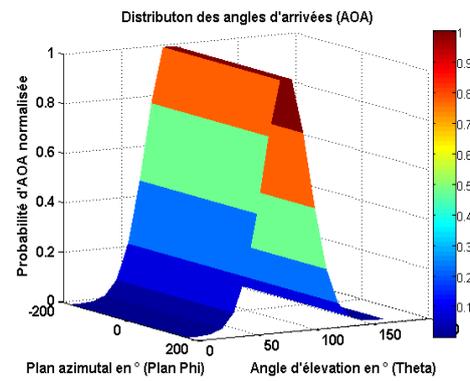
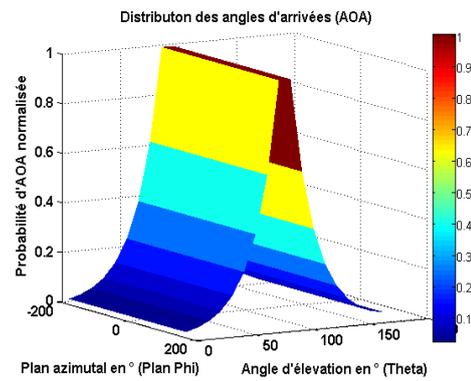
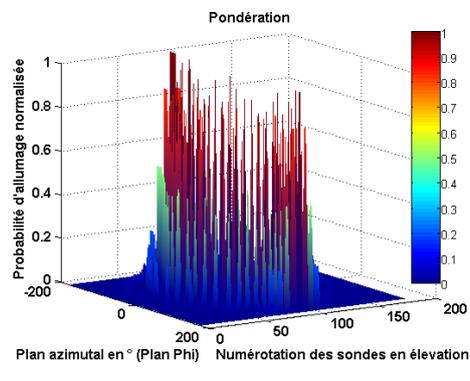
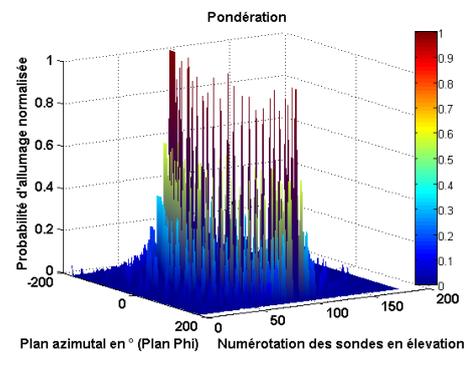
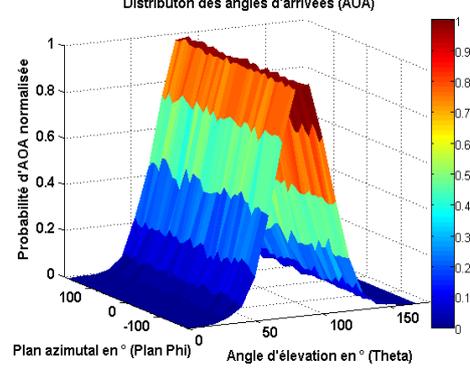
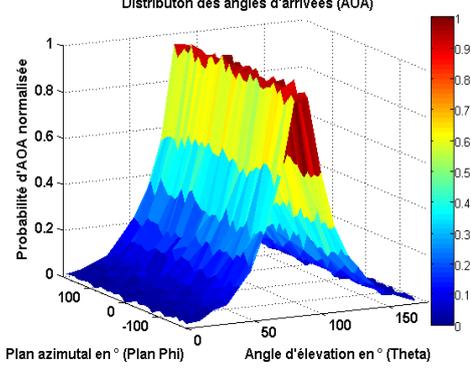
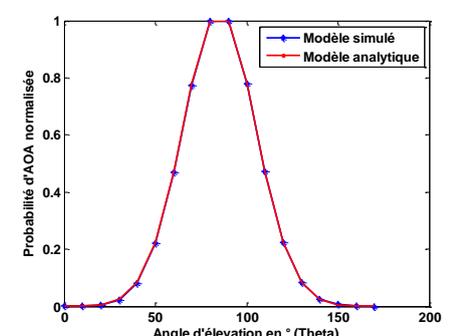
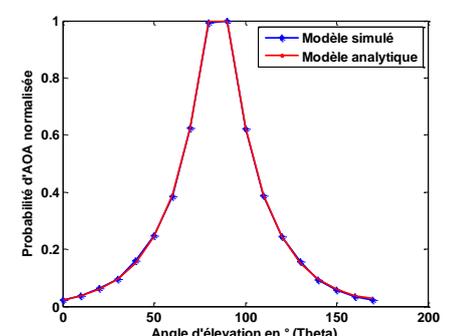
	Modèle 1	Modèle 2
Distribution des AoA (analytique)		
Probabilités d'allumage des sondes		
Distribution des AoA (simulée)		
Distribution globale des AoA en élévation		

Tableau III.2 : Comparaison entre les résultats simulés et analytiques

Les résultats obtenus précédemment ont donc montré la validation numérique de la méthode de pilotage développée puisque elle a permis de maîtriser les angles d'arrivée au niveau du récepteur et par conséquent de reproduire des conditions équivalentes aux canaux de propagation multi-trajets réalistes.

Puisqu'il est impossible de mesurer les AoA en utilisant le système de mesure SATIMO SG24, nous allons effectuer les expérimentations à partir des paramètres suivants :

- L'amplitude d'évanouissements du signal reçu
- Le Gain de diversité
- Le Coefficient de corrélation

III.3. Expérimentation

Dans ce paragraphe, nous allons mettre en œuvre les mesures de diversité des systèmes multi-antennes (montrés précédemment dans le deuxième chapitre) à une fréquence de 3.5 GHZ en utilisant trois modèles de propagation :

- Modèle « Indoor »
- Modèle « Outdoor »
- Modèle sélectif en angles d'arrivée

Les mesures et les simulations sont effectuées avec un nombre d'itération égal à 500 pour chaque position du système à diversité en mettant en place une configuration appropriée (Figure III.11). Cette configuration consiste à faire tourner l'antenne sous test, déportée horizontalement de 0.7 mètre par rapport au centre, de 0° à 175° par pas de 5° en azimut et de -7° à 7° par pas de 1° en élévation. Ce choix est retenu dans le but de faire un compromis entre la résolution des AoA et le temps de mesures. Il convient de noter que lors de cette configuration, un pas de discrétisation de 18° a été calculé. L'organigramme de cette procédure est illustré dans la Figure III.12.

Un post traitement représenté par la sommation des signaux reçus a été effectué dans le but de représenter un canal de propagation 3D.

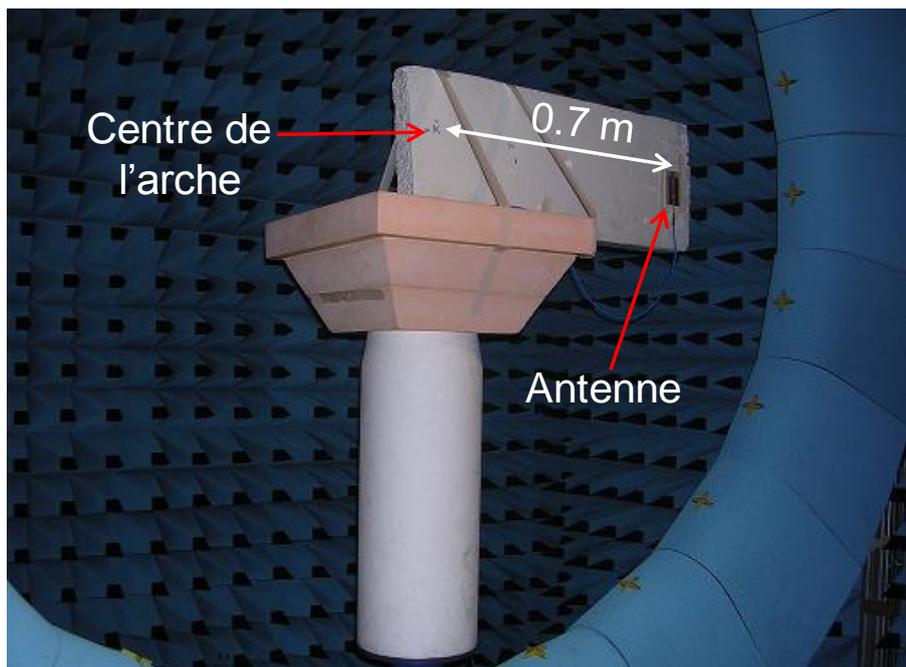


Figure III.11 : Description des mesures effectuées en utilisant le system SATIMO SG24

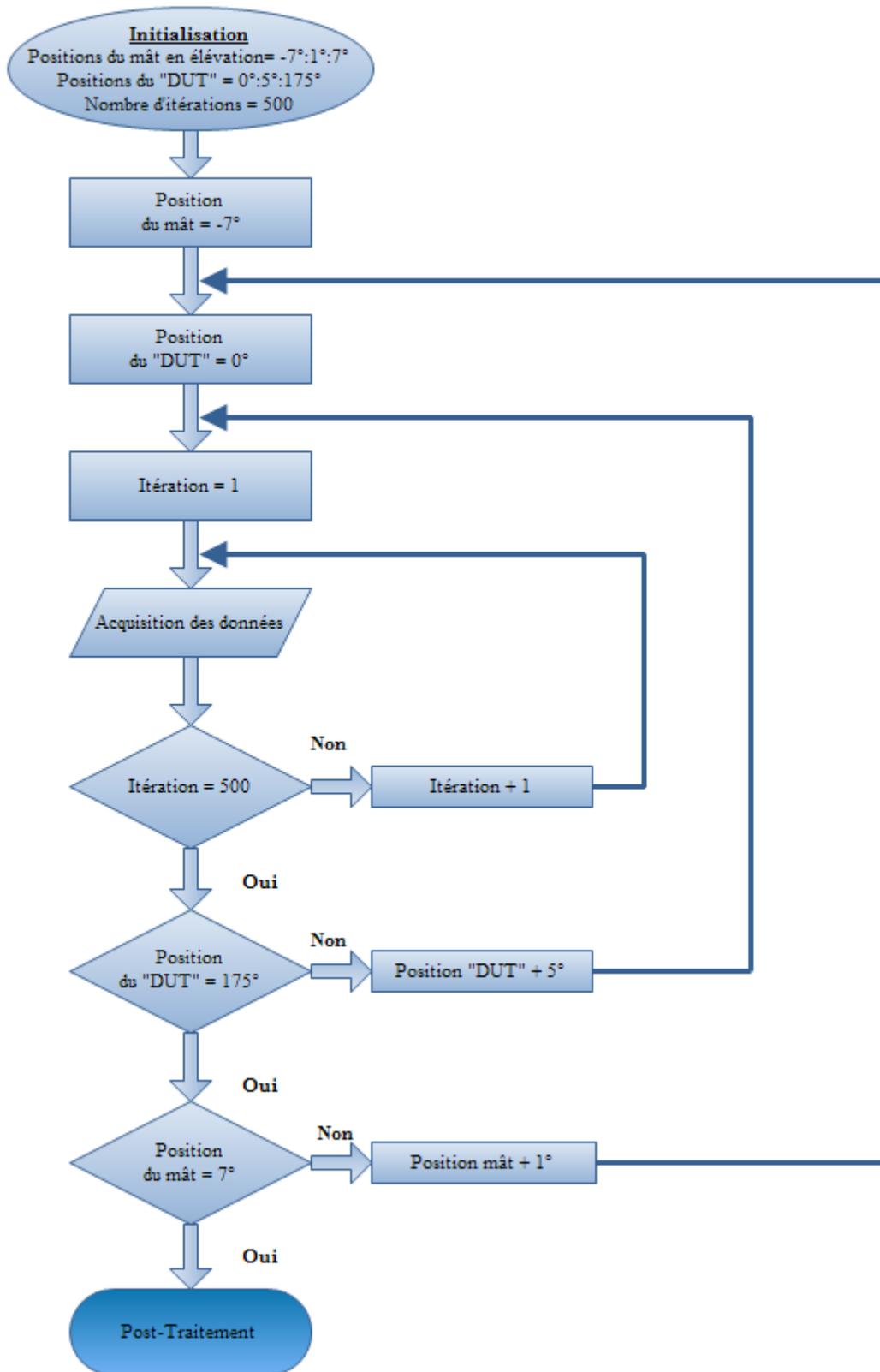


Figure III.12 : Organigramme de mesure et simulation

III.3.1. Modèle « Outdoor »

Ce modèle du canal de propagation a été mentionné dans la littérature en se basant sur des simulations (Chapitre I). Il est décrit par une distribution Uniforme des AoA en azimut et Laplacienne en élévation avec un angle moyen égal à 20° et un écart type vaut 30° comme l'illustre la Figure III.13. Le taux de polarisation croisée (XPR) utilisée dans ce modèle est égal à 1 dB.

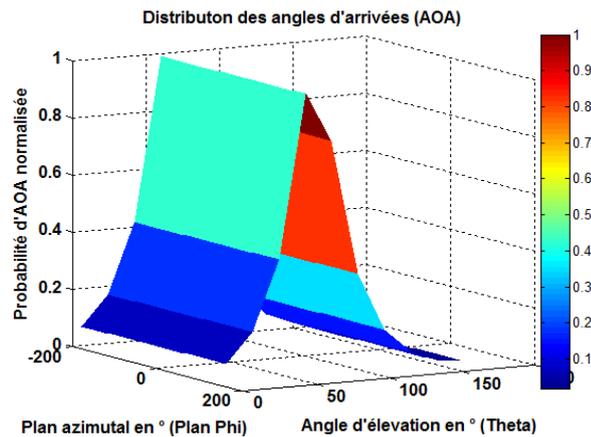


Figure III.13 : Distribution analytique voulue des angles d'arrivée (AoA) en élévation (Laplacienne) et en azimut (Uniforme)

La pondération des sondes a été affectée selon les probabilités d'allumage calculées avec notre méthode et en utilisant le XPR approprié.

Ces probabilités ont été exploitées par le logiciel de modélisation de la base de mesure SATIMO SG24 développé. Lors des simulations, les états des sondes générés ont été sauvegardés pour pouvoir être appliqués de manière réelle à la base de mesure. Ces états seront utilisés ainsi à travers l'outil expérimental développé pour se retrouver dans les mêmes conditions afin de reproduire le canal de propagation souhaité.

La densité de probabilité normalisée simulée des angles d'arrivée en azimut en fonction des plans azimutaux est représentée sur la Figure III.14.

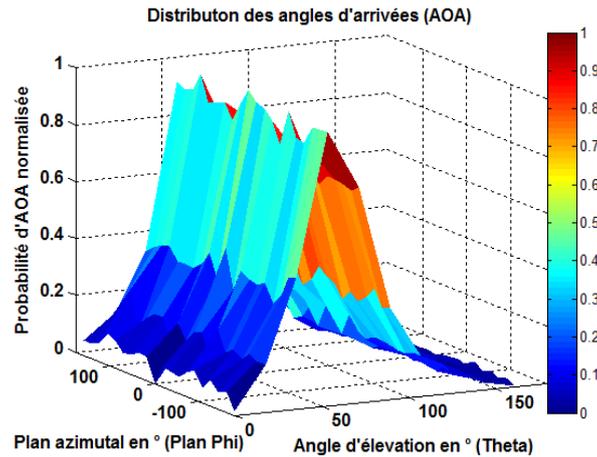


Figure III.14 : Représentation de la distribution des angles d'arrivée en élévation dans les divers plans azimutaux du modèle « Outdoor » utilisé

D'après cette figure, nous remarquons que le résultat obtenu coïncide avec la distribution analytique du modèle proposé.

La Figure III.15 montre la distribution de densités de probabilités des amplitudes d'évanouissements des signaux reçus normalisés en simulation et en mesure. D'après cette figure, nous voyons que les différentes courbes se ressemblent et elles présentent une bonne concordance avec la distribution théorique de Rayleigh. De plus, nous constatons qu'elles possèdent quasiment le même écart type (σ). Les coefficients de corrélations des signaux complexes reçus mesurés et simulés ont été également calculés et ils sont de même ordre de grandeur (Tableau III.3).

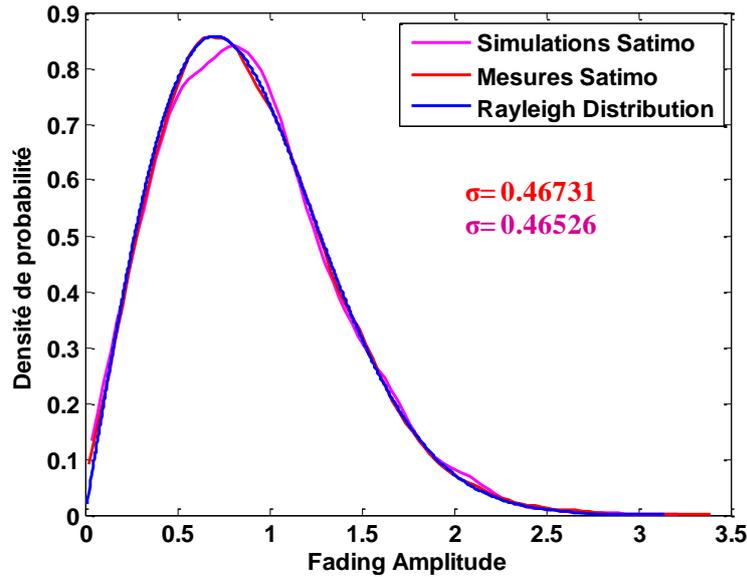


Figure III.15 : Comparaison entre le Fading amplitude mesuré, simulé et la distribution analytique de Rayleigh

Le gain de diversité (DG) sera alors estimé en traçant la courbe de la fonction de répartition (CDF) de chaque signal reçu par la branche gauche et la branche droite du système à diversité et du signal combiné. Cette fonction traduit la probabilité d'avoir la puissance (ou le SNR) inférieur à un seuil prédéfini. Le gain en diversité (DG) en dB est alors donné par la différence entre le signal combiné (SC) et le signal reçu par l'antenne de référence. Les Figure III.16 et Figure III.17 présentent, respectivement, les variations simulées et mesurées des densités de probabilités cumulées en fonction des valeurs seuils de puissances normalisées par la puissance moyenne de l'antenne de référence. Ainsi, nous observons que les différentes courbes obtenues en simulations correspondent parfaitement à celles effectuées en mesures. Les gains de diversité obtenus à 1% selon les méthodes de combinaison MRC et EGC ont été déduit en observant ces courbes où leurs valeurs sont très proches (Tableau III.3).

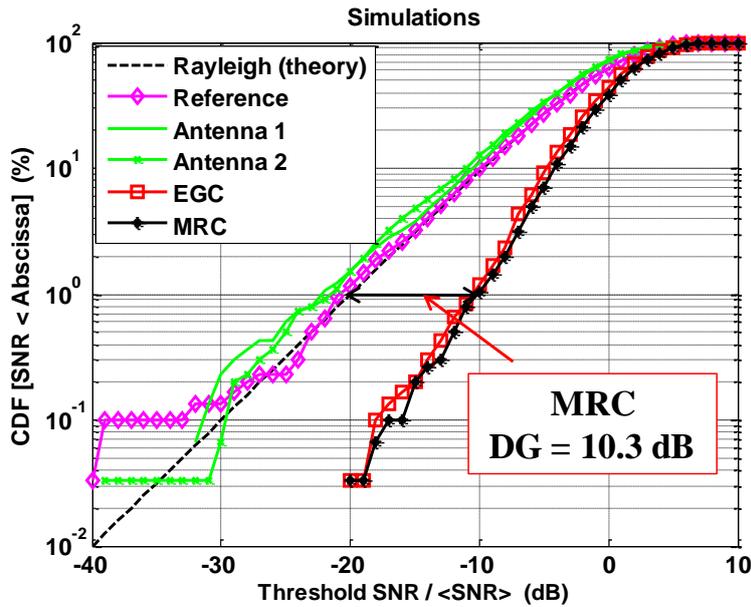


Figure III.16 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances simulées reçues par les systèmes antennaires en exploitant le système SATIMO SG24 et après une combinaison selon les méthodes EGC et MRC

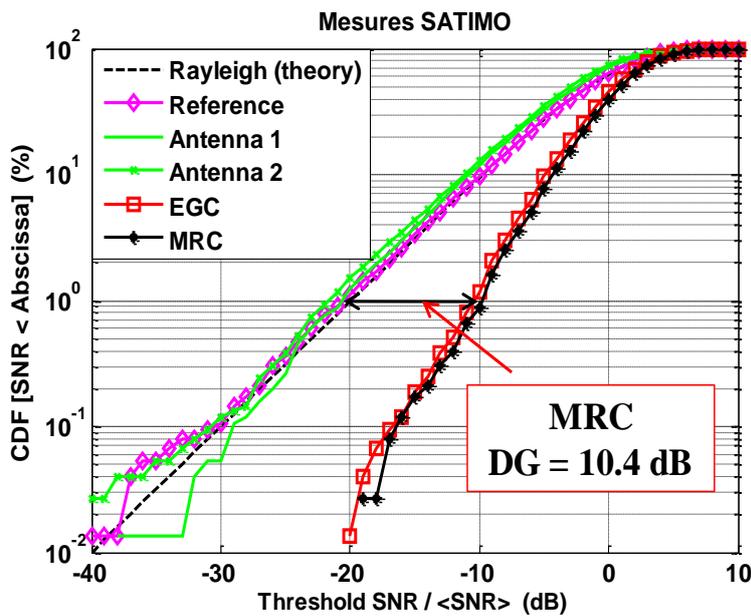


Figure III.17 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances mesurées reçues par les systèmes antennaires en exploitant le système SATIMO SG24 et après une combinaison selon les méthodes EGC et MRC

Un bilan récapitulatif résumant les paramètres de diversité obtenus en simulations et mesures, est montré dans le Tableau III.3.

	<i>Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /EGC</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /MRC</i>
Simulations	21.10^{-2}	10.1	10.3
Mesures SG24	11.10^{-2}	10	10.4

Tableau III.3 : Comparaison entre les paramètres de diversité simulés et mesurés

III.3.2.Modèle « Indoor »

Ce modèle a été déjà mentionné dans la littérature (Chapitre I). L'étalement angulaire analytique (Figure III.18) des angles d'arrivée au niveau de l'antenne réceptrice, est décrit par une distribution Uniforme en azimuth et Gaussienne en élévation avec un angle moyen égale à 10° et un écart type de 15° . De plus, il possède un taux de polarisation croisée XPR égale à 5 dB.

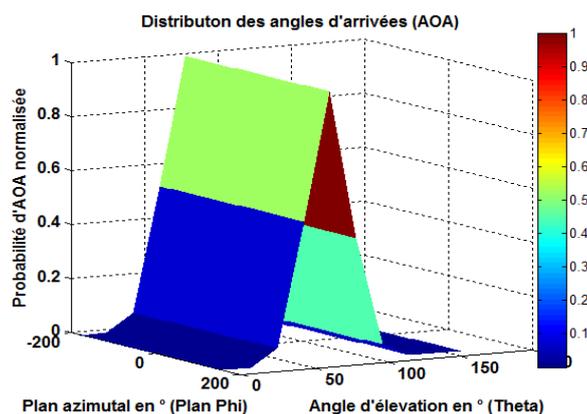


Figure III.18 : Distribution analytique voulue des angles d'arrivée (AoA) en élévation(Gaussienne) et en azimuth (Uniforme)

La simulation de ce modèle a été effectuée en pondérant les sondes du système SG24 selon les probabilités d'allumage calculées par notre méthode et en utilisant le XPR approprié.

Au cours de cette simulation, les états des sondes de la base de mesures ont été enregistrés dans un fichier. Ces états ont été appliqués réellement sur la base de mesure afin d'émuler de manière expérimentale le canal de propagation décrivant ce modèle. La Figure III.19 montre la distribution angulaire des trajets reçus obtenus.

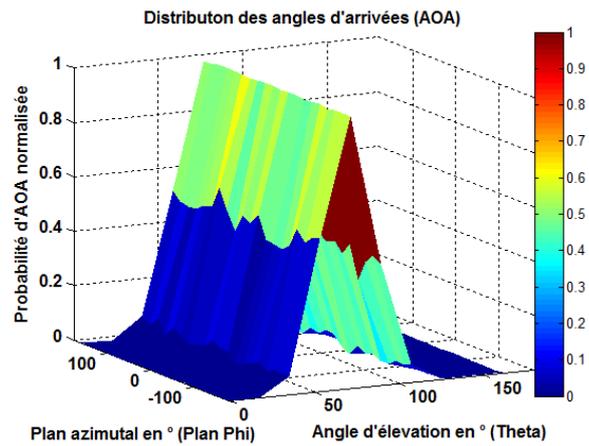


Figure III.19 : Représentation de la distribution des angles d'arrivée en élévation dans les divers plans azimutaux du modèle « Indoor » retenu

Les densités de probabilités obtenues des amplitudes des signaux reçus normalisés représentent quasiment le même écart type (σ), et obéissent à une distribution de type Rayleigh comme le montre la Figure III.20. Les coefficients de corrélations des signaux complexes reçus simulés et mesurés ont été, également, calculé et ils sont de même ordre de grandeur (Tableau III.4).

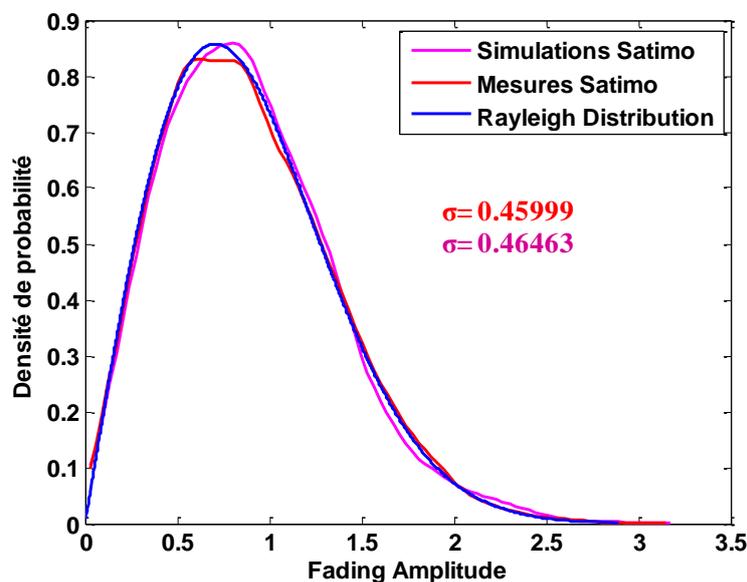


Figure III.20 : Comparaison entre le Fading amplitude mesuré, simulé et la distribution analytique de Rayleigh

Les densités de probabilités cumulées des puissances reçus (simulés et mesurés) et combinés selon les méthodes de combinaison MRC et EGC ont été tracées respectivement dans les Figure III.21 et Figure III.22.

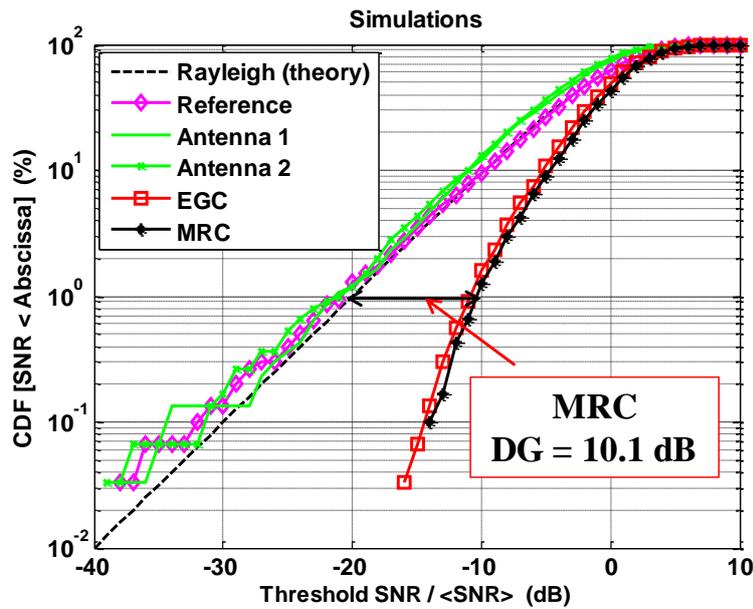


Figure III.21 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances simulées reçues par les systèmes antennaires en exploitant le système SATIMO SG24 et après une combinaison selon les méthodes EGC et MRC

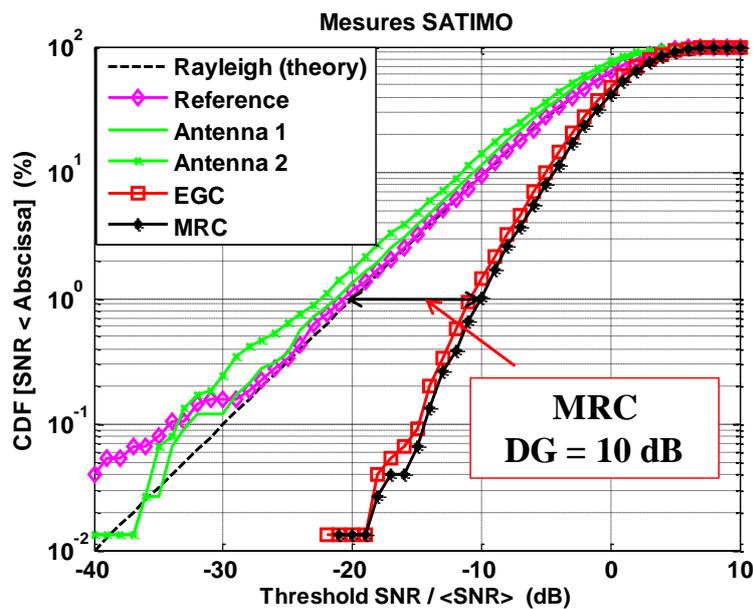


Figure III.22 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances mesurées reçues par les systèmes antennaires en exploitant le système SATIMO SG24 et après une combinaison selon les méthodes EGC et MRC

En observant les Figures ci-dessus, nous constatons que les gains de diversité déduits pour une probabilité de 1% en simulations et en mesures sont proches et peu différent de l'antenne de référence. Ce résultat est causé par la quasi-isotropie des diagrammes de

rayonnements des différentes antennes. La différence entre les CDF de la branche gauche et la branche droite est due à l'efficacité des antennes.

Les coefficients de corrélation d'enveloppes des signaux reçus ont été également calculés et ont montré une bonne adéquation (Tableau III.4).

Un bilan récapitulatif résumant les paramètres de diversité obtenus en simulations et mesures, est montré dans le Tableau III.4.

	<i>Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /EGC</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /MRC</i>
Simulations	28.10^{-2}	9.8	10.1
Mesures SG24	15.10^{-2}	9.7	10

Tableau III.4 : Comparaison entre les paramètres de diversité simulés et mesurés

En compte tenu des résultats obtenus précédemment, on voit qu'ils montrent une bonne concordance.

En observant les CDF des signaux reçus et combinés en utilisant les modèles « Indoor » et « Outdoor », nous apercevrons que les gains de diversité obtenus sont proches et ne montrent pas une grande différence avec ceux calculés en allumant les sondes de manière aléatoire (chapitre II). Dans ce but, un modèle de propagation multi-trajets sélectif en angles d'arrivée moins favorable à l'obtention d'un bon gain de diversité a été proposé.

III.3.3. Modèle sélectif en angles d'arrivée

Ce modèle, représenté analytiquement sur la Figure III.23, est caractérisé par une distribution Gaussienne en élévation (angle moyen égal à 0° et un écart type de 20°) et en azimut (angle moyen égal à 180° et un écart type de 20°). Il possède également un taux de polarisation croisée (XPR) de 3 dB.

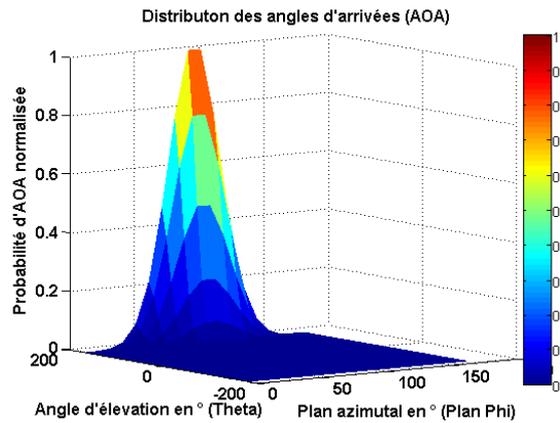


Figure III.23 : Distribution analytique du modèle proposé

La Figure III.24 montre la distribution des angles d'arrivée simulée obtenue. D'après la comparaison de cette figure avec la distribution analytique du modèle proposée, on constate qu'elles sont parfaitement identiques.

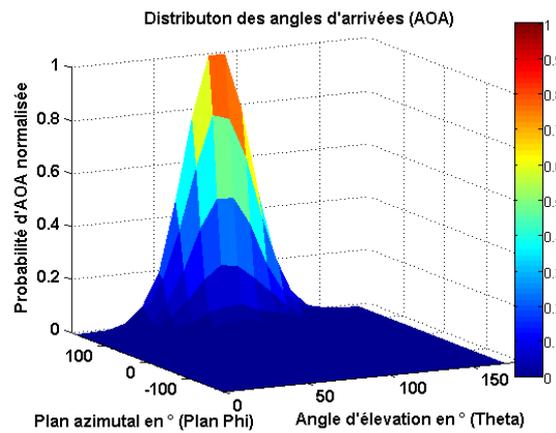


Figure III.24 : Représentation de la distribution des AoA simulée obtenue

Les densités de probabilité des amplitudes d'évanouissements des signaux reçus simulées et mesurées normalisés ont été calculées et représentées sur la Figure III.25. D'après cette figure, nous voyons que les différentes courbes montrent une bonne adéquation et elles correspondent bien à celle de Rayleigh. De plus, nous remarquons, également, que les valeurs des écarts type sont similaires (de l'ordre de 0.46). Les coefficients de corrélation obtenus entre les signaux reçus par la branche gauche et la branche droite du système à diversité ont été calculés et ils montrent des valeurs proches comme le montre le Tableau III.5.

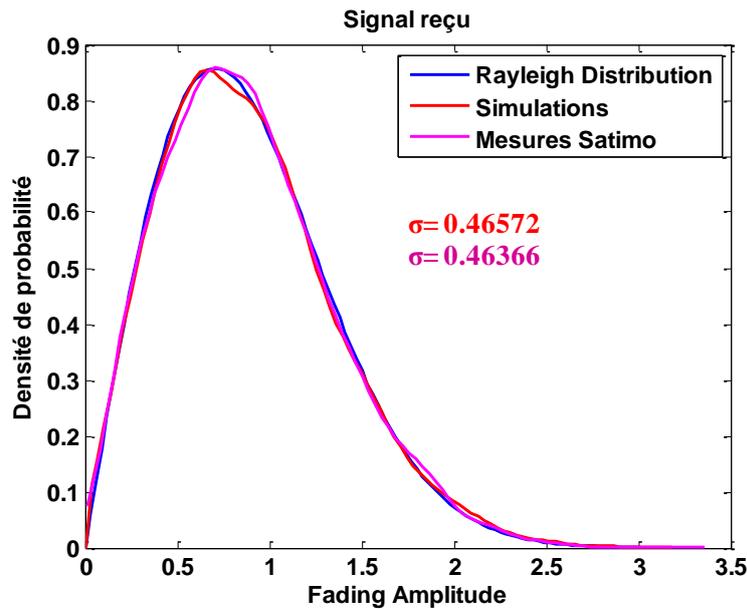


Figure III.25 : Comparaison entre le Fading amplitude mesuré, simulé et la distribution analytique de Rayleigh

Les densités de probabilités cumulées des puissances reçues simulées et mesurées et après une combinaison selon les méthodes de combinaisons MRC et EGC ont été tracées respectivement sur la Figure III.26 et la Figure I.27.

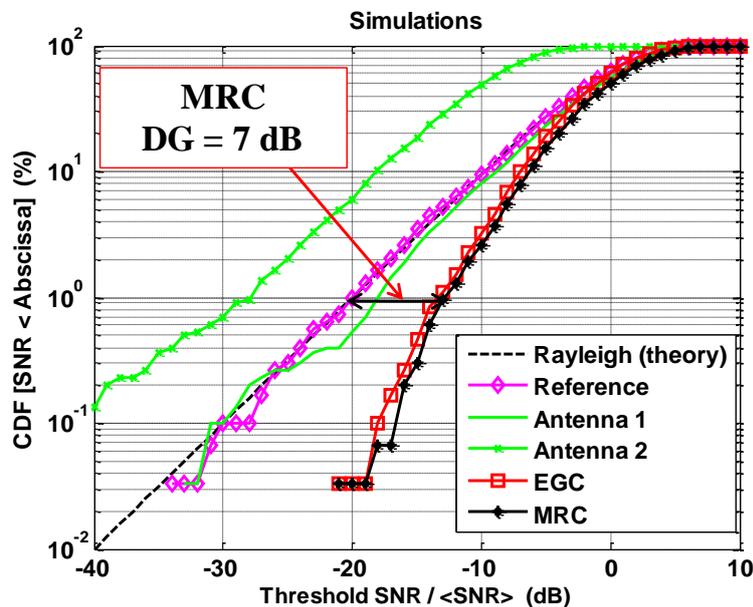


Figure III.26 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances simulées reçues et combinées selon les méthodes EGC et MRC

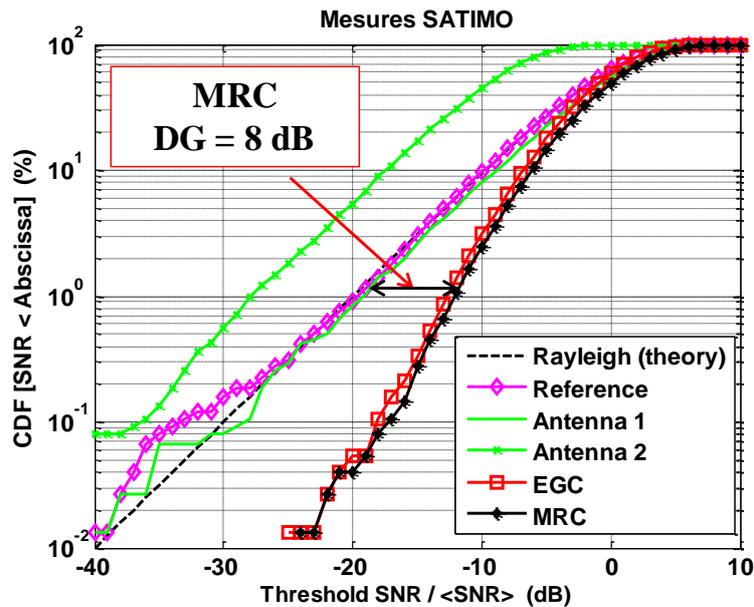


Figure III.27 : Distribution de densités de probabilités cumulées des puissances mesurées reçues et combinées selon les méthodes EGC et MRC

Les Figure III.26 et Figure III.27 montrent une bonne concordance des résultats. Les gains de diversité (DG) obtenus à une probabilité de 1 % selon les techniques de combinaisons MRC et EGC (Tableau III.5) sont moins significatifs que ceux distingués en utilisant les modèles « Indoor » et « Outdoor ». Une différence de 1 dB a été observée entre les DG simulés et mesurés. Cette différence est due au positionnement du système à diversité lors des mesures dans la base SG24 par rapport aux simulations. En effet, le positionnement des antennes dans ce cas peut influencer significativement sur les résultats puisque le canal est assez directif.

Le Tableau III.5 montre le résumé récapitulatif des résultats obtenus lors de l'évaluation des performances du système à diversité :

	<i>Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /EGC</i>	<i>DG à 1% de probabilité (dB) /MRC</i>
Simulations	28.10^{-2}	6.5	7
Mesures SATIMO	23.10^{-2}	7.5	8

Tableau III.5 : Les paramètres de diversité simulés en appliquant le modèle de propagation sélectif en angles d'arrivée

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode rigoureuse de contrôle des sondes du système de mesure SATIMO SG24, basée sur la loi de probabilité totale, a été développée dans le but de générer des canaux de propagation réalistes. L'originalité de cette méthode réside dans le fait qu'elle permet de reproduire des environnements complètement maîtrisés en chambre anéchoïque pour évaluer les performances des systèmes à diversité de manière efficace.

Pendant la rotation du terminal sous test en azimut et en élévation, certains trajets (angles d'arrivée) sont inexistant. Pour cela, dans cette méthode nous avons discrétisé l'espace entourant le récepteur en plusieurs cellules. Le pas de discrétisation a été retenu de manière permet de garantir un trajet possible dans chaque cellule. La distribution théorique de la densité de probabilité des AoA a été le point de départ de cette méthode. Les probabilités d'allumage calculées ont été affectées aux sondes pour générer le canal de propagation voulu. La validation numérique de cette méthode a été effectuée en comparant les densités de probabilités des AoA simulés avec celles obtenues analytiquement. Cette méthode a été mise en pratique dans la base de mesure SG24 en utilisant trois modèles de propagation : « Indoor », « Outdoor » et sélectif en angles d'arrivée. Les performances d'un système à diversité ont été évaluées. Les résultats obtenus simulés et mesurés en termes de l'amplitude d'évanouissements et des paramètres de diversité ont montré une bonne concordance.

Il reste à noter que les études dans ce chapitre reposent sur l'évaluation des performances des systèmes de communication sans fil en tenant compte que des effets des antennes à l'aide d'une technique de mesure passive. L'évaluation des performances de ces systèmes de bout en bout en tenant compte des antennes mais aussi de la chaîne de transmission complète en utilisant une technique de mesure active fera l'objet des travaux de cette thèse. Il sera nécessaire, dans ce cas, de générer l'étalement temporel du canal de propagation (retard entre les différents trajets émulsés).

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans ce manuscrit a porté sur l'étude et la mise en œuvre d'une méthode de contrôle rigoureuse d'un système de mesure multisondes en chambre anéchoïque pour évaluer les performances des systèmes de communications à diversité d'antennes dans un environnement réaliste donné.

Durant le **premier chapitre**, l'analyse du canal de propagation radio mobile et les phénomènes engendrés par les interactions du signal électromagnétique avec l'environnement ont été étudiées. La représentation mathématique du canal a été mentionnée. Ensuite, la représentation statistique de l'amplitude d'évanouissement du signal complexe reçu au niveau du terminal sous test a été montrée. De plus, comme les terminaux mobiles peuvent être utilisés dans différents environnements de propagation, divers modèles statistiques et de propagation équivalents aux environnements réalistes ont été présentés. Par la suite, la diversité d'antennes utilisée en réception a été mentionnée dans ce chapitre comme une des solutions pour combattre contre les évanouissements profonds qui sont préjudiciables aux communications. Cette diversité peut exister sous forme de diversité d'espace, de polarisation et de diagramme. Les signaux reçus sont traités par des techniques dites de commutation (sélection, Switch) ou de combinaison (EGC : equal gain combining, MRC : maximal ratio combining). L'évaluation des performances de diversité d'antennes est basée sur les paramètres de diversité tels que : le coefficient de corrélation, le gain moyen effectif et le gain à diversité. Enfin, nous avons établi un bilan concernant les différentes méthodologies d'évaluation MIMO OTA (spatiale, spatio-temporelle) proposées dans la littérature permettant d'émuler des canaux de propagation multi-trajets afin d'évaluer les performances des systèmes de diversité. Dans ce contexte, divers systèmes de mesure en respectant ces méthodologies ont été présentés.

Le **deuxième chapitre** a été consacré à l'émulation d'un canal de propagation multi-trajets en utilisant un système de mesure multisondes en chambre anéchoïque. Le système de mesure SATIMO SG24 de la société Anovo situé à Brive a été adopté dans cette thèse puisque il répond bien à nos besoins en termes de souplesse. Ce système est composé de 23 sondes équidistantes distribuées circulairement sur une arche. Il est équipé d'un mat rotatif utilisé comme un support pour positionner le terminal sous test. Ce mât peut tourner de -7.5° à $+7.5^\circ$ en élévation pour augmenter la résolution des angles d'arrivée. Il peut également pivoter de 360° en azimut dans le but de recevoir des trajets dans toutes les directions. Au cours de ce chapitre, le canal de propagation multi-trajets a été généré en contrôlant les sondes

(allumer/éteindre) de manière aléatoire. Un canal de propagation isotrope de type Nakagami a été obtenu en plaçant le terminal sous test au centre de l'arche. Cela a été dû au fait que les distances entre le récepteur et les sondes sont égales et par conséquent la différence de phase entre les trajets est égale. D'autre part, un canal quasi isotrope de type Rayleigh a été obtenu en déportant horizontalement le terminal sous test. Cela s'explique par le fait que les distances entre le récepteur et les sondes ne sont pas les mêmes. Ce qui a permis aux signaux reçus de s'ajouter de manière constructive et destructive afin d'obtenir un canal de type Rayleigh. Enfin, l'évaluation des performances d'un système à diversité à la fréquence 3.5 GHz a été évaluée dans un canal quasi isotrope de type Rayleigh en termes de l'amplitude d'évanouissements, de coefficient de corrélation et de gain à diversité. Les résultats obtenus ont montré une bonne concordance avec ceux effectués dans la chambre réverbérante. Les mesures dans cette chambre ont été considérées comme référence puisque l'environnement généré est parfaitement isotrope de type Rayleigh.

Puisque nous ne pouvons pas maîtriser les angles d'arrivée (AoA) sur le terminal sous test en allumant les sondes de manière aléatoire, une méthode rigoureuse de contrôle des sondes de la base SG24 a fait l'objectif du **troisième chapitre**. Cette méthode a consisté à calculer les probabilités d'allumage des sondes pour gérer la distribution des angles d'arrivée afin d'obtenir un canal de propagation souhaité. La validation numérique de cette méthode a été effectuée à partir de la comparaison entre les modèles de propagation simulés et théorique. Cette validation a été confirmée dans un premier temps en plaçant le terminal au centre de l'arche où le canal de propagation généré est de type Nakagami. Dans un second temps, elle a été réalisée en déportant le terminal sous test horizontalement dans le but d'obtenir des canaux de propagation réalistes de type Rayleigh. Ensuite, l'expérimentation de la méthode développée a été effectuée en évaluant les performances d'un système à diversité dans des conditions équivalentes aux environnements réalistes tels que : Indoor et Outdoor. Les performances du système à diversité ont été également évaluées dans un canal de propagation sélectif en angles d'arrivée moins favorable à l'obtention d'un bon gain de diversité. Les résultats obtenus simulés et mesurés ont montré une bonne concordance en termes de l'amplitude d'évanouissement, de coefficient de corrélation et du gain à diversité.

Perspectives

Plusieurs perspectives peuvent être avancées à l'issue de ces études :

Nous rappelons que les performances des systèmes à diversité d'antennes ont été évaluées en termes des paramètres de diversité (coefficient de corrélation, gain de diversité) et à l'aide d'une technique de mesure passive. Cette technique consiste à calculer ces paramètres à partir des coefficients de transmission (S_{ij}) entre l'émission et la réception en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (un signal sinusoïdal CW). Cependant, cette technique ne permet pas d'évaluer les performances des terminaux mobiles de manière réelle puisque elle ne tient compte que des effets des antennes en termes des paramètres de diversité. Pour cela, une technique de mesure active fera l'objet des perspectives de ces travaux. Cette technique permet d'évaluer les performances des systèmes de communication sans fil de bout en bout en tenant compte des antennes mais aussi de la chaîne de transmission complète en fonction de taux d'erreur binaire (BER : Binary Error Ratio), de taux d'erreur symboles (SER : Symbol Error Ratio) et de taux d'erreur de trame (FER : Frame Error Ratio).

Dans ce cas de mesures actives, il sera nécessaire de gérer l'étalement temporel du canal en prenant en compte le temps d'arrivée des différents trajets.

Pour ce faire, un banc de mesure de communications numériques constitué de modules d'émission et de réception séparés, développé au sein de notre laboratoire, sera utilisé. Le schéma synoptique du banc de mesures est représenté dans la *Figure 1*.

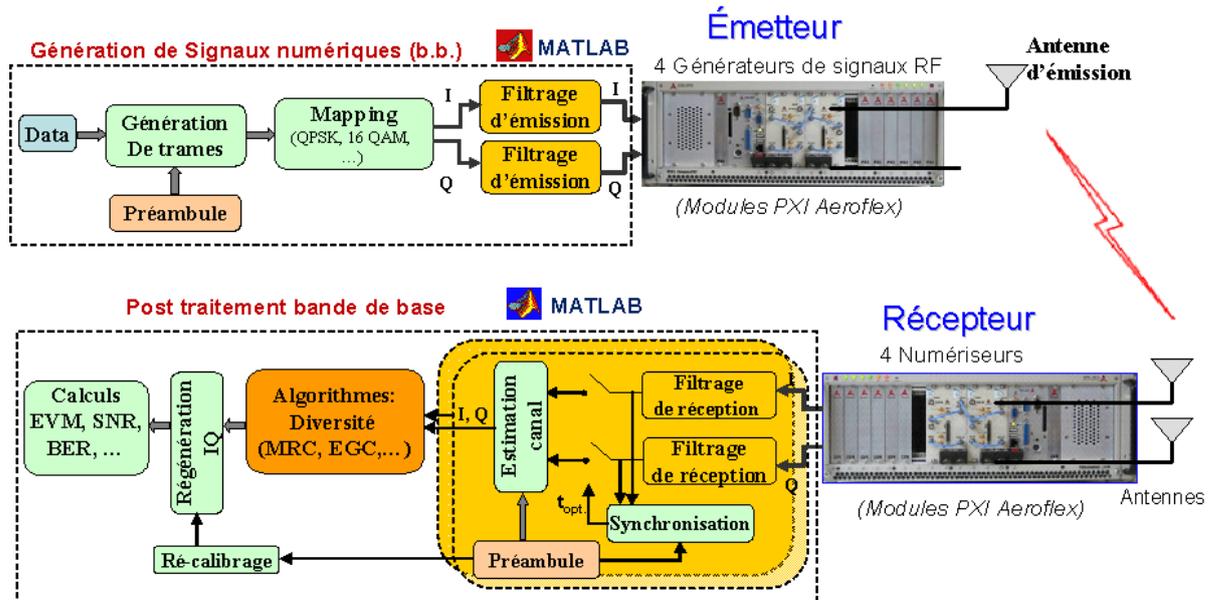


Figure 1 : La Plateforme de mesures de diversité du laboratoire de Recherche XLIM

[34].

Ce banc est composé d'un émetteur et de quatre récepteurs. Des signaux générés en bande de base sont modulés par une forme d'onde radioélectrique de fréquence variant de 100MHz à 6GHz permettant des applications type WiFi, WiMax, UMTS, etc. Les signaux ainsi modulés sont transmis par un générateur RF vers un système multi-antennes. A la réception, chaque antenne est reliée à un numériseur RF chargé de la transposition en fréquence intermédiaire et de la conversion en signaux (I , Q). Les signaux (I , Q) numérisés sont traités par des algorithmes de synchronisation (symbole, trame, fréquence) pour l'estimation du canal. Les signaux ainsi estimés sont finalement soumis à des algorithmes de diversité type MRC (Maximal Ratio Combining) et EGC (Equal Gain Combining).

ANNEXES

ANNEXE A

Modèles de distribution statistique

En supposant que la distribution des signaux reçus est uniforme dans le plan azimutal, les distributions les plus communes qui décrivent les ondes reçues polarisées en élévation peuvent être représentées comme suit :

A.1 Distribution Uniforme

Selon la loi Uniforme, tous les angles d'arrivée en azimut au niveau de l'antenne réceptrice ont la même probabilité. Les densités de probabilités sont définies par :

$$\begin{aligned} P_{\theta}(\theta, \varphi) &= P_{\theta}(\theta) = \frac{1}{4\pi} \\ P_{\varphi}(\theta, \varphi) &= P_{\varphi}(\varphi) = \frac{1}{4\pi} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

A.2 Distribution Gaussienne

Si les AoA suivent une loi gaussienne, les densités de probabilités sont exprimées telles que :

$$\begin{aligned} P_{\theta}(\theta, \varphi) &= P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{(\theta - [(\pi/2) - \bar{\theta}_V])^2}{2\sigma_V^2} \right], 0 \leq \theta \leq \pi \\ P_{\varphi}(\theta, \varphi) &= P_{\varphi}(\varphi) = A_{\varphi} \exp \left[-\frac{(\varphi - [(\pi/2) - \bar{\theta}_H])^2}{2\sigma_H^2} \right], 0 \leq \varphi \leq \pi \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

A.3 Distribution Laplacienne

Une loi Laplacienne est une loi exponentielle à 2 cotés. Les Fonctions de densités de probabilités sont exprimées par :

$$P_{\theta}(\theta, \varphi) = P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - [(\pi/2) - \bar{\theta}]|}{\sigma_V} \right], 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{A.3})$$

$$P_{\varphi}(\theta, \varphi) = P_{\varphi}(\varphi) = A_{\varphi} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\varphi - [(\pi/2) - \bar{\theta}_H]|}{\sigma_H} \right], 0 \leq \varphi \leq \pi$$

Avec :

- ❖ $\bar{\theta}_V$ et $\bar{\theta}_H$ sont respectivement les angles moyens des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation.
- ❖ σ_V et σ_H sont respectivement les écarts types des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation.
- ❖ A_{θ} et A_{φ} sont des constantes remplissant la condition suivante :

$$\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} P_{\theta}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} P_{\varphi}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 1 \quad (\text{A.4})$$

A titre d'exemple, si la distribution des signaux reçus dépend des deux composantes (élévation et azimut) et suit une distribution Laplacienne, les fonctions de densités de probabilités des AoA sont décrites par :

$$P_{\theta}(\theta, \varphi) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - [(\pi/2) - \bar{\theta}_V]|}{\sigma_{\theta V}} \right] \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\varphi - \bar{\varphi}_V|}{\sigma_{\varphi V}} \right], 0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \varphi \leq 2\pi \quad (\text{A.5})$$

$$P_{\varphi}(\theta, \varphi) = A_{\varphi} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\varphi - [(\pi/2) - \bar{\theta}_H]|}{\sigma_{\theta H}} \right] \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - \bar{\varphi}_H|}{\sigma_{\varphi H}} \right], 0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \varphi \leq 2\pi$$

Avec :

- ❖ $\bar{\varphi}_V$ et $\bar{\varphi}_H$ sont respectivement les angles moyens des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en azimut.
- ❖ σ_V et σ_H sont respectivement les écarts types des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation.
- ❖ A_{θ} et A_{φ} sont des constantes satisfaisant l'équation (A.4)

ANNEXE B

Calcul des angles d'arrivée (AoA) et de la puissance totale reçue

B.1 Calcul des angles d'arrivée

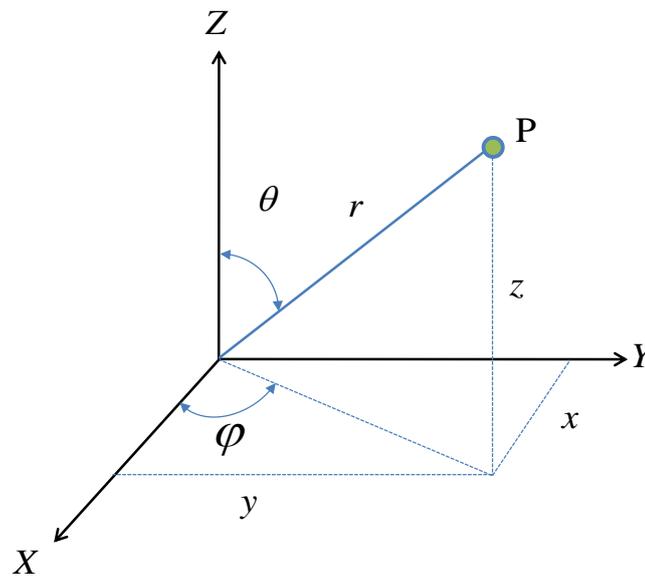


Figure B.1 : Représentation des angles d'arrivée en azimut et en élévation

$$\begin{aligned}
 r &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\
 \varphi &= \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \\
 \theta &= \arctan\left(\frac{r}{z}\right)
 \end{aligned}
 \tag{B.1}$$

B.2 Calcul de la puissance totale reçue

Généralement, la sensibilité d'une antenne réceptrice peut se traduire par sa puissance reçue. Dans le cas où il y a un seul trajet direct entre l'émetteur et le récepteur cette puissance peut se calculer à partir de la formule de Friis:

$$P_r = P_e G_e \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_r \quad (\mathbf{B.2})$$

Avec,

- ❖ P_r : la puissance reçue au niveau de l'antenne réceptrice (W)
- ❖ G_e : le gain linéaire de l'antenne d'émission
- ❖ λ : la longueur d'onde (m)
- ❖ d : la distance entre l'émetteur et le récepteur (m)
- ❖ G_r : le gain du récepteur adapté

Comme le canal de propagation est le siège des trajets multiples, la formule **(B.2)** n'est plus valable. Dans ce cas, une autre méthode est indispensable pour trouver l'expression qui convient.

En partant de la définition que la puissance reçue par l'antenne réceptrice n'est autre que le produit de la densité surfacique de puissance (S_r) et l'aire effective du récepteur (A_r), son expression se définit comme suit [77] :

$$P_r = S_r \cdot A_r = \frac{\|\tilde{E}_e\|^2}{120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (\mathbf{B.3})$$

Avec, \tilde{E}_e est le champ électrique complexe au niveau de l'antenne réceptrice (V/m) et 120π représente l'impédance du vide. Dans le cas de trajets multiples, le champ \tilde{E}_e n'est que la sommation des champs issus de tous les trajets. L'équation **(B.3)** n'est valable que dans le cas où le gain de l'antenne réceptrice est constant quelque soit les angles d'arrivée des trajets. Lorsque le diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice n'est pas omnidirectionnel, cette équation ne convient plus. D'où la nécessité de calculer la puissance d'une autre manière en tenant compte des gains du récepteur de toutes les directions.

En considérant une antenne réceptrice avec une impédance d'entrée égale à Z_{in} connectée à un récepteur ayant une impédance de charge égale à Z_L . Le circuit équivalent du récepteur peut être représenté comme l'illustre la Figure B.1, où V_r correspond à la tension au niveau de l'antenne réceptrice [78].

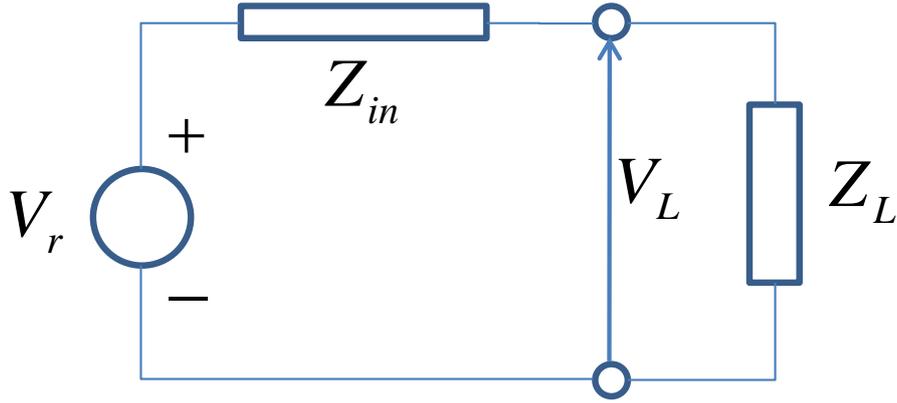


Figure B.2 : Représentation du circuit équivalent à la réception

D'après la Figure B.2, si l'antenne réceptrice est illuminée d'un champ incident d'un angle d'arrivée donnée (θ, φ) , la puissance reçue en fonction de la tension au niveau du récepteur adaptée à 50Ω peut s'exprimer comme suit :

$$P_r(\theta, \varphi) = \frac{\|V_L(\theta, \varphi)\|^2}{50} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\|V_r(\theta, \varphi)\|^2}{50} \quad (\text{B.4})$$

D'après l'équation (B.3) et dans le cas où le diagramme de rayonnement n'est pas omnidirectionnel la puissance reçue par le k ème trajet peut se présenter sous la forme :

$$P_r(\theta_k, \varphi_k) = \frac{\|\tilde{E}_e(\theta_k, \varphi_k)\|^2}{120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta_k, \varphi_k) \quad (\text{B.5})$$

D'après la relation (B.4) et en utilisant l'équation (B.5), la tension reçue peut se définir comme suit :

$$\|\tilde{V}_r(\theta_k, \varphi_k)\| = C \cdot \lambda \cdot \|\tilde{E}_e(\theta_k, \varphi_k)\| \cdot \sqrt{G_r(\theta_k, \varphi_k)} \quad (\text{B.6})$$

Où C s'agit d'une constante.

D'autre part, D'après les équations (B.2) et (B.3), le module du champ rayonné de l'antenne réceptrice normalisé dans une direction donnée peut se calculer à partir de la formule suivante :

$$\|\tilde{E}_r(\theta_k, \varphi_k)\| = \sqrt{G_r(\theta_k, \varphi_k)} \quad (\text{B.7})$$

D'après les formules ci-dessus, le module de la tension du k ème trajet peut se résumer par la formule (B.7) :

$$\|\tilde{V}_r(\theta_k, \varphi_k)\| = C \cdot \lambda \cdot \|\tilde{E}_e(\theta_k, \varphi_k)\| \cdot \|\tilde{E}_r(\theta_k, \varphi_k)\| \quad (\text{B.8})$$

Enfin, la tension complexe reçue peut se définir par :

$$\tilde{V}_r(\theta_k, \varphi_k) = C' \cdot \lambda \cdot \tilde{E}_e(\theta_k, \varphi_k) \cdot P_k \cdot \tilde{E}_r(\theta_k, \varphi_k) \quad (\text{B.9})$$

Avec C' est une constante et P_r représente la matrice de projection afin de convoluer le champ porté par le kième trajet avec le champ rayonné de l'antenne réceptrice dans la même direction de manière cohérente.

$$P_k = \begin{bmatrix} P_{k,\theta_e\theta_r} & P_{k,\theta_e\varphi_r} \\ P_{k,\varphi_e\theta_r} & P_{k,\varphi_e\varphi_r} \end{bmatrix}, \text{ Avec } \begin{cases} P_{k,\theta_e\theta_r} = \sin(\theta_k^r)\sin(\theta_k^e)\cos(\varphi_k^r - \varphi_k^e) + \cos(\theta_k^r)\cos(\theta_k^e) \\ P_{k,\theta_e\varphi_r} = -\sin(\theta_k^e)\sin(\varphi_k^r - \varphi_k^e) \\ P_{k,\varphi_e\theta_r} = \sin(\theta_k^e)\sin(\varphi_k^r - \varphi_k^e) \\ P_{k,\varphi_e\varphi_r} = \cos(\varphi_k^r - \varphi_k^e) \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Dans le cas où l'antenne réceptrice est illuminée par des trajets multiples, la puissance totale reçue peut être calculée à partir de la formule suivante :

$$P_r^T = \frac{1}{4} \cdot \frac{\left| \sum_{k=1}^K V_r(\theta_k, \varphi_k) \right|^2}{50} = \frac{\left| \sum_{k=1}^K V_r(\theta_k, \varphi_k) \right|^2}{200} \quad (\text{B.11})$$

ANNEXE C

Variabes aléatoires discrètes

Distribution spatiale des angles d'arrivée

C.1 Définition

Une variable est dite discrète lorsqu'elle ne prend que des valeurs discontinues dans un intervalle donné. En règle générale, toutes les variables issues d'un dénombrement ou d'une numérotation sont de type discret.

Etant donné un espace probabilisé d'espace fondamental Ω et de mesure de probabilité P . On appelle variable aléatoire réelle discrète sur cet espace, toute application X de Ω dans l'ensemble \mathcal{R} [79], [80] telle que :

$$\begin{aligned} X : \varepsilon(\omega) &\mapsto \mathcal{R} \\ \omega &\mapsto X(\omega) \end{aligned} \quad (C.1)$$

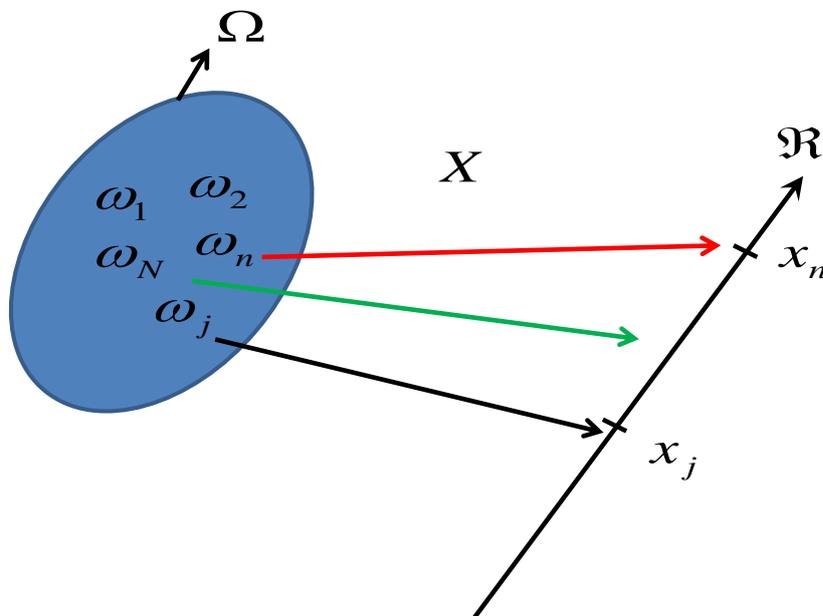


Figure C.1: Représentation des variables aléatoires discrètes

D'après la Figure ci-dessus, chaque événement élémentaire ω de Ω correspond un nombre réel associé à la variable aléatoire X .

C.2 Loi de probabilité

Une variable aléatoire est caractérisée par l'ensemble des valeurs qu'elle peut prendre et par la formule mathématique de la probabilité de ces valeurs. Cette formule s'appelle la loi de probabilité [79]. Celle-ci est déterminée par les probabilités P_n des événements $X = \{x_n, n \in N\}$. Par contre, cette loi n'est établie que si $\sum_n P_n = 1$, la somme étant étendue à tous les indices n .

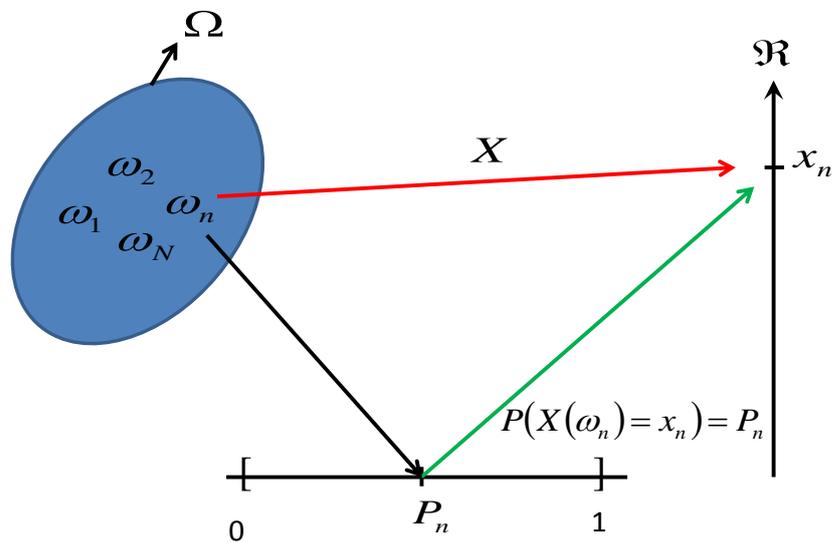


Figure C.2 : Représentation de la probabilité d'une variable aléatoire discrète

C.2 Lois d'un Couple de variables aléatoires discrètes

On considère X et Y deux variables aléatoires définies sur un même espace probabilisé $(\Omega, \mathfrak{R}, P)$. On appelle **couple des variables aléatoires**, le couple (X, Y) . Dans le cas discret, on notera :

$$X(\Omega) = \{x_1, \dots, x_n\}, Y(\Omega) = \{y_1, \dots, y_n\} \tag{C.2}$$

C.2.1 Loi conjointe

On nomme loi du couple (X, Y) ou **loi conjointe** de X et Y toute famille $\{(x_n, y_m), P_{n,m}\}$, [1], [79] telle que :

$$\begin{cases} X(\Omega) = \{x_n, n \in N\}, Y(\Omega) = \{y_m, m \in M\} \\ \forall (n, m) \in N \times M, P_{n,m} = P(X = x_n, Y = y_m) \text{ avec } P_{i,j} \geq 0 \text{ et } \sum_{n,m} P_{n,m} = 1 \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

Avec $P(X = x_n, Y = y_m)$ représente la probabilité que X et Y se réalisent.

C.2.2 Lois marginales

Les lois marginales (X, Y) sont les lois de X et Y calculées à partir de la loi conjointe $\{(x_n, y_m), P_{n,m}\}$. Alors [79]:

$$\begin{cases} \forall n \in N, P_n = P(X = x_n) = \sum_m P(X = x_n, Y = y_m) \\ \forall m \in M, P_m = P(Y = y_m) = \sum_n P(X = x_n, Y = y_m) \end{cases} \quad (\text{C.4})$$

C.2.3 Loi conditionnelle

Soit (X, Y) un couple de variables aléatoires réelles discrètes de loi conjointe $\{(x_n, y_m), P_{n,m}\}$ avec $(n, m) \in N \times M$. La probabilité conditionnelle de la variable X sachant la variable Y de probabilité différente à zéro est définie par [79]:

$$P(X = x_n | Y = y_m) = \frac{P(X = x_n, Y = y_m)}{P(Y = y_m)} \quad (\text{C.5})$$

Dans le cas inverse, la probabilité conditionnelle peut se définir comme suit :

$$P(Y = y_m | X = x_n) = \frac{P(X = x_n, Y = y_m)}{P(X = x_n)} \quad (\text{C.6})$$

C.2.4 Indépendance des deux variables

En partant de loi conjointe, Deux variables aléatoires discrètes X et Y sont dites **indépendantes** [79] lorsque :

$$P_{n,m} = P(X = x_n, Y = y_m) = P(X = x_n) \cdot P(Y = y_m), \forall (n, m) \in N \times M \quad (\text{C.7})$$

C.2.5 Loi de Bayes

La loi de Bayes est véritablement une des découvertes les plus importantes qui est faite par l'esprit humaine. Ce théorème a des applications considérables. Pour y aboutir, on part des définitions de la probabilité conditionnelle.

En considérant que (X, Y) s'agit d'un couple de variables aléatoires réelles discrètes de loi conjointe $\{(x_n, y_m), P_{n,m}\}$. La formule de Bayes peut s'établir comme suit [80] :

$$P(X = x_n, Y = y_m) = \begin{cases} P(X = x_n | Y = y_m) \cdot P(Y = y_m) \\ P(Y = y_m | X = x_n) \cdot P(X = x_n) \end{cases}, \forall (n, m) \in N \times M \quad (\text{C.8})$$

Avec :

- ❖ $P(X = x_n)$ et $P(Y = y_m)$ représentent les probabilités à priori respectivement de X et Y .
- ❖ $P(X = x_n | Y = y_m)$ et $P(Y = y_m | X = x_n)$ s'agissent respectivement de la probabilité de X conditionnellement à Y et inversement.

C.2.6 Loi des probabilités totales

Soit un espace probabilisé $(\Omega, \mathfrak{R}, P)$. Si une famille $\{(X = x_n), n \in N\}$ est un système complet d'événements, alors pour tout événement $\{(Y = y_m), m \in M\}$ on a [80]:

$$P(Y = y_m) = \sum_{n=1}^N P(X = x_n, Y = y_m) = \sum_{n=1}^N P(Y = y_m | X = x_n) \cdot P(X = x_n) \quad (\text{C.9})$$

Afin de représenter l'ensemble des événements de la famille Y , cette dernière expression peut s'écrire sous la forme :

$$\sum_{m=1}^M P(Y = y_m) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N P(X = x_n, Y = y_m) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N P(Y = y_m | X = x_n) \cdot P(X = x_n) \quad (\text{C.10})$$

La formule ci-dessus peut se traduire par une expression matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} P(y_1) \\ \vdots \\ P(y_m) \\ \vdots \\ P(y_M) \end{bmatrix} = P^T \cdot \begin{bmatrix} P(x_1) \\ \vdots \\ P(x_n) \\ \vdots \\ P(x_N) \end{bmatrix} \quad (\text{C.11})$$

Avec :

$$P = \begin{bmatrix} P(y_1 | x_1) & \cdots & \cdots & P(y_M | x_1) \\ \vdots & \cdots & P(y_m | x_n) & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ P(y_1 | x_N) & \cdots & \cdots & P(y_M | x_N) \end{bmatrix} \quad (\text{C.12})$$

C.3 Distribution spatiale des angles d'arrivée

La densité de probabilité des angles d'arrivée (Angles of Arrivals, AoA) d'un canal de propagation dépend de leurs distributions en azimut et en élévation. Cette distribution est représentée par la formule ci-dessous:

$$P(\theta, \varphi) = P(\theta) \cdot P(\varphi) \quad (C.13)$$

Avec :

- ❖ $P(\theta)$ est la distribution de la densité de probabilité des AoA en élévation et $P(\varphi)$ représente sa distribution dans le plan azimutal.

Dans ce paragraphe, trois types de distributions seront présentés : Distributions Uniforme, Gaussienne et Laplacienne.

C.3.1 Distribution Uniforme

La distribution uniforme correspond dans lequel tous les angles d'arrivée en élévation (θ) et en azimut (φ) ont la même probabilité. Leurs fonctions de densité des probabilités peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} P(\theta) &= A_\theta \quad ; \quad 0 \leq \theta \leq \pi \\ P(\varphi) &= A_\varphi \quad ; \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi \end{aligned} \quad (C.14)$$

Avec :

- ❖ A_θ et A_φ sont des constantes, respectivement, en élévation et en azimut.

C.3.2 Distribution Gaussienne

En considérant que les angles d'arrivée en élévation (θ) et en azimut (φ) obéissent à une distribution gaussienne (Figure C.3), leurs fonctions de densités de probabilités peuvent être définies sous la forme :

$$\begin{aligned} P(\theta) &= A_\theta \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{\theta - ((\pi/2) - \bar{\theta})}{\sigma_\theta} \right)^2 \right\} \quad ; \quad 0 \leq \theta \leq \pi \\ P(\varphi) &= A_\varphi \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{\varphi - \bar{\varphi}}{\sigma_\varphi} \right)^2 \right\} \quad ; \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi \end{aligned} \quad (C.15)$$

Avec :

- ❖ $\bar{\theta}$ et $\bar{\varphi}$ sont les valeurs moyennes des AoA, respectivement, en élévation (θ) et en azimut (φ).
- ❖ σ_θ et σ_φ sont respectivement les écarts types de distributions des AoA en élévation (θ) et en azimut (φ).

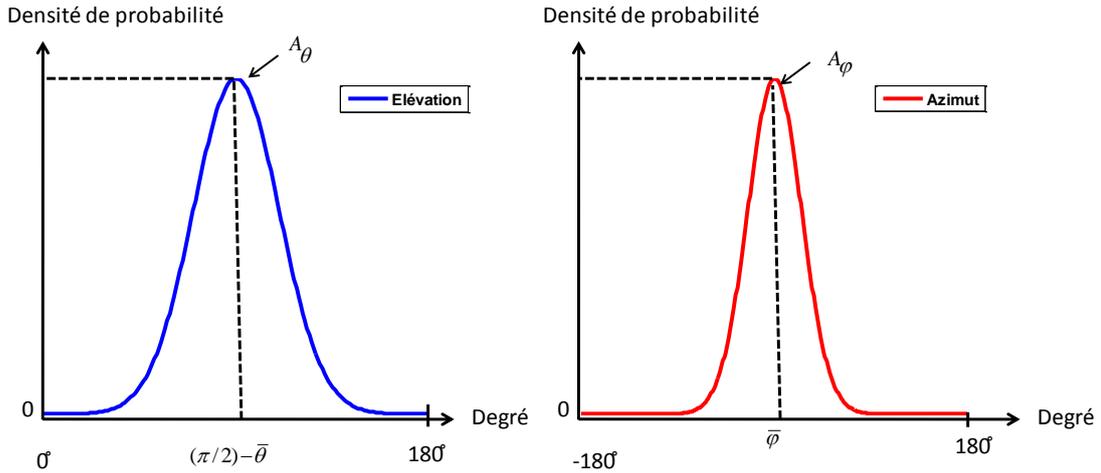


Figure C.3 : Densité de probabilité gaussienne des angles d'arrivée (AOA) en élévation et en azimut

C.3.3 Distribution laplacienne

Si les angles d'arrivée en élévation (θ) et en azimut (φ) obéissent à une distribution laplacienne, leurs fonctions de densité de probabilités s'expriment par (Figure C.4):

$$\begin{aligned}
 P(\theta) &= A_\theta \cdot \exp \left\{ -\sqrt{2} \left(\frac{\theta - ((\pi/2) - \bar{\theta})}{\sigma_\theta} \right) \right\} ; & 0 \leq \theta \leq \pi \\
 P(\varphi) &= A_\varphi \cdot \exp \left\{ -\sqrt{2} \left(\frac{\varphi - \bar{\varphi}}{\sigma_\varphi} \right) \right\} ; & -\pi \leq \varphi \leq \pi
 \end{aligned}
 \tag{C.16}$$

Avec :

- ❖ $\bar{\theta}$ et $\bar{\varphi}$ sont les valeurs moyennes des AOA respectivement en élévation et en azimut.
- ❖ σ_θ et σ_φ représentent respectivement les écarts types de distributions des AOA en élévation (θ) et en azimut (φ).

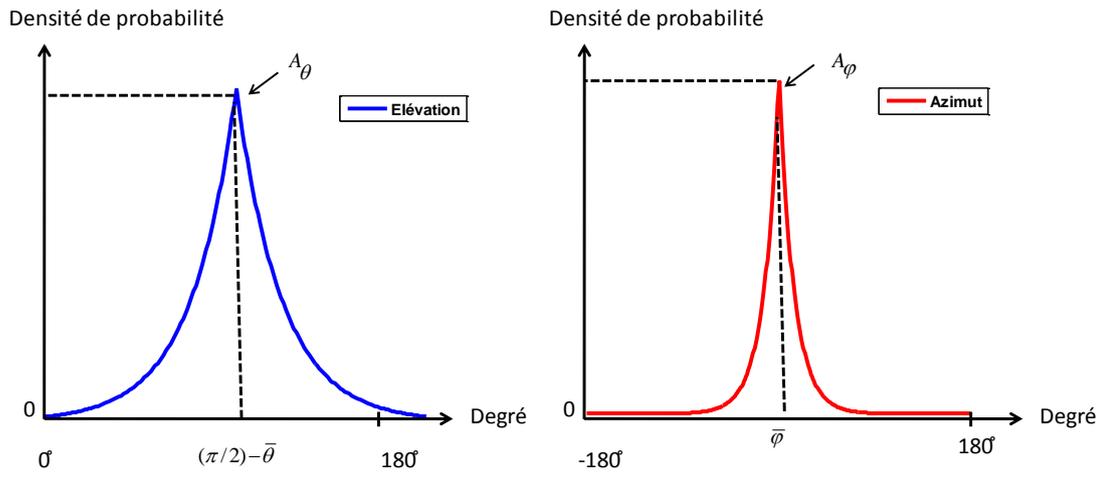


Figure C.4 : Densité de probabilité laplacienne des angles d'arrivée (AoA) en élévation et en azimut

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] S. R. Saunders and A. Aragon, Antennas and Propagation for Wireless communication Systems. Wiley & Sons, 2. a. ed., May 2007.
- [2] M. Jankiraman, Space-time Codes and MIMO systems. Artech House 2004.
- [3] S.M.Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE Journal on Select Areas in communications, Vol.16, No. 8, pp. 1451-1458, October 1998.
- [4] H.Sizun, Radio Wave Propagation for Telecommunication Application, Springer-Verlag, Berlin, 2005.
- [5] H. Jafarkhani, "Space-Time coding : theory and practice", Cambridge University Press, 2005.
- [6] VU Van Yem, "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq ports pour la mesure de propagation a l'intérieur des bâtiments", Thèse de Doctorat en électronique, ENST Paris, Décembre 2005.
- [7] J.Bocuzzi, "Signal processing for Wireless Communications", McGraw-Hill, USA, 2008.
- [8] G. Baudoin et coll, "Radio Communications Numérique/Volume1, Principes, modélisation et simulation", 2eme édition, DUNOD, Paris, 2007.
- [9] M.Nakagami, The m-Distribution- a general formula of intensity distribution of rapid fading, reprint from Statistical Methods of Radio wave Propagation, Pergamon Press, 1960.
- [10] A. Hottinen, O. Tirkonnen, R.Wichman, Multi-antenna Transceiver Techniques for 3G and beyond, Wiley.
- [11] K. Kalliola, H.Laitinen, K. Sulonen, L. Vuokko, P. Vainikainen, « Directional radio channel measurements at mobile station in different radio mobile environments at 2.15

- GHZ”, Proceeding of the 4th European Personal Mobile Communications Conference, Vienna, Austria, No.113, February 2001.
- [12] K. Kuchar, J-P. Rossi and E.Bonek, “Directional macro-cell channel characterization from urban measurements”, IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol. 48, No.2, pp 137-146, February 2000.
- [13] Q. Spencer, M. Rice, B. Jeffs and M. Jensen, “A statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation, IEEE Proc. Veh. Technology Conference (VTC 97), pp.1415-1419, 1997.
- [14] T. Taga, “Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments”, IEEE Trans. On Veh.Tech, Vol.39, No.2, pp117-131, May 1990.
- [15] T.W.C. Brown, “Antenna Diversity for Mobile Terminals, These de Doctorat, University of Surrey, Royaume-Uni, September 2002.
- [16] Richard. B. Ertel and Jeffrey H, “Angle and time of Arrival Statistics for Circular and Elliptical Scattering Models”, IEEE journals, Vol.17, No.11, November 1999.
- [17] J.Fuhl, J-P. Rossi and E. Bonek, « High Resolution 3-D Direction of Arrival Determination for Urban Mobile Radio”, IEEE Transactions On Antennas and Propagations, Vol.45, No.4, April 1997.
- [18] H. Abu Bakar, P-A Mathiew, “Directions Of Arrival of radio signals inside and outside a buildings”, Proceeding of the IEEE 44th vehicular technology conference (VTC), Vol.3, pp. 1754-1758, 1994.
- [19] J-P Barbot, P. Larzabal, A.J. Levy, “Wide band indoor propagation channel direction of arrival measurements”, IEEE Signal Processing Workshop on signal processing advanced in wireless communications, pp. 193-196, 1997.
- [20] T. Zwik, C. Fischer, W. Wiesbeck, “A Statistical Channel Model for Indoor Environments Including Angles of Arrival”, IEEE 48th Vehicular Technology Conference (VTC), vol.1, part 1, pp 615-619, 1998.

- [21] S. Konozo, T.Tsuruhara, M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile radio", IEEE Trans Veh Tech, Vol. 33, No.4, pp301-3-6, November 1984.
- [22] R. G. Vaughan, "Polarisation diversity in mobile communications", IEEE Trans Veh. Tech., vol. 30, No. 3, pp 177-186, August 1990.
- [23] F. Lotse, J-E Berg, "Base station polarization diversity reception in macrocellular systems at 1800 MHZ.
- [24] V. Planic, "Antenna Diversity Studies and Evaluation", Master Thesis, LUNDS University in cooperation with Ericsson Mobile Communications AB, May 2004.
- [25] Z.Ying, "Characterization of multi-channel antenna performance for mobile terminal by using near field and far field parameters", COST 273 TD (04) (095) Goteborg, Sweden, June 2004.
- [26] R. Janaswamy, "RadioWave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications", Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [27] W.C.Y. Lee, Y.S. Yeh,"Polarization diversity system for mobile radio", IEEE Trans.Commun. Vol. COM-20, No. 5, pp912-923, 1972.
- [28] Carl.B. Dietrich, K.Dietze, J.Randall Nealy, Warren L. Stutzman, "Spatial, Polarization and Pattern Diversity for Wireless Handheld Terminals", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 9, No. 9, September 2001.
- [29] Rodney G. Vaughan, "Polarization diversity in Mobile Communication", IEEE Trans Veh.Tech, Vol.39, No.3, August 1990.
- [30] P. Muthu Chidambara Nathan, "Wireless Communication", PHI Learning Private Limited, New Delhi, 2008.
- [31] K.Fujimoto, "Mobile Antenna Systems Handbook", ARTECH HOUSE INC, Third edition, Massachusetts, USA, 2008.

- [32] R.G. Vaughan, J. Bach Andersen, "Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications", The institution of Electrical Engineers, Electromagnetic wave series 50, London, United Kingdom, 2003.
- [33] Gordon L. Stuber, "Principles of Mobile Communication", Kluwer Academic Publishers, Second Edition, 2002.
- [34] Charles TOUNOU, "Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel", Thèse de doctorat en télécommunications, Université de Limoges, Octobre 2008.
- [35] R. Janaswamy, "RadioWave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications", Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [36] A. Paulraj et al., "Space time processing in wireless communication", Proceeding of the third workshop on smart antennas in wireless mobile communications, Stanford University, Stanford, CA, 1996.
- [37] Thomas A. Milligan, "Modern Antenna Design", Second edition, WILEY & SONS INC., New Jersey, 2005.
- [38] R.J. Katulski, "Polarisation Diversity in Mobile Communication", Technical University of Gdansk.
- [39] K. Sulonen, "Evaluation of performance of mobile terminal antennas", Degree of Doctor of Science in Sechnology, Helsinki University of technology, Espoo, Finland, July, 2004.
- [40] J.S. Colburn, Y. Rahmat-Samii, M.A. Jensen, G.J Pottie, "Evaluation of Personal Communications Dual-Antenna Handset Diversity Performance", IEEE Transactions on Vehicular Technologies, Vol.47, No.3, pp.737-746, August 1998.
- [41] G.F. Pedersen, J. Bach Andersen, "Handset antennas for mobile communication, integration, diversity and performance", URSI Review of radio science, pp 119-139, 1996.

- [42] Blanch S., J.Romeu and I.Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description", IEE electronics letters, Vol.39, pp. 705-707, 2003.
- [43] F. Adachi, M.T. Feeney, A.G. Willianson, J.D. Parsons, "Cross correlation between the envelopes of 900 MHZ Signals received at a mobile radio base station site", IEE Proceedings Radar and Signal Processing, Vol.133, No.6 Part F, pp 506-512, October 1986.
- [44] William C.Y. Lee, Mobile Communications Engineering: Theory and Applications, second edition, McGraw-Hill, 1988.
- [45] C. Tounou, C. Decroze, D.Carsenat, T. Monediere, Bernard Jecko, "Diversity antennas efficiencies Enhancement", IEEE APS International Symposium, Honolulu, June 2007, pp.1064-1067.
- [46] R.g. Vaughan, J. Bach Anderson, "Antenna Diversity in Mobile Communication", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 36, No.4, pp 149-172, November 1987.
- [47] P.Hallbjorner, K. Madsen, "Terminal Antenna Diversity Characterization using Mode Stirrer Chamber", Electronics Letters, Vol.37, No.5, March 2001.
- [48] J.G. Proakis, "Digital Communication", New York: McGraw-Hill, 1989.
- [49] G.J.Foschini, Layered space time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi elements antennas, Bell Labs Tech.J, Vol.1, No.2, 41-59, 1996.
- [50] G.J.Foschini, M.J. Gans, On Limits of wireless Communications in a fading environment when using multiple antennas, Wireless Personal Communications 6, 311-335, March 1998.

- [51] Siavach M. Alamouti, A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication, IEEE journal on select areas in communication, Vol.16, No.8 , October 1998.
- [52] G J.Foschini and M.J. Gans, “Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multi-element antennas”, Bell labs tech, Vol.1, No. 2, pp. 41-59, autumn 1996.
- [53] Y. Okano, D. Kurita, S. Nakamatsu, T. Okada, “Evaluation of OTA Performance for Mobile Terminal Antennas Reflecting Practical Usage and Improvement of Measurement Efficiency”, NTT DOCOMO Technical Journal, Vol. 11, No. 2, Japan.
- [54] J. Krogerus, P. Makikyro and P. Vainikainen, “Towards an applicable OTA test method for multi-antenna terminals”, COST 2100 TD (08)671, Oct 6-8 2008, Lille, France. M. Feogelle, “Over The Air performance testing of wireless devices with multipl antennas”, RF Design, February 2006, pp. 44-52.
- [55] D. Kurita, Y. Okano, S. Nakamatshu and T.Okada, “Experimental Comparison of MIMO OTA Testing Methodologies”, NIT DOCOMO INC, EUCAP 2010, Barcelona, Spain.
- [56] A. Yamamoto, T. Sakata, T. Hayasgi, K. Ogawa, J.O. Nielsen, G.F. Pedersen, J. Takada, K. Sakaguchi, “ Effectiveness of a fading emulator in evaluating the performance of MIMO systems by comparison with a propagation Test”, EUCAP 2010, Barcelona, Spain.
- [57] Y. Okano, K. Kitao, T. Imai, “Impact of number of probe antennas for MIMO OTA Spatial channel emulator”, EUCAP 2010, Barcelona, Spain.
- [58] R4-093373, “Definition of the MIMO OTA testing for multi-antennas mounted on UE/MS”, 3GPP TSG RAN WG4 #51, Shenzhen, China, 24th – 28th August 2009.
- [59] A. Khaleghi, A. Azoulay, J.C. Bolomey, “Diversity Techniques with dipole Antennas in Indoor Multipath Propagation”, IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications, 2005.

- [60] C. Decroze, D. Carsenat, M. Mouhamadou, C. Tounou, S. Reynaud, T. Monediere, “ Measurement of antenna diversity performance on a compact wireless device in real environment”, IEEE APS, San Diego , California , USA, July 5-11, 2008.
- [61] Juan F. Valenzuela-Valdes, Antonio M. Martinez-Gonzalez and David A.Sanchez-Hernandez, “Emulation of MIMO Nonisotropic Fading Environments With Reverberation Chambers”, IEEE Antennas and wireless propagation letters, Vol.7, 2008.
- [62] C. L. Holloway, D. A. Hill, J.M. Ladburry, P.F.Wilso, G. Koepke and J.Coder, “ On the use of reverberation chambers to simulate a rician radio environment for the testing of wireless devices”, IEEE Trans. Antennas Prpag. , Vol. 54, No. 11, pp. 3167-3177, Nov. 2006.
- [63] T. Sakata, A. Yamamoto, K. Ogawa and J. Takada, “MIMO Channel capacity measurement in the presence of spatial clusters using a fading emulator”, PIMRC 2009, September 2009.
- [64] H. Iwai, A. Yamamoto, T. Sakata, K. Ogawa, K. Sakaguchi and K. Araki, “Spatial fading emulator for handset antennas,” *IEEE AP-S Conference*, Vol. 1A, pp. 218-221, July 2005.
- [65] R4-092942, “Experimental MIMO OTA throughput measurements with a MIMO device”, 3GPP TSG-RAN WG4 Meeting #52, Shenzhen, CN, Aug. 24- 28, 2009.
- [66] R4-092438, “Text Proposal for MIMO OTA report”, 3GPP TSG-RAN WG4 #51 BIS, Los Angeles, CA, USA, June 29 – July 2, 2009.
- [67] A. Scannavini, L.J. Foged, M. Abou Al Anwar, N.Gross, J.Estarda, “OTA Throughput Measurements by using spatial fading emulation technique”, EUCAP 2010, Barcelona, Spain.
- [68] Wideband Over-The-Air test-bed reproducing channel delay dispersion characteristics
- [69] http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/fiche_mimo_BD_0.pdf

- [70] http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Product%20sheet_SG24_2010.pdf
- [71] Charles TOUNOU, “Contribution à l’étude de systèmes à diversité d’antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel ”, Thèse de doctorat en télécommunications, Université de limoges, Octobre 2008.
- [72] K. Rosengren, P-S. Kildal, “Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of six monopole antenna array for a MIMO system: Theory, simulation and measurement in reverberation chamber”, IEE Proc-Microw. Antennas propag. Vol. 152, No. 1, February 2005.
- [73] P-S Kildal, K. Rosengren, J. Byun, J. Lee, “Definition of effective diversity gain and how to measure it in a reverberation chamber”, Microwave and optical technology letters, Vol.34, No. 1, 5 July 2002.
- [74] A. Glazunov, “Theoretical Analysis of Mean Effective Gain of Mobile Terminal Antennas in Ricean Channels”, 56th IEEE Conference on VTC, Vol.3, pp. 1796-1800. Fall 2002.
- [75] P. Hallbjoner, “Reflective Antenna Efficiency Measurements in Reverberation chambers”, Microwave and Optical Technology Letters, VOL. 30, No.5, September 2001.
- [76] O. Dafif, A. Reinex, “Influence de la forme du brasseur et du type d’antenne sur l’efficacité d’une CRBM ”, XLIM-UMR 6172 CNRS-CEM06-Saint Malo, 4-6 Avril 2006.
- [77] T.A. Milligan, “Modern Antennas design”, John Wiley and sons, New Jersey, 2005.
- [78] H.-J. Li, T.-Y. Liu, J.-L. Leou, “Antenna measurements In the presence of multipath waves”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 30, pp. 157-178, 2001.
- [79] D. Ghorbanzadeh, “ Probabilités : Exercices corrigées”, Editions Technip, paris, 1998.

- [80] P. Bogaert, “Probabilités pour scientifiques et ingénieurs ”, De boeck & Larcier s.a, Bruxelles, 2006.

LISTE DES TRAVAUX

PUBLICATION DANS UNE REVUE SCIENTIFIQUE INTERNATIONALE

A.CHOUMANE, M.MOUHAMADOU, D.CARSENAT and C.DECROZE, “Emulation of Realistic Multipath Propagation Channels inside an Anechoic Chamber for Evaluating Antenna Diversity Performances”, en cours de préparation.

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

A.CHOUMANE, M.MOUHAMADOU, D.CARSENAT, C.DECROZE and S.LIEBUS, “Creation of an Isotropic Multi-Path Propagation Channel Using SATIMO SG24 System”, The 5rd European conference on Antennas and Propagation EuCAP 2011, **April 11-15 2011**, Rome, Italy.

A.CHOUMANE, M.MOUHAMADOU, D.CARSENAT and C.DECROZE, “Multipath Propagation Channel Emulation For Antenna Diversity Measurements”, International Workshop on Propagation and Channel Modeling for Next-Generation Wireless Networks IWPCM 2011, **March 2-4 2011**, Lyon, France.

Résumé :

Ce travail a porté sur la mise au point d'une méthode permettant de générer des canaux de propagation multi-trajets réalistes, en termes de directions d'arrivée des signaux sur un terminal mobile à diversité à l'aide d'une base de mesure multi-capteurs SG24.

L'idée est d'utiliser les sondes de ce système en guise d'émetteur. Dans un premier temps, ces sondes ont été alimentées de manière aléatoire selon une loi statistique uniforme. Lorsque le récepteur est placé au centre de l'arche, les résultats obtenus ont montré une distribution des angles d'arrivée statistiquement isotrope, mais également un canal n'ayant pas une distribution de Rayleigh. Pour remédier à ce problème, nous avons déporté le récepteur, ce qui a eu pour effet de modifier la distribution des Angles d'arrivée. La suite de ces travaux est, donc, focalisée sur la conception d'une méthode de contrôle basé sur la densité de probabilité d'alimentation de chaque sonde. Cela a permis de maîtriser les angles d'arrivée des trajets reçus sur le terminal sous test même lorsque ce dernier est déporté.

Les performances d'un système à diversité d'antennes dans des conditions équivalentes aux environnements réalistes ont été évaluées en termes de paramètres de diversité, et une comparaison des résultats de mesures et de simulations a été effectuée.

SYNTHESIS OF A PROPAGATION CHANNEL USING A MULTI-ANTENNA SYSTEM FOR CHARACTERIZING WIRELESS DIVERSITY TERMINALS

Abstract:

This thesis focused on the emulation of realistic multipath propagation channels in terms of angles of arrivals (AoA) of the received signals at a wireless diversity terminal using the multi-probe SATIMO SG24 measurement system.

The idea relies on the use of the probes system in emitting way. Initially, these probes have been fed randomly according to a Uniform statistical law. An isotropic distribution of the AoA has been obtained, statistically, in positioning the receiver at the SG24 arch center but a channel without Rayleigh fading. For this purpose, we have deported the receiver which has an effect in modifying the AoA distribution. The rest of this work focalized on the concept of a control method based on the density of the ignition probability of each probe in order to manage the AoA distribution at a device under test in even this later is deported.

The performances of an antenna diversity system have been evaluated in realistic propagation channels with Rayleigh fading in terms of diversity parameters, and a comparison of the simulated and measurement results have been performed out.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés :

Emulation de canaux multi-trajets
Evanouissement
Canal de Rayleigh

Multi-antennes
Diversité d'antennes
MIMO

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques –
Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex